

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**

**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN FIRÇASIZ DOĞRU AKIM
MOTORLARININ SENSÖRSÜZ DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLÜNÜN GÜÇ GERİ KAZANIMLI OLARAK
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ERKAN KARAKAŞ

DENİZLİ, OCAK - 2016

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**



**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN FIRÇASIZ DOĞRU AKIM
MOTORLARININ SENSÖRSÜZ DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLÜNÜN GÜÇ GERİ KAZANIMLI OLARAK
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ERKAN KARAKAŞ

DENİZLİ, OCAK - 2016

KABUL VE ONAY SAYFASI

Erkan Karakaş tarafından hazırlanan "Elektrikli araçlar için fırçasız doğru akım motorlarının sensörsüz doğrudan moment kontrolünün güç geri kazanımlı olarak gerçekleştirilmesi" adlı tez çalışmasının savunma sınavı 29.01.2016 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği ile Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Danışman
Yrd. Doç. Dr. Selami KESLER

Üye
Doç. Dr. Selim BÖREKCI

Üye
Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 10.02.2016 tarih ve ...06/..11... sayılı kararıyla onaylanmıştır.



Prof. Dr. Orhan KARABULUT

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tez çalışması Pamukkale Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Kurulu tarafından 2015 FBE 037 nolu proje ile desteklenmiştir.

Bu çalışma ayrıca 2539,TÜBİTAK (Türkiye)-FWO (Belçika) İşbirliği Programı kapsamında yürürlükte olan 114E023 numaralı ve "Şehir içi Kullanımlar İçin Yüksek Verimli Elektrikli Araç Prototip Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi" başlıklı proje kapsamında desteklenmiştir.

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.

ERKAN KARAKAŞ



ÖZET

**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN FIRÇASIZ DOĞRU AKIM
MOTORLARININ SENSÖRSÜZ DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLÜNÜN GÜÇ GERİ KAZANIMLI OLARAK
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ERKAN KARAKAŞ
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: YRD. DOÇ.DR SELAMİ KESLER)
DENİZLİ, OCAK - 2016**

Bu tez çalışmasında elektrikli araçlarda kullanılan fırçasız doğru akım motorlarının, doğrudan moment kontrolü yöntemiyle sürülmesi sağlanmış ve frenleme ya da seyir halinde iken yavaşlama durumunda güç kazanımını esas alan çalışma gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma biçimi faydalı frenleme ya da rejeneratif (regenerative) çalışma modu olarak anılmaktadır. Rejeneratif çalışma modunda ayrı bir çevirici grup kullanılmadan, sürücü evirici (invertör) üzerinden, motorda üretilen gerilim batarya seviyesine çıkarılmıştır.

Bu amaçla, öncelikle, doğrudan moment kontrol algoritması MATLAB/Simulink ortamında motora uygulanıp benzetim sonuçları elde edilmiştir. Daha sonra, hem motor kontrol hem de rejeneratif sistem için 3 fazlı bir inverter tasarlanmıştır. Bu tasarlanan invertör kullanılarak donanımsal olarak uygulama gerçekleştirilmiştir. Böylece, faydalı fren modunda elde edilen enerji batarya grubunda depolanarak lüzumu halinde motora yeni bir menzil kazandırılmıştır. Aynı zamanda, enerji verimliliği yüksek bir moment kontrol yöntemi başarılı biçimde gerçekleştirilmiştir.

ANAHTAR KELİMELER: Fırçasız Doğru Akım Motoru, Doğrudan moment kontrolü, Sensörsüz kontrol, Güç geri kazanımı, Elektrikli araç

ABSTRACT

**IMPLEMENTATION OF SENSORLESS DIRECT TORQUE CONTROL
WITH POWER RECOVERY MODE FOR THE BLDCM IN
ELECTRICAL VEHICLES
MSC THESIS
ERKAN KARAKAŞ
PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
(SUPERVISOR:ASSIST.PROF.DR. SELAMİ KESLER)
DENİZLİ, JANUARY 2016**

In this study, the brushless direct current motors used in electric vehicles is provided by applying direct torque control method and a power recovery system operating in braking or deceleration mode is implemented. This mentioned operation mode is known as regenerative power recovery or regenerative braking system. In regenerative mode, generated voltage in the motor is boosted to battery voltage level over the inverter without using any separated direct current converter setup.

For this purpose, firstly, simulation results is obtained by employing direct torque control algorithm for controlling the brushless direct current motor in MATLAB/Simulink environment. Afterwards, a three-phase voltage source inverter is designed for both controlling the motor and getting regenerative system. All hardware applications are realized by using this designed inverter. Thus, obtained regenerative energy in braking or acceleration mode is stored in the battery group to extend the range of the vehicle for the needed cases. At the same time, a torque control method with high efficiency is introduced successfully, as well.

KEYWORDS: Brushless direct current motor, Direct torque control, Sensorless control, Power recovery, EV

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ	iv
TABLO LİSTESİ	vi
SEMBOL LİSTESİ	vii
ÖNSÖZ	viii
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	1
1.2 Literatür Özeti	2
2. GENEL BİLGİLER	6
2.1 Fırçasız DC Motorlar.....	6
2.1.1 Fırçasız DC Motorların Yapısı	7
2.1.1.1 Fırçasız DC Motor Çeşitleri	8
2.1.2 Fırçasız DC Motorların Çalışma Prensibi.....	11
2.1.2.1 Fırçasız DC Motorların Komütasyonu	12
2.1.3 Fırçasız DC Motorların Matematiksel Modeli.....	13
3. DONANIM	18
3.1 Fırçasız DC Motor	18
3.2 Batarya Sistemi.....	24
3.3 Sürücü Tasarımı	26
3.4 Kontrol Kartı	35
3.5 Fırçasız DC Motorun Sensörlü Kontrolü	38
4. DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ	40
4.1 Giriş	40
4.2 Fırçasız DC Motorlarda DTC	41
4.3 DTC için Bilgisayar Benzetimi	47
4.4 DTC İçin Deneysel Sonuçlar	53
5. FIRÇASIZ DC MOTORLARDA GÜÇ GERİ KAZANIMI	55
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	66
7. KAYNAKLAR	68
8. EKLER	73
9. ÖZGEÇMİŞ	78

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1: Fırçasız DC motorun yapısı (Microchip AN885 2003)	8
Şekil 2.2: İç rotorlu fırçasız DC motor yapısı (Yılmaz 2005).....	9
Şekil 2.3: Dış rotorlu fırçasız DC motor yapısı (Yılmaz 2005).....	10
Şekil 2.4: Disk tipi fırçasız DC motor (Crunkilton 2011)	11
Şekil 2.5: Fırçasız DC motorun komütasyonu (Atmel AVR194 2008).....	13
Şekil 2.6: Fırçasız motorun eşdeğer devresi	14
Şekil 3.1: Motorun Ansys Maxwell 3D modeli.....	19
Şekil 3.2: BLDC motorun hıza göre verimi.....	20
Şekil 3.3: BLDC motorun hıza göre giriş akımı.....	20
Şekil 3.4: BLDC motorun faz akımları.....	21
Şekil 3.5: BLDC motorun hıza göre çıkış gücü.....	21
Şekil 3.6: BLDC motorun hıza göre çıkış momenti	22
Şekil 3.7: BLDC motorun yük altında hız grafiği	22
Şekil 3.8: BLDC motordaki moment dalgalanması.....	23
Şekil 3.9: 4000 rpm hızda motorun ürettiği zıt emk gerilimi	23
Şekil 3.10: EV için LiFePO4 batarya grubu ve BYS bağlantısı.....	24
Şekil 3.11: Birleşik tez kapsamında tasarımı yapılan BYS birim kartı	25
Şekil 3.12: Birleşik tez kapsamında tasarımı yapılan BYS ana işlemci kartı...	25
Şekil 3.13: Gerilim beslemeli üç fazlı köprü inverter (VSI)	26
Şekil 3.14: Push-pull tip DC-DC çevirici	28
Şekil 3.15: Push-pull çevirici kontrol devresi	29
Şekil 3.16: Push-pull çevirici gerilimleri benzetim sonucu.....	30
Şekil 3.17: Push-pull çevirici primer sargı gerilimi deneysel sonuç	30
Şekil 3.18: Push-pull çevirici sekonder sargı gerilimi deneysel sonuç	31
Şekil 3.19: Çıkış gerilimi doğrultucu ve filtre devresi	31
Şekil 3.20: PWM işaretli yalıtımı ve mosfet sürücü devresi	32
Şekil 3.21: Tez kapsamında tasarımı yapılan sürücünün üst görünümü	33
Şekil 3.22: Yarı iletken bir malzemenin ısı eşdeğer devresi	34
Şekil 3.23: Akım sensörlerinin ve soğutucunun yerleşimi	35
Şekil 3.24: STM32F4 sınıfı mikrodenetleyicilerin çekirdek yapısı.....	37
Şekil 3.25: Tez kapsamında tasarımı yapılan STM32F407VGT6 çekirdekli ARM tabanlı DSP kontrol kartı.....	38
Şekil 3.26: Fırçasız motorun faz gerilimi deneysel sonucu.....	39
Şekil 3.27: Fırçasız motorun iki faz gerilimi deneysel sonucu.....	39
Şekil 3.28: Fırçasız motorun faz akımı deneysel sonucu	39
Şekil 4.1: DTC blok diyagramı (Öztürk 2008).....	42
Şekil 4.2: Stator akısının $\alpha\beta$ eksenindeki yörüngesi.....	46
Şekil 4.3: Simulink benzetim modeli	48
Şekil 4.4: Alfa-beta ekseninde stator akıları.....	49
Şekil 4.5: dq ekseninde motor akımları	50
Şekil 4.6: Alfa-beta ekseninde motor akımları	50
Şekil 4.7: Motor faz akımı	51
Şekil 4.8: 1,5 N.m referansta motor momenti	51
Şekil 4.9: Referans değeri 1,5 N.m' den 2,5 N.m' ye değiştiğinde motor momenti.....	52

Şekil 4.10: Rotor konumu.....	52
Şekil 4.11: Referans moment değeri 1,5 N.m iken motor hızı	53
Şekil 4.12: 0,5 N.m referans giriş uygulandığında motor akımı	54
Şekil 4.13: 0.75 N.m referans giriş uygulandığında motor akımı.....	54
Şekil 5.1: Batarya ile beslenen fırçasız dc motor ilkesel şeması	55
Şekil 5.2: Üç anahtarlı DC-DC boost sürüş için PWM yapısı.....	56
Şekil 5.3: 30°' de çevirici durumu (Chen ve diğ. 2011)	57
Şekil 5.4: 60°'de çevirici durumu (Chen ve diğ. 2011)	58
Şekil 5.5: Yükseltici çevirici yapısının eşdeğer devresi	58
Şekil 5.6: BLDC motorun jeneratör olarak çalıştırılmasında Simulink benzetim modeli.....	61
Şekil 5.7: Jeneratör hızının zamanla değiştirilmesi durumu.....	62
Şekil 5.8: Jeneratörde üretilen faz gerilimi.....	62
Şekil 5.9: 4000 RPM çalışma hızında faz gerilimi	63
Şekil 5.10: %0 görev faktöründe (duty) inverter çıkış gerilim ve akımı	63
Şekil 5.11: 1000 RPM' de %0-%90 duty oranı ile çıkış gerilimi ve akımı	64
Şekil 5.12: 2000 RPM' de %0-%90 duty oranı ile çıkış gerilimi ve akımı	64
Şekil 5.13: 4000 RPM' de %0-%90 duty oranı ile çıkış gerilimi ve akımı	65

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 3.1: BLDC motorun genel özellikleri	18
Tablo 3.2: Motorun analiz sonuçları	19
Tablo 4.1: Anahtarlama vektörleri tablosu.....	46
Tablo 4.2: Simulink için motor parametreleri	47

SEMBOL LİSTESİ

v_a, v_b, v_c	: Stator faz gerilimleri (V)
i_a, i_b, i_c	: Stator faz akımları (A)
R_a, R_b, R_c, R	: Stator faz dirençleri (Ω)
L_a, L_b, L_c, L	: Stator faz endüktansları (L)
$L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}, M$: Stator faz sargıları arasındaki ortak endüktans (H)
E_a, E_b, E_c	: Zıt elektro motor kuvvet (V)
P	: Rotor kutup sayısı
θ_{re}	: Elektriksel rotor pozisyonu (rad)
θ_{rm}	: Mekanik rotor pozisyonu (rad)
ω_{re}	: Rotor elektriksel açısal hızı (rad/sn)
ω_{rm}	: Rotor mekanik açısal hızı (rad/sn)
λ_m	: Rotor manyetik akısının maksimum değeri (Wb)
T_e	: Elektromanyetik moment (Nm)
P_e	: Üretilen Elektriksel Güç (W)
v_{GS}	: Mosfet gate source gerilimi
v_{th}	: Mosfet threshold gerilimi
v_{DS}	: Mosfet drain source gerilimi
Q_g	: Mosfet gate elektrik yükü
I_g	: Mosfet gate akımı
V_o	: Push pull çevirici çıkış gerilimi
V_{in}	: Push pull çevirici giriş gerilimi
N_s	: Sekonder sarım sayısı
N_p	: Primer sarım sayısı
C_o	: Çıkış filtre kondansatörü
ΔV_o	: Çıkış gerilimi dalgalanması
ΔI_o	: Çıkış akımı dalgalanması
t_{on}	: Anahtar iletim süresi
P_{sw}	: Anahtarlama kaybı
P_{con}	: Anahtar iletim kaybı
F_s	: Anahtarlama frekansı
V_{DS}	: Drain source gerilimi
I_D	: Drain akımı
t_{rise}	: Yükselme süresi
t_{fall}	: Düşme süresi
R_{DS}	: Mosfet drain source direnci
e_q, e_d	: dq düzleminde motor zıt emk değerleri
i_q, i_d	: dq düzleminde motor akımları
i_q, i_d	: dq düzleminde motor akımları
$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$: $\alpha\beta$ düzleminde stator akıları
θ_s	: Stator akısı açısı
V_{emf}	: Motor zıt elektromotor kuvvetinin tepe değeri

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında, elektrikli araçlarda kullanılacak fırçasız doğru akım motorları için bir invertör tasarlanmış olup, bu invertör ile fırçasız doğru akım motoru doğrudan moment kontrolü yöntemiyle kontrol edilmiştir. Aynı inverter ile faydalı frenleme modunda motordan güç geri kazanımı ile elde edilen enerji DC bara seviyesine çıkartılarak batarya grubunda depo edilmiştir. Böylece yüksek verimli bir sürüş amaçlanmıştır. Bilgisayar benzetim çalışmaları ve uygulama sonuçları karşılaştırılarak tasarımı gerçekleştirilen sistemin oldukça verimli olduğu görülmüştür.

Bu çalışmada büyük desteği olan aileme, danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Selami Kesler' e, desteklerini esirgemeyen arkadaşlarıma ve diğer öğretim elemanı hocalarıma teşekkürü bir borç bilirim.

1. GİRİŞ

Günümüzde vazgeçilemez ulaşım araçlarımız haline gelen otomobillerin tarihi sanayi devrimine dayanır. Önceleri buharlı motorlarla çalışan bu araçlar içten yanmalı motorların icat edilmesiyle çok hızlı bir yükselişe geçmiştir. Otomobillerin gücü, hızı ve konforu artmış bunun yanı sıra çevreye ve insanlara verdiği zarar da artmıştır. Bunun en önemli nedeni kullanılan fosil yakıt artıklarının atmosfere salınmasıdır.

Fosil yakıtlı araçlara alternatif olarak geliştirilen elektrikli araçlarda çevreye verilen zarar en alt düzeydedir. Bu yüzden elektrikli araçlar üzerine çalışmalar hızla artmaktadır. Bu araçların tahrik sistemlerinde birçok farklı tip motor kullanılır. Bunlardan en çok tercih edileni fırçasız doğru akım (DC) motorlarıdır (BLDCM). Bu motorların tercih edilmesinin sebebi küçük boyutlarına rağmen oldukça yüksek güç üretebilmeleri ve stator çaplarına bağlı olarak redüktörlü ya da redüktörsüz olarak yüksek moment üretebilmeleridir.

Bu motorların kontrol sistemlerinde çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Son zamanlarda öne çıkan yöntemler arasında doğrudan moment kontrolü (DTC veya DMK) yönteminin fırçasız DC motorlar için de uygulanabilirliği görülmüştür. Bu kontrol ile motorun değişken yüklere vereceği moment tepkisi en iyi duruma getirilmeye çalışılırken geleneksel DTC' ye göre bileşke akının kontrolünün de yapılması önem arz etmektedir. Elektrikli araçlar için çok önemli bir konu olan moment ve akının birlikte kontrolü "iyileştirilmiş doğrudan moment kontrolü" ile yapılabilmektedir.

1.1 Tezin Amacı

Bu çalışmada elektrikli araçların sürüş veriminin artırılması ve bu araçlarda kullanılmak üzere yerli üretim bir sürücü üretilmesi hedeflenmiştir. Bu amaçlar doğrultusunda üç faz sürücü tasarlanmış ve üretilmiştir. Kullanılan doğrudan moment kontrol ve rejeneratif modda çalışma yöntemleri ile de daha verimli bir

sistem elde edilmiştir. Güç geri kazanımı için ek bir konverter kullanılmadığından sistem veriminde önemli bir artış sağlanmıştır.

1.2 Literatür Özeti

İlk elektrikli araçların (EA) fikirlerinin ortaya çıkışı 19. yüzyıla dayanmaktadır. Bu tarihten günümüze kadar birçok fikir üretilmiş ve geliştirilmiştir. İlk EA modelini 1835 yılında Profesör Stratingh Hollanda'da geliştirmiştir. 1834-1836 yılları arasında Thomas Davenport tarafından ABD'de elektrikli yol aracının geliştirildiği ve uygulamasının yapıldığı raporlanmıştır. Bu araç üç tekerlekli olarak tasarlanmıştır ve tek kullanımlık bataryalarla kullanılmıştır. 1859 yılından sonra kurşun-asit bataryaları geliştirilmiş ve elektrikli araçlar dâhil birçok alanda kullanılmaya başlanmıştır. 1882 yılında İngiltere'de William Ayrton ve John Perry 3 tekerlekli elektrikli aracın uygulamasını yapmıştır. Bu araçta kurşun-asit bataryalar kullanılmıştır. Aracın menzili araziye bağlı olarak 16-20 km arasında olup azami hızı ise 14 km/saattir. Bundan 3 yıl sonra Carl Benz 3 tekerlekli aracı geliştirmiştir. 19. yüzyılın son dönemlerine doğru Amerika, İngiltere ve Fransa'da birçok şirket elektrikli araç üretmeye başlamıştır. Bu üreticilerden en önemlisi Morris ve Salomon' un sahibi olduğu Electric Carriage and Wagon Company adlı şirkettir. Morris ve Salomon 1895 yılında 2 oturma koltuğu olan Electrobats isimli elektrikli aracı geliştirmişlerdir. 1897 yılında İngiltere'de "Londra Elektrikli Taksi Şirketi" (London Electrical Cab Company) tarafından 15 tane taksi kullanıma alınmıştır (Ünlü ve diğ. 2003).

1900-1912 arası yıllarda performansı artırma düşüncesi oluşmaya başlamıştır. Bu amaçla 1900 yılında French Electroautomobile ve 1903 yılında Krieger elektrikli-benzinli araçları geliştirmiştir. Bu araçta elektrik motoru, benzinli motor ile birlikte kullanılmış. Bu çalışma ilk hibrid araç çalışmasıdır. Bu dönemlerde Ferdinand Porsche ilk deneysel hibrid elektrikli aracın tasarımını yapmıştır. 1916 yılında Woods hibrid elektrikli araç üretilmiştir. Bu araçta 4 silindirli küçük benzinli motor direkt olarak elektrik motoru/jeneratör grubuna ve daha sonra konvansiyonel itici şaftıyla ön tahrik aksına bağlanmıştır. Bu düzenleme ile paralel hibrid elektrikli

araç geliştirilmiştir. 1920'lerin başında ise hemen tüm elektrikli araç üreticileri içten yanmalı motor kullanarak üretimlerini sürdürmüşlerdir (Kabaktepe 2012).

1920'lerin ortasından itibaren 1960 yıllara dek içten yanmalı motorlu araçlar tüm dünyada tamamen üstünlük kurmuştur. 1960'lı yıllarda elektrikli araçlara duyulan ilgi yeniden artmaya başlamıştır. İçten yanmalı motorlardan kaynaklanan hava kirliliği bu araçların üretimine geçiş düşüncesini oluşturmuş ve bazı küçük üreticiler hava kirliliğine karşı elektrikli araçların üretimine geçmiştir. Üretilen çoğu elektrikli araçlar, konvansiyonel araçların elektrikli hale dönüştürülmüş şeklidir. İçten yanmalı motorlu araçları elektrikli versiyona dönüştüren bazı önemli otomotiv firmaları, bu dönemlerde elektrikli aracı baştan sona tasarlamak üzere harekete geçmiştir. 1966 yılında Ford firması; en düşük kirlilik, kolay çalışma, düşük ilk satın alma ve kullanım maliyeti, en düşük yol ve park alanı kaplayacak kadar küçük olması gibi önemli gereksinimleri yerine getirebilecek bir elektrikli araç tasarlamak üzere işe koyulmuştur. 1967 yılında ilk prototip yapılmış ve Comuta adı verilmiştir. 1968 yılında General Electric GE Delta aracının uygulamasını ortaya çıkartmıştır (Ünlü ve diğ. 2003).

1970'lerin ortalarına doğru petrol krizi ile birlikte başta Amerika, İngiltere, Fransa, Almanya, İtalya ve Japonya gibi birçok ülke, elektrikli araç araştırmalarına tekrar hız vermişlerdir. Amerika'daki bazı küçük firmalar konvansiyonel araçları elektrikli hale dönüştürme çabalarına girmiştir. Avrupa'da 1970'li yıllar çok aktif bir dönemdir. 1973'de Electricite de France 80 tane konvansiyonel aracı elektrik tahrikli hale dönüştürmüştür. Almanya'da Daimler – Benz ve Volkswagen ise deneysel elektrikli araçlar yapmışlardır. 1975 yılında İtalya'da Fiat X1/23 B isimli deneysel bir prototip geliştirmiştir. Japonya'da 1970'li yıllar boyunca Daihatsu, Toyota, Mazda ve Mitsubishi birlikte prototip elektrikli araçlar üzerine çalışmışlardır. Bu çalışma için Japonya hükümeti tarafından 1971-1976 yılları arasında 20 milyon dolarlık destek sağlanmıştır (Kabaktepe 2012).

İlk araçlarda kurşun-asit bataryalarıyla birlikte DC tahriki kullanmıştır ve 1980'lerden itibaren AC tahrikinin kullanılmaya başlandığı görülmektedir. 1980 yılların ortalarında ABD Enerji bakanlığının sponsorluğu ile Ford/GE tarafından ETX-1 aracının geliştirilmesi sağlanmıştır. Bu araçta ileri AC tahrik sistemi kullanılmıştır. 200 V' luk kurşun-asit bataryaları, 300 A AC güç üreten darlington

transistör bazlı evirici ile birlikte 37 kW'lık 2 kutuplu indüksiyon motorunu tahrik etmek için kullanılmıştır. 1988 yılında Ford ve GE birlikte ETX-1 isimli aracın AC tahrikli sistemini geliştirmiş ve sodyum-sülfür bataryaları kullanmışlardır. Temel olarak Ford Araştırma Laboratuvarlarında geliştirilen invertör, senkron motoru sürmektedir (Ünlü ve diğ. 2003).

1988' de Japonya'da AC sistemler DC sistemlerin yerini almış hem kurşun-asit hem de nikel-demir bataryaları ile senkron ve indüksiyon tahrik motorları kullanılmıştır(Ünlü ve diğ. 2003). 1990' lı yıllarla beraber yarı iletken teknolojisinin ve yeni kontrol yöntemlerinin bulunmasının etkisiyle DC sistemler büyük ölçüde yerini AC sistemlere bırakmaya başlamıştır. Böylece asenkron, senkron, fırçasız DC ve anahtarlama relüktans motorlar gibi yüksek işlemci gücü ile kontrol gerektiren motorlar elektrikli araçlarda kendilerine yer bulmaya başladılar.

Alan yönlendirme felsefesine dayalı kontrol sistemlerinin geliştirilmesi yönünde bir eğilim olduğu sıralarda, doğrudan moment kontrollü sürücüler ile ilgili ilk çalışmalar Japonya'da Takahashi- Noguchi ve Almanya'da Depenbrock tarafından yapılmıştır (Takahashi ve Noguchi 1986). Bu çalışmalar, da motoruna benzeşimden ve koordinat dönüşümünden öteye fikirler sunmaktaydı. Bu araştırmacılar akımları ayrıştırarak kontrol momenti kontrol etmek yerine, bang-bang kontrolü önermişlerdi ki bu tür kontrolörler yarı iletken güç anahtarlarının inverterdeki aç-kapa tarzı çalışmasına oldukça uyumlu görülmüştür. Bu kontrol stratejisi genel olarak "Doğrudan Moment Kontrolü" olarak isimlendirilerek günümüze kadar birçok araştırmacı tarafından geliştirilmiş ve iyileştirilmiştir (Depenbrock 1987). Lascu ve Trzynadlowski rotor hızını tahmin eden bir gözlemleyici önerdikleri çalışmalarını deneysel olarak test etmişler ve gözlemleyicinin rotor hızını başarı ile tahmin edebileceğini belirtmişlerdir (Lascu and Trzynadlowski 2004).

DTC sisteminin temel prensibi, stator akısı ve momentin referans değerleri ile gerçek değerlerin karşılaştırılması ile elde edilen hata değerlerinin histerisiz denetleyicilerde kullanılması ile eviricinin optimum anahtarlama durumlarının belirlenmesine dayanır (Wan 2008). Jiang Zhijun ve arkadaşları girilen referans akı ve moment değerlerini referans akım değerine dönüştürerek akımın bileşenleri ile

denetim gerçekleştiren bir bulanık mantık sisteminin benzetimini yapmışlar, sonuçta moment salınımlarının azaldığını belirlemişlerdir (Zhijun 2008).

Chanhuan Hu ve arkadaşları rotor referans düzlemini kullanan DTC-SVM tekniği üzerinde çalışmışlar ve benzetim çalışmalarlarıyla moment salınımlarının genliğinin azaldığını belirlemişlerdir (Chanjuan 2008). DTC sisteminin en önemli dezavantajları, yüksek akı ve moment salınımı, düşük hızlarda moment denetiminin zorlaşması ve değişken anahtarlama frekanslarında çalışması olarak sıralanabilir (Zhang 2009). Pujar ve Kodad akı ve moment hatalarını kullanarak uygun gerilim vektörünü belirleyen bir bulanık mantık sistemi önermişler, önerdikleri bu sistemi benzetim yoluyla test ederek moment salınımlarının azaldığını göstermişlerdir (Pujar 2009).

Kıo-Kai Shyu ve arkadaşları klasik denetim sistemindeki histerisiz denetleyiciler ve vektör seçici yerine bulanık mantık kullanılarak denetim gerçekleştirmişler ve yaptıkları deneysel araştırmalar ile önerilen sistemin moment salınımlarının azaldığını göstermişlerdir (Shyu 2009). Y. Sayouti ve arkadaşları yapay sinir ağlarının kullanımı ile hız tahmininde bulunan gözlemleyici kullanan ve gözlemleyicinin performansını benzetim ile test ettikleri bir denetim sistemi önermektedirler (Sayouti 2009).

Zhang ve Cao önerdikleri denetim sisteminde sinir ağları ile modellenen bir integral alıcı ile SVM tekniği üzerinde çalışmışlar, geliştirdikleri yeni yapının moment salınımlarının azalmasını sağladığını benzetim ile göstermişlerdir (Zhang ve Cao 2009). Lin ve arkadaşları yapmış oldukları deneysel çalışma ile motorun DTC sistemi ile denetimini 3 seviyeli evirici kullanarak gerçekleştirmişler ve sonuç olarak motor tepki hızının arttığını gözlemlemişlerdir (Lin ve diğerleri 2009).

L.Q. Zhou eviricide kullanılan ölü zaman süresinin kompanze eden bir sistem üzerinde çalışmış ve önerdiği sistemin DTC yöntemi ile denetlenen bir motora uygulayarak sonuçta akım dalga şeklindeki bozulmaların azaldığını bildirmiştir (Zhou 2009). M. Farasat ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmada stator büyüklüklerini kullanarak rotor hızının tahmin edildiği bir sistem önermişler ve sistemin başarısını benzetim yolu ile test etmişlerdir (Farasat 2010).

2. GENEL BİLGİLER

Günümüzde güç elektroniği, mikro elektronik, sürekli mıknatıslar, mikroişlemciler ve kontrol, sayısal işaret işleme (DSP) teknolojilerindeki gelişmelerle birlikte doğru akım makinesinin çalışma ilkesine dayanan kollektörsüz ve fırçasız, elektronik anahtarlamalı makineler endüstriyel uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır. Özellikle kalıcı mıknatıs malzemelerinin günümüz teknolojisinde ulaştığı düzey, kalıcı mıknatıslı motorların diğer çift taraftan beslenen motorlar üzerinde üstünlük sağlamasına neden olmuştur. Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorları yüksek moment/akım ve moment/eylemsizlik oranı, sağlam yapı, yüksek verim ve güvenilirlik gibi üstünlüklerinden dolayı otomotiv, uzay teknolojileri, bilgisayar, tıp elektroniği, askeri, robotik ve ev ürünlerinde her geçen gün artan sayılarda kullanılmaktadır (Yılmaz 2005).

2.1 Fırçasız DC Motorlar

Fırçasız doğru akım motorları çoğunlukla geniş manyetik kutuplardan oluşan yüzey mıknatısları kullanılan ve yoğunlaştırılmış stator sargıları olan makinelerdir. Motor tasarımı otomatik kontrollü inverter karakteristiğini karşılayabilmek için stator fazlarının sargı yoğunluğunda olduğu gibi hava aralığı akı yoğunluğu dalga formunun bir kare dalga form dağılımı olması üzerine kuruludur (Ooi 1981).

Fırçasız DC motorların en önemli avantajları yüksek verim, sessiz çalışma, fırça ve kolektör yapılarının bulunmamasıdır. Bu sayede bakım işleminin oldukça basit ve masrafsız olması ve patlayıcı ortamlarda tehlike oluşturmadan kullanılma olanağı sunar. Elektriksel arkların oluşmaması ve endüvi sargılarının statorda bulunması nedeniyle sargı sıcaklığının dışarıya kolayca aktarılması sağlanır. Rotor üzerinde hiçbir sargı bulunmadığından dolayı elektriksel kayıplar en aza iner. Düşük güçlerde fırçasız DC motorlar, diğer motorlara göre daha iyi verim ve daha yüksek güç/hacim oranına sahip olduğundan, aynı motor boyutlarında daha fazla çıkış gücü sağlamaktadır (Aydoğdu 2006).

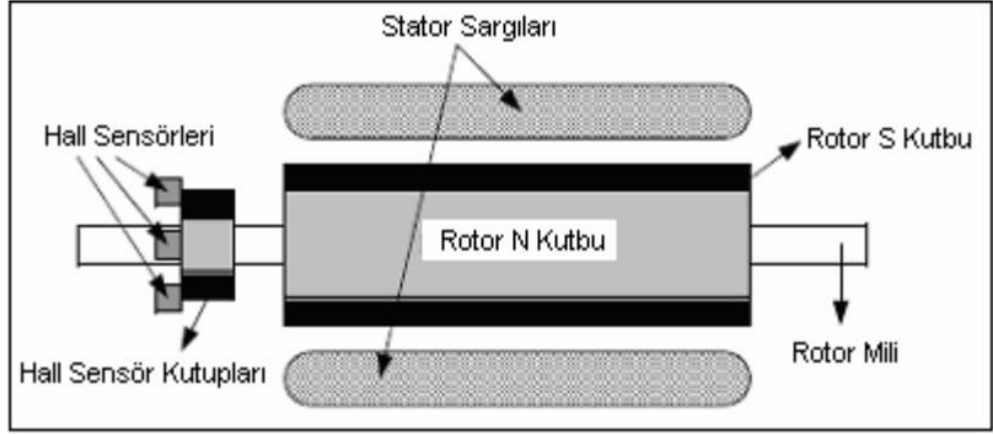
Fırçasız DC motorların dezavantajları ise; kontrolünde DC anahtarlama için anlık rotor pozisyon bilgisi gerektirmesi, motorun çalıştırılmasında başlatma, yol alma ve sürekli çalışma durumları için farklı kontrol algoritmalarının uygulanması, rotor üzerindeki sabit mıknatısların zamanla manyetik özelliklerinin zayıflaması olarak sayılabilir. Ayrıca, manyetik malzemelerdeki büyük gelişmelere rağmen, boyut-fiyat oranları göz önüne alındığında, kalıcı mıknatıslı uyartım sistemleri, genellikle 20 kW'ın altındaki küçük motorlar için daha uygun olmaktadır. Ancak, manyetik malzemeler ile ilgili çalışmalar, yakın gelecekte yüksek alanlı sabit mıknatısların geliştirilmesi ile birkaç MW' lara kadar sabit mıknatıslı motorların yapımının mümkün olacağını göstermektedir (Toliyat ve Gopalarathnam 2002).

2.1.1 Fırçasız DC Motorların Yapısı

Fırçasız DC motorlar, üzerlerinde yoğun stator sargıları ve geniş sabit kutupları bulunan makinelerdir. Bu makinelerde, stator sargıları ve sabit mıknatıslı rotor kutupları, hava aralığında kare dalga formunda bir akı dağılımı elde edilebilecek biçimde yerleştirilir. Soğutma fanları gibi bazı hafif işlerde düşük performanslı küçük fırçasız DC motorlar kullanılır. Bunlar tek veya iki fazlı olarak yapılırlar. Diğer taraftan, MW mertebesindeki yüksek güçlü sürücüler için, çok fazlı motorlar tercih edilir. Çok fazlı motorlar, tek fazlı motorlara göre daha kararlı hareket ederler ve güç tüketimi bakımından daha tasarrufludurlar. Çok fazlı fırçasız DC motorlar on beş faza kadar üretilirler fakat bu özel tasarım gerektirir ve en yaygını üç fazlı, dört fazlı ve beş fazlı motorlardır (Toliyat ve Gopalarathnam 2002).

Fırçasız DC motorlar temel yapı olarak, Şekil 2.1' de görüldüğü gibi üzerinde alan sargıları bulunan stator, sabit mıknatıs kutuplu rotor ve elektronik komütatör için rotor pozisyonunu ölçen pozisyon hall sensörlerine sahiptir. Fırçasız DC motorun statoru bir yüzü yalıtılmış çelik sacların preslenmesiyle elde edilmektedir. Asenkron motorların stator yapısına benzese de, temelde sargıların dağılımında farklı bir yapı vardır. Fırçasız DC motor sargıları, asenkron motorlarda olduğu gibi yıldız veya üçgen bağlanabilir. Fırçasız DC motorlarda stator oluk sayısı, rotor kutup sayısına, faz sayısına ve sargı şekline bağlı olarak seçilir. Genellikle kesirli bir

oluk/kutup oranına sahip tasarım diş etkisi (cogging) momentini minimize etmek için tercih edilir (Yedamale 2003).



Şekil 2.1: Fırçasız DC motorun yapısı (Microchip AN885 2003)

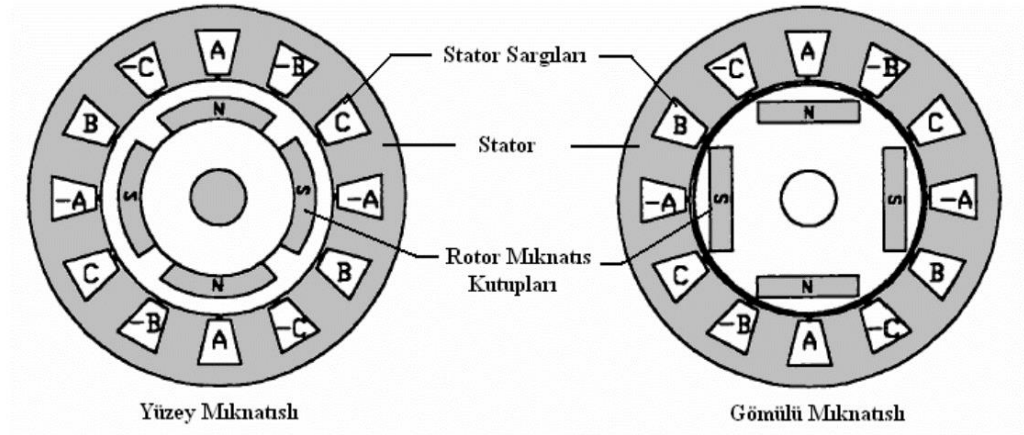
2.1.1.1 Fırçasız DC Motor Çeşitleri

Fırçasız DC motorlar, mıknatısları taşıyan rotorun statorun içinde ve dışında olmasına göre sınıflandırılırlar. Sabit mıknatıslı rotor statorun içinde ise iç rotorlu, dışında ise dış rotorlu olarak isimlendirilirler.

Geniş uygulama alanının olması ve değişik mıknatıs seviyelerinin kullanımı nedeniyle, dönen mıknatıslar ve sabit bobinlere sahip birçok değişik fırçasız motor yapısı bulunmaktadır. İşletmede motorun hızlı ivmelenme ve yavaşlaması isteniyor, aynı zamanda çok sık kalkış yapması gerekiyorsa rotor eylemsizliğinin düşük olması (moment/eylemsizlik yüksek) istenilen temel özelliktir. Dolayısıyla bu tip servo uygulamalarda eylemsizlik yarıçapla orantılı olduğundan, rotor yarıçapı dış rotorluya göre daha düşük olan iç rotorlu yapının seçilmesi gereklidir. Eylemsizliğin mümkün olduğu kadar küçük olabilmesi için, mıknatıs boyutlarının da küçültülmesi gereklidir. Bu yüzden bu tip uygulamalarda performans/maliyet incelemesine bağlı olarak yüksek enerji yoğunluklu mıknatıslar tercih edilmektedir. Diğer taraftan, uygulamanın orta hızdan yüksek hıza kadar sabit hız gerektirmesi durumunda, yani hız karalılığının yüksek olması gereken uygulamalarda iç rotorluya göre daha yüksek

eylemsizliğe sahip dış rotorlu motorların kullanımı daha uygundur. Dış rotorlu motorların en önemli uygulama alanı, bilgisayarlarda sabit disk sürücülerinde kullanılan mil motorlarıdır. Bu uygulama çok düzgün ve sabit bir hız, aynı zamanda yüksek eylemsizlik gerektirir. Böylece anlık moment bozucu etkilerden en az düzeyde etkilenmiş olur (Yılmaz 2005).

İç rotorlu motorun yapısı senkron ve asenkron motor yapısına benzerdir. Dıştaki stator sabit endüvi sargılarını taşır. Şekil 2.2’ de iç rotorlu bir fırçasız DC motor yapısı verilmiştir. Bu tip motor çeşitlerinde sabit mıknatıslar ince şeritler şeklinde rotora gömülür veya rotorun dışına yapıştırılmaktadır.

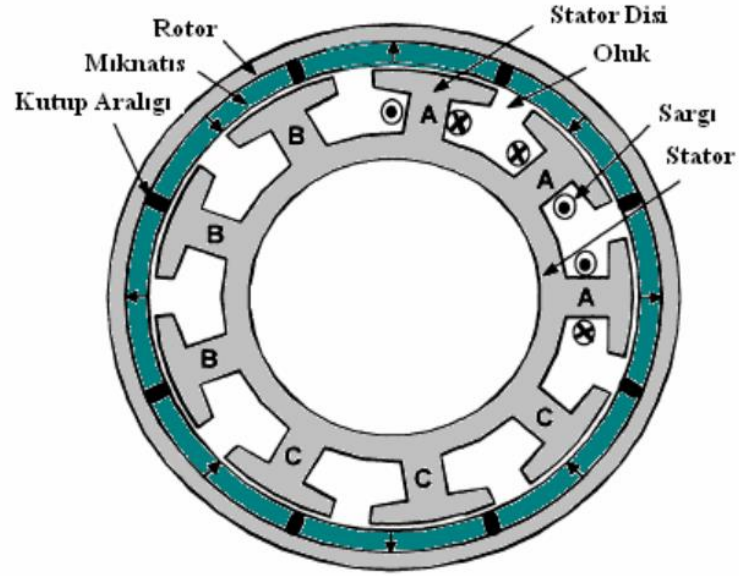


Şekil 2.2: İç rotorlu fırçasız DC motor yapısı (Yılmaz 2005)

Bu yapının üstün yanı yüksek moment/eylemsizlik oranından dolayı eylemsizliklerinin düşük oluşudur. Olumsuz özellikleri ise yüksek hızlarda sabit mıknatısların rotordaki yerlerinden çıkıp motora zarar verme ihtimali ve stator yapısının seri üretime uygun olmamasıdır. Bu yüzden üretim maliyetleri dış rotorlu fırçasız motorlara göre yüksektir. Bu motorlar çoğunlukla yüksek performans gerektiren servo motor ve kompresör uygulamalarında kullanılır.

Fırçasız DC motorların en kullanılan yapısı dış rotorlu yapılardır. Şekil 2.3’ de görüldüğü gibi endüvi sargılarını taşıyan stator içte, sabit mıknatısların bulunduğu rotor ise dışta bulunmaktadır.

Bu yapıda mıknatıslar rotorun iç kısmında kaldığı için yüksek hızlarda mıknatısların rotordan ayrılması söz konusu değildir. Ayrıca stator olukları dışta olduğundan seri üretimde büyük kolaylık sağlar.

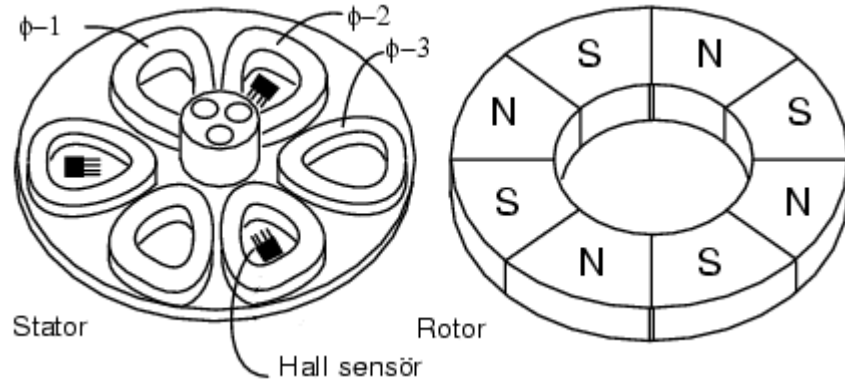


Şekil 2.3: Dış rotorlu fırçasız DC motor yapısı (Yılmaz 2005)

Bu tip motorlar özellikle fan ve çamaşır makinası uygulamalarında, yüksek eylemsizlik nedeni ile ani yük değişimlerinde hız sabitliğini koruma özelliğinden dolayı tercih edilirler.

Diğer bir fırçasız DC motor türü ise disk tipi fırçasız DC motorlarıdır. Bu motorlar bir yüzeyine sabit mıknatıslar yerleştirilmiş çelik diskten bir rotora sahiptir. Statorunda ise buna karşılık gelen uyarma sargıları bulunur. Sargılar baskı devre şeklinde de üretilebilir. Bu tip motorların yapısı Şekil 2.4' te gösterilmiştir.

Düşük güç ve düşük hız uygulamalarında sıklıkla kullanılırlar. Bilgisayarlarda kullanılan soğutma fanları bu tip motorlar içerirler.



Şekil 2.4: Disk tipi fırçasız DC motor (Crunkilton 2011)

2.1.2 Fırçasız DC Motorların Çalışma Prensibi

Fırçasız DC motor, sabit mıknatıslı bir rotora sahip ve elektronik komütasyon için rotor pozisyonu bilinmesi gereken senkron bir motordur. Bu tip motorlarda, stator sargıları tarafından üretilen döner manyetik alan ile rotordaki sabit mıknatıslar etkileşime girerek rotorun senkron hızda dönmesini sağlamaktadır. Döner manyetik alan rotor pozisyonuna göre anahtarlanan yarı iletken elemanlar ile kontrol edilir. Asenkron motorlarda olduğu gibi, stator döner alanı ile rotor hızı arasında bir kayma yoktur. Fırçalı DC motorlarda kutup değişimi, komütatör ve fırçalarla mekanik bir şekilde yapılır. Mekanik komütatör, rotora sabitlendiği için anahtarlama anları, manyetik alanın değişen yönü ile otomatik olarak ayarlanır. Ancak fırçasız DC motorlarda kutup değişimi yarı iletken anahtarlarla elektronik olarak yapılır. Fırçasız DC motorlar, trapezoidal zıt elektro manyetik kuvvete (emk) sahiptir ve sabit moment üretebilmek için kare dalga akımla çalışacak şekilde tasarlanmışlardır.

Bu tip motorların özellikleri;

- Hava boşluğunda dikdörtgen dağılımlı mıknatıs akısı
- Dikdörtgen akım şekli,
- Yoğunlaştırılmış stator sargıları
- Sinüzoidal zıt emk' lı motorlara göre daha düşük maliyet
- Bir elektriksel çevrim için altı farklı komütasyon noktası

- Komütasyon anlarında moment dalgalanması

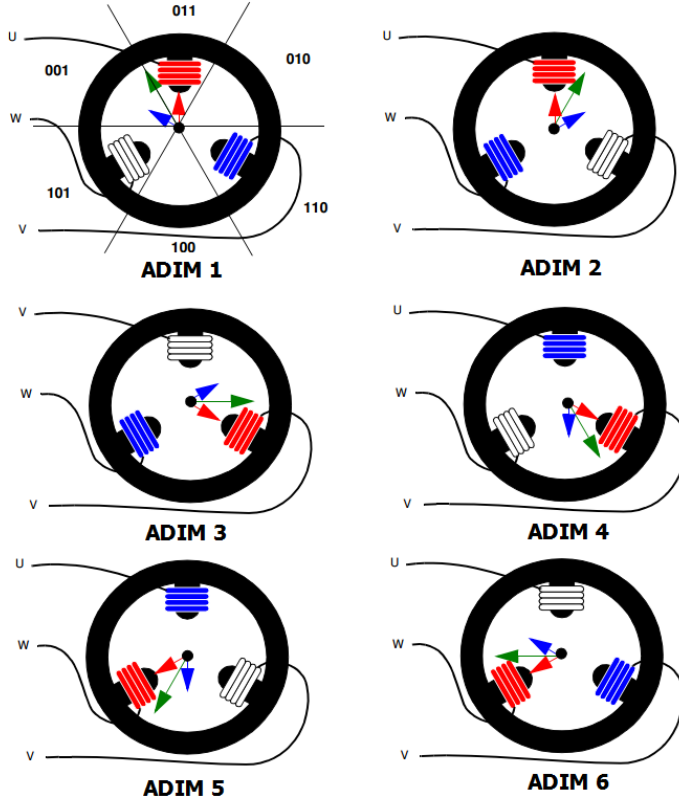
olarak sıralanabilir. Bu tip fırçasız DC motorların uyarım akımı, kare dalga şeklindedir. Bu kare dalga akım, her faz sargısından bir periyod içerisinde 120° süreyle iki defa geçer. Trapezoidal zıt emk' lı fırçasız DC motorlar, sinüzoidal zıt emk' lı motorlarla karşılaştırıldığında, bazı önemli sistem basitleştirmeleri sağlar. Özellikle bir elektriksel çevrimde sadece altı komütasyon anı gerektiği için, rotor pozisyon sensörlerinin kararlılık gereksinimleri çok daha azdır (Aydoğdu 2006).

2.1.2.1 Fırçasız DC Motorların Komütasyonu

Fırçasız DC motorlarda komütasyon altı adımdan oluşur. Her bir adım 60° ar derecelik elektriksel aralıklara denk gelir ve iki sargı enerjilendirilir. Anahtarlama adımlarının sırasını rotor konumu belirler. Bu yüzden fırçasız DC motorlarda kontrol için rotor konumunun bilinmesi esastır. Rotor konumu sensörlü ve ya sensörsüz algılama teknikleriyle elde edilebilir. Sensörlü algılamada rotora bağlanan bir enkoder veya rotordaki sabit mıknatıslardan faydalanarak konumu belirleyen hall sensörler kullanılabilir. Sensörsüz rotor konumu tespiti için ise birçok yöntem ortaya atılmıştır. Bunlardan en çok tercih edileni zıt emk yöntemi ile konum tespitidir. Bu yöntem az miktarda donanımsal eleman gerektirdiği için düşük güçlü motorlarda sıklıkla kullanılır. Fakat bu yöntemin en büyük olumsuz yanı düşük hızlarda konum tespitinin çok zor olmasıdır.

Bir diğer sensörsüz kontrol tekniği ise motor faz akımlarından yola çıkılarak bazı dönüşümler sonucunda motor akılarının elde edilmesi ve bu akılar kullanılarak rotor pozisyonun bulunması şeklindedir. Vektörel kontrol yöntemleri olarak adlandırılan bu yöntemle makinanın hız ve moment kontrolleri yapılabilir.

Şekil 2.5' te fırçasız DC motorun anahtarlama durumları gösterilmiştir. Her bir rotor konumuna denk gelen stator sargılarının enerjilendirilmesi 60° derecelik aralıklarla yapılmaktadır.



Şekil 2.5: Fırçasız DC motorun komütasyonu (Atmel AVR194 2008)

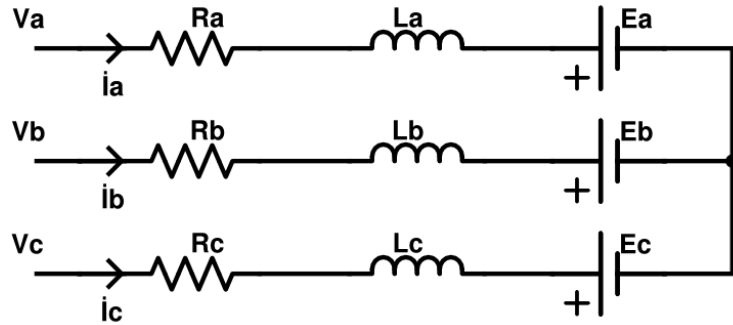
Statorda oluşturulan manyetik alan hızı ile rotorun dönme hızı birbirine eşittir. Yeşil renkli ok işaretleri hem stator akı bileşkesini hem de rotor pozisyonunu göstermektedir.

2.1.3 Fırçasız DC Motorların Matematiksel Modeli

Fırçasız DC motorların matematiksel modeli fırçalı DC motorlara benzemektedir. Matematiksel modelin oluşturulması her faz için ayrı ayrı yapılır. Fazların birbiri üzerine olan etkisi de modele eklenmelidir. Motorun her fazı birbirine seri bağlı bir direnç, bir bobin ve bir DC gerilim kaynağı ile modellenilebilir.

Motorun matematiksel modelini yazabilmek için bazı kabuller yapılmıştır. Bunlar sırasıyla;

- Motor doyumda değildir,
- Stator sargıları sabit direnç, self indüktans ve ortak indüktansa sahiptir,
- Tüm fazlardaki zıt elektro motor kuvvet sinüzoidal şekle sahiptir,
- Motordaki demir kayıpları, eddy akımları ve histerisiz etkisi ihmal edilmiştir.



Şekil 2.6: Fırçasız DC motorun eşdeğer devresi

Şekil 2.6' da motorun eşdeğer matematiksel modeli verilmiştir. Bu modele göre motorun gerilim denklemleri;

$$v_a = R_a \cdot i_a + L_a \frac{d}{dt} \cdot i_a + L_{ab} \frac{d}{dt} \cdot i_b + L_{ca} \frac{d}{dt} \cdot i_c + E_a \quad (2.1)$$

$$v_b = R_b \cdot i_b + L_b \frac{d}{dt} \cdot i_b + L_{ab} \frac{d}{dt} \cdot i_a + L_{bc} \frac{d}{dt} \cdot i_c + E_b \quad (2.2)$$

$$v_c = R_c \cdot i_c + L_c \frac{d}{dt} \cdot i_c + L_{ca} \frac{d}{dt} \cdot i_a + L_{bc} \frac{d}{dt} \cdot i_b + E_c \quad (2.3)$$

şeklinde yazılır. Stator sargıların dengeli olduğu kabul edilirse;

$$R_a = R_b = R_c = R \quad (2.4)$$

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (2.5)$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M \quad (2.6)$$

olarak yazılabilir. Bu duruma göre gerilim denklemleri tekrar şu şekilde yazılır;

$$v_a = R_a \cdot i_a + L_a \frac{d}{dt} \cdot i_a + M \frac{d}{dt} \cdot i_b + M \frac{d}{dt} \cdot i_c + E_a \quad (2.7)$$

$$v_b = R_b \cdot i_b + L_b \frac{d}{dt} \cdot i_b + M \frac{d}{dt} \cdot i_a + M \frac{d}{dt} \cdot i_c + E_b \quad (2.8)$$

$$v_c = R_c \cdot i_c + L_c \frac{d}{dt} \cdot i_c + M \frac{d}{dt} \cdot i_a + M \frac{d}{dt} \cdot i_b + E_c \quad (2.9)$$

Stator gerilimlerinin matris gösterimi Denklem (2.10)' da verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Endüktansların doyuma gitmediği varsayımından türev devre dışı bırakılabileceğine göre (2.10) denklemi düzenlenirse;

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

elde edilir.

E_a , E_b ve E_c motorda indüklenen zıt elektromanyetik kuvvet (EMK) olarak adlandırılır. Bu gerilimler motorun hızına, açısına, statordaki sarım sayısına ve rotordaki manyetik akıya bağlıdır. Rotor manyetik akısı motor sabiti olarak kabul edilip λ_m olarak adlandırılır. Motor tipine göre sinüzoidal veya trapezoidal şekilde oluşabilirler. Sinüzoidal şekilde ise;

$$E_a = \omega_{rm} \cdot \lambda_m \cdot \sin(\theta_{re}) \quad (2.12)$$

$$E_b = \omega_{rm} \cdot \lambda_m \cdot \sin\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.13)$$

$$E_c = \omega_{rm} \cdot \lambda_m \cdot \sin\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.14)$$

şeklinde yazılır. Eğer trapezoidal şekilde ise bu gerilim;

$$E_a = \omega_{rm} \cdot \lambda_m \cdot f(\theta_{re}) \quad (2.15)$$

$$E_b = \omega_{rm} \cdot \lambda_m \cdot f\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.16)$$

$$E_c = \omega_{rm} \cdot \lambda_m \cdot f\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.17)$$

$$f(\theta) = \begin{cases} 0 < \theta \leq \frac{\pi}{3} & 1 \\ \frac{\pi}{3} < \theta \leq \frac{2\pi}{3} & \frac{(\frac{\pi}{2} - \theta) 6}{\pi} \\ \frac{2\pi}{3} < \theta \leq \frac{4\pi}{3} & -1 \\ \frac{4\pi}{3} < \theta \leq \frac{5\pi}{3} & \frac{(\theta - \frac{3\pi}{2}) 6}{\pi} \\ \frac{5\pi}{3} < \theta \leq 2\pi & 1 \end{cases} \quad (2.18)$$

Motorun rotor hızı uygulanan elektriksel frekansa ve rotorun kutup sayısına bağlıdır. Bu ilişki denklem (2.19)' da gösterilmektedir.

$$\omega_e = \omega_r \frac{P}{2} \quad (2.19)$$

BLDC' nin ürettiği anlık güç, zıt EMK ile faz sargılarından geçen akımın çarpımına eşittir. Bu güç motorun statorundan, rotoruna aktarılan güç olarak bilinir. Bu eşitlik denklem (2.20)' de verilmiştir.

$$P_a = E_a i_a + E_b i_b + E_c i_c \quad (2.20)$$

Üretilen elektromanyetik momentin hesaplanması için güç-moment eşitliği kullanılır. Elektromanyetik momentin üretilmesi iki parametreye bağlıdır. Bunlar zıt EMK sabiti ve akımın maksimum değeridir. Moment eşitliği denklem (2.21)' de verilmiştir.

$$T_e = \frac{P_a}{\omega_e} = \frac{E_a i_a + E_b i_b + E_c i_c}{\omega_e} \quad (2.21)$$

$$T_e = \frac{E_a i_a + E_b i_b + E_c i_c}{\omega_r} \cdot \frac{P}{2} \quad (2.22)$$

3. DONANIM

3.1 Fırçasız DC Motor

Bu çalışmada kullanılan donanımlar fırçasız motor, batarya, sürücü ve kontrol kartı olarak sıralanabilir.

Fırçasız motor olarak Torcman şirketine özel olarak yaptırılan 2 kW güçteki dış rotorlu motor kullanılmıştır. Motorun besleme gerilimi 96 V' tur. Motor statoru 12 kutuptan oluşmaktadır. Rotorda ise 10 adet sabit mıknatıs bulunmaktadır. Stator sargıları yıldız bağlantı ile birleştirilmiştir. Bu yüzden motorun nötr noktası ulaşılmaz durumdadır.

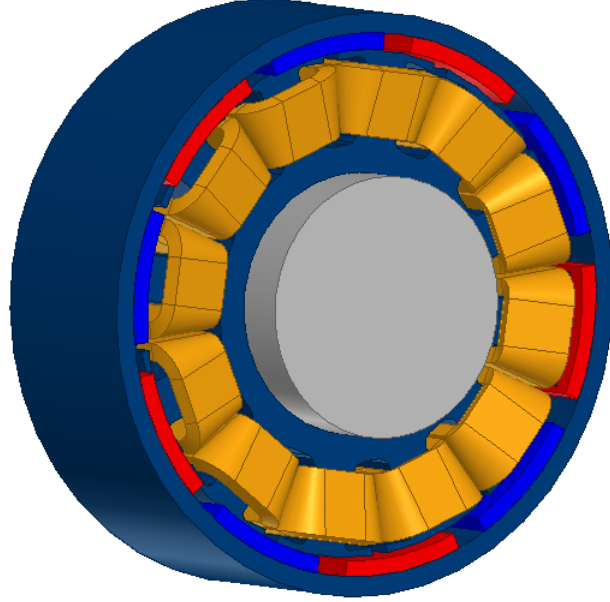
Elektrikli araçlarda motor en önemli unsur olduğu için motor konusunda detaylı bir analiz yapılmalıdır. Bazı durumlarda üretici firmalardan alınan motor verileri yetersiz olabilir. Gerekli verileri elde etmek için tam bir motor analizi yapılmalıdır. Bu analiz bize ayrıca kontrol sisteminde kullanılacak önemli parametreleri de sunmaktadır.

Tablo 3.1: BLDC motorun genel özellikleri

Üretici Firma	Torcman	Güç	2 kW
Gerilim	96V	Faz	3
Stator/Rot. Kutup Sayısı	12/10	Bağlantı tipi	Y
Hız	4000 rpm	Sac Tipi	M19_24G

Motorun analizi Ansys Maxwell programı ile yapılmıştır. Motordan alınan ölçümler ile bir motor modeli oluşturulmuştur ve analizler buna göre yapılmıştır. Motordan alınan ölçümler ile analiz sonuçları tutarlılık göstermektedir. Bu nedenle

analiz sonuçları rahatlıkla kontrol sisteminde veya gereken diğer yerlerde kullanılabilir.



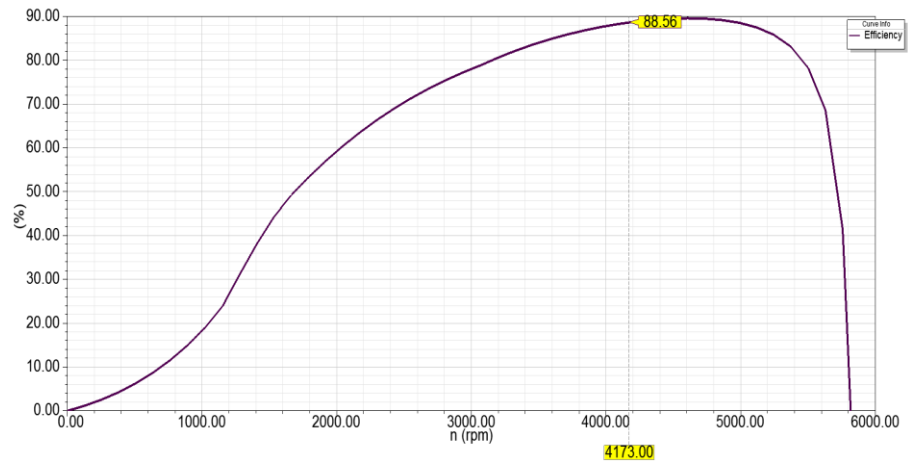
Şekil 3.1: Motorun Ansys Maxwell 3D modeli

Tablo 3.2: Motorun analiz sonuçları

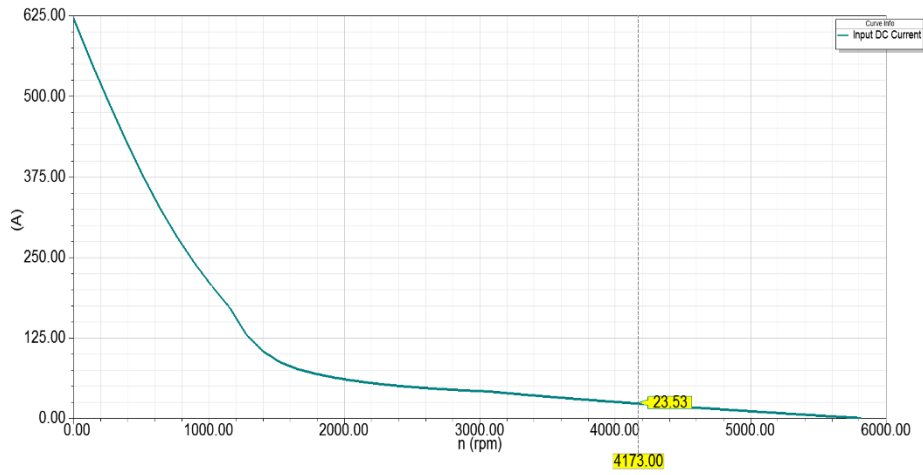
Ortalama giriş akımı (A):	23,5236
Demir-çekirdek kayıpları (W):	65,3185
Armatür bakır kayıpları (W):	131,36
Çıkış gücü (W):	2000,23
Giriş gücü (W):	2258,27
Verim (%):	88,5739
Anma hızı (rpm):	4173,08
Anma momenti (N.m):	4,57716
Kilitli rotor momenti (N.m):	46,5734
Kilitli rotor akımı (A):	621,704

Motorun nominal güçteki hızı, momenti, verimi ve kayıpları ile ilgili analiz sonuçları Tablo 3.2’ de verilmiştir.

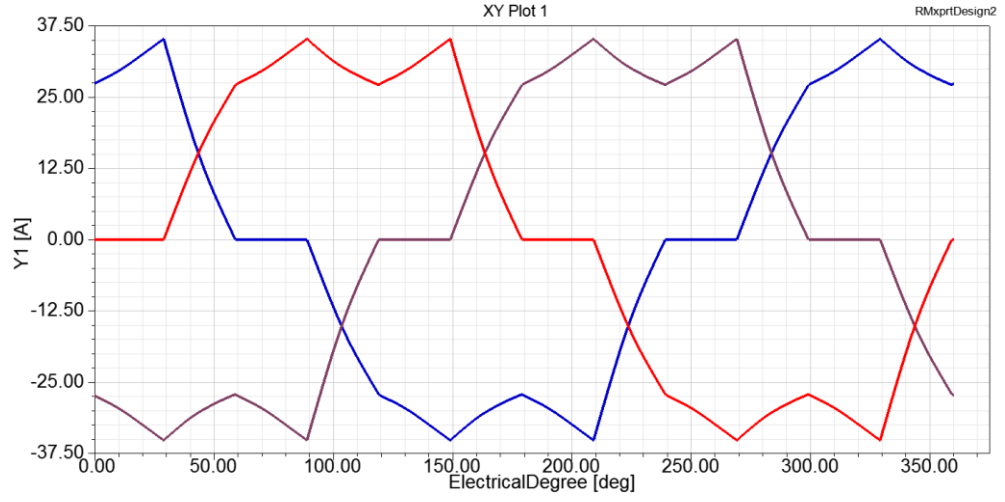
Analiz sonuçları BLDC motorun yük altındaki davranışını ortaya koymuştur. Elde edilen grafiklerde motorun verimi, hızı, momenti, akımları ve çıkış gücü gibi veriler gösterilmiştir.



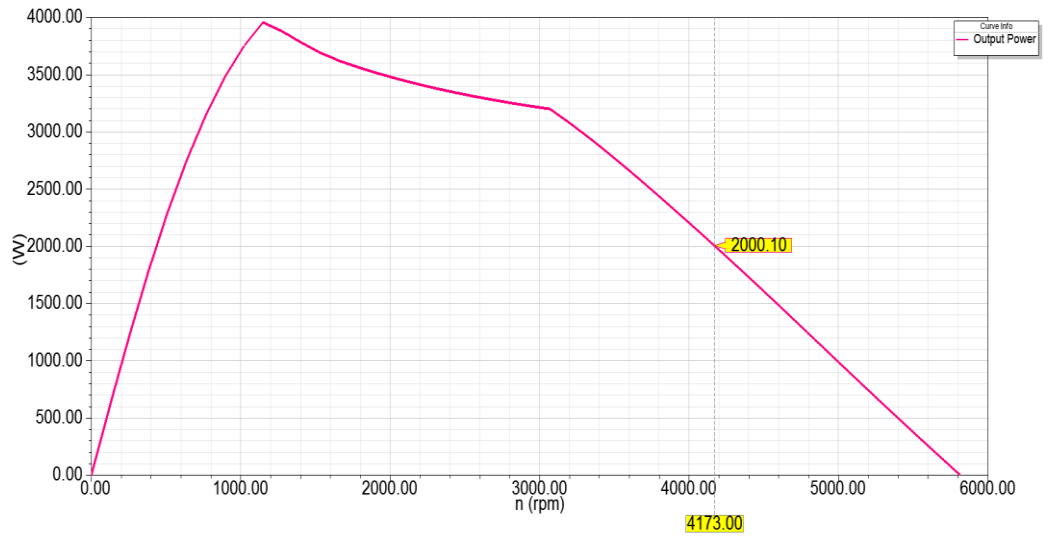
Şekil 3.2: BLDC motorun hızı göre verimi



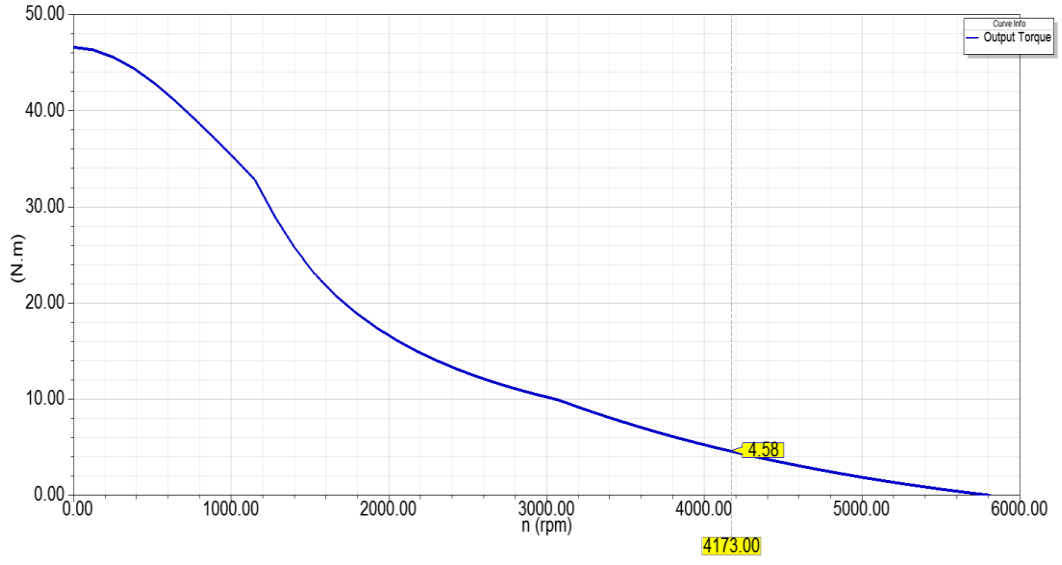
Şekil 3.3: BLDC motorun hızı göre giriş akımı



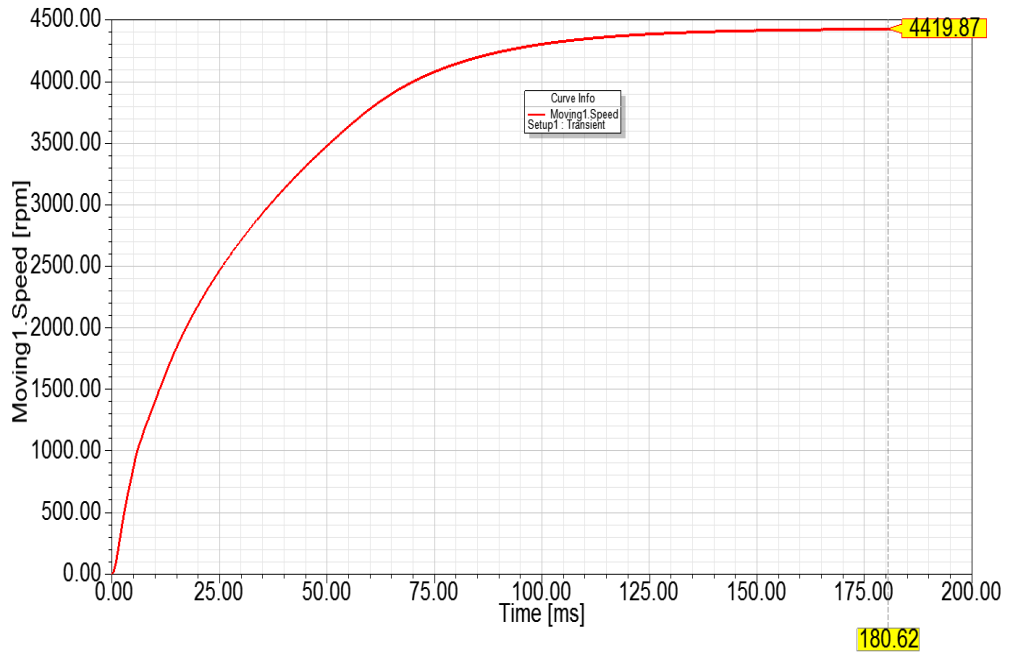
Şekil 3.4: BLDC motorun faz akımları



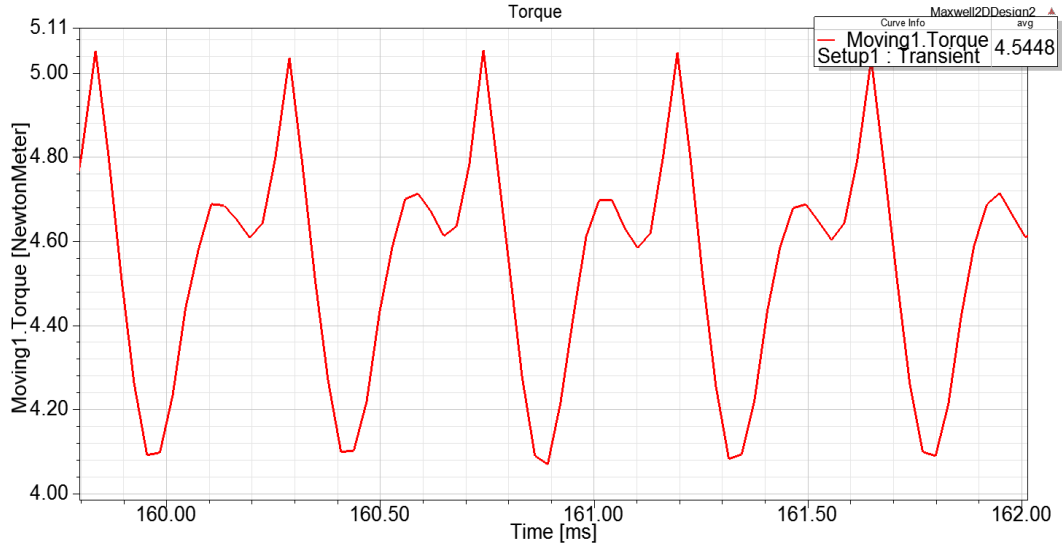
Şekil 3.5: BLDC motorun hıza göre çıkış gücü



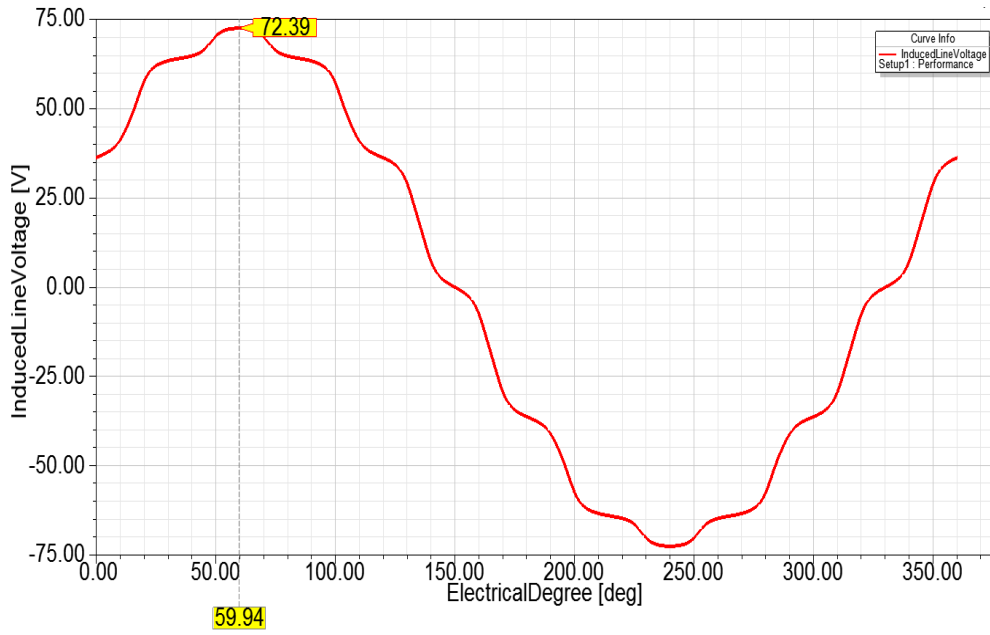
Şekil 3.6: BLDC motorun hıza göre çıkış momenti



Şekil 3.7: BLDC motorun yük altında hız grafiği



Şekil 3.8: BLDC motordaki moment dalgalanması

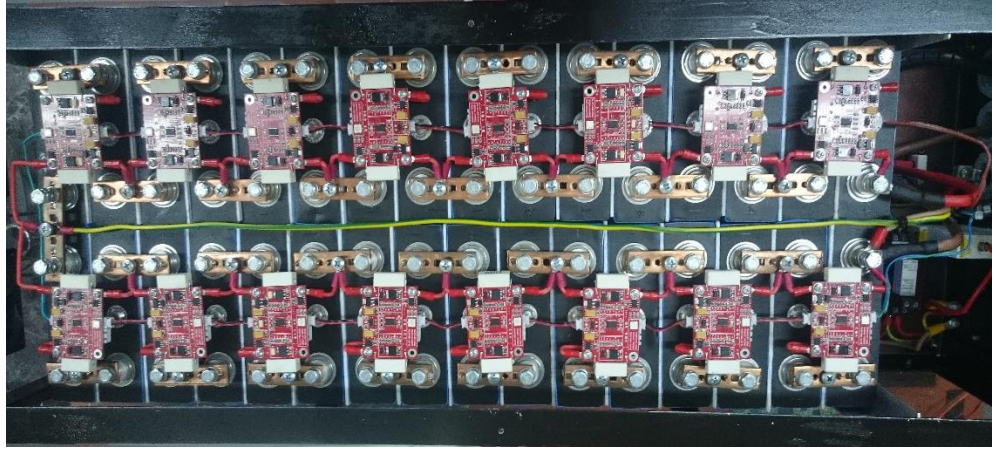


Şekil 3.9: 4000 rpm hızda motorun ürettiği zıt emk gerilimi

Motor analizinden elde edilen diğer sonuçlarda stator direnci $R=0,065 \Omega$, stator endüktansı $97e-6$ H, eylemsizlik momenti $1,315e-3$ kg.m² ve zıt emk sabiti $0,1537$ Vs/ rad olarak bulunmuştur.

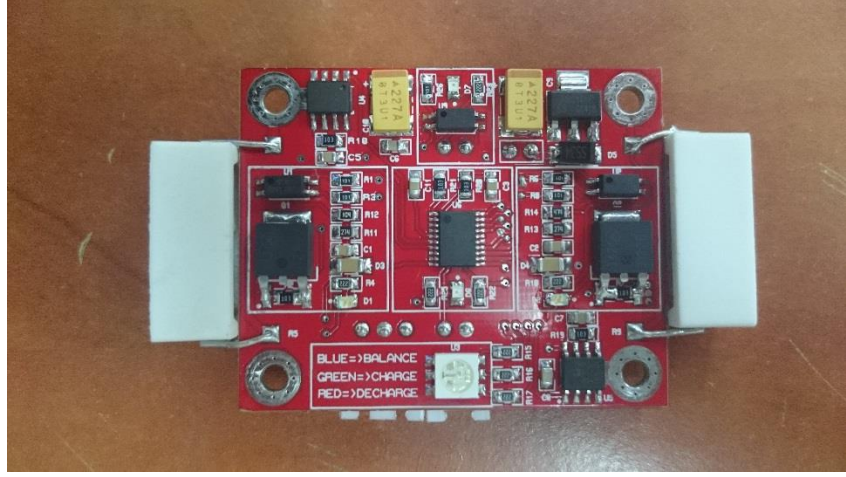
3.2 Batarya Sistemi

Sistemde 96 V gerilime sahip bir batarya grubu kullanılmıştır. Batarya grubu 32 adet LiFePO4 (lityum demir fosfat) pilden oluşmaktadır. Her bir pilin nominal gerilimi 3.2 V, yük altındaki gerilimi 3 V, kapasitesi ise 36 Ah' tir. Piller birbirine seri şekilde bağlanarak 96 V' lik bir DC gerilim kaynağı elde edilmiştir. Pillerin güvenli aralıkta çalışması için gerilim seviyeleri en yüksek 3.7 V en düşük 2.5 V, sıcaklık seviyeleri en yüksek 60 °C, en düşük -20 °C'dir. Pilleri güvenliği bir batarya yönetim sistemi tarafından kontrol edilmektedir. Kullanılan batarya grubunun genel görünümü Şekil 3.1' de verilmiştir.



Şekil 3.10: EV için LiFePO4 batarya grubu ve BYS bağlantısı

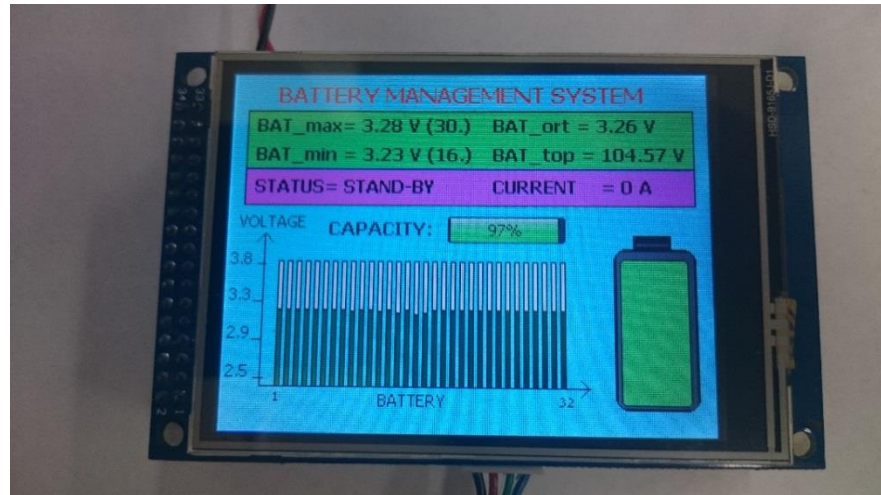
Pil grubunun kontrolü için kullanılan batarya yönetim sistemi (BYS) 32 pilin gerilimini ve sıcaklığını izlemektedir. 32 pile bağlı 16 adet slave kart bağlı oldukları pillerin gerilim ve sıcaklık bilgilerini okur ve BYS' nin ana kartına gönderir. Ana kart aldığı bu bilgileri değerlendirip tüm pillerin dengeli bir şekilde şarj olmasını sağlar. Şarj sırasında herhangi bir pil gerilimi ortalama gerilimi geçtiğinde şarj işlemi durdurulur ve ilgili slave karta dengeleme işlemine girmesi için bilgi gönderilir. Şarj işlemi tamamlanana kadar bu dengeleme işlemleri devam eder. Dengeleme işlemindeki amaç tüm pil gerilimlerini eşit tutarak pillerin kapasitelerinden en iyi şekilde yararlanmaktır.



Şekil 3.11: Birleşik tez kapsamında tasarımı yapılan BYS birim kartı

Batarya yönetim sisteminde tüm pillerin sıcaklık ve gerilim seviyeleri ana kartta gösterilmiştir. Kullanıcının batarya değerlerini rahat takip edebilmesi açısından 320x240 çözünürlüklü TFT bir ekran tercih edilmiştir.

BYS haberleşmesinde USART protokolü kullanılmıştır. Bu sayede daha az kablo ile haberleşme gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.12: Birleşik tez kapsamında tasarımı yapılan BYS ana işlemci kartı

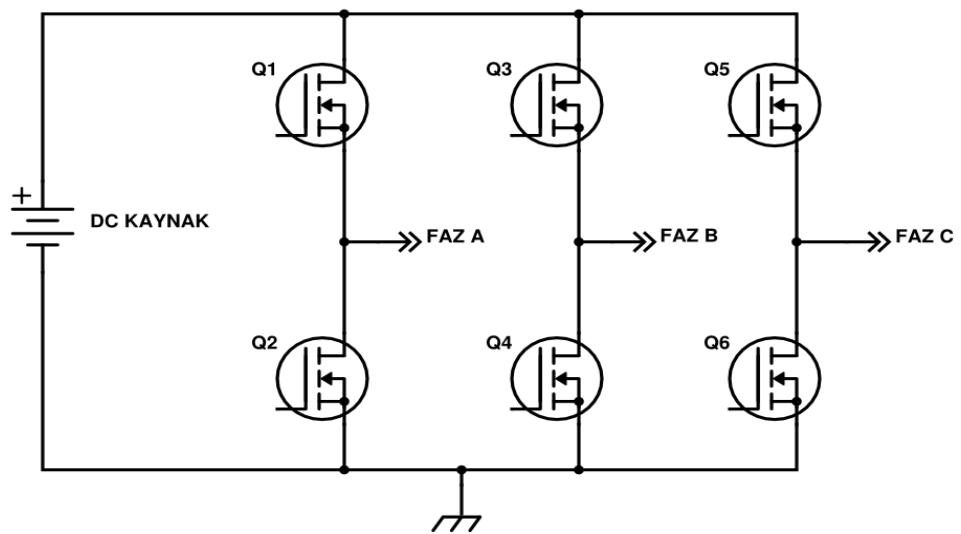
Sistem pillerin sıcaklık takibini de yapmaktadır. Kullanılan pillere göre tanımlanan güvenli sıcaklık aralığında şarj ve deşarj işlemlerine izin verilir. Pillerden birisi bu değerleri aşarsa şarj veya deşarj işlemi kesilir ve kullanıcıya uyarı mesajı gönderilir.

Ana kart üzerinde CAN Bus haberleşme için gerekli donanım vardır. Ana kart bu sistemi kullanarak elektrikli aracın ana kontrol ünitesi ile haberleşir. Bu sayede aracın ana kontrol ünitesi kritik durumlarda aracı durdurarak bataryaları koruyabilir.

3.3 Sürücü Tasarımı

Fırçasız DC motorun sürülmesi için bir 3 faz sürücüye ihtiyaç vardır. Kullanılan sürücü, sistemde kullanılan fırçasız motorlar için tasarlanmış ve üretilmiştir.

Sürücünün temel yapısı 3 faz half bridge yapısındadır. Bu sistemde 6 adet N kanal güç mosfeti kullanılmaktadır. Kontrol kartında üretilen anahtarlama sinyalleri sürücü devre ile güç mosfetlerine iletilmektedir. Bu şekilde motorun istenilen sargıları enerjilendirilebilir. Sürücünün genel diyagramı Şekil 3.2' de verilmiştir.



Şekil 3.13: Gerilim beslemeli üç fazlı köprü inverter (VSI)

N kanal mosfetleri anahtar olarak kullanabilmek için mosfetlerin doyum bölgesinde çalıştırılması gerekir. Bu durum için mosfetin gate-source geriliminin threshold gerilimden büyük olması ve gate-source gerilimi ve threshold gerilim farkının mosfetin drain-source geriliminden büyük veya eşit olması gerekir. Denklem (3.1)' de bu şartlar verilmiştir.

$$V_{GS} > V_{th}, \quad V_{DS} \geq (V_{GS} - V_{th}) \quad (3.1)$$

İnvertörde kullanılan güç mosfeti için V_{th} değeri 5V' tur. V_{DS} gerilimi de 96V olarak uygulanmıştır. Bu durumda mosfetin V_{GS} gerilimi 5V' tan büyük seçilmelidir.

Mosfetler çok yüksek gate giriş empedansına sahiptir. Bu nedenle çok küçük giriş akımları çekerler. Fakat mosfeti oluşturan yarı iletkenlerin birleşme noktaları yüzünden gate, drain ve source arasında kondansatör olarak davranan yapılar oluşur. Mosfetin anahtarlanmasında bu kondansatörlerin şarj ve deşarj edilmesi gerekir. Mosfetlere yüksek frekanslı anahtarlama işaretleri uygulandığında bu kondansatörlerin her periyotta şarj ve deşarj edilmesi gerekir. Kondansatörlerin şarj ve deşarj süreleri V_{GS} geriliminin yükselme ve düşme sürelerini belirler. Bu süreler mosfetlerin anahtarlama kayıplarını belirler. Anahtarlama kayıplarını en aza indirmek için yükselme ve düşme süreleri küçük olmalıdır. Bunu sağlamak için Q_g yükü şarj edilmelidir. Denklem (3.2)' de gösterildiği gibi Q_g yükünü sağlamak t süresinde sağlamak için I_G akımı mosfet gate ucundan akıtılmalıdır.

$$Q_g = I_G \cdot t \quad (3.2)$$

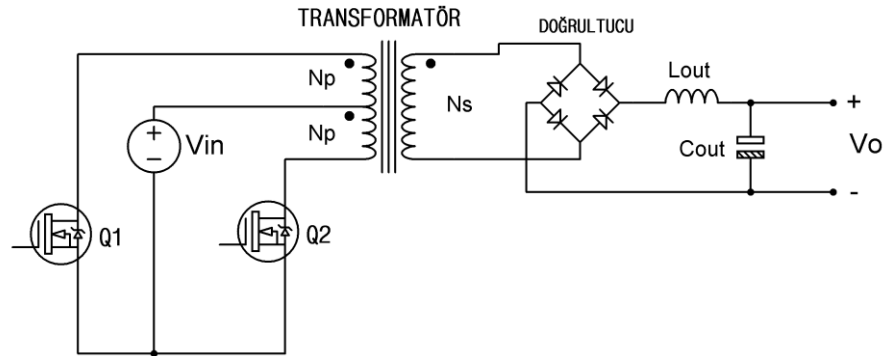
İyi bir anahtarlama hızı için t süresi 100 ns veya daha düşük seçilebilir. Seçilen mosfeti için toplam giriş yükü sağlamak için $I_G=3,8$ A olarak hesaplanır. Mosfet sürücü devresi bu gereksinimleri karşılayacak şekilde tasarlanmıştır. Sürücü devrede n kanal mosfetlerin anahtarlanması için gerekli V_{GS} gerilimleri bir push-pull tipi DC/DC çevirici kullanılarak elde edilmiştir. 3 faz H köprüsünde üst 3 anahtar

için birer, alt anahtarlar için ortak kullanılan bir çıkış olmak üzere toplamda 4 yalıtılmış kaynak elde edilmiştir. Bu kaynakların gerilim seviyeleri eşittir.

Mosfetler ile kontrol sinyalleri arasındaki yalıtım optokuplörlerle sağlanmıştır. Kullanılan optokuplörler totem pole çıkışa sahip TLP250 entegreleridir.

Bu optokuplör çıkışından 1,5 A akım verebilme kabiliyetine sahiptir. Bu akımı daha yüksek seviyeler çıkarmak için optokuplör çıkışlarına npn ve pnp transistörlerden oluşan bir totem pole devresi eklenmiştir. Bu sayede hedeflenen I_G akımı elde edilmiş olur.

Yalıtılmış kaynak oluşturmak için tasarlanan push pull çevirici izole tip bir DC/DC çevirici çeşididir. İki adet primer sargısı iki yarı iletken anahtar ile 180° faz farkı olacak şekilde iletme geçirilir. Şekil 3.3' te gösterilen devrede yarı iletken anahtar olarak mosfeti kullanılmıştır. N_p primer sargı sayısı olup iki primer sargısı da eşit sayıdadır. N_s sekonder sargıdan çıkan gerilim tam dalga doğrultucu ile doğrultulup alçak geçiren filtreden geçirilip DC çıkış gerilimi elde edilir. Bu tip çeviricideki transfer fonksiyonu Denklem (3.3)' te verilmiştir.



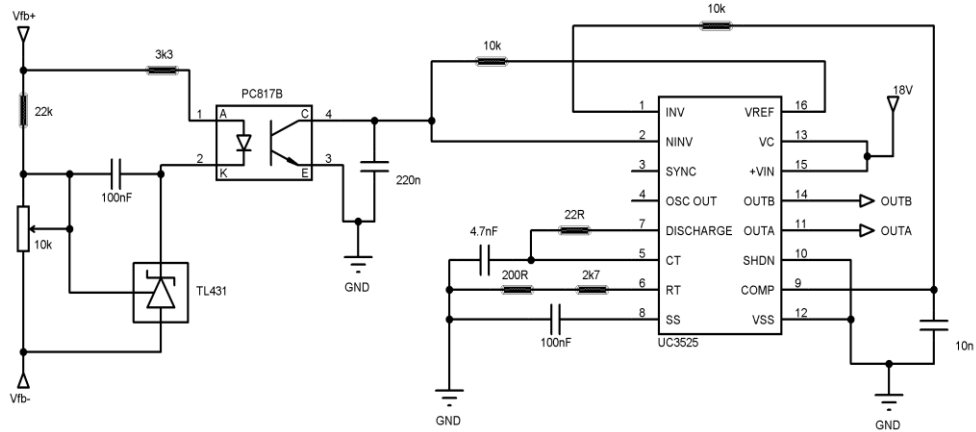
Şekil 3.14: Push-pull tip DC-DC çevirici

Çok çıkışlı çevirici tasarımında N_s/N_p oranı ayarlanarak istenilen gerilimdeki çıkış elde edilebilir. Bu sistemde 4 adet eşit gerilimli yalıtılmış çıkış hedeflenmiştir. Bu yüzden tüm sekonder sargılılar aynı sayıda seçilmiştir.

$$V_o = 2V_{in} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D \quad (3.3)$$

Push pull çeviricinin kontrolü için SG3525 entegresi kullanılmıştır. Entegre çıkış geriliminden aldığı geri bildirim ile referans değeri karşılaştırır. Aradaki fark pozitif ise anahtarlara uygulanan D oranı azaltılır, negatif ise D oranı artırılır. Bu şekilde çıkış geriliminin istenen gerilim seviyesinde sabit kalması sağlanır.

Çeviricinin çalışma frekansı 50 kHz seçilmiştir. Bu frekansın altında daha büyük bir nüve gerekliliği doğar. Daha yüksek frekans seçilmesi ise anahtarlama ve çekirdek kayıplarını artırır. Şekil 3.4' te kullanılan kontrol devresi verilmiştir.

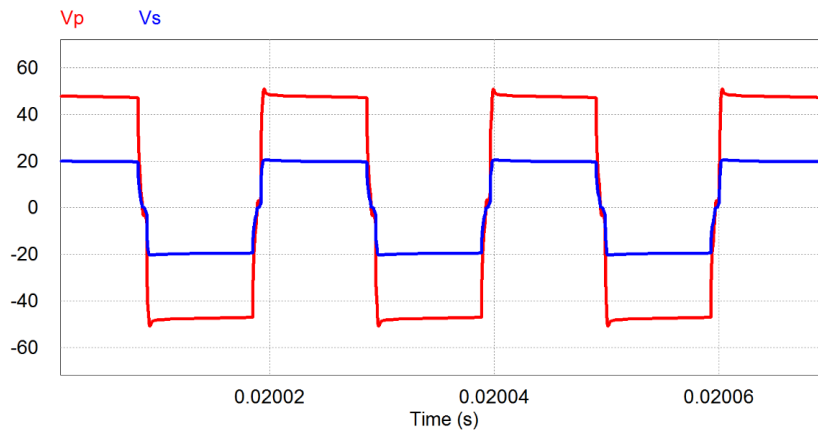


Şekil 3.15: Push-pull çevirici kontrol devresi

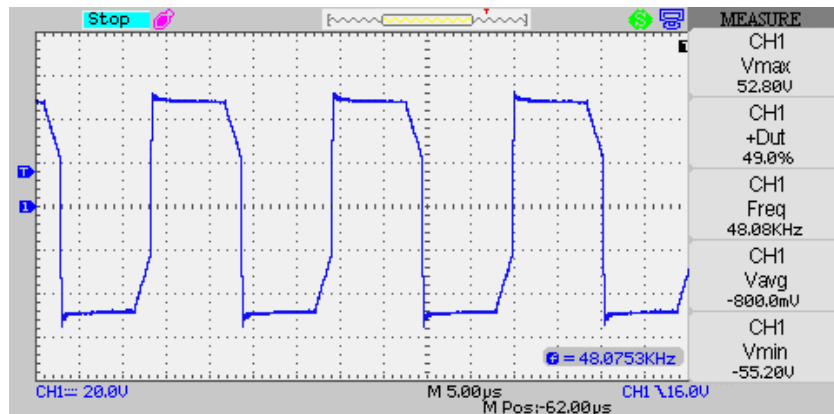
Primer ve sekonder taraf arasında yalıtım sağlamak için geri bildirim gerilimi kontrol devresi arasında yüksek hızlı optokuplör kullanılmıştır.

Push pull çeviricinin Powersim programı benzetim sonuçları Şekil 3.5' te verilmiştir. Osiloskopa devre üzerinden alınan sonuçlar ise Şekil 3.6 ve Şekil 3.7 'de gösterilmiştir.

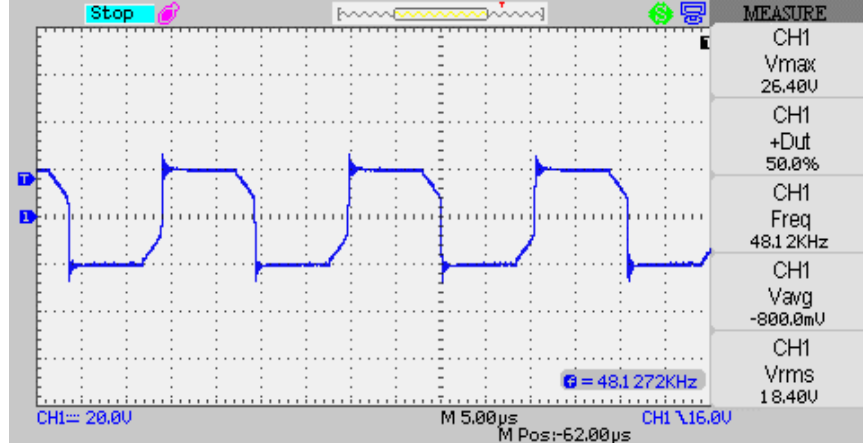
Benzetim ve uygulama sonuçları büyük ölçüde benzerlik göstermektedir. Tasarlanan bu çok çıkışlı DC/DC çevirici mosfetleri sürmek için gereken akım ve gerilim seviyelerini karşılayabilecek niteliktedir. Mosfet için gereken anlık yüksek akımlar doğrudan çeviricinin sekonder sargılarından değil filtre kısmında ve totem pole devresinde bulunan kondansatörlerden sağlanabileceğinden yüksek akım çıkışlı tasarıma ihtiyaç yoktur. Her bir mosfeti sürmek için gerek ortalama güç 5W olarak hesaplanmıştır. Bu nedenle 300 mA gibi sürekli bir çıkış akım seviyesi yeterlidir.



Şekil 3.16: Push-pull çevirici gerilimleri benzetim sonucu



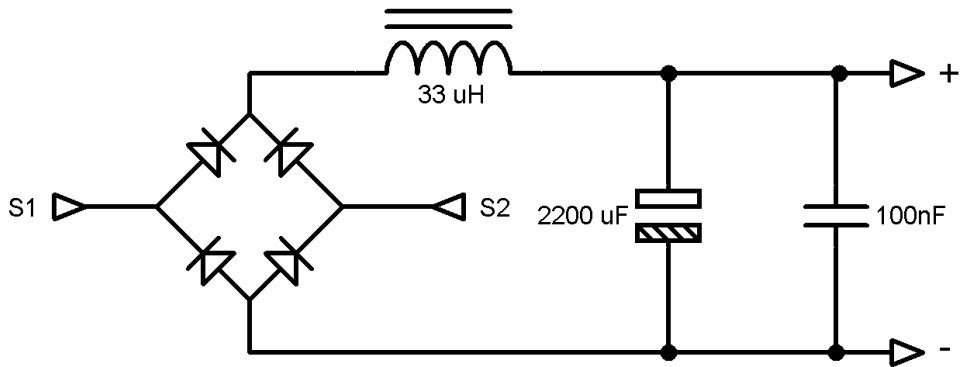
Şekil 3.17: Push-pull çevirici primer sargı gerilimi deneysel sonuç



Şekil 3.18: Push-pull çevirici sekonder sargı gerilimi deneysel sonuç

Push pull çeviricinin çıkışları hızlı diyotlardan oluşan tam dalga doğrultucu ve seri bobinden geçtikten sonra filtre kondansatörü ile DC gerilim elde edilir. Bu kondansatörün değeri çıkışta istenilen gerilim dalgalanmalarına izin verecek şekilde seçilir. Çıkış kondansatörünün değeri Denklem (3.4)' te gösterildiği gibi çıkış akımı dalgalanma miktarı, anahtarlama frekansı ve gerilim dalgalanma miktarı ile ilişkilidir.

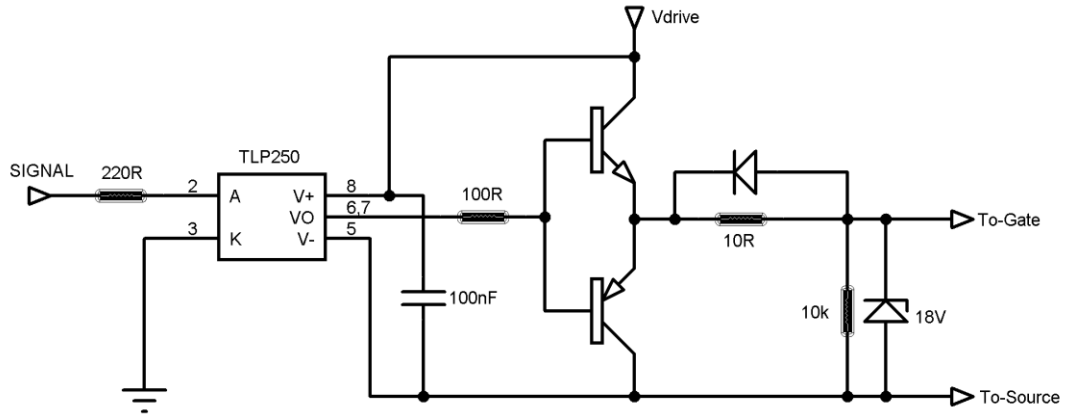
$$C_o = \Delta I \cdot \frac{t_{on}}{\Delta V_o} \quad (3.4)$$



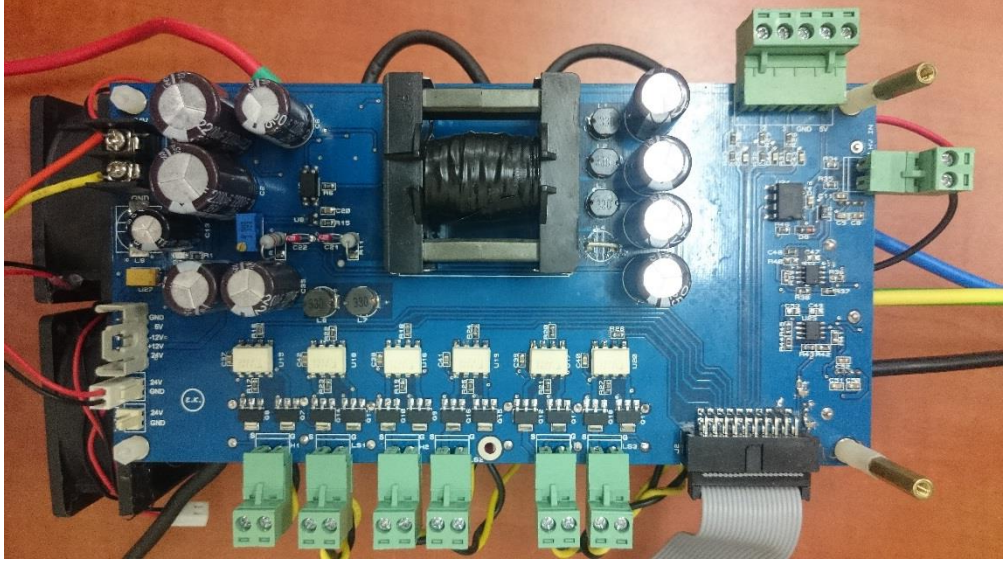
Şekil 3.19: Çıkış gerilimi doğrultucu ve filtre devresi

Yalıtılmış kaynakların gerilim seviyesi kullanılan mosfetin V_{GS} seviyesine göre seçilmelidir. Bu tasarımda kullanılan mosfet için V_{GS} değeri ± 20 V arasındadır. Bu yüzden mosfeti sürme gerilimi en yüksek akımı sağlayacak şekilde ve mosfetin V_{GS} sınırları içinde kalacak şekilde 18 V olarak seçilmiştir. Mosfetin gate ucunda yüksek frekansta endüktif etkilerden oluşacak anlık gerilim yükselmelerinden dolayı koruma olarak 18 V zener kullanılmıştır. Optokuplörün çıkışına yerleştirilen totem pole devre ile sürme akımının yükseltilmesi hedeflenmiştir. Totem pole devresinde transistörlerin doyumda çalışmasını garanti altına almak için baz akımları maksimum I_b akımına yakın seçilmiştir. Bu sayede transistörler üzerinde harcanacak güç en aza inmektedir.

Mosfetin gate ucunu aşırı akımlardan korumak için 10 ohmluk seri direnç eklenmiştir. Mosfeti iletme geçirmek için 10 ohmluk direnç üzerinden geçen akım V_{GS} gerilimini yükseltir. V_{GS} gerilimi V_{th} seviyesine ulaşınca mosfeti iletme geçer. Kesin anında ise V_{GS} gerilimi ters diyot yardımıyla hızlı şekilde 0V seviyesine çekilir. Bu şekilde hızlı bir anahtarlama gerçekleştirilir.



Şekil 3.20: PWM işareti yalıtımı ve mosfet sürücü devresi



Şekil 3.21: Tez kapsamında tasarımı yapılan sürücünün üst görünümü

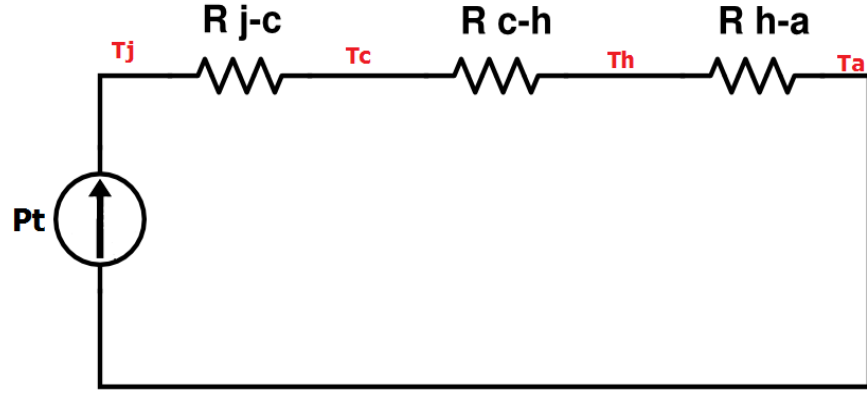
Yarı iletken anahtarlar üzerinde oluşan anahtarlama ve iletim kayıpları yarı iletkenlerin güvenliği büyük önem arz etmektedir. Şayet bu kayıplar yarı iletken anahtarların üzerinde harcayabileceği seviyeden yüksek olursa anahtar yüksek sıcaklıklara ulaşır ve yarı iletken malzemenin bozulmasından dolayı anahtar kullanılmaz hale gelecektir. Bu durumda anahtarlar üzerinde oluşan ısı enerjisinin yarı iletken kılıftan uzaklaştırılması gerekir.

Yarı iletken anahtarın jonksiyon bölgesinde oluşan ısı sırasıyla metal gövdeye oradan da havaya doğru iletilir. Metal gövde ile hava arasındaki ısıl direnç çok yüksek olduğundan enerji yeteri kadar aktarılamaz bu da yarı iletken anahtarda sıcaklık artışına neden olur. Metal kılıf ile hava arasındaki ısıl direnç düşürülerek yarı iletken anahtar üzerindeki sıcaklık artışı kontrol altına alınabilir.

Yüksek güçlü mosfetlerin soğutulmasında genel olarak alüminyum ve bakır soğutucular kullanılır. Alüminyumun ısı iletme yeteneği çok iyi olmamasına rağmen bakırdan daha ucuz olduğu için daha çok tercih edilir. Soğutucuların yüzey alanı ile ısıl dirençleri ters orantılıdır. Yani daha yüksek miktarda ısıyı yaymak için daha büyük yüzey alanlı soğutucular kullanılır.

Bir yarı iletken anahtarlı sistemde ısı enerjisinin ve ısıl dirençlerin gösterimi Şekil 3.10' da verilmiştir. Bu sistemler elektrik devrelerine benzer şekilde

gösterilebilirler. Isı kaynağını bir akım kaynağı, ısıl dirençleri de elektriksel direnç olarak gösterilebilir. Elektrik devrelerindeki gerilimin karşılığı bu sistemde sıcaklıktır.



Şekil 3.22: Yarı iletken bir malzemenin ısı eşdeğer devresi

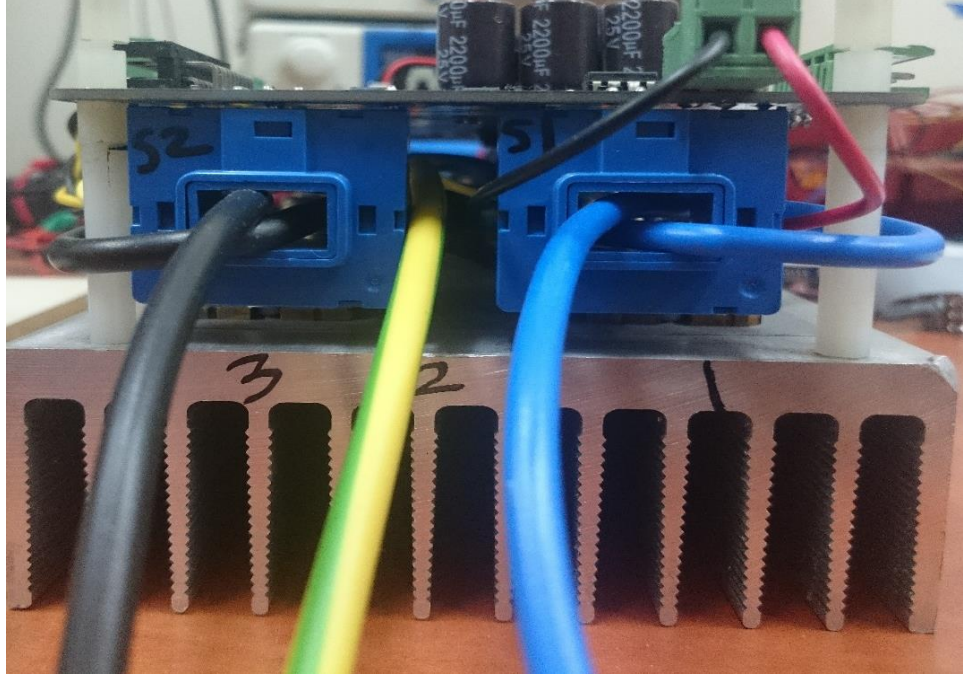
Soğutucu seçiminin yapılabilmesi için yarı iletken anahtarlar üzerinde oluşacak ısının bilinmesi gerekir. Mosfet kullanılan bir devrede bu ısı kayıplarının sebepleri anahtarlama kayıpları ve iletim kayıplarıdır. Anahtarlama kayıpları mosfeti açılma- kapanma süresinin ve anahtarlama frekansına artışına göre artar. Bu yüzden bu parametreler dikkatli seçilmelidir. İletim kayıpları ise mosfeti iletim halinde iken mosfeti iç direncinde harcanan kayıplardır.

$$P_{sw} = 0,5 \cdot F_s \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot (t_{rise} + t_{fall}) \quad (3.5)$$

$$P_{con} = R_{DS} \cdot I_D^2 \quad (3.6)$$

Denklem (3.5) ve (3.6) kullanılarak anahtarlama kayıpları hesaplanabilir. Buradan $P_{sw}=4,5$ W ve $P_{con}=4,687$ W, toplam termal kayıp $P_{th}=9,18$ W, 6 mosfeti toplam kaybı 55,08 W olarak bulunur. Şekil 3.10' da verilen devreden toplam termal

direnç $R_{th} = (T_j - T_a)/P_{th}$ olarak yazılır. Burada $T_j = 130^\circ$ ve $T_a = 30^\circ$ seçilirse $R_{h-a} = 1,48$ °C/W olarak bulunur. Alüminyum soğutucu üreticilerinin sunduğu termal direnç tablosundan bu değere karşılık gelen uzunluk seçilir.



Şekil 3.23: Akım sensörlerinin ve soğutucunun yerleşimi

Motorun faz akımları ve DC hat gerilimini ölçmek için akım ve gerilim sensörleri invertör kartı üzerine yerleştirilmiştir. Motorun iki fazı için iki adet LEM firmasının HAIS-50P akım sensörü ve gerilimi ölçmek için Texas Instrument firmasının AMC1200 izole yükselteç entegresi kullanılmaktadır.

3.4 Kontrol Kartı

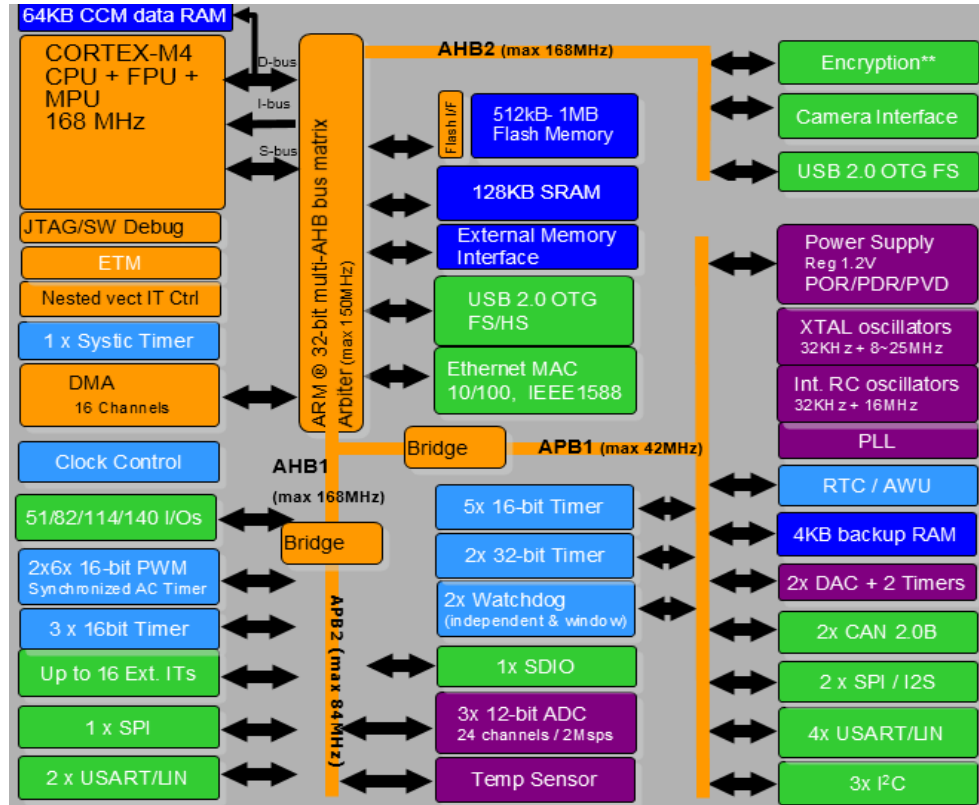
Tasarlanan kontrol kartı ARM Cortex-M4 çekirdek yapısını içeren ST Electronic firmasına ait STM32F407VGT6 mikro denetleyicisi üzerine kurulmuştur. Kart invertörün sinyal giriş-çıkış portu ile uyumlu tasarlanmıştır. İntertör üzerindeki 6 mosfetin sürülmesi için gereken sinyaller kontrol kartında üretilmektedir. Ayrıca invertör üzerinde bulunan akım ve gerilim sensörlerinden alınan bilgiler bu karta

aktarılarak işlenmektedir. Bunlara ek olarak sensörlü sürüş için gerekli olan hall effect konum sensörleri de aynı konnektör üzerinden kontrol kartına bağlanmıştır.

Kontrol kartı aynı anda iki invertörü kontrol edebilecek donanıma sahiptir. STM32F407VGT6 mikro denetleyicisinin sahip olduğu 2 adet motor kontrol zamanlayıcılarının çıkışları ve analog girişler doğrudan invertörlere bağlanıp kullanılabilir. Ayrıca fazladan ayrılmış analog ve dijital girişlerden harici analog ve dijital sinyal girişi yapılabilir.

Kontrol kartı ile haberleşebilmek için 4 farklı iletişim protokolü kullanılabilir. Bunlar USART, CAN, USB ve SWD protokolleridir. USART seri bir iletişim protokolü olup mikro denetleyici-bilgisayar veya mikro denetleyici-mikro denetleyici iletişimine imkân verir. CAN protokolü otomotiv sektöründe kullanılmak üzere geliştirilmiştir. En büyük amacı araçlardaki kablo sayısını azaltmak ve güvenilir bir sistem oluşturmaktır. Kart üzerinde iki adet CAN birimi bulunmaktadır. Bu birimler ile kullanıcı ve invertörler arasında güvenli ve hızlı bir haberleşme hedeflenmiştir. Kart üzerine eklenen USB portu ile bilgisayar arasında yüksek hızlı bir bağlantı kurulabilir. HID iletişim türünü kullanarak veri gönderip alma işlemleri gerçekleştirilebilir. SWD portu ise mikro denetleyiciyi programlamak ve debug işlemi için kullanılmaktadır.

Kontrol kartı için ARM çekirdekli bir mikro denetleyici tercih edilmiştir. Bu tercihin sebepleri motor kontrol uygulamaları için özelleşmiş zamanlayıcılar, yüksek çözünürlüklü analog-dijital çevirici, çeşitli çevrebirimler, haberleşme protokolleri desteği, yüksek işlemci hızı, flash hafıza desteği ve matematiksel işlemler için FPU (Floating Point Unit) donanımı bulunması olarak sıralanabilir.

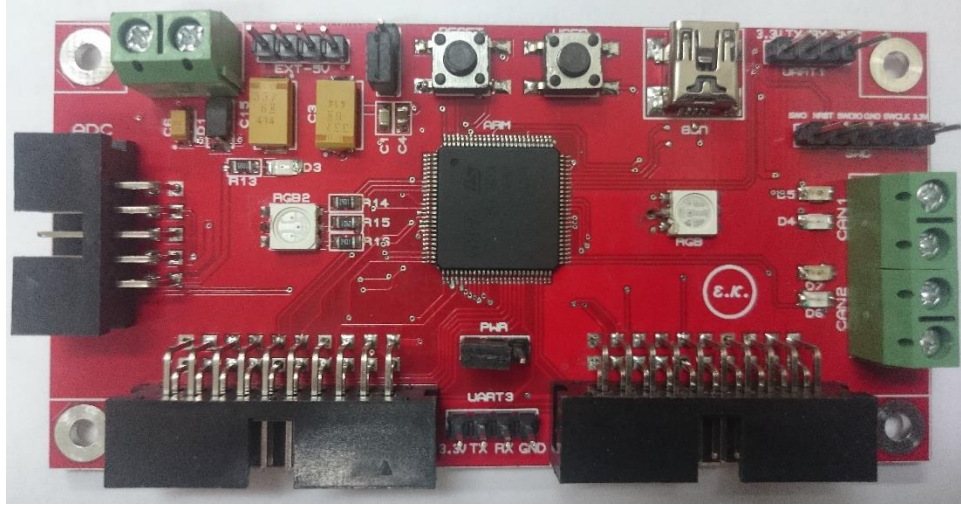


Şekil 3.24: STM32F4 sınıfı mikrodenetleyicilerin çekirdek yapısı

STM32F407VGT6 mikro denetleyicisinin donanım özellikleri Şekil 3.13' te gösterilmiştir. CPU hızı 168 MHz hızında çalışabilecek yetenektir. Bu hız motor kontrol uygulamaları gibi yüksek matematiksel işlem gücü gerektiren uygulamalarda büyük avantaj sağlar. FPU donanımı ise CPU ile fazla clock darbesi gerektiren noktalı sayı işlemlerini donanımsal olarak yaparak büyük bir hız artışı sağlar.

ADC (Analog Digital Conversation) donanımı saniyede 2 milyon örnek alabilme yeteneğine sahiptir. Dual ve tripple modda çalışabilen bu donanım ile aynı anda birden fazla kanalda çevrim yapılarak örnekleme hızı artırılabilir.

Motor kontrol zamanlayıcıları 16 bit çözünürlükte PWM sinyalleri üretebilir. 6 adet PWM çıkışı birbirinden bağımsız veya komplementer olarak ayarlanabilir. Komplementer çıkışlar arasına ölü zaman ekleyebilmek için dâhili ayarlanabilir ölü zaman üretici kullanılabilir.



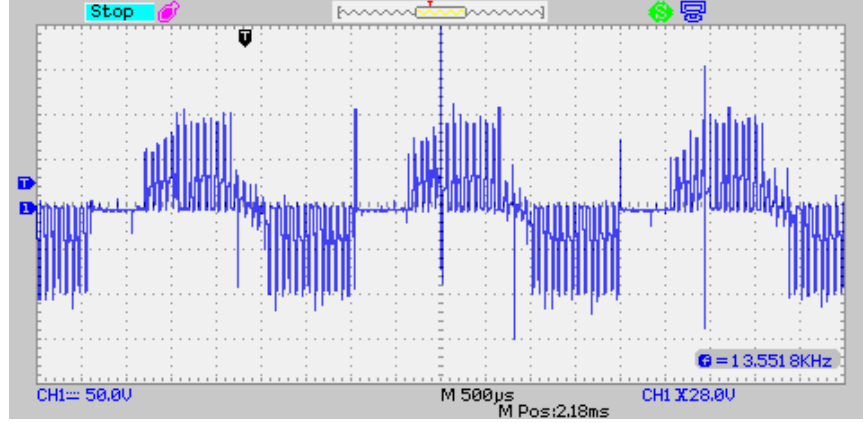
Şekil 3.25: Tez kapsamında tasarımı yapılan STM32F407VGT6 çekirdekli ARM tabanlı DSP kontrol kartı

3.5 Fırçasız DC Motorun Sensörlü Kontrolü

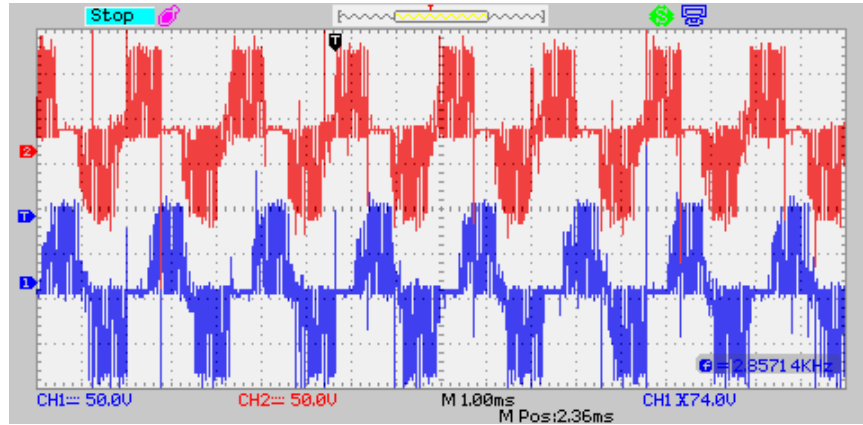
Hazırlanan invertör ile fırçasız motor sensörlerinden alınan konum bilgisiyle sürülmüştür. İntertör girişine 96 V gerilim uygulanmıştır. Bu gerilim kontrol kartı tarafından üretilen 15 kHz' lik PWM sinyali ile modüle edilerek motor sarılarına uygulanmıştır. Uygulanan duty oranı ile motor sargıları üzerine düşen gerilim artırılır. Motor sargılarından geçen daha yüksek akım daha yüksek bir moment üretilmesine neden olur. Sabit yük altındaki motorda artırılan moment, motorun dönüş hızını artırır.

Motor sürüşü için 6 adım anahtarlama kullanılmıştır. 6 farklı anahtarlama durumu rotor konumuna göre seçilmektedir. İntertörün alt anahtarlarına PWM işareti üst anahtarlarına ise 1 ve 0 işareti uygulanır. Bu şekilde PWM işareti motor fazlarına aktarılmış olur.

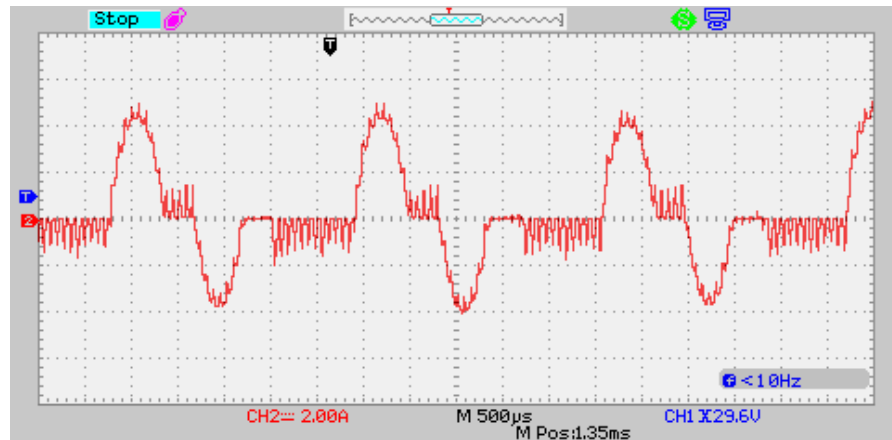
Grafiklerde motordan alınan faz gerilimleri ve faz akımları verilmiştir.



Şekil 3.26: Fırçasız motorun faz gerilimi deneysel sonucu



Şekil 3.27: Fırçasız motorun iki faz gerilimi deneysel sonucu



Şekil 3.28: Fırçasız motorun faz akımı deneysel sonucu

4. DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

4.1 Giriş

Doğrudan moment kontrolün (DTC veya DMK) temeli stator akısı ve moment referans değerlerinin makineden ölçülen gerçek akı ve moment değerleriyle karşılaştırılması ile elde edilen bu hata değerlerin histerisiz bant bloklarına uygulanması sonucu önceden belirlenen anahtarlama tablosuna göre uygun vektörün seçilmesi esaslarına dayanır. (Depenbrock 1988).

Doğrudan moment kontrolü (DTC) hız ve momentinin belli sınırlar içinde tutulması sağlamaya yönelik kolay hesaplı yüksek verimli ve daha az parametre bağımlısı olan bir yöntem olarak standart AC motorlarda sıkça kullanılmaktadır. DTC yöntemi değişken yüklere motorun en hızlı ve iyi tepkiyi vermesini hedeflemektedir. Diğer vektör tabanlı kontrol yöntemlerine göre daha az karmaşıktır ve daha hızlı sonuçlar üretir. Ancak inverter anahtarlama frekansı yüke ve histerisiz bant limitine göre değişkendir. Yine stator direncinin termal sürüklenmesine de oldukça hassastır. Bununla birlikte, doğrudan moment kontrol yönteminin alan yönlendirmeli kontrole göre bazı avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Ayrı bir gerilim modülasyon bloğuna gerek yoktur.
- Gerilim ayrıştırma devrelerine ihtiyaç yoktur.
- Diğer kontrol yöntemlerine göre daha az kontrolör gerektirir.
- Stator akı vektörünün konumunun tam bilinmesi zorunlu değildir.
- Hızlı moment cevabı sağlar.

Dünya genelinde DTC ile ilgili birçok araştırma yapılmış ve makale yayınlanmıştır. Bu kontrol sisteminin asenkron, sabit mıknatıslı senkron ve fırçasız DC motorlara uygulaması en çok yapılan çalışmalar arasındadır.

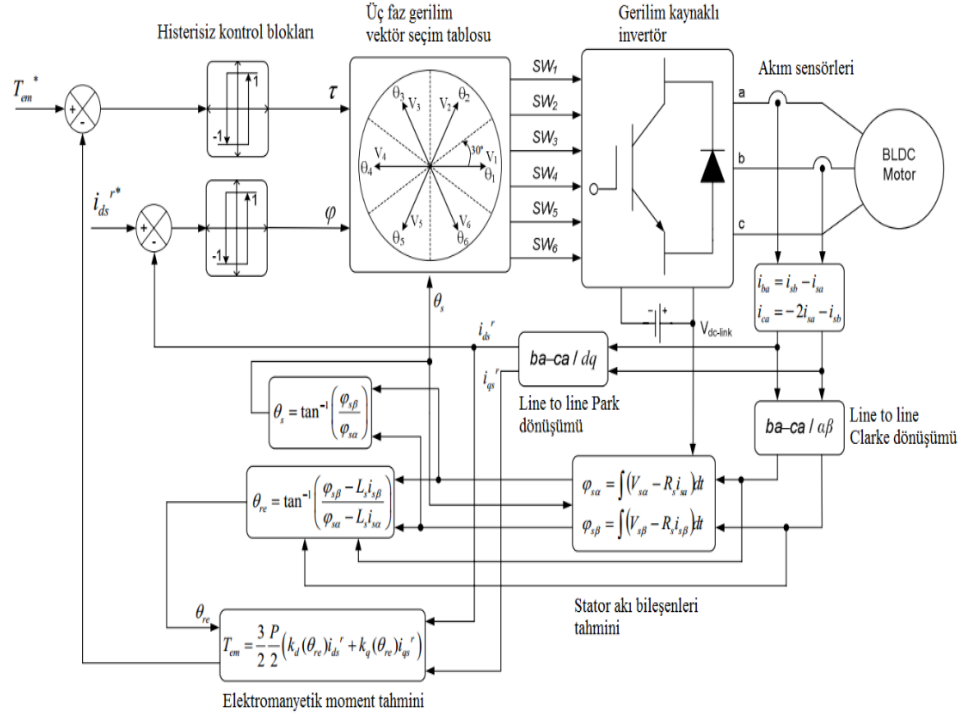
DTC yöntemi, referans ve hesaplanan akı vasıtasıyla momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek nitelikte bir anahtarlama dizisinin, eviricideki güç

anahtar elemanlarına uygulanmasına dayanır. Bu yöntem, makinanın akı ve momentinin makine parametreleri ve ölçülebilen büyüklükler yardımı ile hesaplanmasını mümkün kıldığı için aynı zamanda bir doğrudan vektör kontrol yöntemi sayılır. Doğrudan vektör kontrol yönteminden farkı; akımlar için herhangi bir dönüşüm yapılmasına gerek duyulmadığı gibi, sinüs üçgen karşılaştırması veya histerisiz akım kontrolü gibi bir darbe genişlik modülasyonu oluşturma yöntemine de ihtiyaç yoktur. DTC' de motor akısı ve momentin, temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, doğru akım motor sürücüsünde yapılan işlemin prensip olarak aynısıdır.

DTC' de akı ve momentin her ikisi de histerisiz denetleyici ile kontrol edilir ve PWM ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. PWM modülatörü yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Böylece, da sürücünün sahip olduğu moment kontrol ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. Hassas hız kontrolü gerektirmeyen elektrikli lokomotifler ve elektrikli otomobil gibi taşıma uygulamalarında, elektromanyetik moment doğrudan kontrol edilir ve hız kontrolü kullanılmaz. Doğrudan moment kontrolü yöntemi bu gibi uygulamalar için idealdir (Erdoğan 2010).

4.2 Fırçasız DC Motorlarda DTC

Motor analizlerinde değişkenleri ayırıştırmak, karmaşık modelleri çözmek ve tüm parametreleri ortak bir düzlemde ifade edebilmek için eksen dönüşümleri yapılır. Bu dönüşümler analizler için büyük kolaylıklar sağlar ve makineyi daha anlaşılır kılar. Bazı dönüşümler sistemi zamandan bağımsız kılarken bazıları da sistemi sabit hızlı sabit akıllı doğrusal sistemlere benzetir.



Şekil 4.1: DTC blok diyagramı (Öztürk 2008)

Doğrudan moment kontrolün en büyük avantajı PWM anahtarlama sırasında oluşan moment dalgalanmalarını gidermesi ve hızlı bir moment cevabı sağlamasıdır. Zıt emk gerilimleri trapezoidal olan fırçasız DC motorlarda, sinüzoidal olanlara göre daha büyük moment dalgalanmaları mevcuttur. Bunun nedeni zıt emk geriliminin şeklidir.

Şekil 4.1’ de kullanılan kontrol diyagramı verilmiştir. Moment ve akının değerleri stator akım ve gerilimlerinin anlık değerlerinden hesaplanır. Hesaplanan bu değerler ile referans değerler karşılaştırılarak bir histerisiz bantı içinde tutulmaya çalışılır.

Bu çalışmada motor sabitleri, çalışma sırasındaki anlık stator akımları ve DC bara gerilimi kullanılarak doğrudan moment kontrolü gerçekleştirilmiştir. Motorun rotor pozisyonu motordan ölçülen parametreler ile anlık olarak hesaplanmıştır. Bu şekilde hall effect sensörler gibi konum bilgisi veren sensörlere ihtiyaç ortadan kaldırılmıştır.

Doğrudan moment kontrol yönteminde en önemli işlem endüklenen elektromanyetik moment değerinin doğru tahmin edilmesidir. Denklem (2.22)' de verilen ifadeden anlaşılacağı üzere zıt emk gerilimleri ve faz akımları kullanarak elektromanyetik moment hesaplanabilir. Faz akımları motor fazlarından yapılan ölçüm ile elde edilir. Zıt emk ise motorun yapısına ve hızına göre değişen bir parametredir. Bunun elde edilmesi için 3 faz referans düzlemde elde edilen zıt emk tablosu kullanılmıştır.

Fırçasız DC motorlar sargıları genellikle yıldız bağlantı şeklinde birleştirilirler. Bu durumda motorun nötr noktası ulaşılmaz duruma gelir. Motordan alınan akım, gerilim ve zıt emk gibi ölçümler faz-faz arası olarak ölçülebilir. Diğer vektör kontrol yöntemlerinde olduğu gibi doğrudan moment kontrol yöntemi de referans düzlem dönüşümüne ihtiyaç duyar. Burada kullanılan Clarke ve Park dönüşümleri normalde 3 giriş değişkenine ihtiyaç duyar. Fakat yıldız bağlı motorlardan alınan faz-faz arası ölçümleri faz-nötr ölçümlere için fazlardan dönüşüm işlemlerine gerek vardır. Bu gereksinimi ortadan kaldırmak için (Öztürk ve Toliyat 2008)' de önerilen faz-faz arası (line to line) dönüşüm matrisi kullanılmıştır.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta - \pi/6) & -\sin(\theta + \pi/6) \\ -\cos(\theta - \pi/6) & \cos(\theta + \pi/6) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{ba} \\ X_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Denklem (4.1)' de verilen dönüşüm matrisi ile faz-faz arası ölçümler doğrudan dq eksen sistemine dönüştürülür. Denklem (4.2) ise $\alpha\beta$ eksen sistemi dönüşümü için kullanılır.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{ba} \\ X_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Zıt emk sabitlerinin dq eksenine dönüştürülmesiyle moment denklemi tekrar düzenlenebilir.

$$T_e = \frac{3P}{4\omega_{re}} (e_q(\theta_{re})i_q + e_d(\theta_{re})i_d) \quad (4.3)$$

Denklem (4.3)' de verilen ifadede e_d , e_q , i_d , ve i_q dq eksenindeki motor zıt emk ve akım değerleridir. Zıt emk değerleri açığa göre değişen fonksiyonlar olarak tanımlanmıştır. Bu işlem aslında motordan elde edilen zıt emk tablosundan seçim yapma işlemidir. Gerçek zıt emk değerlerini hesaplamak için hız bilgisinin de bilinmesi gerekir. Hız değeri stator akısının dönüş hızından bulunur.

Motor sargılarından ölçülen akım değerlerini 3 fazdan faz-faz arası değerler dönüştürmek gerekir. Yıldız bağlanmış bir motor sargı yapısında faz akımları toplamı dengeli ve harmoniksiz durum için sıfır olmalıdır ($i_a + i_b + i_c = 0$). Bu nedenle, faz-faz arası dönüşümde kullanılacak akımlar, Denklem (4.4) ve Denklem (4.5)' deki gibi elde edilir.

$$i_{ba} = i_b - i_a \quad (4.4)$$

$$i_{ca} = -2i_a - i_b \quad (4.5)$$

Rotor pozisyonunun hesaplanması ve anahtarlama vektörünün seçimi için stator akı bileşenlerinin bilinmesi gerekir. $\alpha\beta$ eksen sistemine dönüştürülen akım ve gerilim değerleri kullanılarak Denklem (4.6) ve (4.7) kullanılarak stator akı bileşenleri elde edilir. Burada, R değeri stator direnç değeridir. $\varphi_{s\alpha}(0)$ ve $\varphi_{s\beta}(0)$ başlangıç stator akı değerleridir ve motorun faz-faz arası zıt emk sabiti (K_{ll}) biliniyorsa $\varphi_{s\alpha}(0) = 0$ ve $\varphi_{s\beta}(0) = 2K_{ll} \pi/3\sqrt{3}$ olarak hesaplanır.

$$\varphi_{s\alpha} = V_{s\alpha}t - R \int i_{s\alpha} dt + \varphi_{s\alpha}(0) \quad (4.6)$$

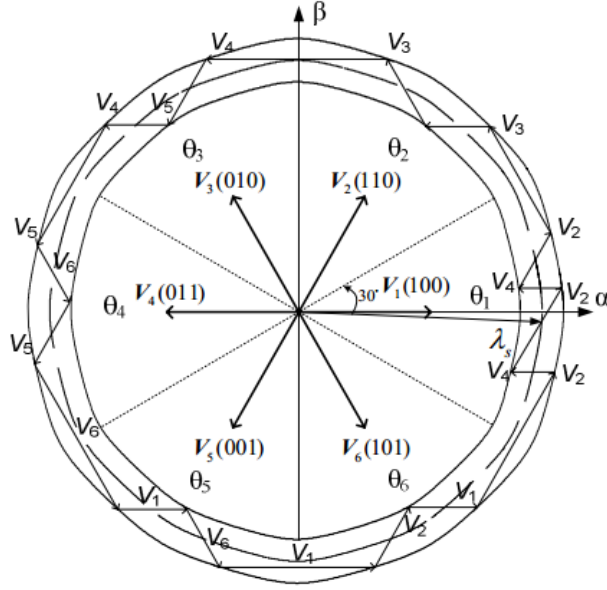
$$\varphi_{s\beta} = V_{s\beta}t - R \int i_{s\beta} dt + \varphi_{s\beta}(0) \quad (4.7)$$

Elektromanyetik momentin tahmin edilmesi için kullanılan zıt emk değerlerinin hazırlanan tablodan seçilmesi için rotorun elektriksel açısına ihtiyaç vardır. Bu açı stator akısı ve akımları kullanılarak Denklem (4.8)' deki gibi hesaplanır. Burada, L değeri stator endüktansdır.

$$\theta_{re} = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{s\beta} - Li_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha} - Li_{s\alpha}} \right) \quad (4.8)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \right) \quad (4.9)$$

Doğrudan moment kontrolünde anahtarlamalar 8 adet vektör ile yapılır. Bunlardan 2 tanesi sıfır vektörüdür Vektörlerin seçimi 3 değişkene bağlıdır. Bunlar akı ve moment histerisiz bloğundan gelen bilgi ve stator akısının açısıdır. Akı histerisiz bloğunun çıktısı +1 veya -1' dir. Moment histerisiz bloğunun çıktısı -1 veya +1 olabilir. Histerisiz bloklarına uygulanan referans ile gerçek değer farkı histerisiz bant genişliğinden büyük ise blok çıkışı +1, küçük ise -1 olur. Stator akı bileşenin açısı ise bulunulan sektörü belirler ve Denklem (4.9)' dan hesaplanır..



Şekil 4.2: Stator akısının $\alpha\beta$ eksenindeki yörüngesi

Histerisiz blokların çıkışlarına bağlı olarak 4 farklı anahtarlama tablosu oluşur. Her örnekleme periyodunda tablodan seçilen anahtarlama vektörü invertöre uygulanır. Anahtarlama tablosundaki 6 farklı vektör kullanılarak stator akısının belirlenen bantta tutulması sağlanır.

Tablo 4.1: Anahtarlama vektörleri tablosu

φ	τ	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\varphi=1$	$\tau=1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$\tau=-1$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
$\varphi=-1$	$\tau=1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$\tau=-1$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

4.3 DTC için Bilgisayar Benzetimi

Fırçasız DC motorun doğrudan moment kontrolünün sayısal benzetiminin (simülasyonunun) oluşturulması için MATLAB/Simulink platformu kullanılmıştır.

MATLAB matris tabanlı matematiksel işlemlerin etkileşimli olarak yapılabildiği ve gelişmiş grafik özelliklere sahip bir yazılımdır. Simulink, dinamik sistem modellerinin kurulması, benzetimi ve çözümlenmesinde kullanılan MATLAB yazılımına ait eklenti bir paket programdır. Simulink geniş bir blok kütüphanesine sahip olup, bu kütüphanelerdeki blokların birleştirilmesiyle matematiksel modelin benzetimi mümkün olmaktadır.

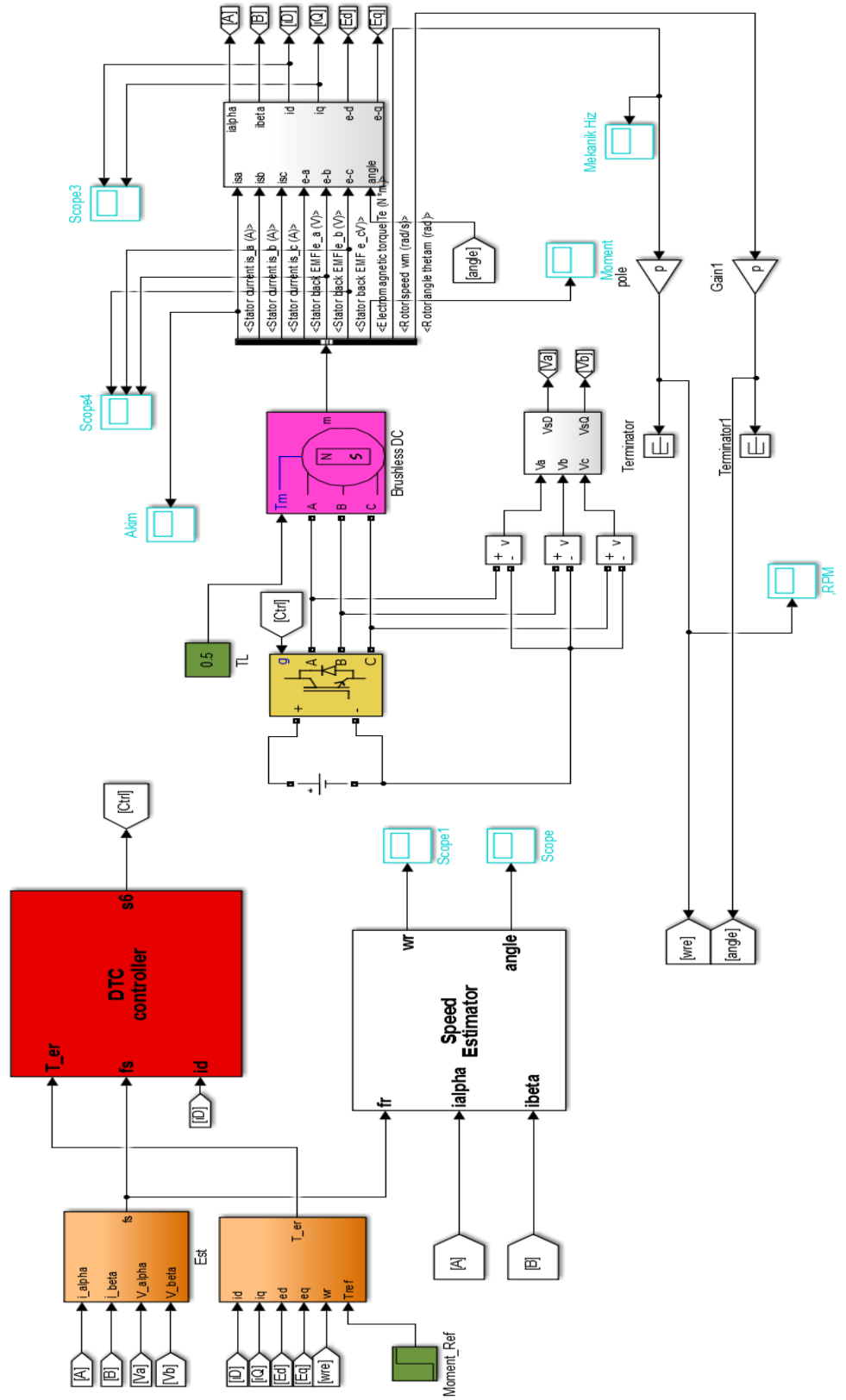
Sistemde kullanılan güç elektroniği elemanları SimPower Systems aracı kullanılarak oluşturulmuştur.

Benzetimde kullanılan motor parametreleri 3. Bölüm' deki analiz sonuçlarından ve motordan yapılan ölçümlerden elde edilmiştir. Histerisiz bloklarının bant genişliği 0.001 olarak seçilmiştir. Benzetim için motorun parametreleri Tablo 4.2' de verilmiştir.

Tablo 4.2: Simulink için motor parametreleri

Rs (ohm)	Ls (H)	Rotor mıknatıs akısı (wb)	J (kg. m ²)	P
0,02	98e-6	0,0114	1,31e-3	5

Simülasyonda 10 us' lik bir örnekleme süresi kullanılmıştır. Daha yüksek örnekleme sürelerinde akının ve momentin çok fazla salındığı gözlemlenmiştir. Bunun nedeni akı ve momentteki değişim süresinin örnekleme süresinden daha kısa kalmasıdır. Bu nedenle akı ve moment istenilen bantta tutulamaz.

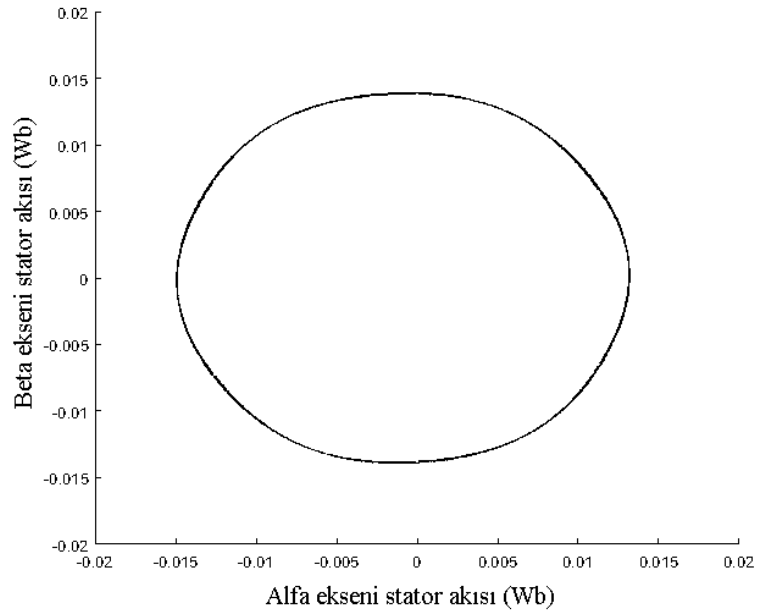


Şekil 4.3: Simulink benzetim modeli

Şekil 4.3' te kullanılan simulink modeli verilmiştir. Modelde temel olarak fırçasız DC motor, invertör, kontrol ve dönüşüm blokları bulunmaktadır.

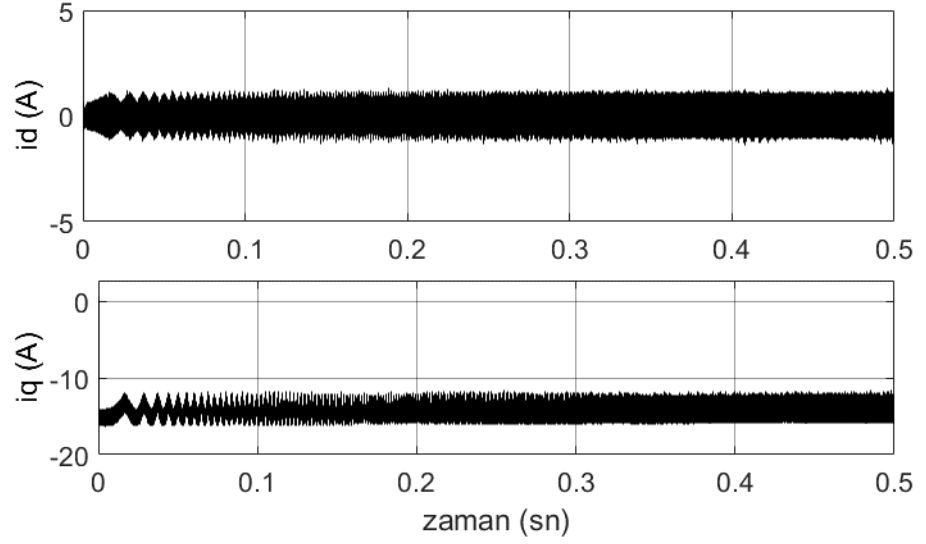
Sistem girişine ilk olarak 1,5 N.m' lik bir moment referans girişi uygulanmıştır. Uygulanan moment girişi motorun tahmin edilen moment referansı ile karşılaştırılır ve histerisiz bloğuna uygulanır.

Akı kontrolü için dq referans sisteminde d-akısı girilen referans değerde tutulmaya çalışılmıştır. d-bileşeninin motor momenti üzerinde bir etkisi olmadığı için referans değeri sıfır olarak girilmiştir. Motordan elde edilen akı değeri ile referans akı karşılaştırılarak akı histerisiz bloğuna girer.



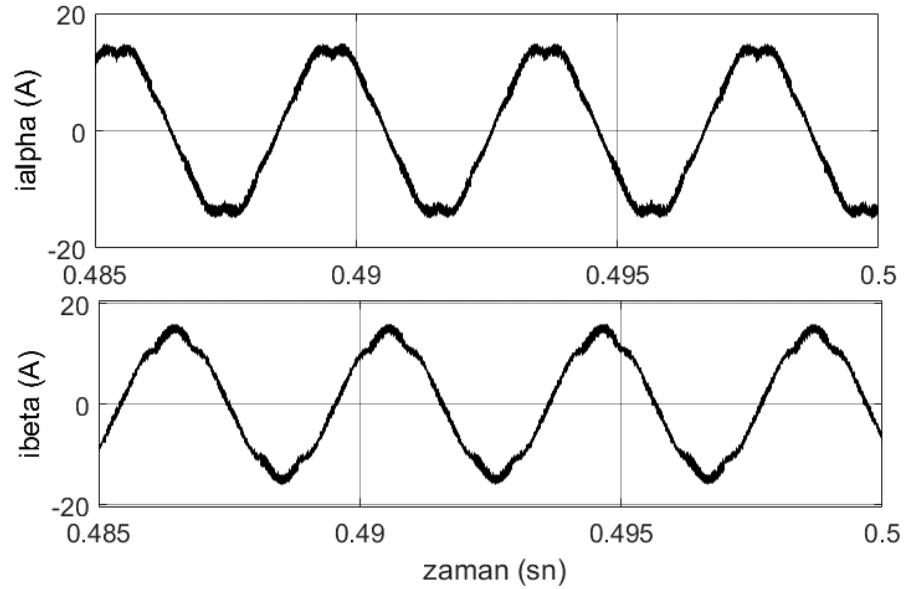
Şekil 4.4: Alfa-beta ekseninde stator akıları

Şekil 4.4' te alfa beta eksen sisteminde stator akıları verilmiştir. Motorun akım ve gerilimleri kullanılarak elde edilen akı grafiği tam bir daire şeklinde değildir. Bunun nedeni fırçasız motordaki akımların sinüzoidal şekilde olmayışıdır.

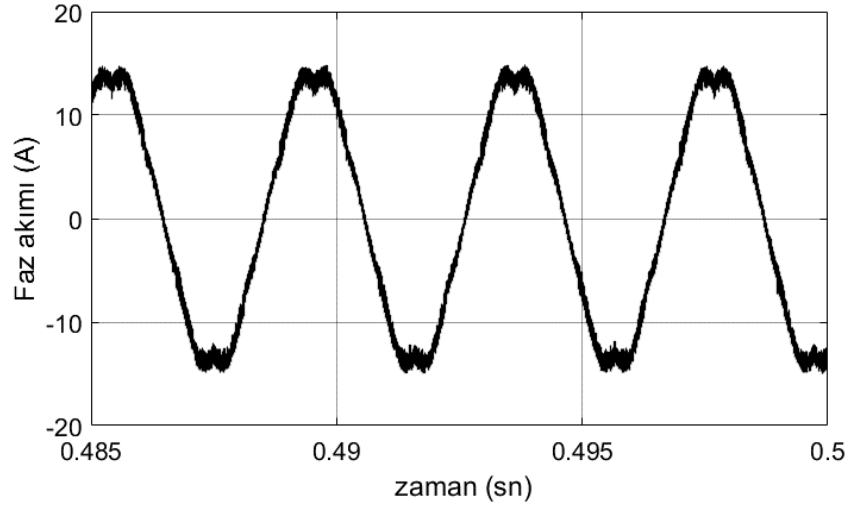


Şekil 4.5: dq ekseninde motor akımları

Simülasyondan elde edilen sonuçlarda dq eksenindeki akımlar Şekil 4.5’ te gösterilmiştir. Akımın d bileşeni kontrol sistemi tarafından referans değerde tutulduğu görülmektedir.



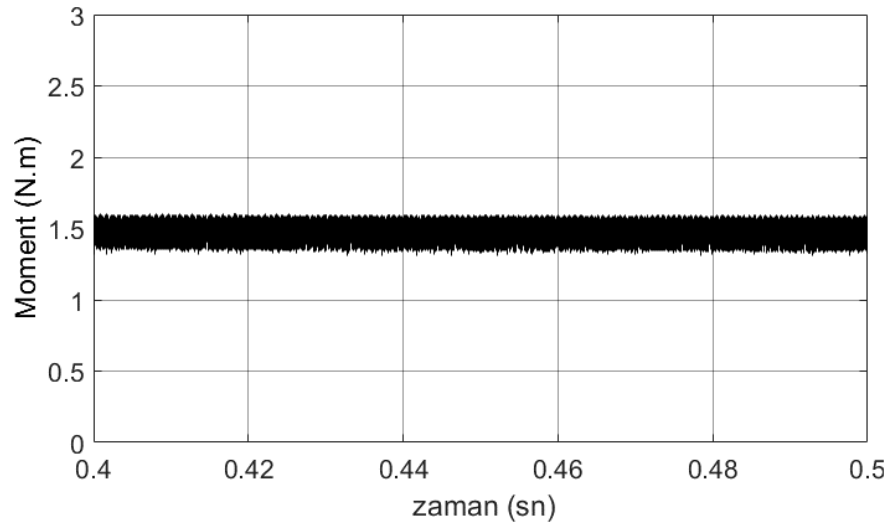
Şekil 4.6: Alfa-beta ekseninde motor akımları



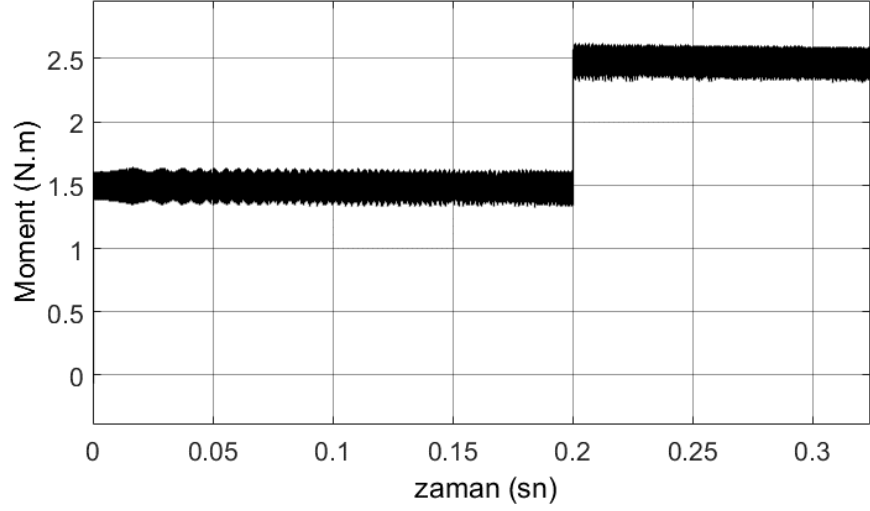
Şekil 4.7: Motor faz akımı

Şekil 4.7’ de motorun bir fazından akan akımın grafiği verilmiştir. Şekil 4.6’ da verilen grafik $\alpha\beta$ eksenindeki akımlardır.

Motor yükü 0,5 N.m iken motor momentinin istenilen değerde tutulduğu gözlemlenmiştir. Referans moment değiştirildiğinde motor hızlı bir cevap vererek istenilen değerde moment üretmiştir. Motorun ürettiği moment girilen moment referans değerinde tutulmaktadır.

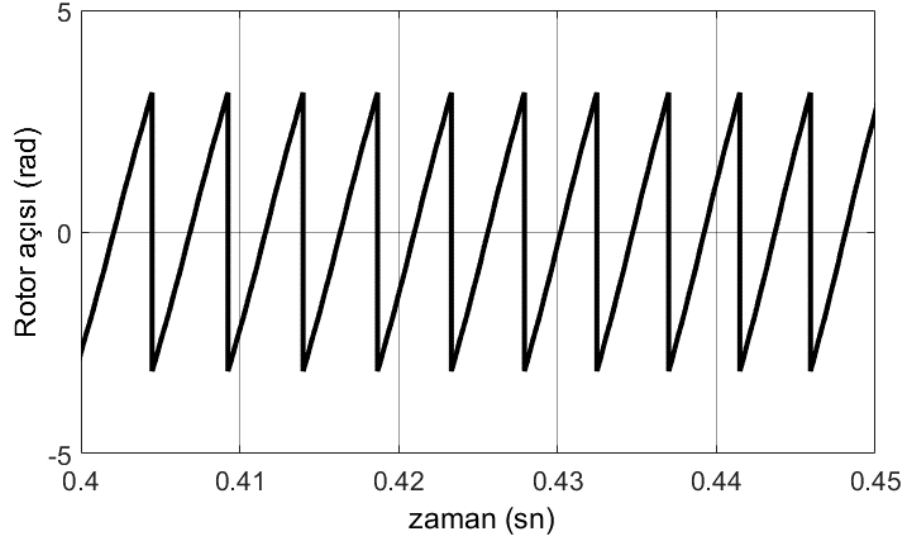


Şekil 4.8: 1,5 N.m referansta motor momenti



Şekil 4.9: Referans değeri 1,5 N.m' den 2,5 N.m' ye değiştiğinde motor momentini

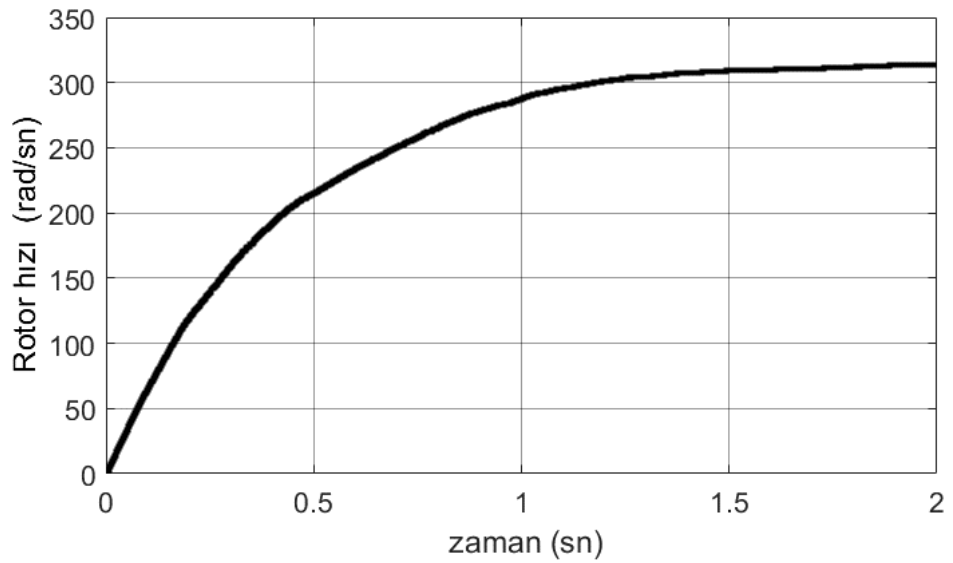
Momentte oluşan dalgalanmalar motordan ölçülen değerlerden ve moment histerisiz bloğundan kaynaklanmaktadır. Şekil 4.9, 0,2. saniyede moment referansın değişmesiyle motor momentindeki değişimi göstermektedir.



Şekil 4.10: Rotor konumu

Rotorun konumu elektromanyetik momentin tahmin edilmesinde kullanılır. Doğru bir moment tahmini doğrudan moment kontrolü için çok önemlidir. Şekil 4.10' da tahmin edilen rotor konumu verilmiştir.

Motor sabit yük altında iken rotor sıfırdan başlayarak hızlanır. Rotor hızı uygulanan yüke ve referans moment girdisine bağlı olarak değişir. Şekil 4.11' de rotor hızının artarak 1,5. saniyeden sonra sabitlendiği görülmektedir.



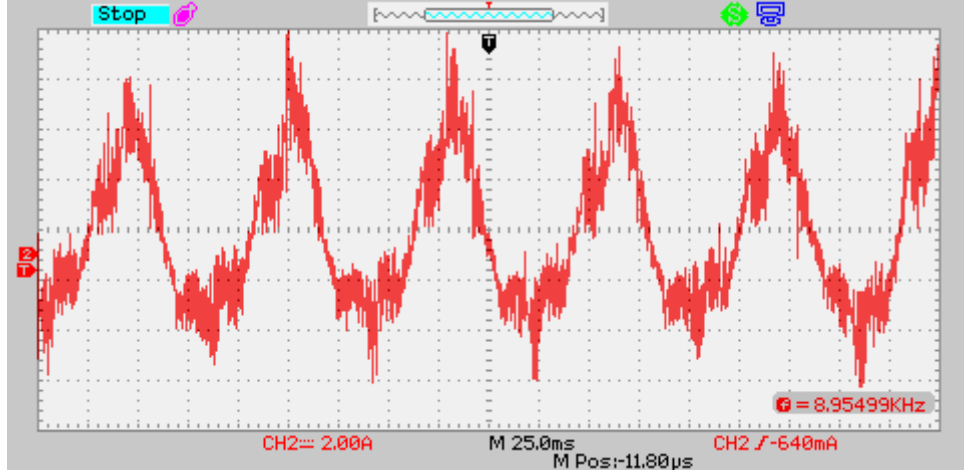
Şekil 4.11: Referans moment değeri 1,5 N.m iken motor hızı

Yapılan benzetim sonucunda fırçasız DC motorun doğrudan moment kontrolü başarıyla gerçekleştirilmiştir. Motorun istenilen moment ve akı bandı içerisinde kalması sağlanmıştır. Şekillerden de görüleceği üzere motorun moment değişimlerindeki cevabı yeterince hızlıdır.

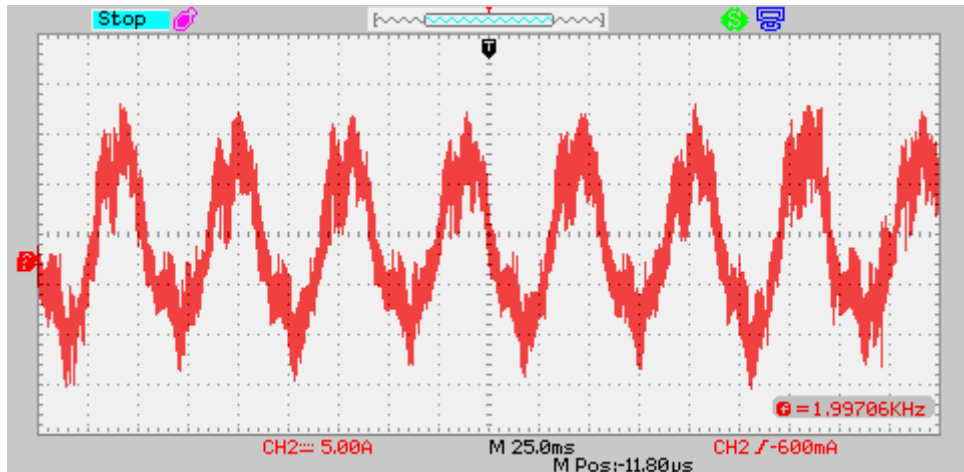
4.4 DTC İçin Deneysel Sonuçlar

Simulink'te yapılan benzetim sonuçları DTC algoritmasının fırçasız DC motora uygulanabileceğini göstermiştir. Bölüm 3' te bahsedilen motor sürücü kullanılarak DTC algoritması fırçasız DC motora uygulanmıştır. Bu algortmada her

50 mikro saniyede bir motordan akım ve gerilim ölçümleri yapılır ve tabloda hesaplanan anahtarlama vektörü motora uygulanır. Moment ve akı histerisiz bant genişlikleri 0,001 olarak seçilmiştir.



Şekil 4.12: 0,5 N.m referans giriş uygulandığında motor akımı



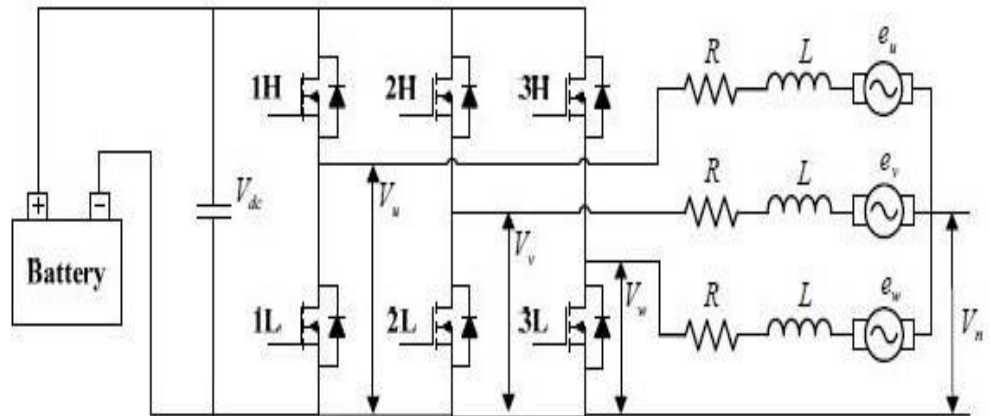
Şekil 4.13: 0.75 N.m referans giriş uygulandığında motor akımı

Referans moment girişi arttırıldığında hızın arttığı görülmüştür. Ayrıca faz akımları da daha düzgün hale gelmiştir. Akımlardaki düzensizlikler büyük oranda faz akımların ölçümündeki hatalardan kaynaklanmıştır. Daha kaliteli akım ölçümleri ile bu hatalar giderilebilir.

5. FIRÇASIZ DC MOTORLARDA GÜÇ GERİ KAZANIMI

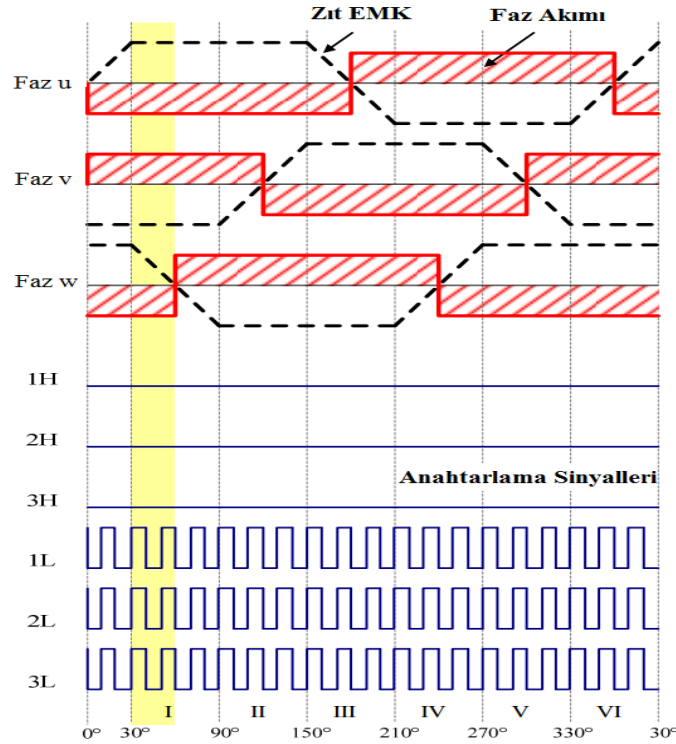
Elektrikli araçlarda aracı hareket ettirmek için kullanılan motor, aracı durdurmak için de kullanılabilir. Klasik mekanik frenleme sistemlerinde aracın kinetik enerjisi fren disklerinin oluşturduğu sürtünme ile ısı enerjisine dönüşür. Elektrikli araçlarda ısı enerjisine dönüşen bu enerji uygun yöntemlerle dönüştürülerek depo edilebilir ve daha sonra gerek duyulduğunda kullanılabilir. Bu amaçla, araçtaki motorun jeneratör olarak çalıştırılmasıyla kinetik enerji elektriksel enerjiye çevrilir. Bu elektrik enerjisi de araçta bulunan batarya sisteminde veya ultra kapasitör bloklarında depolanır ve bu da aracın veriminin artmasında büyük rol oynar.

Fırçasız DC motorun statoruna uygulanan gerilim ile makine motor olarak çalışır ve rotorunda bir moment oluşturur. Aracın frenlenme esnasında motora uygulanan gerilim kesilir ve aracın eylemsizliği ya da yolun eğimi sürücü motora haricen bir ileri yönlü moment uygular. Kısaca araç tekerlekleri artık elektrik motorunu döndürüyor demektir. Bu aşamada, aracın kinetik enerjisi rotoru döndürmeye devam eder. Fırçasız DC makine bu anda jeneratör olarak çalışır ve stator sargılarında gerilim indüklenir. Bu gerilimin genliği ve etkin değeri rotorun gerçek hızına ve rotor sabitine bağlı olarak değişir.



Şekil 5.1: Batarya ile beslenen fırçasız dc motor ilkesel şeması

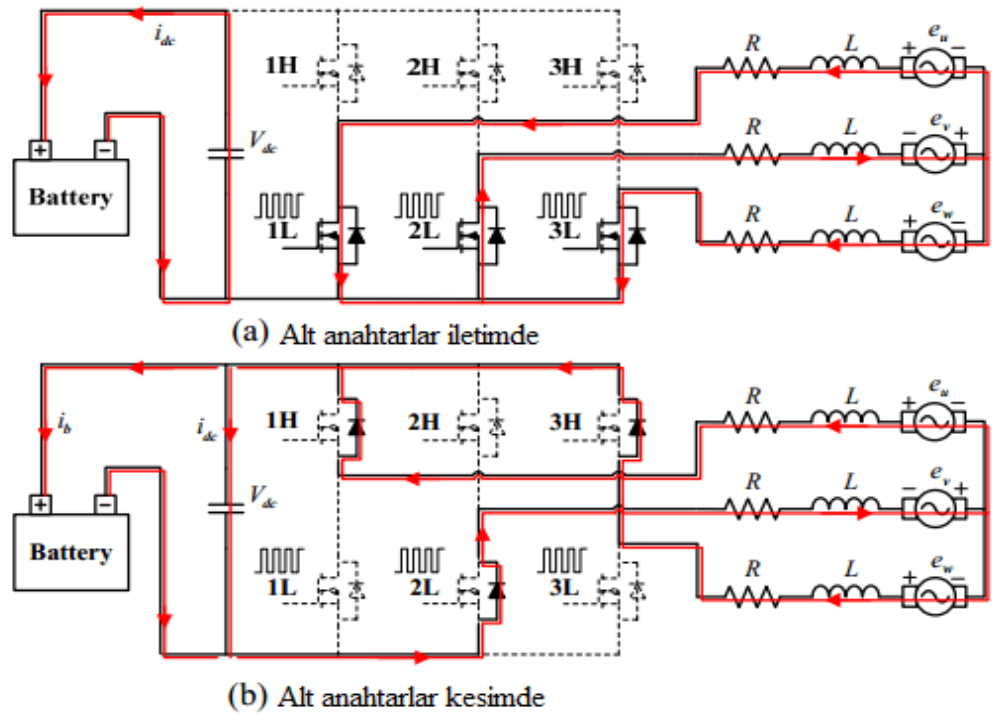
Motor statorunda indüklenen gerilim bataryalarda veya ultra kapasitörde depolanmak için yeterli seviyede olmayabilir. Bu enerjinin depo edilebilmesi için sargılarda endüklenen gerilimi seviyesinin yükseltilmesi gerekir. Üretilen gerilimi DC bara seviyesine çıkarmak için artıran (boost) çevirici yapısı kullanılması gerekir. Ancak, bu çalışmada bu işlem için ikinci bir AC-DC/DC-DC çevirici kullanmak yerine motor sürücüsü olarak kullanılan inverterin basit bir kontrol algoritması değişikliği ile artıran tip DC çeviriciye dönüştürülmesi mümkündür (Chen ve diğ. 2011). Şekil 5.1 incelenirse inverterin alt anahtar grubundaki mosfetler birer enerjilendiren anahtar, üst anahtar grubundaki diyotlar ise bu enerjiyi batarya ya da DC baraya yönlendiren boost anahtarlarının (geri yön FWD) bir boost çevirici yapısı olduğu görülebilir. Bu yapı kullanılarak gerilim seviyesi depolanacak seviyeye çıkartılabilir. Ancak, bu çalışma için inverterin sürücü (tahrik) modundan çıkartılıp özellikle alt anahtar grubunun hep aynı, tek anahtarımış gibi, PWM ile sürülmesi gerekmektedir. Burada, PWM görev faktörü değişikliği de üretilen gerilimin uygun seviyede tutulması için önemli bir parametre olacaktır.



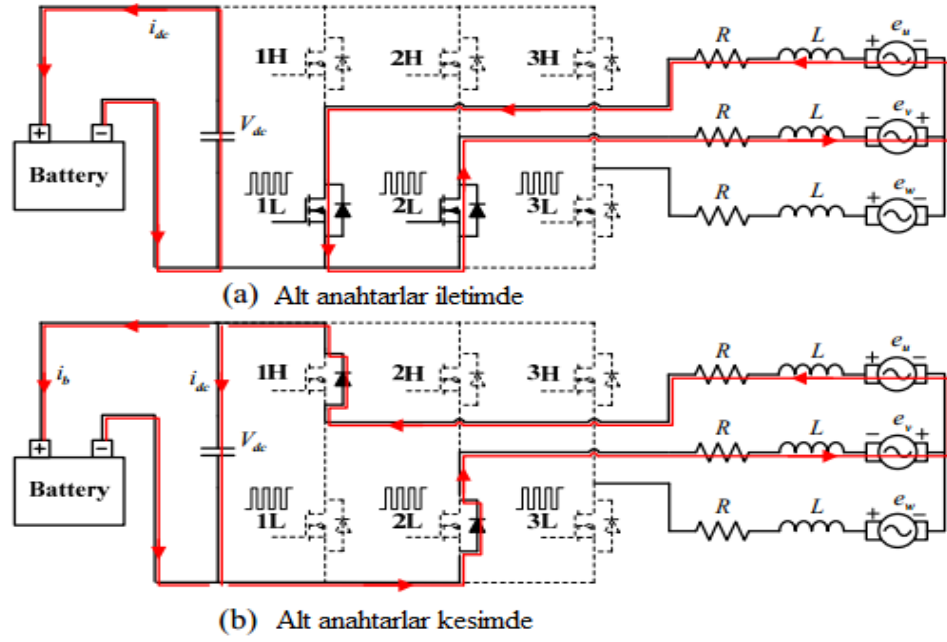
Şekil 5.2: Üç anahtarlı DC-DC boost sürüş için PWM yapısı

Şekil 5.2’ de fırçasız DC makinede üretilen rejeneratif gerilimleri ve faz akımları verilmiştir. Bu akımları sağlamak için invertörün alt kollarına aynı PWM işareti uygulanmıştır. 3-anahtarlı çalışma modunda herhangi bir sensör bilgisine gerek duymadan gerilim yükseltmesi yapılır. Bu işlem kolaylığı açısından bir avantajdır.

3 anahtarlı frenleme işlemindeki elektriksel 30°’deki çevirici devresinin durumu Şekil 5.2’ de, 60°’ deki çevirici devresinin durumu Şekil 5.3’ te verilmiştir.

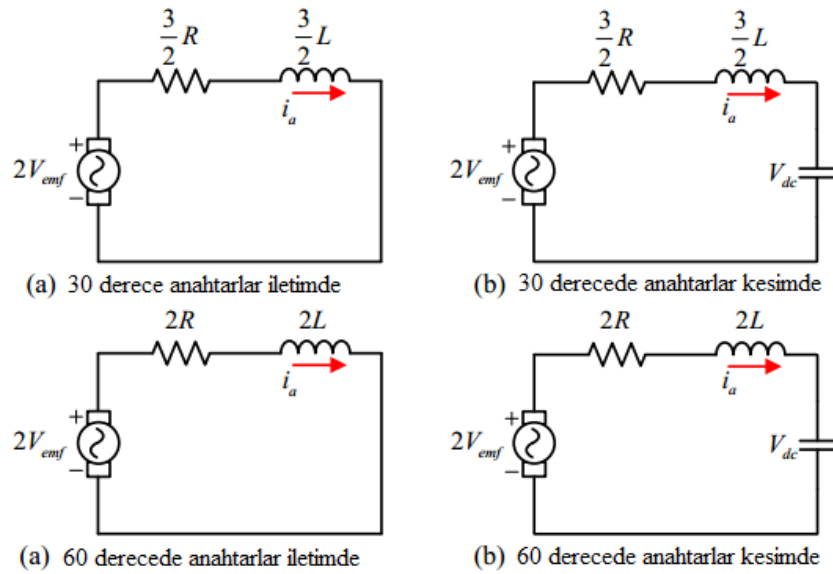


Şekil 5.3: 30° de çevirici durumu (Chen ve diğ. 2011)



Şekil 5.4: 60°'de çevirici durumu (Chen ve diğ. 2011)

Rejeneratif çalışma durumunda üretilen periyodik rejeneratif gerilimler alt kollarındaki anahtarlara uygulanan sinyaller ile yükseltilir. Devreyi analiz etmek için anahtarların iletim ve kesim durumları incelenmelidir. Şekil 5.5' te çeviricinin eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 5.5: Yükseltici çevirici yapısının eşdeğer devresi

Eşdeğer devredeki bobin üzerindeki gerilim toplamı bir elektriksel periyod boyunca sifira eşittir. Benzer şekilde bir periyod boyunca kondansatör üzerinden geçen akım toplamı da sifira eşittir.

Şekil 5.5 matematiksel olarak incelenirse V_{dc} ve V_{emf} arasındaki bağıntıyı veren Denklem (5.12) elde edilir.

$$\int_t^{t+T_s} V_L(t) dt = 0 \quad (5.1)$$

$$\int_t^{t+T_s} i_a(t) dt = 0 \quad (5.2)$$

$$D' = 1 - D \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned} \int_t^{t+T_s} V_L(t) dt &= DT_s [2V_{emf} - i_a 2R] + D'T_s [2V_{emf} - i_a 2R - V_{dc}] \\ &+ DT_s \left[2V_{emf} - i_a \frac{3R}{2} \right] + D'T_s \left[2V_{emf} - i_a \frac{3R}{2} - V_{dc} \right] = 0 \end{aligned} \quad (5.4)$$

$$V_{dc} + 2V_{emf} - i_a 2R - V_{dc} + DV_{dc} + 2V_{emf} - i_a \frac{3R}{2} - V_{dc} = 0 \quad (5.5)$$

$$2DV_{dc} - 2V_{dc} + 4V_{emf} - i_a \frac{7R}{2} = 0 \quad (5.6)$$

$$\int_t^{t+T_s} i_a(t) dt = DT_s \left(-\frac{V_{dc}}{R} \right) + D'T_s \left(i_a - \frac{V_{dc}}{R} \right) = 0 \quad (5.7)$$

$$i_a - \frac{V_{dc}}{R} - Di_a = 0 \quad (5.8)$$

$$i_a = \frac{V_{dc}}{R_L D'} \quad (5.9)$$

$$2V_{dc}D' + \frac{V_{dc}7R}{2R_L D'} = 4V_{emf} \quad (5.10)$$

$$V_{dc} \left[D' + \frac{7R}{4R_L D'} \right] = 2V_{emf} \quad (5.11)$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{emf}} = \frac{2}{D' + \frac{7R}{4R_L D'}} \quad (5.12)$$

$$K = \frac{R}{R_L} \quad (5.13)$$

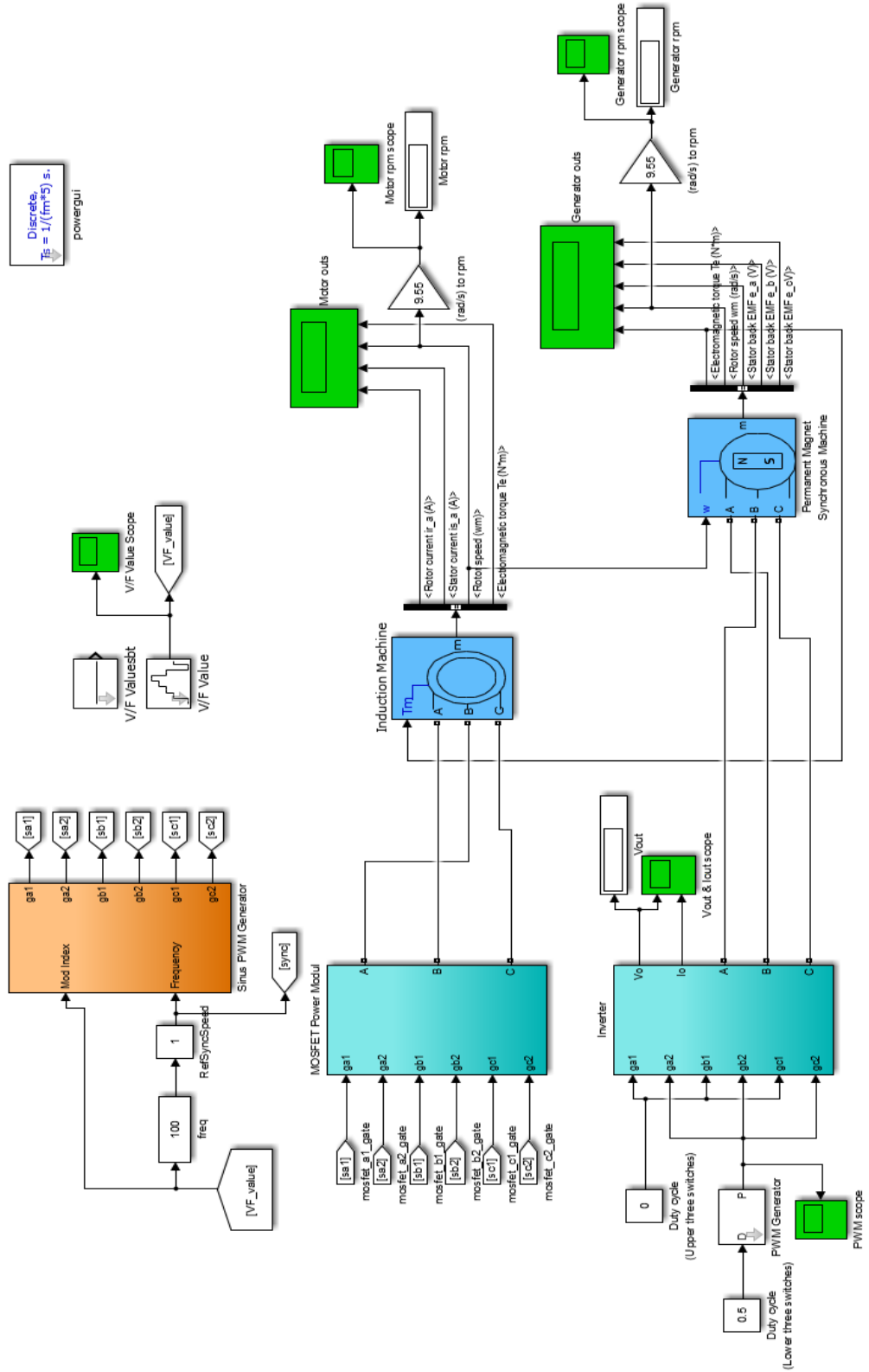
$$\frac{V_{dc}}{V_{emf}} = \frac{2}{D' + \frac{7K}{4D'}} \quad (5.14)$$

$$i_a = \frac{2V_{emf}}{R_L D'^2 + \frac{7R}{4}} \quad (5.15)$$

K değeri stator sargı direncinin yük direncine oranıdır. 3 anahtarlı rejeneratif frenlemede gerilimin yükseltilebilmesi için bu oran 0,57' den küçük olmalıdır.

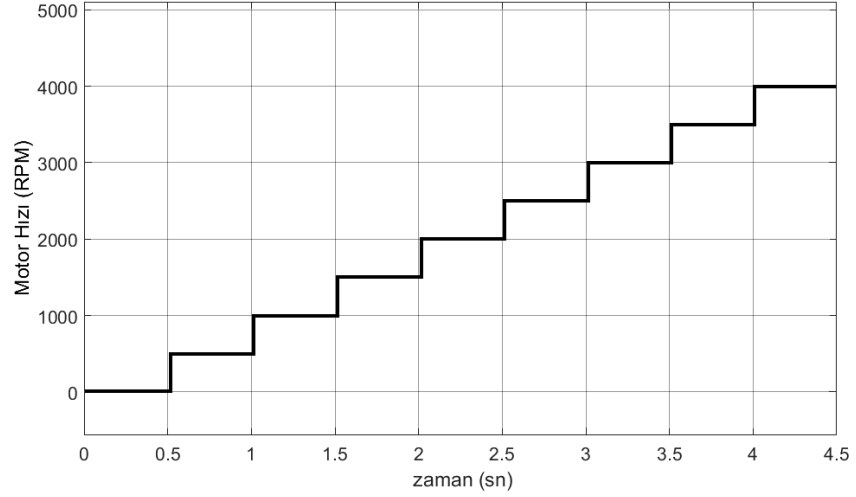
İnvertörün alt kollarına uygulanan PWM işaretinin doluluk oranı (D) ile çıkış gerilimi ayarlanabilir. Bu sayede rejeneratif modda üretilen gerilim DC bara seviyesine çıkartılır.

Fırçasız DC makinenin jeneratör olarak çalışma durumunu simüle etmek için Şekil 5.6' da gösterilen Simulink modeli hazırlanmıştır. Bu modelde fırçasız DC makinenin rotoru doğrudan bir asenkron motora bağlıdır. Burada asenkron motor fırçasız motoru tahrik için kullanılmıştır. İstenilen hız asenkron motor ile ayarlanır ve fırçasız makinenin jeneratör olarak çalışmasını sağlar. Fırçasız DC makinenin bağlı olduğu invertör çıkışına yük olarak ultra kapasitörün eşdeğer devresi ve buna paralel 100 Ω ' luk direnç bağlanmıştır.



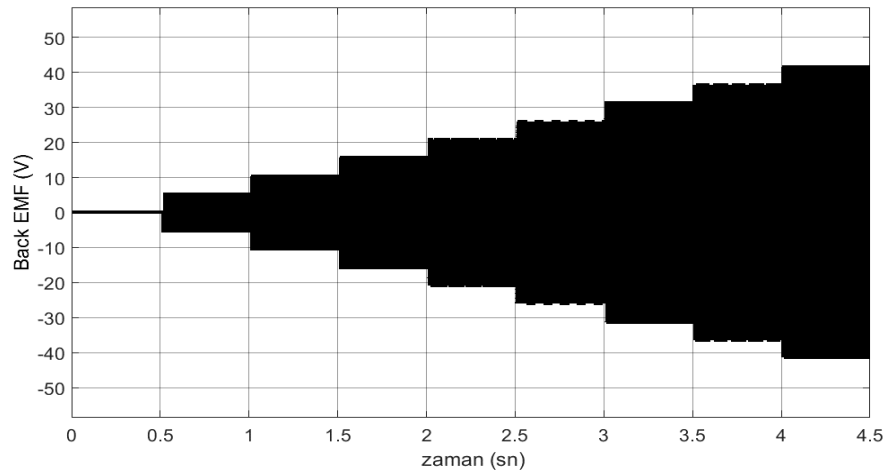
Şekil 5.6: BLDC motorun jeneratör olarak çalıştırılmasında Simulink benzetim modeli

Motor Şekil 5.7' de verilen grafik jeneratörü hızını göstermektedir. Her saniyede jeneratör devri 500 RPM artarak 9. saniyede 4500 RPM' e ulaşmaktadır.

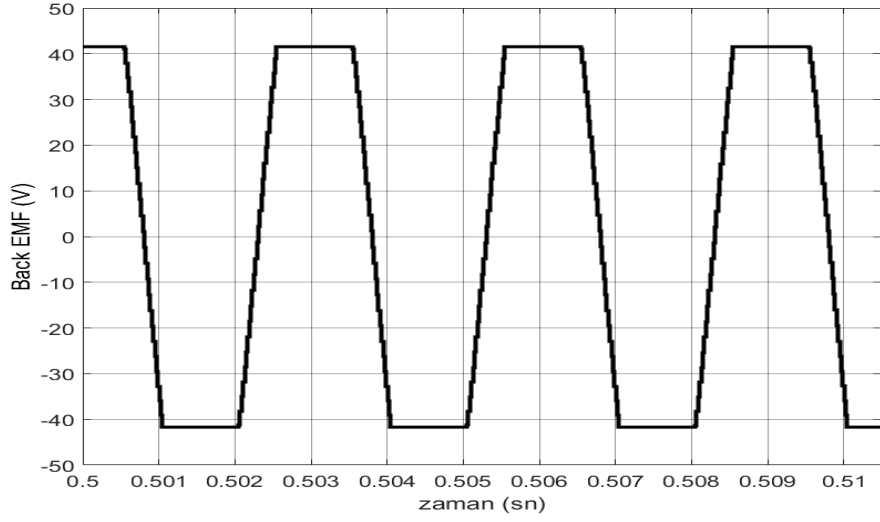


Şekil 5.7: Jeneratör hızının zamanla değiştirilmesi durumu

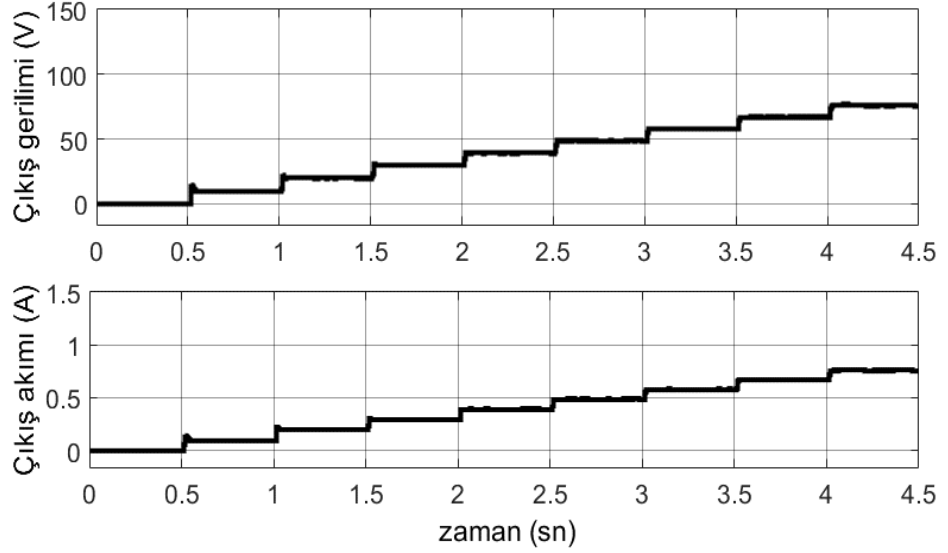
Simülasyonda kullanılan fırçasız DC motorun stator direnci $0,035 \Omega$, stator endüktansı $98 \mu\text{H}$, rotor kutup çifti sayısı 5 ve zıt emk sabiti 11,4 olarak girilmiştir. Bu değerlere göre artan hızlar altında değişen bir faza ait zıt emk gerilimi Şekil 5.8' de verilmiştir.



Şekil 5.8: Jeneratörde üretilen faz gerilimi



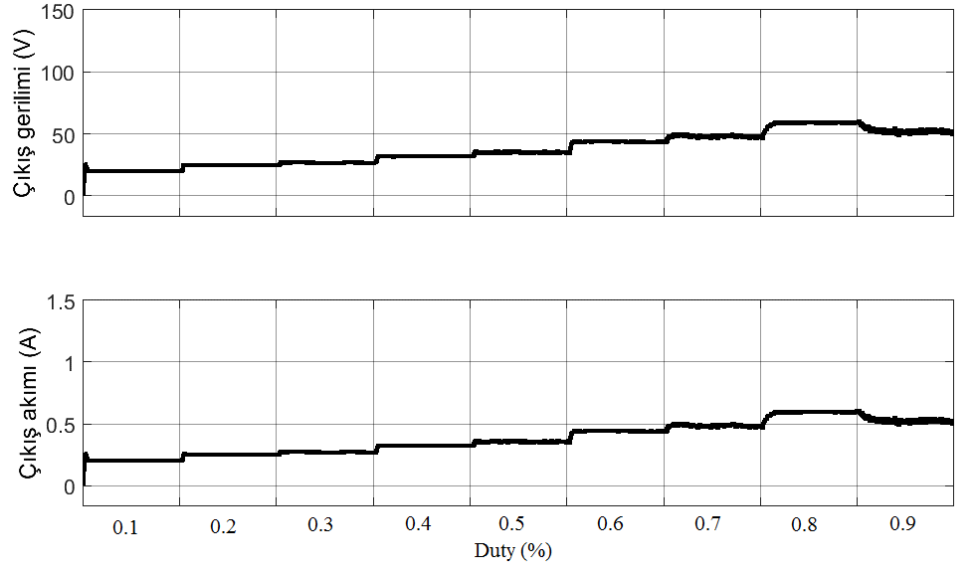
Şekil 5.9: 4000 RPM çalışma hızında faz gerilimi



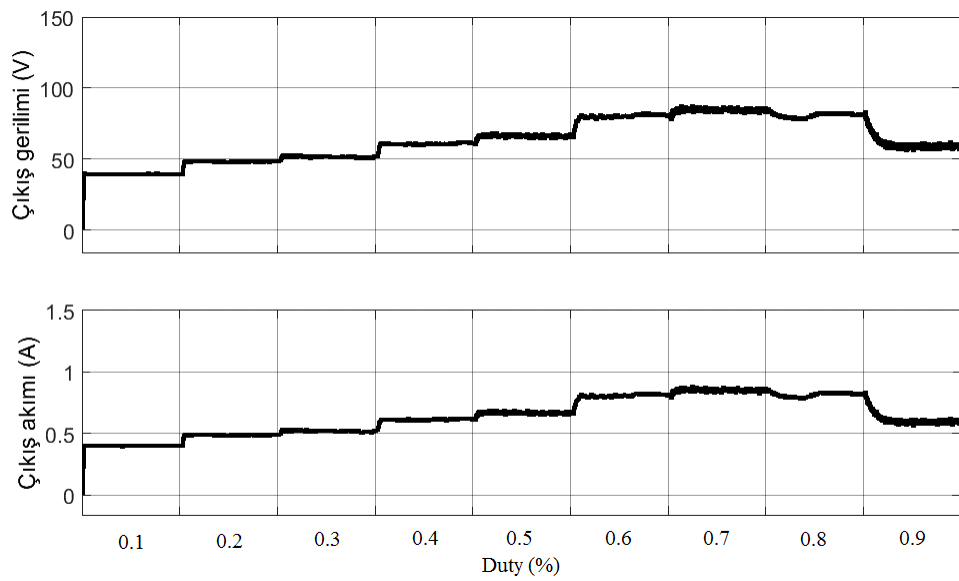
Şekil 5.10: %100 görev faktöründe (duty) inverter çıkış gerilim ve akımı

Tekerlekler tarafından tahrik edilen motorun hızı 500-4500 RPM arasında değişirken ve inverterin alt anahtarlarına 20 kHz frekanslı ve %100 doluluk oranında PWM sinyalleri uygulanması ile oluşan çıkış gerilimi ve akımını Şekil 5.10’ da gösterilmiştir.

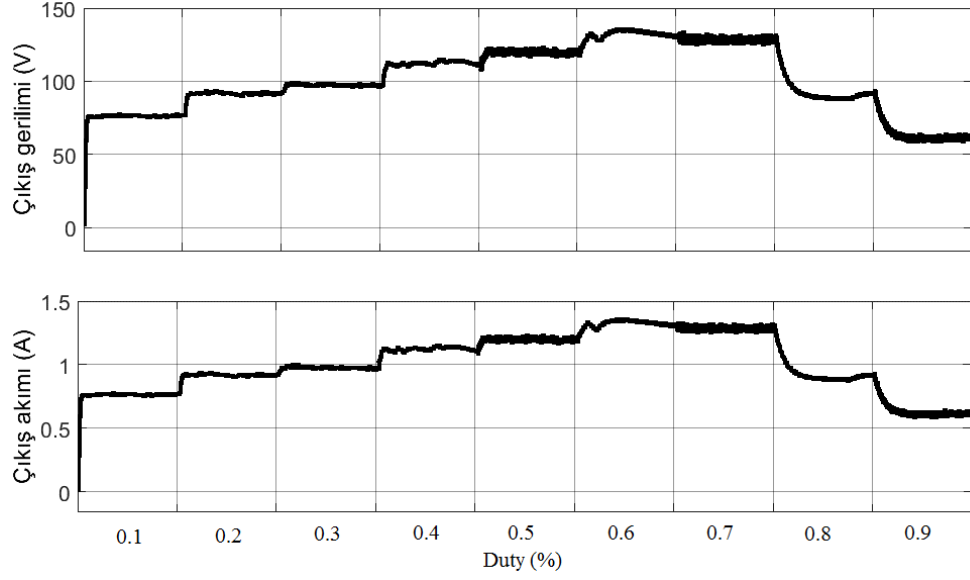
Jeneratör sabit devirde dönerken invertöre uygulanan 20 kHz anahtarlama sinyallerinin doluluk oranı %0 ile %100 arasında değiştirilirken inverterin çıkış gerilimi ve akımı Şekil 5.11'den 5.13'e kadar verilmiştir. Şekil 5.11,5.12 ve 5.13 sırasıyla 1000,2000 ve 4000 devirde dönen motordan elde edilen çıkış gerilimlerini göstermektedir.



Şekil 5.11: 1000 RPM' de %0-%90 duty oranı ile çıkış gerilimi ve akımı



Şekil 5.12: 2000 RPM' de %0-%90 duty oranı ile çıkış gerilimi ve akımı



Şekil 5.13: 4000 RPM’ de %0-%90 duty oranı ile çıkış gerilimi ve akımı

96 voltluk bir DC bara seviyesinden beslenen fırçasız DC motorun rejeneratif modda çalışıp elde edilen elektrik enerjisini DC baraya aktarmak için 96V tan daha büyük çıkış gerilimi olması gerekir. İnvörtör ile boost çevirici yapısı kullanmadan bunu başarabilmek için motor devrinin 4615 RPM’ den yüksek olması gerekmektedir.

Motoru sürmek için kullanılan invertörü rejeneratif modda boost çevirici olarak kullanarak daha düşük motor hızlarında elde edilen enerjinin DC bara seviyesine çıkarılması başarılmıştır. Simulink sonuçları verilen çalışmada gerilimi DC bara seviyesine çıkarmak için gereken minimum motor hızının 2500 RPM olduğu tespit edilmiştir. Bu hızın altındaki değerlerde çevirici yapısı gereği hedeflenen gerilime ulaşılamaz. Daha düşük hızlarda hedeflenen gerilim seviyesini elde etmek için yük direncinin artırılması gereklidir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu yüksek lisans çalışmasında elektrikli araçlarda kullanılan fırçasız DC motorlarının doğrudan moment kontrolünün gerçekleştirilmesi ve motorun jeneratör modunda ürettiği enerjinin batarya veya ultra kapasitörlerde depolanması hedeflenmiştir.

Bu amaçlar doğrultusunda elektrikli araçlarda kullanılacak bir sürücü tasarlanıp imal edilmiştir. Tasarlanan sürücü sadece fırçasız DC motor için değil, ayrıca uygun gerilimdeki fırçalı DC, senkron ve asenkron motorları sürmek için de uygundur. Sürücü kartına yerleştirilen akım ve gerilim sensörleri sayesinde vektörel kontrol yöntemleri için gerekli ölçümlerin yapılması hedeflenmiş ve başarıyla uygulanmıştır.

Doğrudan moment kontrolün uygulandığı fırçasız motorun parametrelerinin çıkarılması için bilgisayar analizi ve ölçümler yapılmıştır. Bilgisayar analizi Ansys Maxwell programında gerçekleştirilmiştir. Analizden alınan sonuçların yapılan ölçümlerle ile birebir örtüştüğü görülmüştür. Bu sonuçlar içerisinden motorun verimi, nominal gücü, hızı ve momentini gibi önemli verilere ulaşılmıştır.

Doğrudan moment kontrolü bir vektörel kontrol yöntemi olup, momentin doğrudan, akımın ise dolaylı olarak kontrolüne imkân sağlar. Elektrikli araçlar ve trenler gibi momentin önemli olduğu uygulamalarda sıklıkla tercih edilir. Doğrudan moment kontrolünde motordan ölçülen akım, gerilimler ve motorun faz direnci, faz endüktansı gibi parametreler kullanılarak motor akıları hesaplanır. Hesaplanan akılar ve diğer sabitler kullanılarak motorun momentini ve rotor konumu tahmin edilir. Kullanılan histerisiz blokları motor momentini ve akısını istenilen referans değerlerde tutar. Histerisiz bloklarının çıkışları ve stator akısının açısı kullanılarak hazırlanan anahtarlama tablosundan uygun vektör seçilir ve motora uygulanır.

Motor akılarının ve gerilimlerinin elde edilmesi için Park dönüşümü gereklidir. Nötr noktasına ulaşamayan motorlarda faz-faz arası akım ve gerilimler kullanılarak Öztürk (2008)' de belirtilen line-to-line dönüşüm matrisi kullanılarak hesaplanmıştır.

Doğrudan moment kontrol yöntemi Simulink ortamında ve deneysel olarak gerçekleştirilmiş ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Bu sonuçlar karşılaştırılmış ve farklılıklar değerlendirilmiştir.

Fırçasız DC motora DTC yönteminin uygulanmasında bazı zorluklar tespit edilmiştir. Bu zorluklar motor parametrelerinin elde edilmesi, faz gerilimlerinin ve akımlarının okunması ve motorun başlangıç konumunun tespit edilmesi olarak sıralanabilir.

Doğrudan moment kontrolünden elde edilen sonuçlarda moment dalgalanmalarının yeterince giderilemediği görülmektedir. Motor parametrelerindeki değişimlerden kaynaklanan sonuçları daha iyi hale getirmek için adaptif metotlar kullanılabilir.

Elektrikli araçlarda, elektrik motoru frenleme için kullanıldığında aracın kinetik enerjisini elektrik enerjisine dönüştürerek depolamak için kullanılabilir. Motoru hareket ettirmek için kullanılan invertör, aracın frenine basıldığında motorun jeneratör olarak çalışmasıyla ürettiği gerilimi batarya seviyesine çıkarmak için kullanılabilir. İnvörtörün alt anahtarlarına uygulanan PWM sinyali ile belirli sınırlar içinde gerilim yükseltme yapılabilir. Bölüm 5' te bu durumlar incelenmiş ve kullanılan motor için benzetimler yapılarak çalışma aralığı belirlenmiştir. Uygulanan bu yöntem ile elektrikli aracın daha verimli bir sürüş sistemine olması amaçlanmıştır.

7. KAYNAKLAR

Abdel Kader, F.M., El-Saadawi, A., Kalas, A.E., El-Baksawi,, O.M., “ Study in direct torque control of induction motor by using space vector modulation”, *Power System Conference, MEPCON 2008. 12th International Middle-East*, 224-229,(2008).

Atan, Ö., “Fırçasız Doğru Akım Motorunun Modellenmesi ve Pwm Yöntemiyle Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Yüzüncü Yıl Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Van, (2007).

Atmel Corporation, “AVR194: Brushless DC Motor Control using ATmega32M1[online]”,(07.11.2015), <http://www.atmel.com/images/doc8138.pdf> , (2008).

Aydoğdu, Ö., “Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Genetik Tabanlı Bulanık Denetleyici İle Sensörsüz Kontrolü”, Doktora Tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya, (2006).

C. Chen, W. Chi, “Regenerative Braking Control for Light Electric Vehicles”, *National Cheng Kung University*, (2011)

Chanjuan H., yubin W., Jin Z., Yi Q. Shuyun W., “A new approach to DTC-SVM for induction motor drives”,*Electrical Machines and Systems. ICEMS 2008. . International Conference on*, 138-1342,(2008).

Crunkilton, D., Lessons In “Electric Circuits Volume II (AC) - Chapter 13 [online]”,(07.11.20015), http://ieebooks.blogspot.com.tr/2011/02/lessons-in-electric-circuits-volume-ii_4086.html , (2011).

Debenbrock, M., “Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotaryfield machine”, U.S. Patent 4 678 248, Jul. 7, (1987).

Debenbrock, M., “Direct self control of inverter-fed induction machines,”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, pp. 420–429, Oct., (1988).

Erdoğan, H., “Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi ve Sürücü Düzenliğinin Gerçeklenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Dicle Üniversitesi, Diyarbakır (2010).

Farasat, M. Rostami, N. Feyzi, M.R., “Speed sensorless hybrid field oriented and direct torque control of induction motor drive for wide speed range applications”, *Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*, 243-248,(2010).

Kabaktepe B., “A Methodology to Analyze Short Term Impacts of Electric Vehicles on Costs, Emissions and Energy Consumption: Case of Turkey”, Master Thesis, Koc University, Istanbul, (2012).

Lascu, C., Trzynadlowski, A.M, “A sensorless hybrid DTC drive for high volume low-cost applications”, *Industrial Electronics*, , IEEE Transactions on , 51(5): 1048-1055,(2004).

Lin L., Zhong H., Deng Y., Zhang J., zou Y., She X., “A DTC Algorithm for Three-level Induction motor Drives system Based on Discrete Space Vector modulation”, *Applied Power electronics Conference and Exposition, APEC 2009. Twenty-Fourth annual IEEE*, (2009).

Microchip Technology Inc, “AN885 Brushless DC Motor Fundamentals [online]”, (25.10.2015), <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf> ,(2003).

Ooi, B.T., Brissoneau, P. and Bruggel, L.,” Optimal winding design of permanent magnet motor for self-controlled inverter operation”, *Electric Mach. Electromech.*, 6, 381-389,(1981).

Ozturk S., “Direct torque control of permanent magnet synchronous motors with non-sinusoidal back-emf”, Doctor of Philosophy Thesis, Texas A&M University, (2008).

Ozturk S., and Toliyat H., “Direct torque control of brushless dc motor with non-sinusoidal back-EMF,” in *Proc. IEEE IEMDC Biennial Meeting*, Antalya, Turkey, May 3–5, , vol. 1, pp. 165–171, (2007).

Ozturk S., and Toliyat H., “Direct torque and indirect flux control of brushless dc motor”, *IEEE Proc.*, (2008).

Pujar, J.H. Kodad, S.F. ,“ Direct Torque Fuzzy Control of an AC Drive”, *Advances in Computing, Control, & Telecommunication Technologies*, ACT '09. International Conference on, 275-277,(2009).

Sayaouti, Y. Abbou, A., Akherraz, M., Mahmoudi, H., “ MRAS-ANN based sensorless speed control for direct torque controlled induction motor drive”, *Power Engineering, Energy and electrical Drives*,. POWERENG '09. International Conference on, 623-628, (2009).

Shyu, K., Lin, J., Pham, V., Wang, T., Yang, M., “Global Minimum Torque Ripple Design for Direct Torque Control of Induction Motor Drives”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 99:1, (2009).

Takahashi, I. and Noguchi T., “A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine,”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA–22, pp. 820–827, Sep./Oct. (1986).

Toliyat H.A., Gopalarathnam T., *The Power Electronic Handbook*,. Skvarenina T. L. (ed) pp.78-100, CRC Press LLC, New York, (2002).

Ünlü, N., Karahan, Ş. ve Turhan L., *Elektrikli Araçlar*, Gebze :TÜBİTAK – Marmara Araştırma Merkezi Enerji Sistemleri ve Çevre Araştırma Enstitüsü,(2003).

Vas, P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, London, U.K: Oxford Univ. Press, (1998).

Wan, Y., Hu, C., Zhao, J., Wan, S., Wang, Y., “A new robust DTC-SVM for high performance induction machine drives”, *System and Control in Aerospace and Astronautics*, ISSCAA 2008. 2nd International Symposium on , 1-5, (2008).

Yılmaz, M., “Fırçasız Doğru Akım Motorunun Algılayıcısız Kontrolünde Dalgacık Tekniğinin Uygulanması”, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, (2005).

Zang, C., Cao X., “Direct torque control based on space vector modulation with adaptive neural integrator for stator flux estimation in induction motor”, *Natural Computation. ICNC '09*. Fifth International Conference on ,6:355-359,(2009).

Zhang, H., Song, Y., “Improve dtc performance for IPMSM by fuzzy-controller and auto-tuning PI compensator”, *Industrial Electronics and Applications*, ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on ,3119-3123, (2009).

Zhijun J., Shimiao H., Wenhui C., “ A New Fuzzy Logic Torque Scheme Based on Vector Control and Direct Torque Control for Induction Machine,”,

Innovative Computing Information and Control, ICICIC '08. 3rd International Conference on, 500-500, (2008).

Zhou, L.Q., "A new dead-time compensation method on direct torque control system based on DSP", *Industrial Electronic and Applications*, ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on ,2359-2362,(2009).

EKLER

8. EKLER

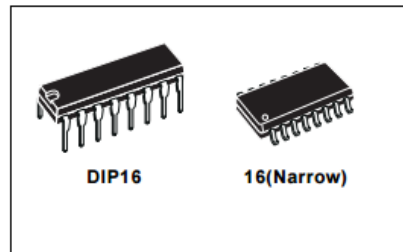
EK A SG3525 Entegresi



SG2525A
SG3525A

REGULATING PULSE WIDTH MODULATORS

- 8 TO 35 V OPERATION
- 5.1 V REFERENCE TRIMMED TO $\pm 1\%$
- 100 Hz TO 500 KHz OSCILLATOR RANGE
- SEPARATE OSCILLATOR SYNC TERMINAL
- ADJUSTABLE DEADTIME CONTROL
- INTERNAL SOFT-START
- PULSE-BY-PULSE SHUTDOWN
- INPUT UNDERVOLTAGE LOCKOUT WITH HYSTERESIS
- LATCHING PWM TO PREVENT MULTIPLE PULSES
- DUAL SOURCE/SINK OUTPUT DRIVERS

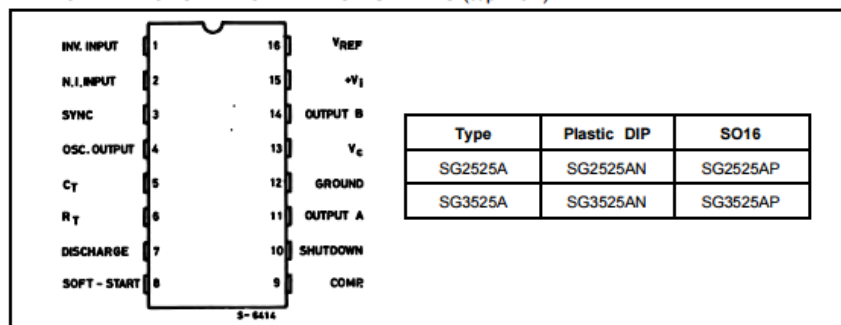


DESCRIPTION

The SG3525A series of pulse width modulator integrated circuits are designed to offer improved performance and lowered external parts count when used in designing all types of switching power supplies. The on-chip + 5.1 V reference is trimmed to $\pm 1\%$ and the input common-mode range of the error amplifier includes the reference voltage eliminating external resistors. A sync input to the oscillator allows multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A single resistor between the C_T and the discharge terminals provide a wide range of dead time adjustment. These devices also feature built-in soft-start circuitry with only an external timing capacitor required. A shutdown terminal controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous

turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. These functions are also controlled by an undervoltage lockout which keeps the outputs off and the soft-start capacitor discharged for sub-normal input voltages. This lockout circuitry includes approximately 500 mV of hysteresis for jitter-free operation. Another feature of these PWM circuits is a latch following the comparator. Once a PWM pulses has been terminated for any reason, the outputs will remain off for the duration of the period. The latch is reset with each clock pulse. The output stages are totem-pole designs capable of sourcing or sinking in excess of 200 mA. The SG3525A output stage features NOR logic, giving a LOW output for an OFF state.

PIN CONNECTIONS AND ORDERING NUMBERS (top view)



EK B TLP250 Entegresi

TOSHIBA

TLP250

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

TLP250

Transistor Inverter
 Inverter For Air Conditionor
 IGBT Gate Drive
 Power MOS FET Gate Drive

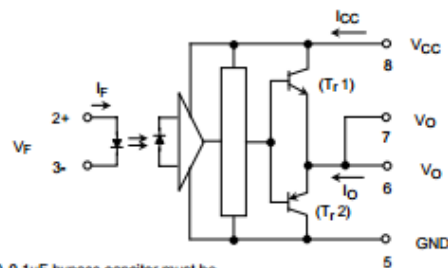
The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP package.
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: $I_F \approx 5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type
 VDE approved: DIN VDE0884/06.92,certificate No.76823
 Maximum operating insulation voltage: $630V_{\text{PK}}$
 Highest permissible over voltage: $4000V_{\text{PK}}$

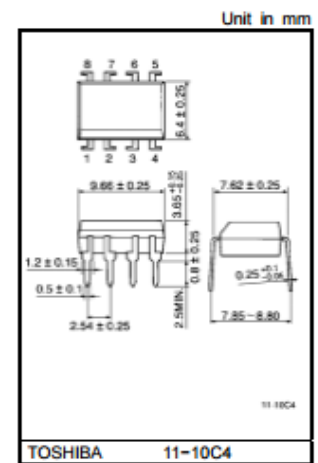
(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$
 Clearance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$

Schematic

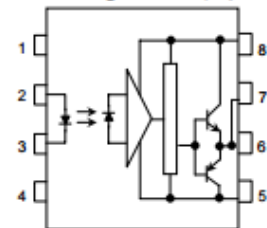


A $0.1\mu\text{F}$ bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5. (See Note 5).



Weight: 0.54 g

Pin Configuration (top view)



- 1 : N.C.
- 2 : Anode
- 3 : Cathode
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 : V_O (Output)
- 7 : V_O
- 8 : V_{CC}

Truth Table

	Tr1	Tr2
Input LED On	On	Off
Input LED Off	Off	On

EKC Akım Sensörü



Current Transducer HAIS 50..400-P and HAIS 50..100-TP

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



All data are given with a $R_L = 10\text{ k}\Omega$

Electrical data

Primary nominal current rms I_{PN} (A)	Primary current measuring range I_{PM} (A)	Type	RoHS since date code
50	± 150	HAIS 50-P, HAIS 50-TP ¹⁾	45231, 46272
100	± 300	HAIS 100-P, HAIS 100-TP ¹⁾	45231, 46012
150	± 450	HAIS 150-P	46172
200	± 600	HAIS 200-P	45231
400	± 600	HAIS 400-P	47096

V_{OUT}	Output voltage (Analog) @ I_p	$V_{OC} \pm (0.625 \cdot I_p / I_{PN}) V$
G_{TH}	Theoretical sensitivity	0.625 V/I_{PN}
V_{REF}	Reference voltage ²⁾ - Output voltage	$2.5 \pm 0.025 V$
	V_{REF} Output impedance	typ. 200 Ω
	V_{REF} Load impedance	$\geq 200\text{ k}\Omega$
R_L	Load resistance	$\geq 2\text{ k}\Omega$
R_{OUT}	Output internal resistance	$< 5\text{ }\Omega$
C_L	Capacitive loading ($\pm 20\%$)	$\approx 4.7\text{ nF}$
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$) ³⁾	5 V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5\text{ V}$	19 mA

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy ⁴⁾ @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$\leq \pm 1\%$	% of I_{PN}
ϵ_L	Linearity error 0 .. I_{PM}	$\leq \pm 0.5\%$	% of I_{PN}
TCV_{OC}	Temperature coefficient of V_{OC}	$\leq \pm 0.3\text{ mV/K}$	
TCV_{REF}	Temperature coefficient of V_{REF} , $+25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	$\leq \pm 0.01\%$	%/K
	$-40^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	$\leq \pm 0.015\%$	%/K
TCV_{OC}/V_{REF}	Temperature coefficient of V_{OC} / V_{REF}	$\leq \pm 0.2\text{ mV/K}$	
TCG	Temperature coefficient of G	$\leq \pm 0.05\%$	of reading/K
V_{OC}	Electrical offset voltage @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_{REF} \pm 0.025 V$	
V_{CM}	Magnetic offset voltage @ $I_p = 0$, after an overload of I_{PM}	HAIS 50-(T)P $< \pm 0.5\%$	% of I_{PN}
		HAIS 100-(T)P..400-P $< \pm 0.4\%$	% of I_{PN}
t_{90}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	$< 3\text{ }\mu\text{s}$	
t_r	Response time to 90 % of I_{PN} step	$< 5\text{ }\mu\text{s}$	
di/dt	di/dt accurately followed	$> 100\text{ A}/\mu\text{s}$	
V_{no}	Output voltage noise (DC .. 10 kHz)	$< 15\text{ mVpp}$	
	(DC .. 1 MHz)	$< 40\text{ mVpp}$	
BW	Frequency bandwidth (-3 dB) ⁵⁾	DC .. 50 kHz	

Notes: ¹⁾TP version is equipped with a primary bus bar.

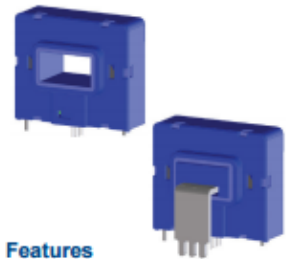
²⁾ It is possible to overdrive V_{REF} with an external reference voltage between 1.5 - 2.8 V providing its ability to sink or source approximately 5 mA.

³⁾ Maximum supply voltage (not operating) $< 6.5\text{ V}$

⁴⁾ Excluding Offset and Magnetic offset voltage.

⁵⁾ Small signal only to avoid excessive heatings of the magnetic core.

$I_{PN} = 50 \dots 400\text{ A}$



Features

- Hall effect measuring principle
- Galvanic isolation between primary and secondary circuit
- Isolation test voltage 2500V
- Low power consumption
- Single power supply +5V
- Fixed offset & gain
- Bus bar version available for 50A and 100A ratings.
- Isolated plastic case recognized according to UL94-V0.

Advantages

- Small size and space saving
- Only one design for wide current ratings range
- High immunity to external interference.
- V_{REF} IN/OUT

Applications

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

Application domain

- Industrial

EK D AMC1200 İzole Yükseltec

AMC1200/B Fully-Differential Isolation Amplifier

1 Features

- ± 250 -mV Input Voltage Range Optimized for Shunt Resistors
- Very Low Nonlinearity: 0.075% Maximum at 5 V
- Low Offset Error: 1.5 mV Maximum
- Low Noise: 3.1 mV_{RMS} Typical
- Low High-Side Supply Current: 8 mA Maximum at 5 V
- Input Bandwidth: 60 kHz Minimum
- Fixed Gain: 8 (0.5% accuracy)
- High Common Mode Rejection Ratio: 108 dB
- 3.3-V Operation on Low-Side
- Certified Galvanic Isolation:
 - UL1577 and VDE V 0884-10 Approved
 - Isolation Voltage: 4250 V_{PEAK} (AMC1200B)
 - Working Voltage: 1200 V_{PEAK}
 - Transient Immunity: 10 kV/ μ s Minimum
- Typical 10-Year Lifespan at Rated Working Voltage (see Application Report [SLLA197](#))
- Fully Specified Over the Extended Industrial Temperature Range

2 Applications

- Shunt Resistor Based Current Sensing in:
 - Motor Control
 - Green Energy
 - Frequency Inverters
 - Uninterruptible Power Supplies

3 Description

The AMC1200 and AMC1200B are precision isolation amplifiers with an output separated from the input circuitry by a silicon dioxide (SiO₂) barrier that is highly resistant to magnetic interference. This barrier has been certified to provide galvanic isolation of up to 4250 V_{PEAK} (AMC1200B) or 4000 V_{PEAK} (AMC1200) according to UL1577 and VDE V 0884-10. Used in conjunction with isolated power supplies, these devices prevent noise currents on a high common mode voltage line from entering the local ground and interfering with or damaging sensitive circuitry.

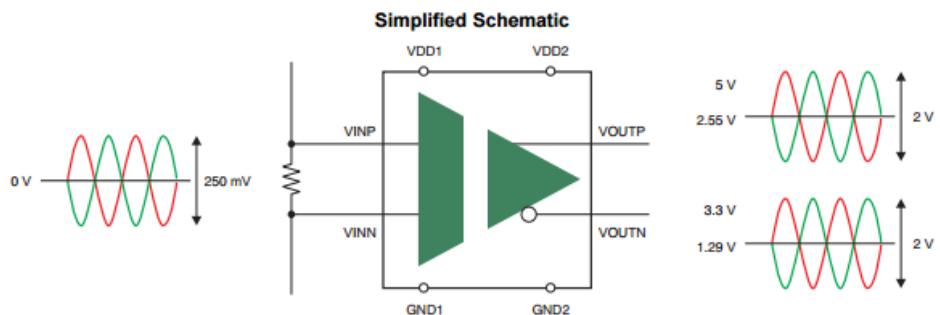
The input of the AMC1200 or AMC1200B is optimized for direct connection to shunt resistors or other low voltage level signal sources. The excellent performance of the device supports accurate current control resulting in system-level power saving and, especially in motor-control applications, lower torque ripple. The common mode voltage of the output signal is automatically adjusted to either the 3-V or 5-V low-side supply.

The AMC1200 and AMC1200B are fully specified over the extended industrial temperature range of -40°C to 105°C and are available in a wide-body SOIC-8 package (DWW) and a gullwing-8 package (DUB).

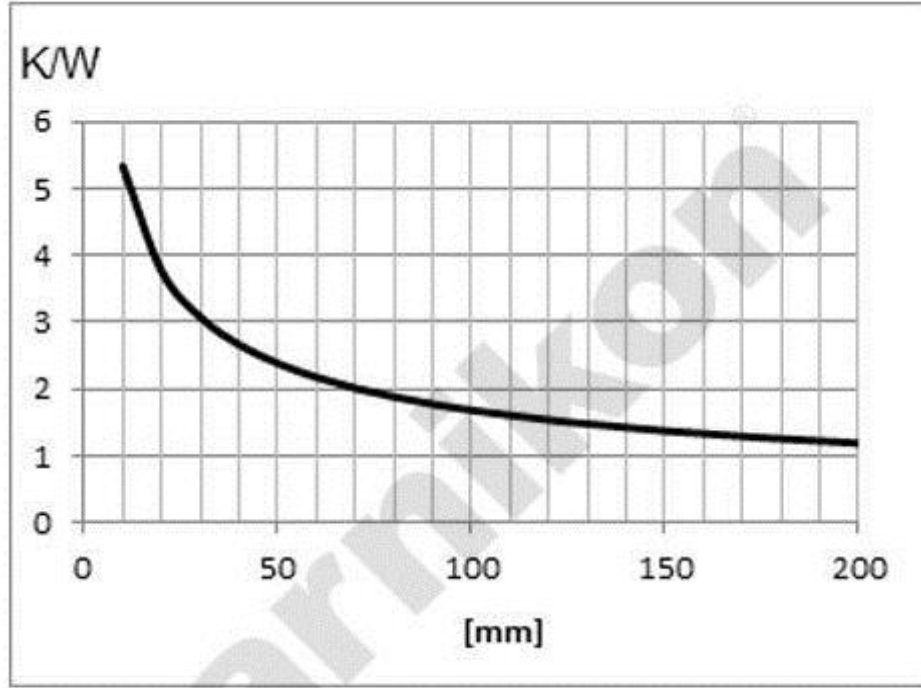
Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
AMC1200, AMC1200B	SOP (8)	9.50 mm \times 6.57 mm
	SOIC (8)	5.85 mm \times 7.50 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.



EK E Alüminyum Soğutucunun Isıl Direnç Grafiği



9. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Erkan KARAKAŞ

Doğum Yeri ve Tarihi : AMASYA, 24.08.1988

Lisans Üniversite :Pamukkale Üniversitesi

Elektronik posta :erkankarakas@outlook.com

İletişim Adresi : Yunus Emre mahallesi 6458. sokak No:16 Efe
Apart, Daire 2, Kınıklı, Denizli