

T.C.
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

H-KÖPRÜ SÜRÜCÜ TABANLI MOTOR HIZ KONTROLÜ VE UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: Hasan HATAŞ
DANIŞMAN: Prof. Dr. Naci GENÇ

VAN-2018

T.C.
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

H-KÖPRÜ SÜRÜCÜ TABANLI MOTOR HIZ KONTROLÜ VE UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: Hasan HATAŞ

Bu çalışma YYÜ Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Başkanlığı tarafından **2018-FYL-6733 (ÖYP)** No'lu proje olarak desteklenmiştir.

VAN-2018

KABUL VE ONAY SAYFASI

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Prof. Dr. Naci GENÇ danışmanlığında, Hasan HATAŞ tarafından sunulan “**H-Köprü Sürücü Tabanlı Motor Hız Kontrolü ve Uygulaması**” isimli bu çalışma Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği'nin ilgili hükümleri gereğince 25/09/2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile başarılı bulunmuş ve yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Prof. Dr. Naci GENÇ

İmza:

Üye: Dr. Öğr. Üyesi Behçet KOCAMAN

İmza:

Üye: Dr. Öğr. Üyesi Ali MAMİZADEH

İmza:

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 27/09/2018 tarih ve 2018/471 sayılı kararı ile onaylanmıştır.

İmza: 
Prof. Dr. Suat ŞENSOY
Enstitü Müdürü


TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Hasan HATAŞ

ÖZET

H-KÖPRÜ SÜRÜCÜ TABANLI MOTOR HIZ KONTROLÜ VE UYGULAMASI

HATAŞ, Hasan

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Naci GENÇ

Eylül 2018, 71 sayfa

Bu çalışmada; sürekli mıknatıslı doğru akım (SMDA) motorunun, darbe genişliği modülasyonu (PWM) yöntemi kullanılarak ileri ve geri yönde hız kontrolü hem benzetim programı ortamında hem de uygulamalı olarak gerçekleştirilmiştir. Motorun ileri ve geri yönde hareketini tek bir doğru akım (DA) kaynağı ile gerçekleştirmek için H-köprü devresi kullanılmıştır. Tasarlanan sistemde istenilen hızın takip edilmesi için Oransal-Integral (PI) kontrol yöntemi ve Kayan Kipli (Sliding Mode) kontrol yöntemi ayrı ayrı kullanılmıştır. Benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink bloklarından ve Xilinx System Generator (XSG) bloklarından yararlanılarak yapılmıştır. Uygulamada ise DA motoru, Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (FPGA) kullanılmıştır. Gerek benzetim çalışması sonuçlarında gerekse deneysel çalışma sonuçlarında PI kontrol yöntemi ile Kayan Kip kontrol yöntemleri karşılaştırılarak sonuçlar irdelenmiştir. Uygulama sonuçlarının benzetim çalışması sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür.

Anahtar kelimeler: DA motoru, FPGA, H-köprü, Kayan Kipli Kontrol, PI kontrol, XSG



ABSTRACT

H-BRIDGE DRIVER BASED MOTOR SPEED CONTROL AND IMPLEMENTATION

HATAŞ, Hasan

M. Sc. Thesis, Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Naci GENÇ

September 2018, 71 pages

In this study; forward and backward speed control of the permanent magnet direct current (PMDC) motor has been realized by using the pulse width modulation (PWM) method both in the simulation program environment and the implementation. The H-bridge circuit is used to move the motor forward and backward with only one direct current (DA) source. The proportional, integral (PI) control and Sliding Mode Control methods are used separately to follow the desired speed in the designed system. Simulation studies were done using MATLAB / Simulink blocks and Xilinx System Generator (XSG) blocks. The application was implemented by using a DC motor and a Field Programmable Gate Array (FPGA). The results of both simulation studies and experimental study were compared by PI control method and sliding mode control methods. The results of the application were consistent with the results of the simulation study.

Keywords: DC Motor, FPGA, H-bridge, PI Control, Sliding Mode Control, XSG



ÖN SÖZ

Bu tez çalışmada, her türlü ilgi ve desteğini esirgemeyen değerli danışmanım Sayın Prof. Dr. Naci GENÇ'e, çalışmalarım sırasında bilgi ve tecrübelerini esirgemeyen değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Ali MAMİZADEH'e, Ammar SALHA'ya, Onur SİLAHTAR başta olmak üzere mesai arkadaşlarıma ve manevi desteklerinden dolayı eşime teşekkürlerimi sunarım.

Eylül- 2018
Hasan HATAŞ



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	i
ABSTRACT	iii
ÖN SÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELER LİSTESİ	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR	xvii
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ.....	4
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	18
3.1. SMDA Motoru.....	18
3.1.1. SMDA Motoru Matematiksel Modeli.....	20
3.1.2. SMDA Motoru Transfer Fonksiyonu.....	22
3.2. SMDA Motoru Sürücüsü.....	24
3.2.1. H-köprü Devresi.....	24
3.2.2. H-köprü Sürücü Devresi	30
3.3. FPGA	32
3.4. Darbe Genişliği Modülasyonu	35
3.5. Kontrol Yöntemleri.....	42
3.5.1. PI Kontrolü.....	43
3.5.2. Kayan Kipli Kontrol	45
3.6. Hız Ölçümü.....	50
3.6.1. FPGA için Tasarlanan Hız Ölçer Blok Diyagramı	51
4. BULGULAR	55
4.1. Benzetim Sonuçları.....	55
4.2. Uygulama Sonuçları	61
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	64
KAYNAKLAR.....	65
ÖZ GEÇMİŞ.....	71



ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 3.1. Kullanılan motorun temel parametreleri	18
Çizelge 3.2. Kullanılan motorun transfer fonksiyonu parametreleri	22
Çizelge 3.3. PI kontrolcü için K_p ve K_i değerleri	43



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 3.1. Sürekli mıknatıslı DA motor iç yapısı.....	17
Şekil 3.2. Deney çalışmalarında kullanılan DA motoru.....	18
Şekil 3.3. Sürekli mıknatıslı DA motorunun matematiksel modeli.....	19
Şekil 3.4. Sürekli mıknatıslı doğru akım makinasının transfer modeli	21
Şekil 3.5. Kullanılan DA motorunun transfer fonksiyonu	22
Şekil 3.6. H-köprü devresi şeması.....	23
Şekil 3.7. İleri yönde güç denetimi.....	23
Şekil 3.8. İleri yönde güç denetimi gerilim akım değişimi	24
Şekil 3.9. İleri yönde geri kazanım.....	24
Şekil 3.10. İleri yönde geri kazanım gerilim akım değişimi	25
Şekil 3.11. Ters yönde güç denetimi	25
Şekil 3.12. Ters yönde güç denetimi gerilim akım değişimi	26
Şekil 3.13. Ters yönde geri kazanım	26
Şekil 3.14. Ters yönde geri kazanım gerilim akım değişimi	27
Şekil 3.15. Simulink'te oluşturulan H-köprü devresi.....	27
Şekil 3.16. H-köprü devresi.....	28
Şekil 3.17. Proteus programında çizilmiş yarım H-köprü	29
Şekil 3.18. H-köprü sürücü devresi	30
Şekil 3.19. Kullanılan FPGA kartı	32
Şekil 3.20. Vivado ile FPGA programlama.....	33
Şekil 3.21. Simulink üzerinden FPGA programlama	33

Şekil	Sayfa
Şekil 3.22. Sağa dayalı PWM üretici	34
Şekil 3.23. Basit PWM üretici	35
Şekil 3.24. Basit sinyal yönlendirici kod	35
Şekil 3.25. Giriş sinyalinin 10 olduğu PWM çıkışı	36
Şekil 3.26. Giriş sinyalinin 90 olduğu PWM çıkışı	36
Şekil 3.27. Ölü zaman verilmiş PWM üretici	36
Şekil 3.28. Benzetim için PWM sınırlama kodu	37
Şekil 3.29. Sinyal yönlendirici kod	37
Şekil 3.30. Motorun ileri yönde %90 görev çarpanı ile ileri hareketi	38
Şekil 3.31. Motorun geri yönde %4 görev çarpanı ile geri hareketi	38
Şekil 3.32. Referans hızın sıfır olduğu durumda üretilen çıkış sinyalleri	38
Şekil 3.33. Uygulama için ölü zaman verilmiş PWM üretici	39
Şekil 3.34. Uygulama için PWM sınırlama kodu	40
Şekil 3.35. Motorun ileri yönde %90 görev çarpanı ile hareketi	40
Şekil 3.36. Motorun geri yönde %4 görev çarpanı ile hareketi	41
Şekil 3.37. PI kontrol diyagramı	42
Şekil 3.38. Xilinx blokları ile PI kontrolcü	42
Şekil 3.39. PI kontrolcüsünün uygulaması	43
Şekil 3.40. Kayan kipli kontrolü yapılan DA motoru hız kontrolünde için yakınsama faktörü ilişkisi	44
Şekil 3.41. Kayma kipli kontrolde erişme ve kayma evreleri.	45
Şekil 3.42. Kayma yüzeyinin hareketleri	47
Şekil 3.43. Kayan kip kontrolcüsünün uygulaması	48

Şekil	Sayfa
Şekil 3.44. Tasarlanan hız ölçer.....	49
Şekil 3.45. Hız ölçerin iç yapısı.....	49
Şekil 3.46. Sensör sinyallerinin hıza dönüştürülmesi.....	50
Şekil 3.47. Yön tespit eden VHDL kodu.....	50
Şekil 3.48. İzoleli gerilim düşürücü.....	51
Şekil 3.49. Arduino Mega kartı	51
Şekil 3.50. Arduino Mega kartı kullanılarak elde edilen hız gösterim diyagramı.....	52
Şekil 4.1. Benzetim için kullanılan PI kontrollü blok diyagramı	53
Şekil 4.2. Benzetim çalışmasında sabit-değişken referans hız için PI kontrolcü tepkisi.	54
Şekil 4.3. Benzetim çalışmasında trapezoidal referans hız için PI kontrolcü tepkisi	55
Şekil 4.4. Benzetim için kullanılan kayan kip kontrollü blok diyagramı	56
Şekil 4.5. Sabit referans hız için benzetim çalışmasında kayan-kip kontrolcü tepkisi	57
Şekil 4.6. Trapezoidal referans için benzetim çalışmasında kayan-kip kontrolcü tepkisi	57
Şekil 4.7. Sabit referansat benzetim sonuçları.....	58
Şekil 4.8. Trapezoidal referansta benzetim sonuçları.....	58
Şekil 4.9. Deneysel çalışmalarda kullanılan sistemin tümü	59
Şekil 4.10. Uygulama için kullanılan PI kontrollü blok diyagramı.....	60
Şekil 4.11. Deneysel çalışmada sabit referans için PI kontrolcü hız takibi.....	61
Şekil 4.12. Uygulama için kayan kipli kontrolcü kullanılırken hız takibi.....	61
Şekil 4.13. Deneysel çalışmada sabit referans için kayan kip kontrolcü hız takibi.....	62



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler

Açıklama

A

Amper

MHz

Megahertz

kHz

Kilohertz

K_i

İntegral kazanç katsayısı

K_p

Oransal kazanç katsayısı

K_t

Moment Katsayısı

K_v

Gerilim Katsayısı

kW

Kilowatt

V

Volt

λ

Yakınsama faktörü

Kısaltmalar

Açıklama

AA

Alternatif akım

ANN

Yapay Sinir Ağları

ARM

Acorn RISC Machine

D

Diyot

DA

Doğru akım

DSP

Dijital Sinyal İşleme

FPGA

Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri

HDL

Donanım Tanımlama Dili

IGBT

Insulated Gate Bipolar Transistor

MOSFET

Metal Oksit Yarıiletkenli Alan Etkili Transistör

PI

Oransal-İntegral

PID

Türevsel-Oransal-İntegral

Kısaltmalar

Açıklama

PWM	Darbe genişlik modülasyonu
RPM	Dakikadaki Devir Sayısı
VHDL	Yüksek Hızlı Donanım Tanımlama Dili
Q	Transistör
XSG	Xilinx System Generator



1. GİRİŞ

Elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren makinelerden biri olan DA motoru, günümüzde endüstrinin birçok kolunda yer almaktadır. Önceleri, konum kontrolünde kullanılan servo motorların çoğu alternatif akım (AA) ile çalıştırılmaktaydı. AA motorların kontrolünün kolay olmaması DA motorları birçok uygulamada tercih edilir duruma getirmiştir. Diğer taraftan DA motorunun içindeki fırça ve komütatör, daha çok bakım gerektirmekte ve masrafı artırmaktadır. DA motoru ve güç elektroniğindeki gelişmeler motor hacmi başına düşen momenti artırılmakta ve sürekli mıknatıslı motor türleri ilerleme göstermektedir. Böylelikle fırça ve komütatör bakım masrafları büyük ölçüde azaltılmakta ve DA motoru kullanılan uygulama sayısı daha da genişlemektedir (Sharaf ve ark., 2007).

Yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler sayesinde nispeten küçük, hızlı ve az maliyetli mikrodenetleyiciler ve güç anahtarlama elemanlarının ortaya çıkmasına olanak sağlamasıyla beraber DA ve AA motor sürücü sistemlerinin kontrolü önemli ölçüde ilerlemiştir. DA motor sürücüleri pahalı ve karmaşık yapıda olmadığı için sıkça kalkış, durma, frenleme ve hareket yönü değişimi gerektiren birçok endüstriyel uygulamalarda hala yaygın olarak kullanılmaktadır. Ayrıca DA motor sürücüsü ile hız ve moment kontrolü asenkron motor sürücüsüne göre daha kolay olduğu için, endüstrideki kullanımı önemli avantajlara sahiptir. Bu nedenle, maliyeti az bir denetleyiciyle istenilen kontrolün sağlanabilmesi için DA motoru kullanılabilir. Sıkça kalkış, hareket yönü değişimi, frenleme ve hızlanmaya ihtiyaç duyan uygulamalarda H-köprü sürücü sistemine gereksinim vardır. Bu sürücü devresi ile yapılan hız ayarı ve frenleme gereksinimleri diğerlerine göre daha verimli ve daha maliyeti az olur (Altun ve ark., 2008).

H-köprü devresi, bir yük üzerine tek bir güç kaynağı kullanılarak pozitif ve negatif bir gerilimin uygulanabilmesine olanak sağlayan bir güç elektroniği devresidir. Bu devre Doğru Akım (DA) motorların rotorlarının çift yönlü olarak hareket etmesi için robotik ve diğer uygulamalarda sıklıkla kullanılır. H-köprü devresi DA motorlarının çift yönlü hareketine izin vermesi dışında inverter uygulamalarda sıklıkla kullanılır (Williams, 2002).

DA motorunun terminallerine uygulayacağımız akımın yönüne göre motorun hareket yönü, voltajın büyüklüğüne göre de hızı değişecektir. DA motorunun hızını kontrol etmek için birçok yol geliştirilmiştir. Silikon Kontrollü Doğrultucu(SCR) ve PWM en sık kullanılan iki yöntemdir. SCR ile yapılan kontrol devrelerinde, doğrultucu ve direnç ile elde edilen kontrol mekanizması bilgisayar sistemleri için uygun bir kontrol yöntemi değildir. DA motoru hızını kontrol etmek için bilgisayar yazılımı denetimi ile PWM yöntemini kullanmak, diğer kontrol metotlarından daha etkindir (Kurt, 2002).

Kapalı çevrim kontrol yönteminde daha hassas bir kontrol için çıkıştan geri besleme yapılır. Bu kontrol sisteminde geri besleme, akım kontrol modu ve gerilim kontrol modu olmak üzere iki çeşittir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) kontrollü PI denetimi, kapalı çevrim kontrol sistemi için yeterli olduğundan birçok endüstriyel uygulamada kullanılmaktadır (Yalduz, 2015).

FPGA, geleneksel bilgisayar mimarisinden ayrı olarak paralel işlem yapma özelliğine sahip olduğu için birbiri ile sebep-sonuç ilişkisi bulunmayan birimler aynı zamanlı çalışabilmektedir. Bu özelliği sayesinde FPGA, yoğun veri girişi olan ve elde edilen verinin kısa sürede işlenmesi gereken özellikle görüntü işleme, sinyal işleme gibi uygulamalarda neredeyse rakipsizdir (Çavuşoğlu ve Kösten, 2017).

Bu çalışmada DA motorunun hız ve yön kontrolü benzetim programında ve deneysel olarak incelenmiştir. Kontrolcü olarak PI kontrol yöntemi ve kayan kip kontrolcü ile sağlanarak elde edilen sonuçlar mukayese edilmiştir. Motordan hız değerinin alınıp referans hız ile karşılaştırılması ve bahsedilen kontrolcülerin uygulanarak sürücüye sinyalin verilmesi FPGA tarafından yapılmıştır. Kontrolcülerin ürettiği PWM sinyalleri belirli işlemlerden geçtikten sonra görev çarpanının dönüştürülerek H-köprü sürücü devresine verilmiştir. Sürücü devresi sinyalleri düşük taraf ve yüksek taraf olarak yükseltmiş ve H-köprü devresinin MOSFET'lerini sürececek hale getirmiştir. Bu şekilde verimli bir hız ve yön kontrolü gerçekleştirilmiştir. Gerek benzetim çalışması sonuçlarında gerekse deneysel çalışma sonuçlarında motorun hız kontrolü için kullanılan PI ve kayan kip kontrolcülerinden alınan sonuçlar karşılaştırılarak irdelenmiştir.

2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ

Malviya ve Dubey (2015), yaptıkları çalışmada DA motorunun hız kontrolünün çeşitli yöntemleri ele almış ve DA motorunun hız kontrolü üzerine literatür taraması sunmuştur. Çalışmalarında klasik hız kontrol yöntemi ile DA motorunun modellemesi ve analizi sunulmaktadır. Hız kontrolü teorisi üzerine bir gözden geçirme, avantajları, dezavantajları ve sınırlamaları üzerinde durmuşlardır.

Fuentes ve Estrada (2012), çalışmalarında seri DA motoru sürücü için yeni bir dört bölgeli tam kontrol sunmuşlardır. IGBT kullanılarak tasarladıkları bir prototipi bir metro atölyesinde test etmişlerdir. Çalışmalarında önerilen sürücü, 2007 yılında elde edilen bir ABD patenti ile desteklenmektedir. Seri DA motorları için yeni bir DA çekiş sistemi sunulmaktadır. Çalışmalarında Elektromekanik kontaktörler, ek dirençlerin kullanılmaması, tork ve hız kontrolü, herhangi bir hızda kontrollü frenleme, herhangi bir hızda rejeneratif frenleme, sıfır hızda tork kontrolü birer avantaj olarak gösterilmiştir. Yüksek verimlilik ve tam bir kontrol sunduğu için metro veya lokomotif elektrik çekışı için iyi bir seçenek olduğuna değinilmiştir.

Krishnan (1996), makalesinde, dört bölgeli PM fırçasız bir DA (PMBDC) motor sürücü için yeni bir dönüştürücü topolojisini formüle etmiştir. Önerdiği topoloji ile operasyon için makine tasarımında gerekli olan gerekli değişiklikler türetilmiştir. Krishnan sürücüyü, sisteminin dinamik modellemesi, simülasyonu ve analizi, dört bölgeli çalışma için tahrik sisteminin fizibilitesini ve dolayısıyla yüksek performanslı uygulamalardaki uygunluğunu kanıtlamak için yapmıştır. Önerdiği dönüştürücünün tam dalgalı-invertör beslemeli PMBDC ile karşılaştırmasını, ticari kullanım için avantaj ve dezavantajlarını değerlendirmek amacıyla sunmuştur. Dönüştürücü topolojisinin avantajları, ortaya çıkan yüksek voltajın, ancak düşük maliyetli, değişken hızlı motor sürücü uygulamalarının sağlam yüksek güvenilirlik, uygun paketleme ve dinamik performans gereksinimleri ile örtüşüyor görünmektedir.

Singh ve ark. (2016), çalışmalarında DA motorları hız kontrolü alanında yapılan araştırma çalışmalarının literatür taraması sunmuştur. En uygun metodu bulmak için

geleneksel yöntemler ile Uyarlanabilir Sinirsel Bulanık Çıkarım Sistemini (ANFIS) tabanlı bir kontrolcü arasında karşılaştırmalı bir analiz yapmışlardır. Birçok DA motor sürücüsünün hızını kontrol etmek için birçok araştırmacı tarafından kullanılan farklı yöntemler hakkında bir literatür incelemesi sunulmuştur. Ele aldıkları kontrolcüler, geleneksel PI ve PID kontrolü, Bulanık Mantık kontrolü gibi akıllı kontrolcüler, Yapay Sinir Ağı, Bulanık mantık, Nöro-Bulanık Sistemi tabanlı PID kontrolcüler, Yapay Sinir Ağları, Bulanık Çıkarım Sistemleri ve Adaptif-Nöro Bulanık Çıkarım Sistemleri gibi kombinasyonlarıdır. Önerdikleri tüm kontrolcülerin karşılaştırmalı analizi, ANFIS kontrolcülerinin, otomatik öğrenme ve adaptasyonlarından dolayı, tüm bu yöntemler arasında en sağlam ve verimli olduklarını göstermektedir.

Patil ve ark. (2016), DA motorunun düşük maliyetli, yüksek performanslı doğrayıcı dört bölgeli kapalı döngü kontrolünü açıklamışlardır. Gerçekleştirilen sürücü sistemi, dört bölgeli çalışan Hibrid Elektrikli Araçlara uygulanabilir niteliktedir. Simülasyonun amacı, tahrik sisteminin gerçekçi çalışma koşulları altında performansını tahmin etmektir. Dört bölgeli kıyıcı beslemeli DA motoru sürücü sisteminin kapalı döngü kontrolünü, yüksüz olarak test etmişlerdir. Sürücü sisteminin, gerçekçi çalışma koşulları altında davranışını tahmin etmek için Scilab / XCOS kullanılarak modellemişlerdir. Deney sonuçları kıyıcı tarafından 180 V ile beslenen 1 HP gücünde serbest uyarımlı DA motoru kullanılarak elde edilmiştir. Uygulanan kontrol algoritmasının yüksek performansı sayesinde, -750 RPM'den +750 RPM'ye hızın tersine çevrilmesi 2 saniyeden daha kısa sürede gerçekleştirilmiştir. Bu şekilde geliştirilen sistem daha hızlı yanıt ve hassas kontrol sağlamıştır. Deney sonuçları DA sürücü sisteminde kullanılan kontrol algoritmasının yüksek performansını doğrulamıştır.

John ve Vijayan (2017), geleneksel integral yığılması denetleyicilerinden daha üstün olan bir integral yığılması denetleyici önermişlerdir. Kontrol ünitesi MATLAB/Simulink kullanılarak gerçekleştirilmiştir ve aşma ve yerleşim süreleriyle ilgili bir karşılaştırma çalışması mükemmel bir performans göstermiştir. Sistem, MATLAB/Simulink araçlarından Xilinx blok seti kullanılarak uygulanmıştır. Bu yazıda BLDC motorlarının hız kontrolü için İntegral yığılması bir PI kontrol önerilmiştir. İntegral yığılması kontrolünün analizi, aşma ve yerleşme süresine ilişkin performansta önemli bir iyileşme olduğunu göstermiştir. MATLAB/Simulink kullanılarak simülasyon yoluyla önerilen kontrolcü ve geleneksel kontrolcüler arasındaki karşılaştırma,

etkinliğini onaylar nitelikte sonuç vermiştir. Simülasyon sonuçları, integral yığılması PI kontrol cihazının geçerliliğini ve üstünlüğünü teyit etmiştir. Motorun hız cevabı, çeşitli yükleme koşulları için oldukça memnuniyet verici olmuştur.

Dang ve ark. (2015) makalelerinde DA motoru hız kontrol sisteminin donanım uygulamasının FPGA ile daha güvenilir olduğunu göstermişlerdir. Bu şekilde bir kontrol tasarımı ve simülasyon modülü hem DA motoru modelini hem de kontrol sistemini simüle etmek için kullanılır. PID kontrol algoritması, PWM üretici, geri besleme sensörü arayüzü tasarımı için yeni bir donanım-yazılım ortak tasarım yaklaşımı sunulmuştur. FPGA modülü, gerçek donanım uygulaması sırasında geliştirme işleminde kullanılan kodun kolayca yeniden kullanılmasını sağlamıştır. Yaptıkları çalışmada fırçalı DA motoru matematik modelleri, kontrol sisteminin simülasyonunu kolaylaştırmıştır. LabVIEW & Multisim'de simülasyon ile tüm sistem analiz ve optimize edilmiştir.

Kumar ve ark. (2004), DA-DA dönüştürücü tarafından beslenen DA sürücünün kapalı döngü kontrolü için bir INTEL 8051 mikro denetleyici tabanlı bulanık denetleyici önermiştir. Tasarlanan kontrolcüde bir iç akım kontrolü ve bir dış bulanık hız kontrolü olan iki döngü vardır. Kontrolcüyü, dönüştürücünün görev döngüsünü ve dolayısıyla, hızı düzenlemek için ayrı olarak uyarılmış motorun armatürünü besleyen gerilimi değiştirmek için kullanmıştır. Bulanık denetleyici ve PID kontrolcü için yük değişimleri ve ayarlanmış hız değişimi açısından simüle edilmiş kapalı çevrim performansı bildirilmiştir. Simüle edilen sonuçları, 8051 tabanlı gömülü sistemde uygulanan bulanık denetleyiciye sahip bir dönüştürücü kullanılarak deney sonuçları ile karşılaştırmıştır.

Patel ve ark. (2012), çalışmalarında, FPGA kullanılarak tümüyle sayısal PID kontrol cihazının uygulanması sunmuştur. FPGA, kullanıcı tarafından ihtiyaçlar doğrultusunda programlanabilen yeniden yapılandırılabilir bir cihaz olduğu için bu çalışmalarında tercih edilmiştir. Günümüzde gömülü kontrol uygulamaları, daha az kaynak kullanarak kapalı çevrim performansına sahip düşük güç ve hızlı hareket eden PID kontrolü gerektirir ve bu da maliyet düşürme ile sonuçlanır. Sistemdeki işlenmemiş veriler doğrudan sisteme verilebilir ve denetleyicinin çıkışı doğrudan sisteme verilebilir. Bu, analog dijital dönüştürücünün kullanılmasını engellediği sistem tasarımının hatasını ve maliyetini azaltır.

Geramipour ve ark. (2013), çalışmalarında, tip-1 diyabetik hastaların kan glikoz seviyesini düzenlemek için FPGA cihazına dayalı dijital PID kontrol cihazı tasarımı için bir yöntem üzerinde çalışmıştır. Kontrolcü, MATLAB / Simulink ortamında bir diyabetik hasta modeli olarak Bergman Minimal modeli kullanılarak ayarlanmıştır. PID parametreleri bir genetik algoritma kullanılarak ayarlanmıştır. Kontrol sistemlerinin hızının performans ve kararlılığı üzerinde etkisi olduğundan, çalışmalarında FPGA kullanmışlardır. Xilinx blokları PID kontrolün yapısı ve FPGA akışı için uygulanır. İki diyabetik hasta modelinin kandaki glikoz miktarı bitlerle farklı niceleme kullanılarak sonuçları simüle edilmiştir. Sistem Üretici kullanılarak FPGA üzerinde PID kontrolün uygulanmasının kompakt ve yüksek hızda olduğunu ve tasarımcının farklı tasarımları basitçe değerlendirip uygulayabildiğini göstermektedir.

Jokic ve ark. (2014), yaptıkları çalışmalarında kullandıkları Altera DE2 kartlarının programlanması amacıyla yazılım ve donanım bileşenlerinden oluşan entegre ortamın gerçekleştirilmesi sunulmuştur. DA motoru kontrolünün simülasyon ve deney sonuçları, önerdikleri konseptin kullanılabilirliğini göstermektedir. Makalelerinde anlatılan araştırmanın temel amacı, FPGA platformlarında geniş bir kontrol algoritması sınıfının geliştirilmesi ve test edilmesi için, MATLAB/DSP Builder'daki sekmesindeki bloklar kullanılması olmuştur. MATLAB/DSP Builder'da FPGA gerçek zamanlı gerçekleştirildi. Oluşturulan blokların deneysel doğrulaması için donanım bileşenleri tasarlandı ve uygulandı ve oluşturulan bloklarla deneysel olarak doğrulanmışlardır.

Salem, (2013), Mekatronik uygulamalarında en çok kullanılan temel açık çevrim elektrik makinelerinin matematiksel modellerini, Simulink modellerini, analiz ve kontrol çözümlerini tanıtmıştır. Elektrik makinelerin iki döngü akımı ve hız kontrolü tanıtıldı ve test edildi. İstenen motor torkuna ulaşılırken çekilen akımın en aza indirilmesi için istenen armatür akımı ve tork sabiti ile yük torku ile ilgili önerilen, ancak teorik bir kontrol yöntemi önerilmiş ve teorik olarak test edilmiş ve kabul edilebilir aralıklarda kontrol akımının azaltılmasını sağlamıştır. Önerdiği modeller, eğitim amaçlı uygulama için olduğu kadar, araştırma amaçlı tasarlanmıştır.

Wu ve ark. (2008), DA motoru hız kontrol sistemi tasarlamışlardır. Motor hız kontrolünün kapalı döngü sistemi tasarladılar, armatür voltajını kontrol etmek için PWM algoritmasını kullandılar ve motor hızı armatür voltajının regüle edilmesiyle kontrol ettiler. ARM kartının yüksek entegrasyonundan dolayı, sistem küçük hacimli,

düşük maliyetli ve kolayca programlanmıştır. Bu çalışmada tasarlanan sistem, birçok orta ve küçük güç motor kontrol sistemi ile ilgilenebilir. ARM kontrol sistemi, diğerlerine kıyasla eksiksiz bir ortak çevre birimlerine sahip olduğu için sisteme kararlı ve gerçek zamanlı yanıt verdiği görülmüştür.

Ponce ve ark. (2015), FPGA kullanarak kapalı döngü pozisyon kontrolü üzerinde durmuşlardır. Deney sonuçları, verimlilik göz önünde bulundurulduğunda ve farklı materyallerin işlenmesi sırasında elektrikli sürücünün performansını göstermektedir. Önerilen gerçek zamanlı pozisyon kontrolü, elektrikli motor tahriki için maksimum verimlilikte sınırlı bir çalışma alanı seçildiğinde avantajlar göstermiştir. Sistemde FPGA kullanılmasıyla gerçek zamanlı sistem, daha verimli bir CNC işleme evresine ulaşmış ve üretim için yeterince iyi olan bir pozisyon kontrolü yanıtını vermiştir.

Telba (2014), yaptığı çalışmasında FPGA kullanılarak DA motor kontrol cihazını simüle etmek için güvenilir bir dinamik model açıklanmaktadır. Xilinx, MATLAB/Simulink ve PSIM kullanılarak sistemin adım yanıtı için FPGA kullanılarak gerçek zamanlı ölçümler kullanılarak yapılan simülasyonun hızını kontrol etmek için kullanılmıştır. Deney sonuçları dinamik modeli doğrular nitelikte çıkmıştır. Modeli, FPGA kullanılarak laboratuvarda uygulanmış ve model parametreleri tanımlamak için VHDL kodlama araçlarını, basit ölçümler ve standart laboratuvar ekipmanını kullanarak uygulanmıştır.

Gupta (2010), H-köprü motor sürücü devresi ile DA motorun hız kontrol sistemi tasarlamıştır. Makalede H-köprüsünün üç devresi açıklanmıştır. İlk devre motorun hareketini ve diferansiyel tahrik kavramını açıklar. İkinci devre, transistörlerin uygun tetiklenmesini vurgulayarak, önceki devreyi iyileştirir. Üçüncü konsept, ağır yük koşullarında H-köprü motor sürücü devresidir. Tüm koşullar, her koşul altında verimli bir sürüş sistemi oluşturmak için temel araştırmalardan oluşmaktadır. Tekerlekli mobil robotlar için bir tahrik sistemi, robotun iyi hareket etmesini sağlayacak kadar verimli olmalıdır. Yükü taşımak için gereken akım da büyüktür. Yukarıda açıklanan devreler, tahrik sisteminin verimli hale getirilmesine yardımcı olmuş ve doğru yük ile ağır yük koşullarında çalışmıştır.

Asha ve Jayakumar (2014), çalışmalarında yumuşak hesaplama tekniği tabanlı yapay sinir ağı (ANN) denetleyicisi kullanılarak serbest uyarımlı DA motorun hız

denetimi ve kontrolü sunulmaktadır. PI kontrolü, bulanık mantık kontrolü ve ANN kontrolcü simülasyonu sonuçları kullanılarak serbest uyarımlı DA motorun açık döngü ve kapalı döngü kontrolü gösterilir. Bu çalışmada, ANN kontrol ünitesinin yük arızaları ile performans ve etkinliğinin, bulanık mantık denetleyicisine ve DA motorun hız kontrolü için geleneksel PI kontrolüne kıyasla daha iyi olduğunu göstermek için farklı kontrolcüler için simülasyon sonuçları sunulmuştur. DA motorun açık döngü ve kapalı döngü kontrolü için MATLAB/Simulink kullanılarak deney sonuçları gösterilmiştir. PI kontrolü, Bulanık mantık denetleyici ve Yapay sinir ağı denetleyicisi (ANN) kontrolü kullanılarak hız cevabı karşılaştırılmıştır. DA motoru Yapay sinir ağı denetleyicisi kullanılarak modellenmiştir ve deney sonuçları sunulmaktadır.

Hepzibah ve Korah (2012), çalışmalarında herhangi bir geleneksel analog yöntemlerden veya DSP gibi dijital yöntemlerden daha hızlı bir işlem sağlayan FPGA kullanılarak bir DA motor sürücüsünün hız denetimi sunulmaktadır. Çalışmaları bulanık mantık kullanan bir DA motorun hız kontrolü için MATLAB simülasyonu ile ilgilidir. FPGA kullanımı, işlem hızını azaltır ve dolayısıyla motorun verimliliğini artırır. Bu yazıda, bir elektrikli sürücünün kontrolü için bir FPGA yaklaşımı ele alınmıştır. Simülasyon MATLAB'da yapılmıştır ve ayrıca deneysel olarak da gerçekleştirilmiştir. MOSFET'i tetiklemek için gereken sinyaller FPGA kullanılarak üretilmiştir. Deneysel sonuçlar, FPGA tabanlı kontrol sisteminin, elektrikli sürücüler ve diğer güç elektroniği sistemlerinde kontrol ve verim hızını artırdığını kanıtlamıştır.

Rajkumar ve ark. (2017), çalışmalarında amaçlarının elektrikli araçların invertör ile beslenen BLDC motorun hız kontrolü için bir sistem sağlamak olduğunu belirtmişlerdir. Bulanık mantık tekniği, BLDC motorunun ters elektromotor kuvveti değişken ve sabit durumu altında hızını tahmin etmek için kullanılır. Bu yazıda, *rezonans* devreli invertör, MATLAB/Simulink yazılım araçları kullanılarak simüle edilmiş BLDC motor sürücü sistemini beslemiştir. Bu yazıda, BLDC motorunun matematiksel modellemesi ve bulanık mantık ve PID kontrolü kullanılarak BLDC motorunun hız kontrolü önerilmiş ve doğrulanmıştır. Simülasyon sonuçları bir elektrikli araçta BLDC motorunun kontrolü için sunulmuştur.

Akkaya ve ark. (2017), çalışmalarında, VHDL kullanarak Sugeno tipi Fuzzy PID Mantık Denetleyicisinin tasarımını önerdiler ve FPGA üzerinde uyguladılar. Önerilen kontrolcü, MATLAB/Simulink ortamı üzerinden FPGA-in-the-loop

simülasyonu yardımıyla bir DA motor hız kontrol sistemi ile test edilmiştir. Aynı kontrolcü MATLAB Fuzzy Logic Toolbox kullanılarak da tasarlandı ve sonuçlar karşılaştırıldı. Bulanık Mantık Sisteminin ölçekleme faktörünü elde etmek için, MATLAB optimizasyon araç kutusu ile genetik algoritma kullanılır. Aynı ölçeklendirme faktörleri, hem kontrol cihazını tasarlanmış ve VHDL kodunu tasarlanmış hem de farklı referans girişleri için sonuçlar elde edilmiştir. Sonuçlar, VHDL ile tasarlanan kontrolcünün, alet kutusuyla karşılaştırıldığında aynı çıkışı verdiğini göstermektedir. Bu sonuçlar, Sugeno tipi Bulanık Mantık Denetleyicisinin uygulanmasının VHDL kullanılarak FPGA ortamında uygulandığını göstermektedir.

Hamed ve Almobaied (2011), sundukları araştırmada Spartan-3A ile, gerçek zamanlı PID kontrol sisteminin bir modeli gerçek zamanlı olarak uygulanmaktadır. Yük değiştiğinde sabit bir hız sağlamak için tanıtılmıştır. Bir DA motoru modeli, karmaşık model sistemleri için bir örnek olarak yük değişimi ile ikinci derece sistem olarak kabul edilir. Karşılaştırma amacıyla, yaygın olarak kullanılan iki "PID ve Fuzzy" kontrolü, önerilen sistemin performansını incelemek için aynı FPGA kartında uygulanmıştır. Bu kontrolcüler, hız ve yük değişimi koşulları altında MATLAB / Simulink programı kullanılarak test edilmiştir. Kontrolcüler, motoru gerçek zamanlı uygulama olarak hız ve yük değişimi koşullarında çalıştırmak için uygulanmış ve Fuzzy-PID'in üstünlüğünü göstermiştir.

Sonoli ve Raju (2010), çalışmalarında DA motor hız kontrol sistemi için Xilinx FPGA (XC3S400) tabanlı PID denetleyici için "VHDL" kullanılarak yazılım modülünün uygulanması sunulmuştur. Yazılım modüllerini oluşturmak ve test etmek için kullanılan araçlar Xilinx ISE 9.2i ve ModelSim XE III 6.3c'dir. FPGA üzerindeki tasarımı doğrulamadan önce, tüm tasarım Modelim Simülasyon aracı kullanılarak simüle edilir. Motor hızının kademeli olarak ayarlanan hıza değiştiği ve ayarlanan hıza kilitlendiği görülmektedir. Bir dijital PID kontrol cihazı, FPGA kullanılarak başarıyla uygulanmaktadır ve performansı, gerçek zamanlı kontrol için bir DA motor hız kontrol sisteminde doğrulanmış ve test edilmiştir. Test sonuçları, PID kontrol cihazı eklendiğinde, kararlı durum hatasının ortadan kaldırıldığını ve istenen çıkış hızının elde edildiğini göstermiştir.

Jogalekar ve ark. (2013), tarafından sunulan çalışmada sabit mıknatıslı DA motorunun hız kontrolü için FPGA kullanılarak özelleştirilmiş Orantılı-İntegral-Türev

(PID) mimarisinin donanım uygulaması ele alınmaktadır. Bu mimari, hız kontrol döngüsünü uygulamak için Verilog kullanılarak FPGA'ya yerleştirilmiştir. Kontrolcü tasarımı, sentezi ve analizi Xilinx ISE yazılımı ve yonga takımı ile tamamlanmıştır. DA motorlu bu mimarinin gerçek zamanlı arayüzü, dinamik yük koşullarında başarılı bir şekilde gösterilmiştir. Simülasyon sonuçlarının deney sonuçları ile karşılaştırılması, önerilen PID tasarımının etkinliğini göstermektedir.

Ali ve ark. (2010), araştırmalarında, dijital kontrol sistemlerinin yeni bir donanım tasarım metodolojisini sunmaktadır. Bunun için, VHDL kullanarak kontrol sisteminin sentezlenmesi yerine, analog görüntü sinyallerini gerçek dünyadan alan ve Motoru sürmek için PWM sinyal üretildiği LabVIEW FPGA modülü kullanılmıştır. Dijital sistemin fiziksel uygulaması Spartan-3E ile gerçekleştirilmiştir. DA motorunun referans hız ve yükte ani bir değişikliğin etkisi de dahil hız kontrolüne yönelik simülasyon çalışmaları yapılmıştır.

Agarwal ve Gupta (2013), çalışmalarında, MATLAB kullanılarak DA motorun modellenmesi yapmış ve hızı FPGA platformunda PID kontrolü kullanılarak kontrol etmişlerdir. Kullanılan donanım Spartan-3E (XC3S250E) FPGA kartı, DA Motor modülü ve ADC'dir. Kullanılan yazılım araçları MATLAB, Xilinx ISE 8.1i ve Model-Sim SE-EE 5.4a'dır. PWM sinyali, DA Motor için bir giriş sinyali olarak işlev görür. Optik enkoder, çıkışı PID Denetleyicisine bir girdi olarak geri beslenen geri besleme yolunda kullanılmıştır. Sonuçlar önce simüle edilir ve daha sonra FPGA kartına uygulanır. PID kontrolü adım yanıtlarının performans analizi MATLAB kullanılarak yapılmıştır. Sonuç olarak PMDC motorun hızı, PID kontrolü kullanılarak FPGA platformu tarafından kontrol edilmiştir.

Khubalkar ve ark. (2017), çalışmalarında amaçlarının seri DA motorunun hız kontrolü için iki serbestlik dereceli dijital kesirli düzen oransal-integral-türev (2-DOF FOPID) kontrolünü uygulamak olduğunu belirtmişlerdir. Hız kontrolü, H-köprü devresi üzerinden darbe genişlik modülasyonlu kontrol yöntemi ile elde edilir. Önerilen kontrol şemasının etkinliği, MATLAB/Simulink'in FPGA-in-loop sihirbazı kullanılarak simüle edilmiştir. Performans karşılaştırması, yaklaşık olan integer ile karşılaştırıldığında önerilen kontrolcü ile iyileştirmeyi göstermektedir. H-köprü tabanlı seri DA motorunun hız kontrolü, yüksek performanslı motor tahrikinin uygulanmasına olanak tanımak için incelenir. H-köprü tabanlı seri DA motorunu kapalı döngüde modellenmiştir ve

MATLAB/Simulink'in FPGA-in-the-loop kullanarak gerçek zamanlı olarak simüle edilmiştir. Önerilen kontrolcünün, tam sayıdaki karşılığı ile karşılaştırıldığında, aşma, yükselme zamanı ve çökme süresini azalttığı fark edilir. Önerilen plan daha hızlı ve verimlidir.

Behnam ve Mansouryar (2011), çalışmalarında FPGA ile bir DA motorunun kapalı döngü kontrol sisteminin tasarımı ve simülasyonu için yeni bir yöntem sunmaktadır. Dijital tasarımı PID kontrol cihazı daha gelişmiş ve faydalıdır. Bu nedenle hız ölçümü ile analog PID'ye kıyasla daha iyi bir yanıt üretir. Kolayca çip üzerinde sistemlerde uygulanabilir. Sabit Nokta Aritmetiğine dayalı MATLAB Xilinx sistem üretici aracı, DSP mimarisini kullanarak dijital PID kontrolünü tasarlamak, kontrol sisteminin yanıtlarını çizmek ve VHDL kaynak kodunu oluşturmak için kullanılır. Kontrol sistemi, bir dijital PID, gerçek bir DA motoru modeli, artımsal optik shaft enkoder modeli, rpm ve pozisyon bloklarından oluşur. Sonuçlar, önerilen sistemin kararlı durumu ve geçici hatayı düşürdüğünü göstermektedir.

Kumari ve Swain (2018), çalışmalarında dört kadranlı doğrayıcı DA motorun kapalı devre kontrolü için PID kontrolünü ayarlama yöntemini araştırmıştır. DA motorun hızının ileri sürüş modunda izlenmesi kontrolcü kullanılarak yapılır. Bu yazının yeniliği, lineer kuadratik regülatör kullanarak PID kontrol cihazının ayarlanmasıdır. Kontrolcü parametreleri, tatmin edici aşma ve yerleşme süresi dahilinde elde edilmiştir. Buradaki optimal çözüm tabanlı PID ayarının etkinliği, diğer geleneksel PID ayarlama yöntemleriyle karşılaştırmalı simülasyon sonuçları ile test edilmiştir. Karşılaştırmalı çalışma, hem zaman alanı hem de frekans alanı analizinde DA Motorun kapalı devre kontrolü için elde edilen etkili ve mümkün olan en iyi sonucu bulmak için yapılmıştır.

Agarwal ve ark. (2013), FPGA platformunda PID kontrolünün performans analizi ve uygulaması yapmıştır. Donanım uygulaması Xilinx Spartan 3E FPGA kartında yapılmıştır. Yazılım uygulaması Xilinx ISE 8.1i ile simülasyon için de ModelSim 5.4a kullanılarak gerçekleştirilir. Hız kontrolü için DA motoruna verilen PWM sinyali, FPGA kartı tarafından üretilir. Motor sürücü devresini kontrol etmek ve PID kontrol döngüsündeki hız geri beslemesi için optik kodlayıcı verilerini kodlamak için PWM sinyali gibi Kontrol girişinin oluşturulması için yeni bir teknik tanıtılmıştır. Bu çalışmada önerilen uygulama için VHDL algoritması sunulmuştur. MATLAB

yazılımı kullanılarak PID kontrolünün performans analizi, önerilen yöntemin etkinliğini göstermektedir.

Prabhu ve Konda (2016), FPGA tabanlı bir DA motorun hareket kontrolü için PID kontrolünün uygulanması sunmuşlar. Bu uygulama tekniği, analog ve dijital arabirim sistemi sırasında gerçek zamanlı olarak meydana gelen problemleri önlemek için kullanılır. Donanım uygulaması Xilinx Spartan 3 FPGA çip üzerinde yapılmıştır ve kontrol için motor sürücüsü olarak PWM sinyali üretir. Sistemde dışardan alınan optik enkoder verilerin kodu çözülür ve PID kontrol döngüsüne verilir. Önerilen uygulama VHDL algoritması ile sunulmuştur.

Yo ve ark. (2017), çalışmalarında fırçasız DA motorun dört bölgeli çalışması için PWM kontrol modunu sunar; Önerilen sistem hem motor hem de frenleme işlemini aynı dönüş yönünde gerçekleştirebilir. İleri sürüş ve frenleme işlemine dayanarak, akım ve tork dalgalanma, değişim ve komutasyon süresi boyunca analiz edilir. MATLAB ile yapılan simülasyon sonuçları teorik analizin doğruluğunu ve önerilen PWM kontrol modunun fizibilitesini doğrular nitelikte çıkmıştır.

Arof ve ark. (2014), yaptıkları çalışmada elektrikli araç çekişinde kullanılabilecek yeni bir H-köprü devresi değinmişlerdir. Bu çalışmada, elektrikli otomobiller için uygun düşük maliyetli DA sürücü gereksinimini karşılayan seri DA motoru için yeni bir topoloji ile yeni bir dört bölgeli kıyıcı geliştirmeye odaklanmaktadır. Önerilen dört bölgeli sürücü DA doğrayıcı seri DA motoru kontrol yeteneğine sahiptir. Önerilen devrenin elektrikli araçlarda yüksek kullanım potansiyeli vardır. Bunun nedeni basit tasarımı, düşük maliyeti ve mükemmel kontrol edilebilirliğidir. Özet olarak, optimize edilmiş bir DA sürücü sisteminin performansı bir AA sürücününkiyle karşılaştırılabilir ve bu nedenle düşük maliyetli elektrikli araç uygulamaları için çok uygun olduğu gözlenmiştir.

Seeja ve ark. (2016), yük koşulları altında serbest uyarımlı doğru akım (DA) motorunun hız kontrolü CHR ayarlama yöntemi ve LQR kontrol cihazları kullanılarak gerçekleştirmiştir. Chien-Hrones-Reswick (CHR), bir PID ayarına dayanır ve Doğrusal Kuadratik Regülatör denetleyici (LQR), en uygun denetleyiciye dayanır. Her iki yöntemin de karşılaştırılması, geçici cevap özelliklerine göre yapılmıştır. MATLAB'da gerçekleştirilen simülasyonlar DA motorunun performansının, CHR yöntemine göre

LQR yöntemi ile önemli ölçüde iyileştirilmiş kalite yanıtına sahip olduğunu göstermiştir. Aynı zamanda LQR yöntemi ile istenen hızdan sapmayı en aza indirmiştir.

Copot ve Keyser (2013), bir DA motorunun hız kontrolü ve pozisyon kontrolü için, kesir dereceli PI ve PD kontrolleri tasarlamıştır. İki kontrolcü de zaman bölgesi özelliklerine göre tasarlanmıştır. PI ve PD kesir dereceli kontrollerinin kapalı döngü performansları, tamsayı dereceli PI ve PD kontrolleri ile karşılaştırılmıştır. Deneysel sonuçlar, kesir dereceli kontrollerinin klasik kontrolcü olan tamsayı derecelilerden daha iyi performans gösterdiğini göstermektedir.

Gowthaman ve ark. (2017), çalışmaların ana çekirdeğini, PMBLDC Motorunun kapalı döngü kontrolü üzerinde iki farklı dijital kontrolcüyü (Konvansiyonel PID Kontrol Cihazı ve Hibrid Bulanık PID) araştırmak olarak betimlemiştir. Akıllı kontrol (bulanık mantık) tekniğinin uygulanması, parametrelerinin otomatik olarak çevrimiçi bir süreçte ayarlanması için bir PID kontrolünde denenmiştir. İstenen hızı elde etmek için, Hibrid Fuzzy-PID en iyi çözüm setini sağladığı görülmüştür. Geleneksel PID kontrol cihazı ve Hibrid Fuzzy-PID kontrolcü performansları hem sabit durum hem de çeşitli çalışma noktası hızları ile dinamik çalışma koşullarında analiz edilmiştir. Karşılaştırma için dikkate alınan parametreler; yükselme zamanı, ölü zaman, çökme zamanı ve sabit durum hatasıdır. Sonuçlar, Hibrid Fuzzy-PID kontrolünün, geleneksel PID kontrolüne göre daha iyi bir performans sağladığını kanıtlamaktadır.

Bernard (2013), çalışmasında serbest uyarımlı DA motoru sürücüsü için Yapay Zekâ Sinir Ağları (ANN) sunmaktadır. Motorun matematiksel modeli ve sinir ağı algoritması türetilmiştir. Kontrolcü, motor hızını tahmin etmek ve bir dönüştürücü için bir kontrol sinyali üretecek şekilde iki parça olarak tasarlanmıştır. ANN, geleneksel aletlerin PID kontrolü gibi uygulanamadığı doğrusal olmayan ilişkiyi göstermek için eğitilebilir. Geri yayılım algoritmasına dayalı öğrenme tekniği ile bir sinir ağı denetleyicisi geliştirilmiştir. Bu iki sinir, Levenberg-Marquardt tarafından eğitiliyor. Önerilen yöntemin etkinliği, MATLAB/Simulink programında simülasyon modeli geliştirilerek doğrulanmıştır. Simülasyon sonuçları etkinliğini göstermek için sunulmuştur ve bu nöral ağ denetleyicisinin önerdiği, ANN'leri kullanmadan geleneksel denetleyiciye kıyasla ANN'ler ile kontrol sistemi DA motorunun önemli bir iyileştirme kontrol performansı ve avantajları üretmektedir.

Gaeid ve ark. (2013), çalışmasında DA motoru için iki derecelik bir özgürlük kompensatörü tasarlamayı amaçlamışlardır. Önerilen algoritmanın stabilizesinin yanı sıra gürültü duyarlılığı da gerçekleştirilir. Çalışmalarında Mevcut algoritmanın tasarımı, hiçbir yükü karşılaştırmak ve statik parametre bağımlılığını yüklemeyi tasarlamışlardır. Harici bir yük torku ile sabit mıknatıslı DA motor hız kontrolünün statik parametreleri simüle edilmiştir. Kapalı döngü sistemi ve iki serbestlik derecesi (2DOF) PID kontrol cihazı, güçlü yanıt ayarlama yöntemine göre tasarlanmıştır. Ancak hem yük hem de yük akımı, hız ve tork elde edilmemiştir. Önerilen algoritmanın sağlamlığı geliştirilen bir 2DOF PID kontrol cihazı ile kontrol edilmiştir. 2DOF PID hız yanıtı ile klasik PID hız yanıtı karşılaştırması yapılmıştır. Önerilen algoritmanın simüle edilen sonuçları performans çalışmasını geliştirdi ve kompensatörün klasik tekniğe kıyasla yeni tekniğin etkinliğini gösterdi.

Meshram ve Kanojiya, (2012) çalışmasında serbest uyartımlı DA motoru için bir PID hız kontrolünün ağırlıklı ayar metotları, Empirical Ziegler-Nichols ayarlama formülü ve modifiyeli Ziegler-Nichol PID ayarını formülüne dayanarak sunmuştur. Her iki yöntem de DA motorun talep edilen hız uygulaması için çıkış cevabı, minimum çökme süresi ve minimum aşma bazında karşılaştırılmaktadır. Bilgisayar simülasyonu, Modifiyeli Ziegler-Nichols tekniğini kullanan PID kontrolünün performansının, geleneksel Ziegler-Nichols tekniğinden daha iyi olduğunu göstermektedir.

Khan ve ark. (1998), çalışmasında küçük miktarlarda kıymetli metallerin (altın ve platin) eritilmesi için uygun, bir akım kaynağı, tam köprü yükü-rezonanslı MOSFET invertör kullanan bir indüksiyon ocağı sunmaktadır. 100kHz'de rezonansa bir paralel rezonans topolojisi kullanılmıştır. H-köprü devresinin MOSFET'lerini sürmek için IR2113 entegresini kullanmışlardır.

Wu ve ark. (2008), yaptıkları çalışmada bir DA motoru için hız kontrol sistemi tasarlamıştır. Kontrol kartı olarak ARM S3C2410 ve işletim sistemi gerçek zamanlı işletim sistemi olarak da μC / OS-II kullanılmıştır. Kapalı döngü sistemi kullanılan motor hız kontrolünde, armatür voltajını kontrol etmek için PWM algoritmasını benimsenmiştir ve motor hızı armatür voltajının regüle edilmesiyle kontrol edilmiştir. H-köprü devresindeki MOSFET'lerin kontrolünde IR2113 entegresini kullanmışlardır.

Zhang ve ark. (2013), yaptıkları çalışmada, sürekli mıknatıslı senkron motorun farklı hızlanma ve belirsizliklere sahip hız kontrol performansını optimize etmek için, kayan kip kontrolü ve bozulma dengeleme teknikleri kullanılarak sürekli mıknatıslı senkron motor servo sistemleri için doğrusal olmayan hız kontrol algoritması geliştirmişlerdir. İlk olarak, kayan kipli yeni kontrol yöntemi sunulmuştur. Bu yöntem, kontrol sisteminin yüksek izleme performansını korurken, kontrol girdisinde çattırının azalmasına izin veren kontrollü sistemin varyasyonlarına dinamik olarak uyum sağlayabilir. Ardından, güçlü bozulmaları telafi etmek ve yüksek servo hassasiyetleri elde etmek için doğrudan belirsiz belirsizlikleri tahmin etmek için uzatılmış bir kayan mod bozukluğu gözlemcisi önerilmiştir. Simülasyon ve deneysel sonuçlar hem önerilen kontrol yaklaşımının geçerliliğini göstermiştir.

Biswas ve ark. (2007) çalışmalarında; kayan kip (sliding mode) kontrolcünün ve PI kontrolcünün gerilim aşımalarının benzer olduğu ama gerilim düşümlerinde kayan kip (sliding mode) kontrolcüsünün PI kontrolcüsünden daha az olduğunu belirtmişlerdir. Ayrıca kayan kip kontrolcüsü ile kontrol edilen dönüştürücülerin başlıca sorunun; çıkış yükünün ve giriş gerilimin değişiminden dolayı ortaya çıkan anahtarlama frekansının değişimi olduğu belirtilmiş ve bu durumu aşabilmek için farklı kayan kip kontrol yöntemleri ortaya çıkmıştır.

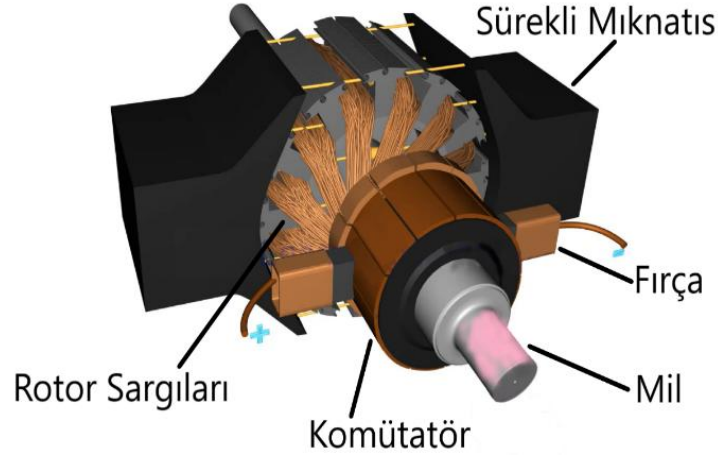


3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu çalışmada MATLAB/Simulink programı kullanılarak DA motorunun hız kontrolünün benzetim çalışmaları yapılmıştır. Daha sonra sistemin fiziksel olarak prototipi gerçekleştirilmiş ve FPGA kartı kullanılarak deneysel çalışmalar yapılmıştır. Simülasyon ve uygulama için kullanılan temel konular aşağıda irdelenmiştir.

3.1. SMDA Motoru

DA motoru, bir motorda olması beklenen birçok özelliğe sahiptir. Bunlardan bazıları güvenli, uzun süreli kullanıma sahip, ucuz olma ve bunlara ek olarak düşük gerilimde çalışabilmesidir. Bunlardan dolayı DA motorlar uygulamalarda sıklıkla yer bulur. DA motor çeşitlerinden biri olan SMDA motor, gerilim kaynağının sağladığı elektrik enerjisini manyetik eşleme metodu ile dönen rotor aracılığıyla mekanik enerjiye dönüştürür. SMDA motorunun kesiti Şekil 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Sürekli mıknatıslı DA motor iç yapısı.

SMDA motoru kompakt yapı ve geniş çalışma hızı aralığı istenen yerlerde genellikle kullanılır, düşük hızlarda yüksek moment karakteristiği sağlar (Bullock, 1995). Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun statorunda mıknatıslar bulunmaktadır. Bu tip motorda sürekli mıknatıslar manyetik alanı oluşturur.

Sürekli mıknatıslı fırçalı DA motorlarında;

- Statorunda mıknatıslar bulunduğundan dolayı, statorda bakır kaybı oluşmaz,
- Kontrolü, konvansiyonel DA motorlarının kontrolü gibi basittir,
- Kullanım alanları devir sayısı ve gücü düşük olan yerlerdir,
- Verim konvansiyonel DA motorlarına göre oldukça yüksektir.

Çizelge 3.1. Kullanılan motorun temel parametreleri

<i>Parametreler</i>	<i>Değerler</i>	<i>Birim</i>
Anma gerilimi	180	Volt (V)
Anma akımı	2.7	Akım (A)
Nominal hız	2500	RPM
Gücü (P_O)	0.4	Kilowatt (kW)

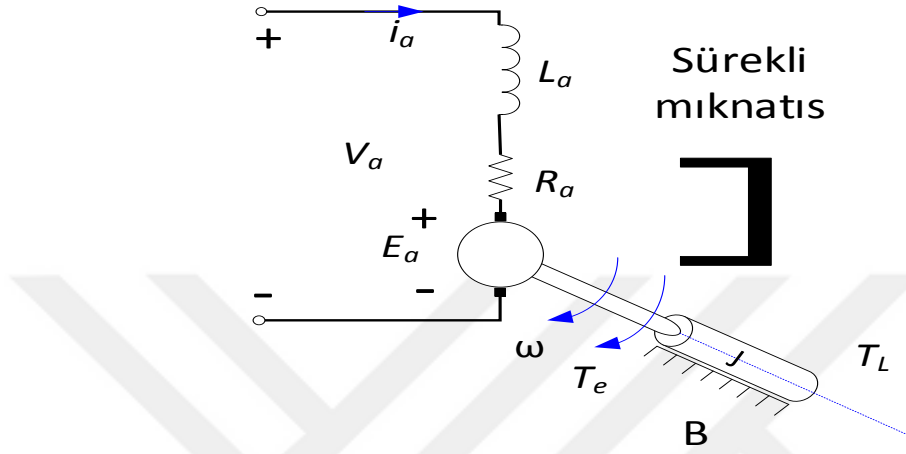
Temel değerleri Çizelge 3.1’de verilmiş olan DA motoru Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Deneysel çalışmalar için üretilmiş olan bu motorun lineer olması düşük gerilimlerde de çalışabilmesini sağlamaktadır. Bu motorun kullanılmasındaki diğer nedenler ise bir yüzeye monte edilmesinden dolayı ayrıca sabitlenmeye gerek duymaması ve bir kaplin yardımı ile hız ölçere kolaylıkla bağlanabilmesidir.



Şekil 3.2. Deney çalışmalarında kullanılan DA motoru.

3.1.1. SMDA motoru matematiksel modeli

Sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorları üç tane basit elektriksel elemanın seri bağlanması ile modellenebilir. Sürekli mıknatıslı fırçalı DA motorun eşdeğer devresi Şekil 3.3'te gösterilmektedir (Öner, 2009)



Şekil 3.3. Sürekli mıknatıslı DA motorunun matematiksel modeli.

Eşdeğer devrede Kirchoff kuralı uygulanırsa;

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a$$

(3.1)

Kararlı durumda endüklenen e.m.k ifadesi;

$$E_a = K_v \omega$$

(3.2)

olarak ifade edilir.

Motorun bakır kayıpları ihmal edilirse, motorun elektriksel çıkış gücü;

$$P = E_a i_a$$

(3.3)

olarak yazılır. Burada:

V_a : Endüvi gerilimi, V

R_a : endüvi devresinin direnci, Ω ;

L_a : endüvi devresinin endüktansı, H;

E_a : Zıt e.m.k. gerilimi, V

K_v : gerilim katsayısı, V/A-rad/s;

P: motorun elektriksel gücü, W

ω : motor açısal hızı, ya da rotor açısal frekansı, rad/s;

Sistemde enerji dengesini sağlamak için, motor momentlerinin toplamının sıfır olması gerekir. Bu durumda;

$$T_e - T_j - T_\omega - T_L = 0$$

(3.4)

olur.

Burada;

T_e : Elektromanyetik moment, N.m

T_ω : Sürtünme momenti, N.m

T_j : Atalet momenti, N.m

T_L : yük momenti, N.m

Elektromanyetik moment endüvi sargılarından geçen akım ile doğru orantılı olup,

$$T_e = K_t i_a$$

(3.5)

ifade edilir. Burada K_t : moment katsayısıdır.

$$T_j = J \frac{d\omega}{dt}$$

(3.6)

Burada J, rotor ataletidir.

$$T_{\omega} = B\omega \quad (3.7)$$

Burada B: viskoz sürtünme katsayısıdır, N.m/rad/s. Eş.3.5, 3.6 ve 3.7 ifadeleri Eş.3.4'te yerine yazılırsa;

$$K_t i_a - J \frac{d\omega}{dt} - B\omega - T_L = 0 \quad (3.8)$$

3.1.2. SMDA motoru transfer fonksiyonu

Elektriksel ve mekaniksel kısımlardan elde edilen eşitliklerle sistem için bir blok diyagramı oluşturulabilir. Her bir eşitlik için Laplace dönüşümü uygulanırsa;

$$s i_a(s) - i_a(0) = -\frac{R_a}{L_a} i_a(s) - \frac{K_v}{L_a} \omega + \frac{1}{L_a} V_a(s) \quad (3.9)$$

$$s\omega(s) - \omega(0) = \frac{K_t}{J} i_a(s) - \frac{B}{J} \omega(s) - \frac{1}{J} T_L(s) \quad (3.10)$$

Burada,

$i_a(0)$: Akımın başlangıç değeri

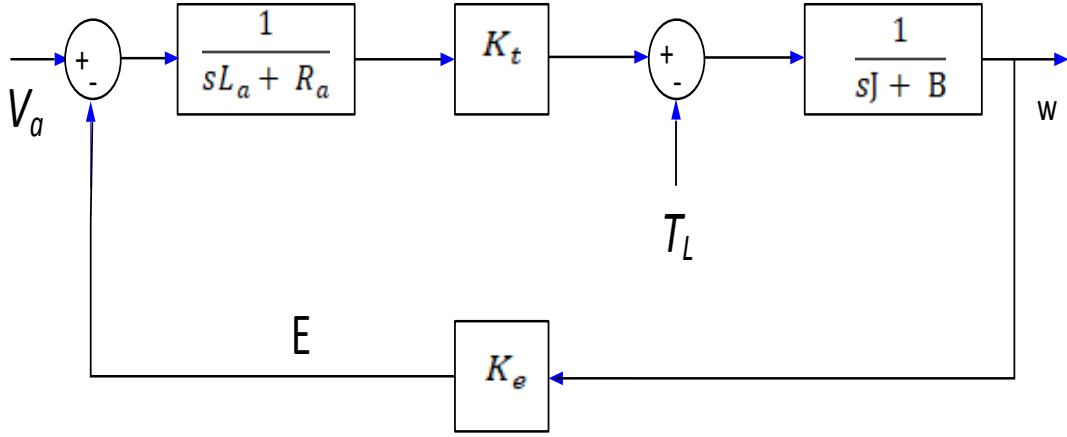
$\omega(0)$: Hızın başlangıç değeridir.

Başlangıç koşulları sıfır kabul edilirse, akım ve hız eşitlikleri

$$i_a(s) = -\frac{K_v \omega(s) + V_a(s)}{L_a s + R_a} \quad (3.11)$$

$$\omega(s) = \frac{K_t i_a(s) - T_L(s)}{J s + B} \quad (3.12)$$

Yukarıdaki eşitlikler yardımıyla sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorunun blok diyagramı Şekil 3.4'teki gibi gösterilebilir.

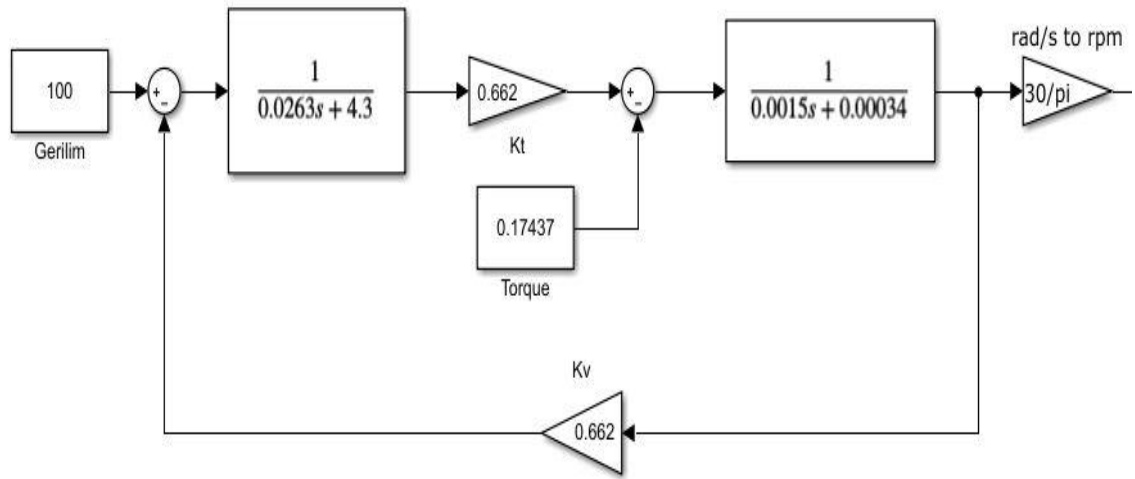


Şekil 3.4. Sürekli mıknatıslı doğru akım makinasının transfer modeli.

Çizelge 3.2. Kullanılan motorun transfer fonksiyonu parametreleri

Parametreler	Değerler	Birim
Endüvi endüktansı	0.0263	Henry (H)
Endüvi direnci	4.3	Ohm (Ω)
Rotor ataleti	0.022	$N.m^2$
Viskoz sürtünme katsayısı	0.00034	$N.m/rad/s$
Moment katsayısı (K_t)	0.662	N/A
Gerilim katsayısı (K_v)	0.662	$V/A-rad/s$
Sürtünme momenti	0.17437	$N.m$

Şekil 3.2’te gösterilen deneysel çalışmalarda kullanılan DA motorunun transfer fonksiyonu için gerekli değerler olan terminaller arası direnci, sargısının indüktansı, gerilim-hız grafiklerinden K_v katsayısını ve akım-moment grafiklerinden K_t moment katsayısı bulunarak Çizelge 3.2’de verilmiştir. Çizelge 3.2’deki değerler, Şekil 3.4’te verilen DA motoru transfer modelinde yerine yazılarak Şekil 3.5’teki transfer fonksiyonu oluşturulmuştur. Transfer fonksiyonu deneysel çalışmaların benzetim çalışmalarıyla örtüşmesi bakımından büyük öneme sahiptir. Deneysel çalışmalarda kullanılacak kontrolcü katsayıların en optimal şekilde bulunması transfer fonksiyonunun doğruluğuna bağlıdır.

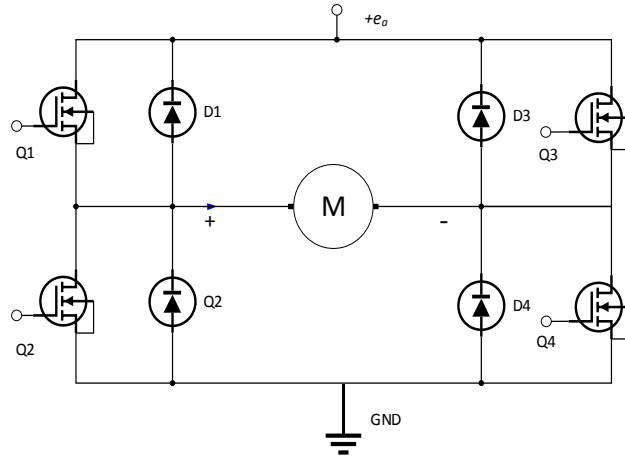


Şekil 3.5. Kullanılan DA motorunun transfer fonksiyonu.

3.2. SMDA Motoru Sürücüsü

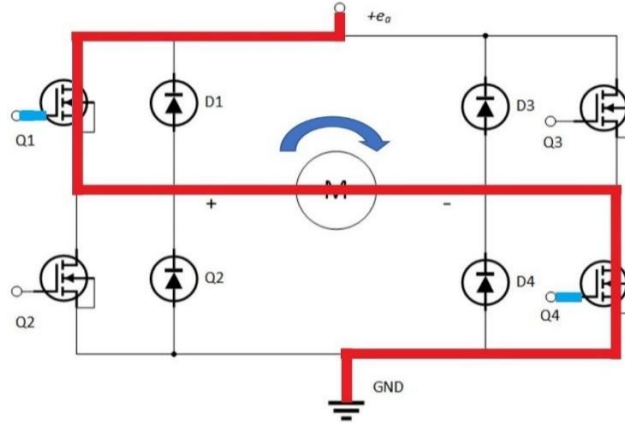
3.2.1. H-köprü devresi

Şekil 3.6’da gösterilen H-köprü devresi, bir yük üzerine tek bir güç kaynağı kullanılarak pozitif ve negatif bir gerilimin uygulanabilmesine olanak sağlayan bir güç elektroniği devresidir. H-köprü devresi DA motorlarını ileri ve geri yönde çalıştırmak için kullanılır.



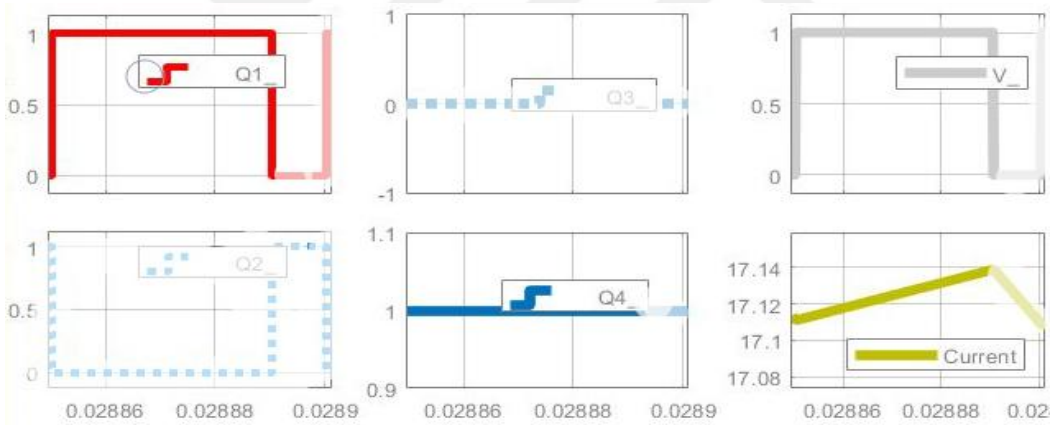
Şekil 3.6. H-köprü devresi şeması.

İleri yönde güç denetimi için Q1 ve Q4 transistörleri çalışır ve Q3 ve Q2 transistörleri ise sürekli tıkalıdır (Şekil 3.7). Q1 ve Q4 birlikte açıldıklarında, kaynak gerilimi motor uçlarında görülür ve endüvi akımı yükselir (Krishnan, 2001).



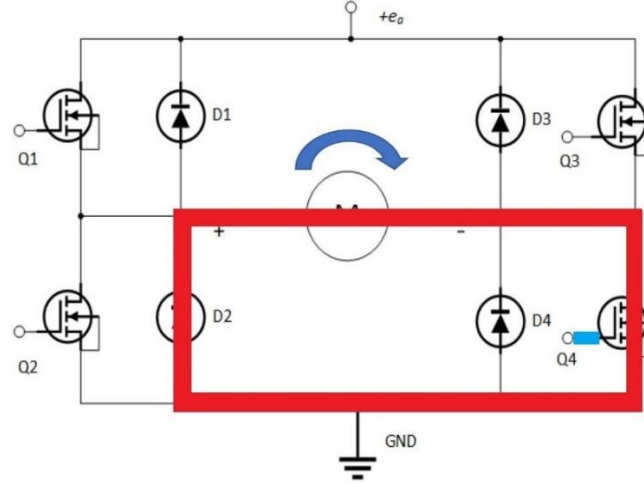
Şekil 3.7. İleri yönde güç denetimi.

Şekil 3.7’de gösterildiği gibi Q1 ve Q4 transistörleri ilettime geçirildiği zaman ve Q3 ve Q2 transistörleri kesime geçirildiğinde motor üzerindeki gerilim ve akım değişimleri Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



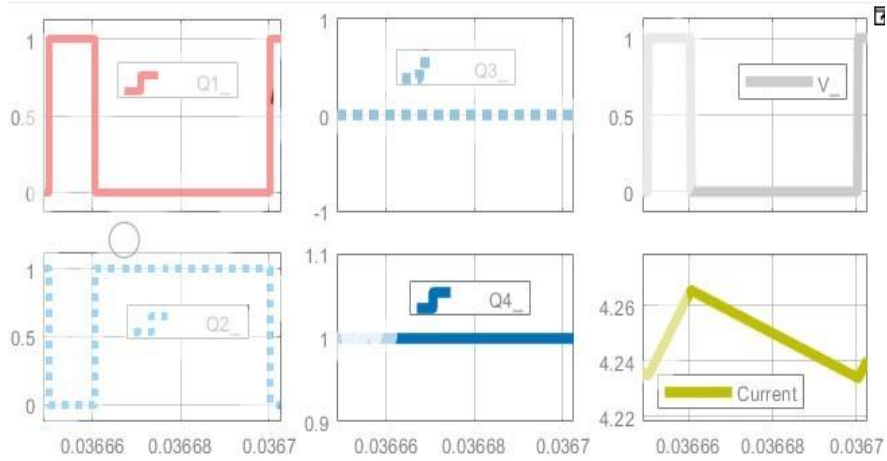
Şekil 3.8. İleri yönde güç denetimi gerilim akım değişimi.

İleri yönde geri kazanım için Q1, Q2 ve Q3 transistörleri kesimdedir. Q, Q2 ve Q3 kesime sokulup Q4 ilettime bırakıldığında, endüvi akımı Q4 ve D2 üzerinden zayıflayarak dolaşır (Krishnan, 2001). Q1 ve Q4 transistörleri aynı anda kesime sokulduğunda motorun indüktif karakteristiğinden dolayı Q3 ve Q2 transistörleri ilettime sokulmuş gibi davrandığı için motor %50 den az verilen görev çarpanında hareket etmemektedir. Bundan dolayı ileri yönde geri kazanım için sadece Q4 transistörünün ilettime geçirilmesi gerekmektedir.



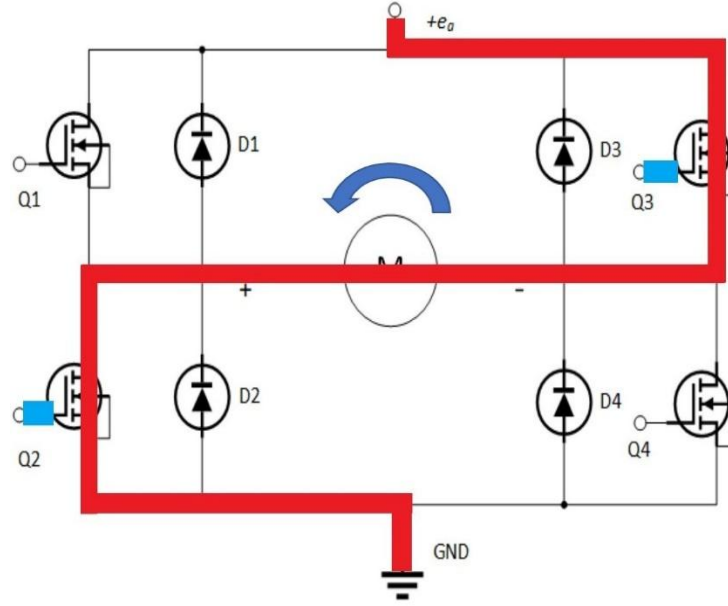
Şekil 3.9. İleri yönde geri kazanım.

Şekil 3.9’da gösterildiği gibi Q4 transistörü iletime geçirildiğinde ve Q1, Q3 ve Q2 transistörleri kesime geçirildiğinde motor üzerindeki gerilim ve akım Şekil 3.10’da gösterilmiştir.



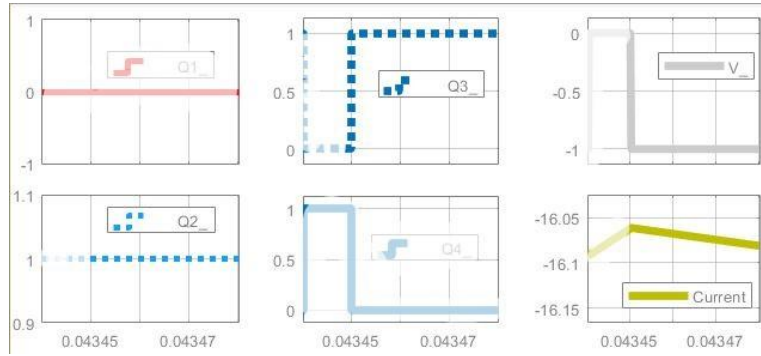
Şekil 3.10. İleri yönde geri kazanım gerilim akım değişimi.

Ters yönde güç denetimi için Q3 ve Q2 transistörleri çalışırken Q1 ve Q4 transistörleri sürekli kesimde tutulur (Şekil 3.11). Q3 ve Q2 transistörleri birlikte iletime sokulduklarında, endüvi akımı akımı yükselir ve ters yönde akar.



Şekil 3.11. Ters yönde güç denetimi.

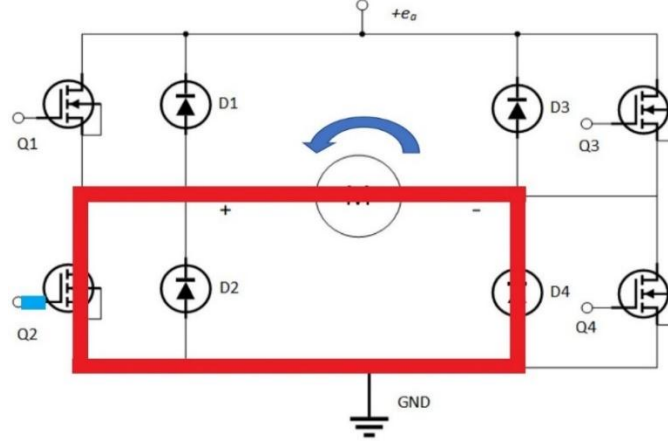
Şekil 3.11’de gösterilen Q3 ve Q2 transistörleri ilettime geçirildiği ve Q1 ve Q4 transistörleri kesime geçirildiğinde motor üzerindeki gerilim ve akım Şekil 3.12’de gösterilmiştir.



Şekil 3.12. Ters yönde güç denetimi gerilim akım değişimi.

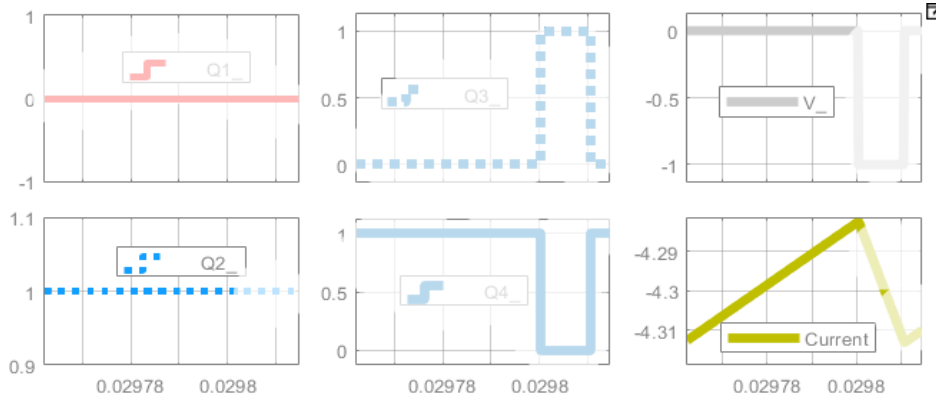
Q3 kesime sokulup Q2 ilettime bırakıldığında, endüvi akımı Q2 ve D4 üzerinden zayıflayarak dolaşır. Ters yönde geri kazanım için Q1, Q3 ve Q2 transistörleri kesimdedir (Şekil 3.13). Q4 transistörü ilettime sokulduğunda, endüvi akımı Q4 ve D2 üzerinden artarak artar. Q4 kesime sokulduğunda, motor enerjisi D3 ve D2 diyotları üzerinden kaynağa döndürür (Krishnan, 2001). Q3 ve Q2 transistörleri aynı anda kesime sokulduğunda motorun indüktif karakteristiğinden dolayı Q1 ve Q4 transistörleri ilettime

sokulmuş gibi davrandığı için motor %50 den az verilen görev çarpanında hareket etmemektedir. Bundan dolayı ileri yönde geri kazanım için sadece Q2 transistörünün iletime geçirilmesi gerekmektedir.



Şekil 3.13. Ters yönde geri kazanım.

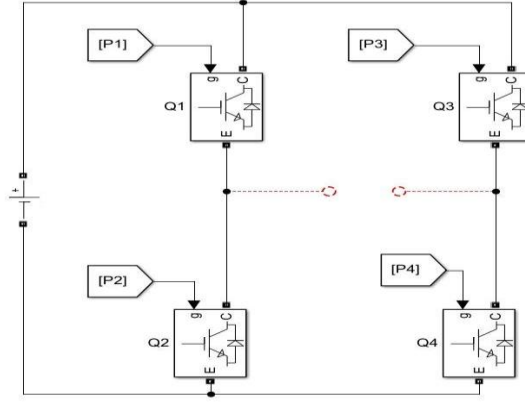
Şekil 3.13’de gösterildiği gibi Q2 transistörü iletime geçirildiği ve Q1, Q3 ve Q4 transistörleri kesime sokulduğunda motor üzerindeki gerilim ve akım Şekil 3.14’te gösterilmiştir.



Şekil 3.14 Ters yönde geri kazanım gerilim akım değişimi.

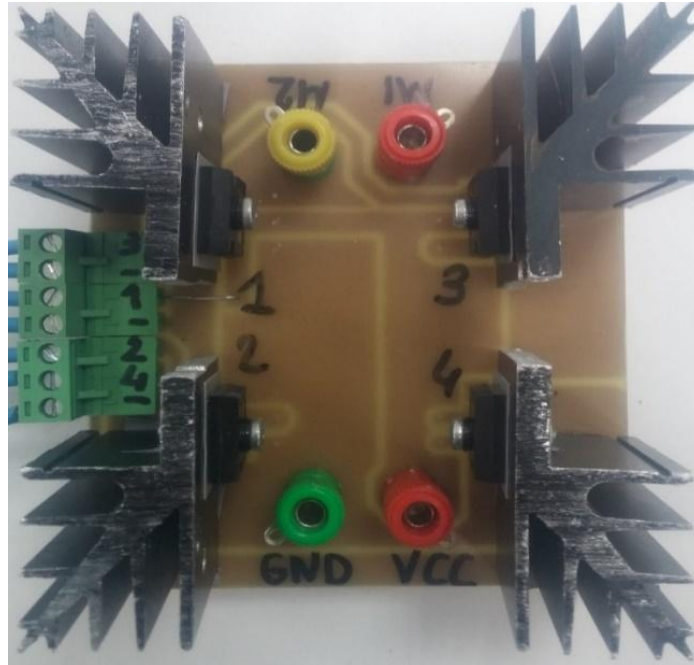
Benzetim için H-köprü devresi tasarımında MATLAB/Simulink programının kütüphanesinde mevcut olan IGBT/Diode bloğu kullanılmıştır. Bu blok içinde hem MOSFET hem de diyot barındırmaktadır. Şekilde 3.15’te gösterildiği gibi yüksek taraftaki MOSFET’lerin C uçları giriş gerilimine, alçak taraftaki MOSFET’lerin E uçları ise toprağa bağlanmıştır. Kısa devre yaptırılmaması için Q1 ile Q2

MOSFET'lerinin ve Q3 ile Q4 MOSFET'lerinin aynı anda tetiklenmemesi gerekmektedir.



Şekil 3.15. Simulink'te oluşturulan H-köprü devresi.

Deneysel devre için 4 adet N-kanal MOSFET kullanılmıştır. Bu MOSFET'ler 500V-20A değerlerine sahip IRFP450 MOSFET'leridir. Şekil 3.16'daki 1 ve 3 yüksek taraf, 2 ve 4 ise alçak taraf MOSFET'leridir.



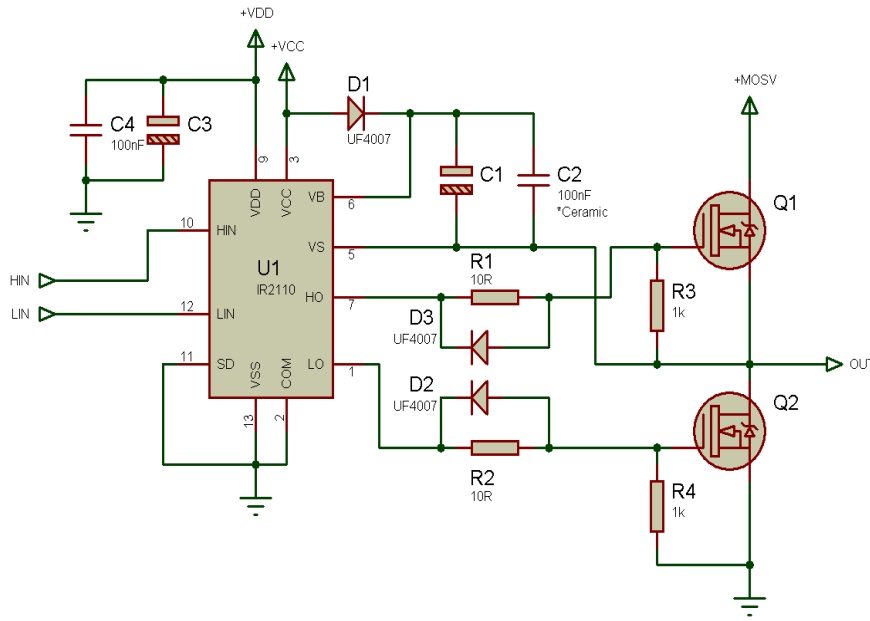
Şekil 3.16. H-köprü devresi.

H-köprü sürücüsünün sinyal vereceği pinler uygulama kolaylığı için yanyana tasarlanmıştır. V_{CC} giriş gerilimin verildiği pin, GND toprak pini, M1 ve M2 ise motora bağlanacak olan çıkış geriliminin alındığı pinlerdir. Benzetim programı ile aynı olması için Q1 ve Q4 MOSFET'lerinin iletimde olduğu durumdaki yön pozitif olarak kabul edilmiştir.

Deneyisel çalışmalarda H-köprü devresi ilk defa çalıştırılırken giriş gerilimi ile V_{CC} pini arasına bir seri direnç bağlanırsa yapılacak hatalara karşı MOSFET'ler korunmuş olur. Bu şekilde aynı anda çalıştırılması yasak olan Q1 ve Q2 MOSFET'leri ve/veya Q3 ve Q4 MOSFET'leri aynı zamanda çalıştırıldığında akım seri bağlanmış olan direnç tarafından sınırlandırılacak ve MOSFET'lerin zarar görmesi engellenmiş olacaktır. H-köprü sürücü devresinden verilen sinyallere göre doğru çalıştırıldığına emin olunan H-köprü devresi direnci kaldırılmış bir şekilde kullanılmaya hazır olur.

3.2.2. H-köprü sürücü devresi

MATLAB/Simulink programında H-köprü için kullanılan bütün MOSFET'lerin Gate uçları birbirlerinden yalıtılmış olarak çalıştıkları için bu benzetim programında H-köprü sürücüsüne gerek yoktur. Deneyisel çalışmalarda ise ikisi yüksek tarafa biri alçak taraflara olmak üzere üç adet toprakları izole edilmiş 15 V besleme kaynağına ihtiyaç vardır. IR2113 bu yalıtım işini kendi içinde yaparak toprakları ortak 15 V ve 5 V ile üç adet toprakları yalıtılmış 15 V'luk sürücü sağlar. Bir adet IR2113 entegresinin kullanıldığı H-köprü devresinin yarısını ifade eden yarım köprü devresinin temel bileşenleri Proteus/ISIS çizimi ile Şekil 3.17'de verilmiştir.



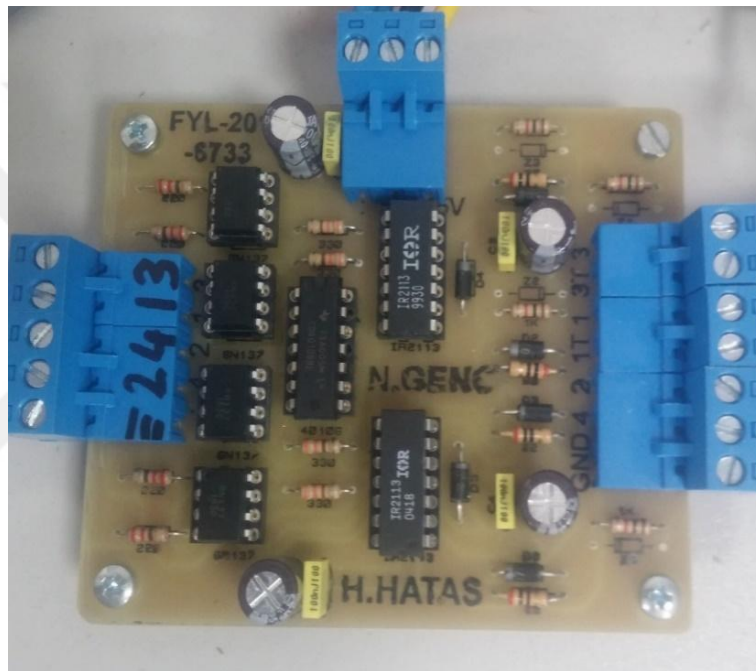
Şekil 3.17. Proteus programında çizilmiş yarım H-köprü (Tahmid, 2013).

H-köprü devresindeki MOSFET'leri sürmek için iki adet IR2113 sürücü entegresi kullanılmıştır. IR2113, kontrol sinyalini yüksek taraftaki ve alçak taraftaki MOSFET'i birbirinden yalıtılmış bir şekilde besleme gerilimi seviyesine çıkararak MOSFET'lere uygular. Şekil 10'da verilen IR2113 temel devresinde dikkat edilmesi gereken birkaç unsur vardır. Birincisi, IR2113 entegresindeki COM, SD ve VSS pinleri kendi içinde yalıtkan olduğu için birbirine bağlanmalıdır. (Tahmid, 2013). İkincisi, entegreyi MOSFET'lerden gelebilecek akımlardan korumak için LO ve HO çıkışlarına bağlanan dirençlere paralel olarak ters yönde hızlı diyot bağlanmalıdır. Üçüncüsü, IR2113, LO çıkışında gerilim oluşturabilmek için HO çıkışının çalışmasına ihtiyaç duyar. C1 ve C2 bootstrap kapasitörleri denir ve LO çıkışının düşük görev çarpanıyla gerilimlendirilmesi durumu da göz önüne alınarak kapasitörlerin yüksek değerde seçilmesi gerekmektedir. 20kHz frekansta kararlı çalışması için C1 100uF seçilmiştir. Dördüncüsü ise MOSFET'lerin Gate ve Source terminalleri arasına en az 1k Ω direnç konulmalıdır.

Uygulamada kullanılan devre Şekil 3.18'de gösterilmektedir. PWM sinyallerinin verileceği FPGA kartı ile elektriksel yalıtımın sağlanabilmesi için her giriş için birer tane olmak üzere 6N137 optokuplör entegresi kullanılmıştır. Optokuplör, birbiri ile

optik bağlantılı ışın verici ve ışın alıcıdan oluşan, elektriksel bir bağlantı olmadan düşük gerilimlerle, yüksek gerilim ve akımları kontrol edebilen bir devre elemanıdır.

Ayrıca bu sinyallerin kararlılığının artırılması amacıyla devreye CD40106 Schmitt tetikleyici entegresi ilave edilmiştir. Schmitt tetikleyici, giriş sinyalinin dalga biçimine bağlı olmadan bu sinyalin genliği ile belirlendiği kare dalga üreten bir devredir. Giriş sinyalinin genliği belirlenen bir eşik değerini aştığında çıkış lojik-1 düzeyine ulaşır, diğer bir eşik değerinin altına indiğinde ise lojik-0 düzeyine iner. Böylece iki kararlı bir yapı elde edilir.



Şekil 3.18. H-köprü sürücü devresi.

3.3. FPGA

FPGA, “Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri” anlamına gelen “Field Programmable Gate Array” ifadelerinin kısaltılmasıdır. İçinde bulunan fiziksel yapıların kullanımı paralel işlem yapma imkânı sağlaması FPGA kartını diğerlerine üstün kılmaktadır.

Bir DSP algoritmasının geliştirilmesi, bu giriş örneklerinin konvolüsyon veya Hızlı Fourier Dönüşümü gibi çok sayıda matematiksel işlem kullanılarak dönüştürülmesini içerir. Bu algoritmaların uygulanması, spektrumun çizilmesi, çıktı sinyalinin yoğunluğu

veya karmaşık sinyallerin dağılım grafikleri oluşturma gibi birçok görselleştirme yardımını gerektirir. Geleneksel RTL teknikleri kullanılarak bir FPGA üzerinde bu sistemlerin ve algoritmaların geliştirilmesi, kütüphanelerin alan-spesifik uyarın üreticileri ve görselleştiricileri yaratmadığından dolayı çok emek ister. Zamanın çoğu, yalnızca giriş çıkış ortamını taklit etmeye çalışan test bench oluşturmak için harcanırdı. MathWorks araçları, özellikle Simulink, DSP algoritmalarının çalıştığı ortamların modellenmesinde kullanılır. Simulink'in, farklı örnek zaman sınırlarında ve sürekli sinyallerde çalışan modelleri ele alma yeteneği, DSP sistemlerini gerçek dünyadaki fiziksel sinyalleri aynı ortamda grafiksel olarak modellemeyi çok kolaylaştırır. MATLAB dili ve Simulink arasındaki sinerji, özellikle MATLAB ifadeleri kullanarak Simulink bloklarını ve hiyerarşilerini parametreleştirebilmek için vurgulanır. DSP için Sistem Üreticisi (2001'de tanıtılmıştır), Xilinx FPGA'da tasarımların uygulanması için kullanılan yüksek seviyeli bir modelleme ve tasarım aracıdır. System Generator, MathWorks Simulink içinde bir blok seti ve servis seti olarak yerleştirilir. MATLAB ve Simulink'e aşina olan DSP Sistem Tasarımcılarının Xilinx FPGA üzerinde algoritmalarını uygulayabildikleri türünün ilk ürünü olmuştur. İlk kez, FPGA tasarımı veya Register Transfer Seviyesi (RTL) deneyimi olmayan mühendisler, System Generator'un Hardware Co-simulation kullanarak saatlerce FPGA üzerinde çalışan bir tasarım elde edebilirler (Churiwala, 2017).

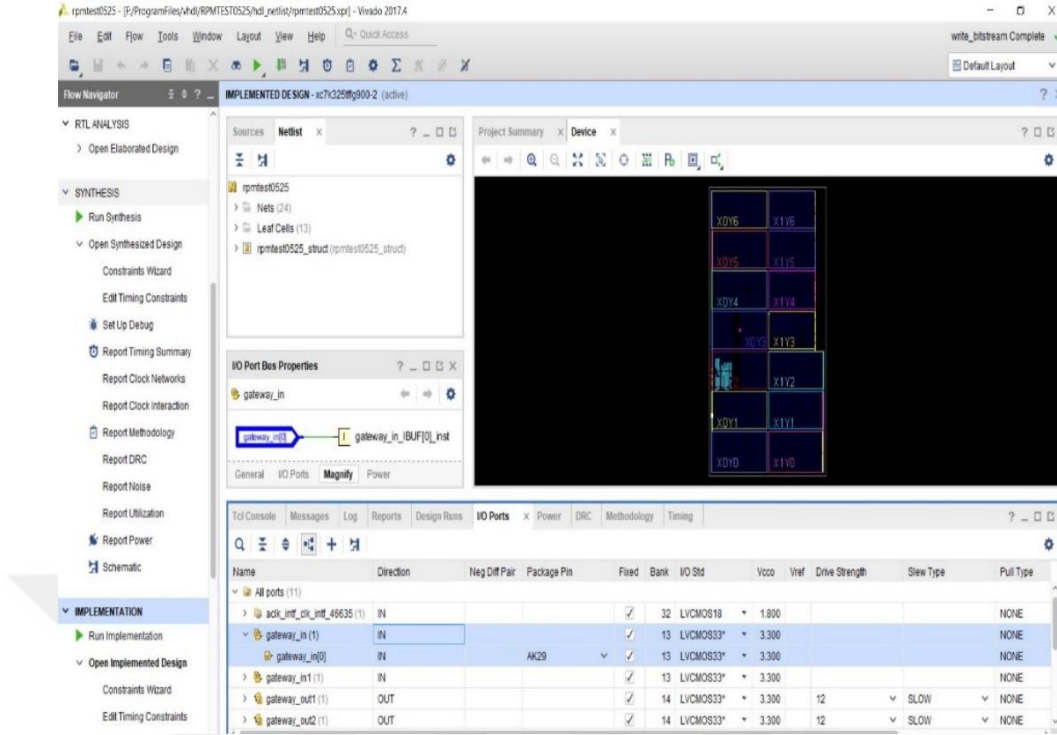
Birçok DSP algoritması, onaylama için çok sayıda örneklemenin işlenmesini gerektirir. Örneğin, bir iletişim boru hattındaki bir alıcının Bit hata oranı sayılarını oluşturmak için milyonlarca örneği işlemesi gerekebilir. Çoğu zaman Simulink'teki döngü simülasyonu bile, algoritmanın doğru olduğunu doğrulamak için birçok gün simülasyon yapabilir. Simülasyon çalışma sürelerinin azaltılmasına yardımcı olmak için, System Generator ayrıca Xilinx'in Donanım Değerlendirme Panolarından birini kullanarak Simülasyonu hızlandıran Hardware Co-simulation adlı önemli bir özelliğe sahiptir. Hardware Co-simulation kullanmak için, tasarım belirli bir FPGA kartı için derlenmelidir. Kod üretiminin çağırılması, tasarımı Simulink'te ifade edilen kullanıcı tasarımını içeren bir bit akışına ve ana bilgisayardan FPGA kartına veri aktarmak için bir iletişim ara yüzüne derler. Joint Test Action Group (JTAG) ve Ethernet dahil olmak üzere iki tip iletişim arabirimi desteklenir. (Churiwala, 2017).

Şekil 3.19’da gösterilen FPGA Digilent firmasının ürettiği Genesys-2 modelidir. Uygulama çalışmaları bu kart üzerinde gerçekleştirilmiştir. JC portları hız sensörlerinden gelen sinyalleri algılamak için JD portları ise H-köprü sürücü devresine sinyal vermesi için kullanılmıştır.



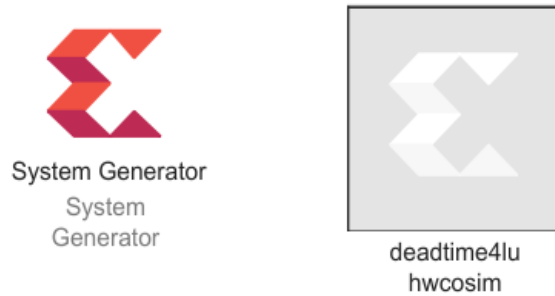
Şekil 3.19. Kullanılan FPGA kartı.

Şekil 3.20’de gösterilen VIVADO programından bir görüntüdür. Simulink, VIVADO sayesinde FPGA kartı için vhdl kodu üretmektedir. Üretilen kod Hardware Co-Simulation sayesinde Simulink aracılığı ile FPGA kartına doğrudan yüklenebildiği gibi VIVADO programı ile de derlenip FPGA kartına yüklenebilmektedir. VIVADO üzerinden yüklenmek istenirse Sistem Üretici bloğunun derleme kısmı HDL Netlist olarak seçilmelidir. Sonra oluşturulan VIVADO proje dosyası açılarak bit dosyası üretilmelidir.



Şekil 3.20. Vivado ile FPGA programlama.

Şekil 3.21’de gösterilen ise Hardware Co-simulation bloğudur. Bu yöntemle bit dosyası oluşturmak çok daha kolaydır. Sistem üretici bloğundan derleme türünün Hardware Co-simulation seçilmesi gerekir. Oluşturulan blok mevcut sayfaya sürüklenerek ve Simulink normal modda çalıştırılarak yükleme tamamlanır.



Şekil 3.21. Simulink üzerinden FPGA programlama.

3.4. Darbe Genişliği Modülasyonu

Darbe Genişliği Modülasyonu (Pulse Width Modulation-PWM) tekniği, belirli bir süre için bir mantık "1" ve mantık "0" sağlar. PWM DA motorun hız kontrolü gibi

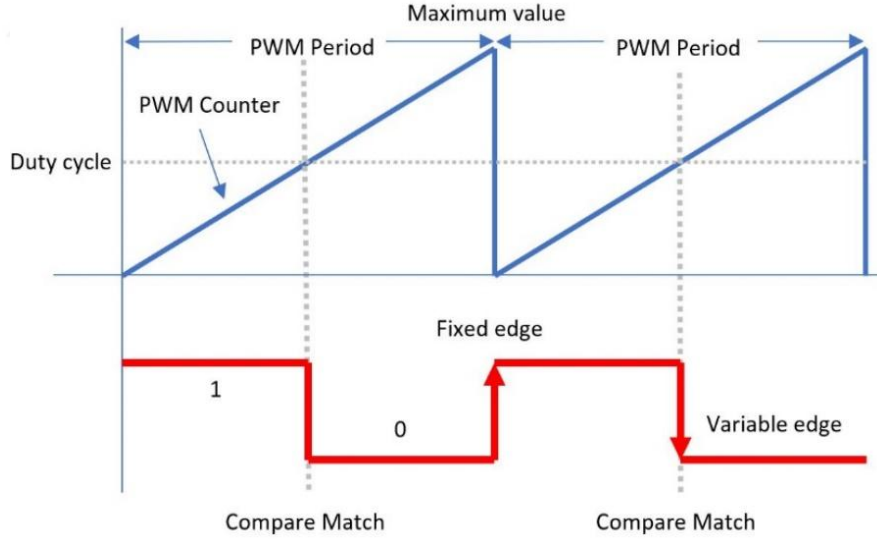
birçok uygulamada kullanılmaktadır (Agarwal ve ark., 2013). Modülasyonlu bir sinyal, yüksek bir değer (y_{max}), düşük bir değer (y_{min}) ve bir görev döngüsü ile kare dalga biçimi $f(t)$ olarak kabul edilirse, ortalama dalga biçimi değeri aşağıdaki gibi yazılır:

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (3.13)$$

$f(t)$ bir kare dalga olduğunda maksimum değer, en yüksek görev çarpanı içindir ve minimum değer, görev çarpanının düşük değeri içindir (Gaeid ve ark., 2013). Daha sonra Eş. 3.13 aşağıdaki gibi olacaktır:

$$f(x) = D \cdot y_{max} + (1 - D) \cdot y_{min} \quad (3.14)$$

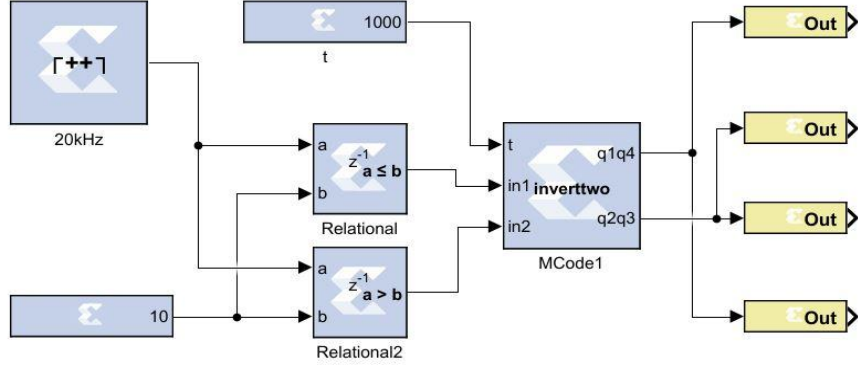
Değişken görev çarpanı için kenar hizasında, sinyalin sol kenarı sabitlenir ve yükselen kenarı modüle edilir (Mondragon ve ark., 2016). Bu çalışmada PWM, Şekil 3.22'deki gibi üretilecektir.



Şekil 3.22. Sağa dayalı PWM üretici (Mondragon ve ark., 2016).

Bu çalışmadaki ölü zaman verilmiş PWM'i anlamak için öncelikle basit şekilde oluşturulmuş, sinyaller arasında ölü zaman bulunmayan PWM'in nasıl çalıştığını anlamak gerekir. Şekil 3.23'te PWM oluşturmak için bir Sayaç(Counter) ve Bir

Karşılaştırıcı (Relational) bloğu kullanılmıştır. Giriş sinyali testere dişi sinyalinden daha küçük olduğunda, Karşılaştırıcı bloğu lojik-1 verir.

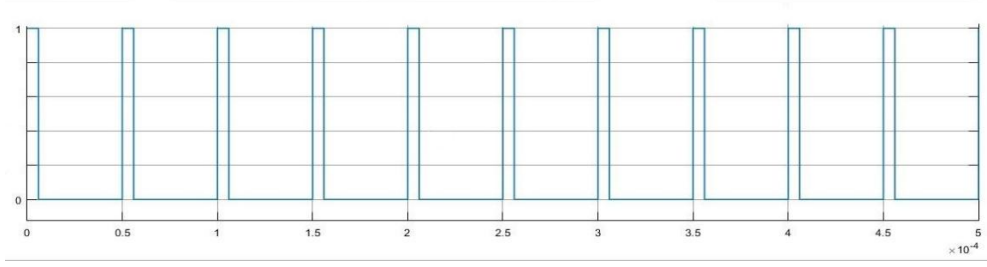


Şekil 3.23. Basit PWM üretici.

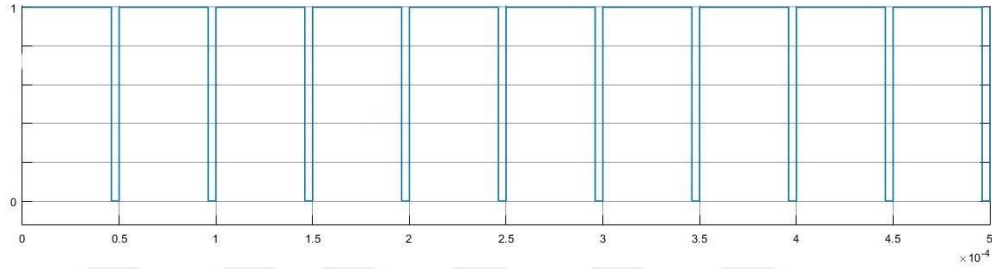
Şekil 3.23'te gösterilen basit PWM üreticinin sayıcı bloğunun periyod 1/2000000 olarak ayarlanmıştır. Bu sayıcının saniyede iki milyona kadar sayacağı anlamına gelir. Çalışma frekansı 20 kHz seçildiği için, sayaç tipi sınırlı seçilir ve sayıcının sayacağı üst sayı olarak 99 olur. Bu şekilde yapılarak sayıcı 20kHz frekansa sahip bir testere dişi olur. Giriş sinyalinin 10 ayarlanamasıyla oluşan sinyal, Şekil 3.25'te ve 90 olması ile oluşan sinyal Şekil 3.26'da gösterilmiştir. Sistemde Mcode olarak yazılmış ve Şekil 3.24'te kodu gösterilen SAT bloğu ile giriş sinyallerinin çıkışa nasıl gönderileceğini belirlemek için kullanılmıştır. Eğer referans hız yani koddaki t sıfırdan büyükse ana giriş sinyali olan in1 Q2 ve Q3 MOSFET'lerine gider ve terslenmiş sinyal de Q1 ve Q4 MOSFET'lerine gider.

```
function [q1q4,q2q3] = inverttwo(t,in1,in2)
    if t > 0
        q1q4 = in2;
        q2q3 = in1;
    else
        q1q4 = in1;
        q2q3 = in2;
    end
```

Şekil 3.24. Basit sinyal yönlendirici kod.

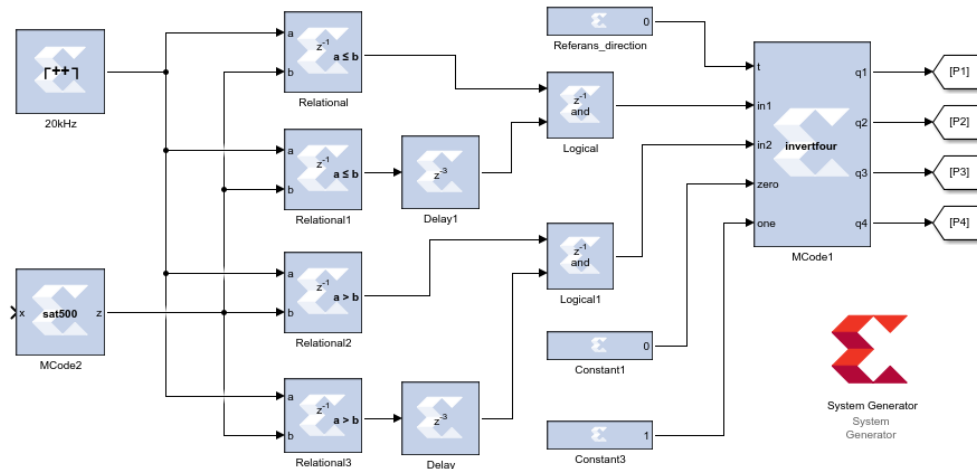


Şekil 3.25. Giriş sinyalinin 10 olduğu PWM çıkışı.



Şekil 3.26. Giriş sinyalinin 90 olduğu PWM çıkışı.

Şekil 3.27’de 20kHz olarak gösterilen sayıcı bloğunun periyodu 1/2000000 olarak ayarlanmıştır. Bu, sayıcının saniyede bir elli milyona kadar sayacağı anlamına gelir. Çalışma frekansı 20 kHz seçildiği için, sayaç tipi sınırlı seçilir ve sayıcının sayacağı üst sayı olarak 99 olur. Bu şekilde yapılarak sayıcı 20 kHz frekansa sahip bir testere dişi olur. Üretilen PWM sinyalleri 3 döngü geciktirilerek elde edilen sinyal ile VE kapısına sokularak %3 görev çarpanlı ölü zaman elde edilmiş olur.



Şekil 3.27. Ölü zaman verilmiş PWM üretici.

Benzetim çalışmalarıyla uygulama çalışmalarının büyük ölçüde benzer çıkması için benzetim çalışmalarında da basit PWM yerine ölü zamanlı PWM blokları kullanılmıştır. Benzetim çalışmalarının hızlı sonuç vermesi için çalışma frekansı, deneysel çalışmalarının frekansının 25 katı seçilmiştir. Çünkü ortalamanın üzerinde bir bilgisayar bile uygulamanın 1 saniyelik benzetimini 2 saatte ancak yapabilmektedir. Bu nedenle çalışma frekansı 2 MHz seçilmiştir. Şekil 3.28’de gösterilen sınırlama kodu ile PWM çıkışı %90 ile sınırlı tutulur.

```
function z = sat500(x)
    if x > 93
        z = 93;
    else
        if x < 3
            z = 3;
        else
            z = x;
        end
    end
end
```

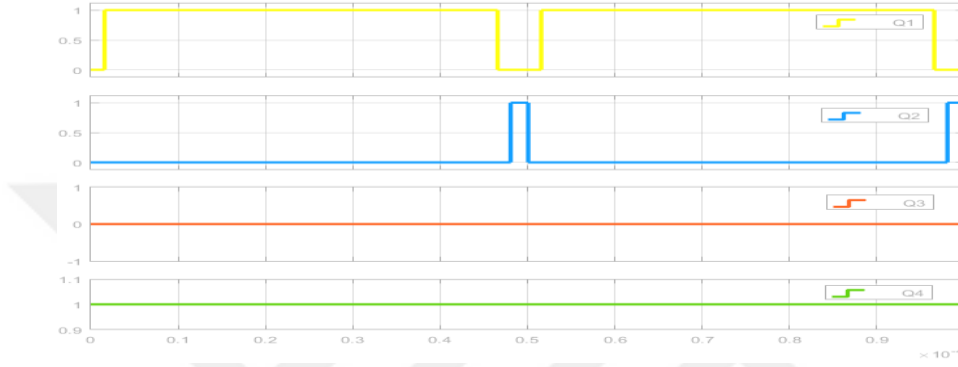
Şekil 3.28. Benzetim için PWM sınırlama kodu.

Şekil 3.29’da kodu gösterilen invertfour Mcode bloğunu üretilen sinyallerin MOSFET’lere nasıl iletileceğini gösterir. t ile gösterilen giriş sinyali referans hızı ifade eder. Sıfırdan büyük olduğu yerlerde motor ileri hareket eder, negatif olması durumunda motor geri hareket eder ve referans hız sıfırken üretilen sinyaller lojik 0 olur.

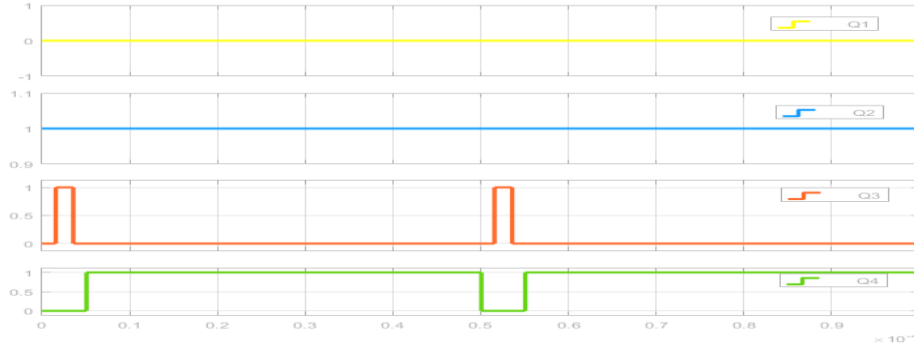
```
function [q1, q2, q3, q4] = invertfour(t,in1,in2,zero,one)
    if t > 0
        q1 = in1;
        q4 = one;
        q2 = in2;
        q3 = zero;
    else
        if t < 0
            q3 = in1;
            q2 = one;
            q4 = in2;
            q1 = zero;
        else
            q3 = zero;
            q2 = zero;
            q4 = zero;
            q1 = zero;
        end
    end
end
```

Şekil 3.29. Sinyal yönlendirici kod.

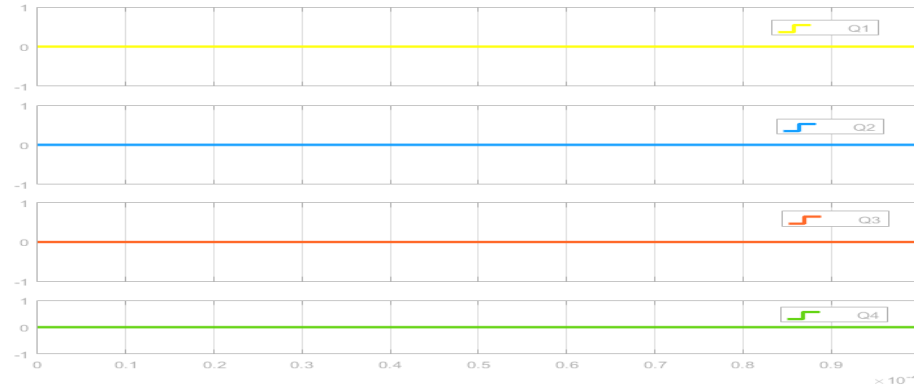
Motorun ileri yönde %90 görev çarpanı ile hareket etmesi için MOSFET'lere verilen sinyaller Şekil 3.30'da gösterilmiştir. Q1'e %90 görev çarpanlı sinyal, Q4'e ise lojik 1 verilmiştir. Motorun geri yönde %4 görev çarpanı ile hareket etmesi için MOSFET'lere verilen sinyaller Şekil 3.31'de gösterilmiştir. Q3'e %4 görev çarpanlı sinyal, Q2'ye ise lojik 1 verilmiştir. Referans hız sıfırken sistemin ürettiği sinyaller Şekil 3.32'de gösterilmiştir. Bütün MOSFET'lere lojik 0 verilmiştir.



Şekil 3.30. Motorun ileri yönde %90 görev çarpanı ile ileri hareketi.



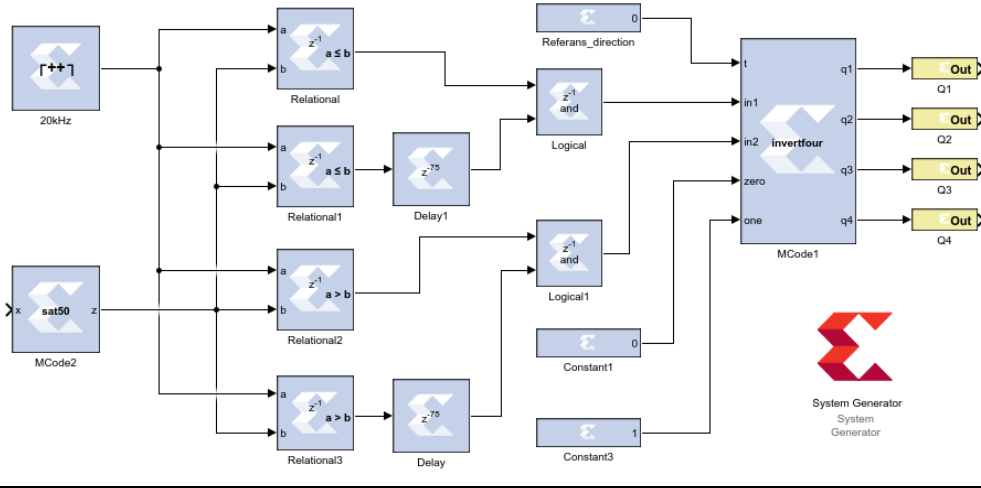
Şekil 3.31. Motorun geri yönde %4 görev çarpanı ile geri hareketi.



Şekil 3.32. Referans hızın sıfır olduğu durumda üretilen çıkış sinyalleri.

Uygulamada kullanılan IR2113 entegresinin sağlıklı bir şekilde çalışması ve motorun yön değiştiren herhangi bir ark oluşmasını önlemek için karşılıklı sinyaller arasına %3 ölü zaman verilmiştir. Motorun ileri yönde dönmesi için Şekil 3.33'te gösterilen devredeki Q1 MOSFET'i 0 ile 0.9 değişen görev çarpanı ile sürülmektedir ve Q4 MOSFET'i sürekli açık bırakılmıştır. IR2113'ün bootstrap kapasitörlerinin dolması için Q1 MOSFET'ine verilen sinyalin lojik olarak terslenmiş hali Q2 MOSFET'ine verilmiştir. Aynı şekilde geri yönde dönmesi için Şekil 3.33'te gösterilen devredeki Q3 MOSFET'i 0 ile 0.9 değişen görev çarpanı ile sürülmektedir ve Q2 MOSFET'i sürekli açık bırakılmıştır. Diğer IR2113'ün bootstrap kapasitörlerinin dolması için Q3 MOSFET'ine verilen sinyalin lojik olarak terslenmiş hali Q4 MOSFET'ine verilmiştir.

Şekil 3.33'te gösterilen Sayaç bloğunun periyodu 1/500000000 olarak ayarlanmıştır. Bu sayıcının saniyede bir elli milyona kadar sayacağı anlamına gelir. Çalışma frekansı 20 kHz seçildiği için, sayaç tipi sınırlı seçilir ve sayıcının sayacağı üst sayı olarak 2499 olur. Bu şekilde yapılarak sayıcı 20kHz frekansa sahip bir testere dişi olur. Üretilen PWM sinyalleri 75 döngü geciktirilerek elde edilen sinyal ile VE kapısına sokularak %3 görev çarpanlı ölü zaman elde edilmiş olur.



Şekil 3.33. Uygulama için ölü zaman verilmiş PWM üretici.

Şekil 3.34'de gösterilen sınırlama kodu ile PWM çıkışı %90 ile sınırlı tutulur. En büyük değer olan 2325 gelince 75'i VE kapısından geçince ölü zamana döner ve

2250 sayısına düşer. 2250 sayısını Sayıcı değerinin tepe değeri olan 2499 oranı ile %90 bulunmuş olur.

```
function z = sat50(x)
    if x > 2325
        z = 2325;
    else
        if x < 75
            z = 75;
        else
            z = x;
        end
    end
end
```

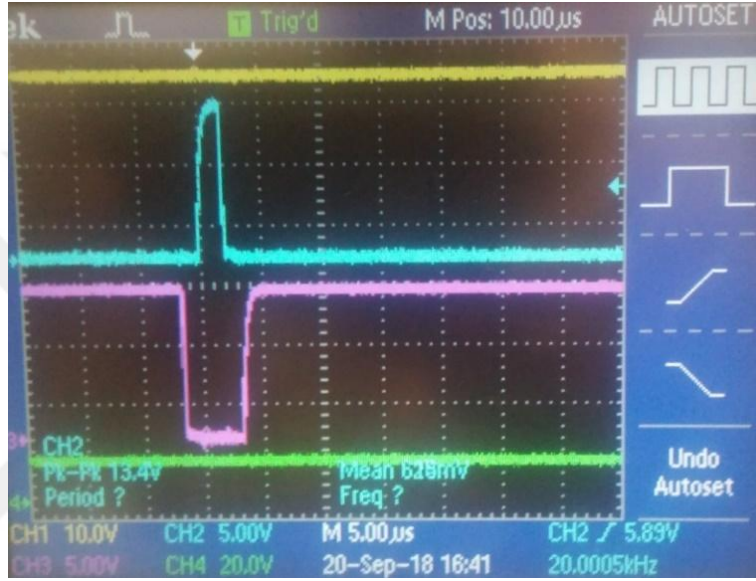
Şekil 3.34. Uygulama için PWM sınırlama kodu.

Şekil 3.29’da kodu gösterilen invertfour Mcode1 bloğu benzetim çalışmalarında olduğu gibi deneysel çalışmalar için de üretilen sinyallerin MOSFET’lere nasıl iletileceğini gösterir. Motorun ileri yönde %90 görev çarpanı ile hareket etmesi için Q1 MOSFET’ine verilen sinyal Şekil 3.35’teki osiloskop görüntüsünün 3. kanalında, Q4 MOSFET’ine verilen sinyal ise osiloskop görüntüsünün 4. kanalında görülmektedir. H-köprü devresine verilen 100 V ise 2. kanalda motorun üzerinde görülmektedir. 1. kanalda ise Q3 MOSFET’ine verilen sinyal görülmektedir.



Şekil 3.35. Motorun ileri yönde %90 görev çarpanı ile hareketi.

Motorun geri yönde %4 görev çarpanı ile hareket etmesi için MOSFET'lere verilen sinyaller Şekil 3.36'da gösterilmektedir. Ölü zaman olarak verilen %3'lik kısımlar osiloskop görüntüsündeki 2. ve 3. kanallardan gözlemlenebilir. Q3 MOSFET'ine verilen sinyal görüntüdeki 2. kanalda gösterilmiştir. Q2 MOSFET'ine verilen sinyal ise görüntüdeki 4. kanalında gösterilmiştir. Q1 MOSFET'ine lojik 0 verilmiştir ve Q4 MOSFET'ine Q3 MOSFET'ine verilen sinyalin ölü zaman verilmiş olarak terslenmiş hali verilmiştir.



Şekil 3.36. Motorun geri yönde %4 görev çarpanı ile hareketi.

3.5. Kontrol Yöntemleri

Bir sistemde kontrol yöntemi, sistemin iç ve dış bozucuların etkisini en aza indirir. Bu çalışmada kontrolcü olarak ilk önce birçok uygulamada sıklıkla kullanılan PI kontrolcü kullanılmıştır. Daha sonra kayan kipli kontrol metodu kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak kontrol yöntemlerinin birbirine karşı üstünlüklerine değinilmiştir.

3.5.1. PI kontrol yöntemi

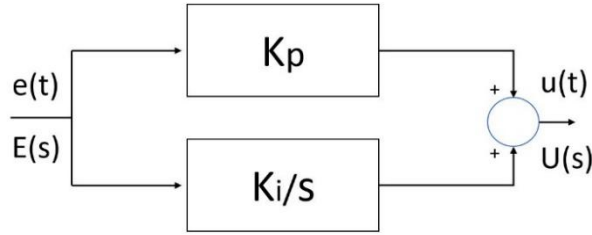
PI kontrolü bir çeşit kapalı döngü kontrol yöntemidir. Kapalı çevrim kontrol sistemlerinde, sistemin mevcut durumuyla ilgili bilgiler, sensörlerin yardımıyla sağlanır. Aynı zamanda denetleyici, çıktıdaki referans girdisiyle karşılaştırıldığında oluşan hatayı algılar ve düzeltir. Geri besleme verileri, hata sinyalini belirlemek için istenen referans değeri ile karşılaştırılır. Tespit edilen hata sinyali kontrol ünitesine gönderilir (Yalduz 2015)

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (3.15)$$

Yukarıdaki Eş.3.15'in transfer fonksiyonu;

$$K(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.16)$$

şeklinde yazılır. Eş. 3.16'daki eşitliğin blok diyagramı şeklinde gösterimi Şekil 3.37'de gösterilmiştir.

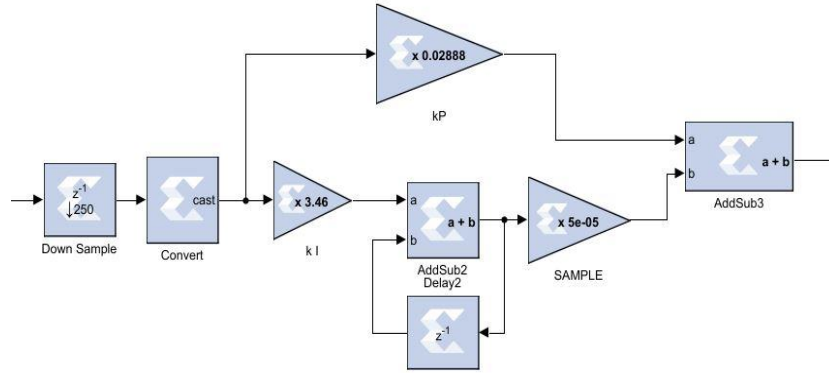


Şekil 3.37. PI kontrol diyagramı.

Dijital kontrol için PI kontrolcü transfer fonksiyonu sürekli zaman bölgesinden ayrık zamanlı bölgeye dönüştürülmesi gerekir. Eş.3.16 ile s bölgesinde ifade edilen transfer fonksiyonun dijital PI kontrolcünün transfer fonksiyonundaki karşılığı,

$$G_C(z) = K_p + \frac{K_i T_0 z}{z-1} \quad (3.17)$$

PI kontrolün Xilinx bloklarıyla oluşturulmuş hali Şekil 3.38'de gösterilmiştir.



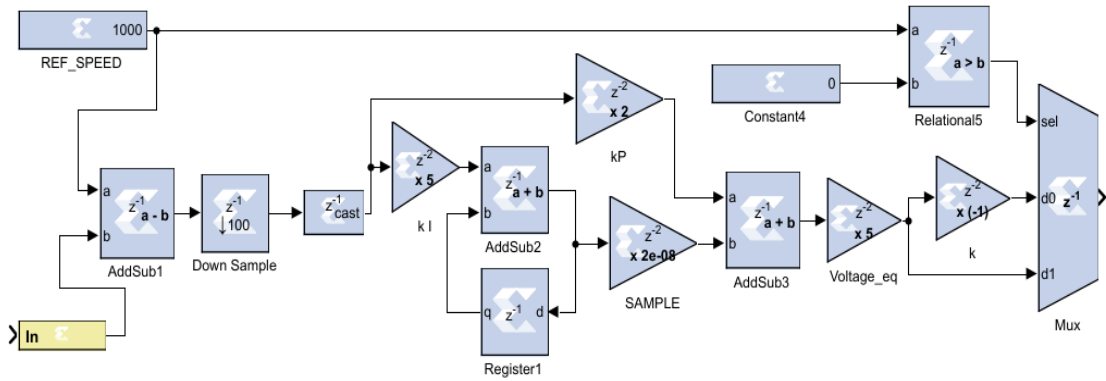
Şekil 3.38. Xilinx blokları ile PI kontrolcü.

K_p ve K_i değerleri denenerek, MATLAB uygulaması olan PID Tuner ile motorun transfer fonksiyonundan bulunmuştur. Bulunan değerler Çizelge 3.3’de gösterilmiştir.

Çizelge 3.3. PI kontrolcü için K_p ve K_i değerleri

<i>Katsayılar</i>	<i>Değerler</i>
Oransal (K_p)	0.0028
Integral (K_i)	3.46

Kontrolcünün sisteme dahil edilmesi referans hız ile gerçek hızın farkının alınmasıyla başlar. Şekil 3.39’da gösterilen Down Sample bloğu döngünün frekansını ayarlar. Bu blok kesinlikle konulmalıdır. PI çıkışının maksimum değeri H-köprü devresine uygulanan gerilim kadardır. Şekil 3.33’te gösterilen 20kHz isimli bloğun genliği ile aynı olması için gereken katsayı ile çarpılmalıdır. Relational5 referans sinyalin yönünü ayarlar ve Mux bloğu ise hata sinyalinin sürekli pozitif olması için konulmuştur.



Şekil 3.39. PI kontrolcüsünün uygulanışı.

3.5.2. Kayan kipli kontrol yöntemi

1971 yılında yayınlanan bir makaleden bu yana, çeşitli sistem yapılarının kontrolü ile ilgili araştırmalar yapan kuruluşlar bu kontrol yöntemine büyük ölçüde ilgi duymuşlardır. Bu kontrol yöntemini mükemmel kılan parametre değişimlerine karşı kayıtsız olması ve bozucu etkilerden etkilenmemesidir (Young ve ark., 1999).

DA motorlarda anlık çıkış hızını x_2 , referans hızı ise K ifade etmektedir. Durum uzayında kayma yüzeyi $x_2 = K$ şeklinde tanımlanır. Uygulanacak kayan kipli kontrol yöntemine göre

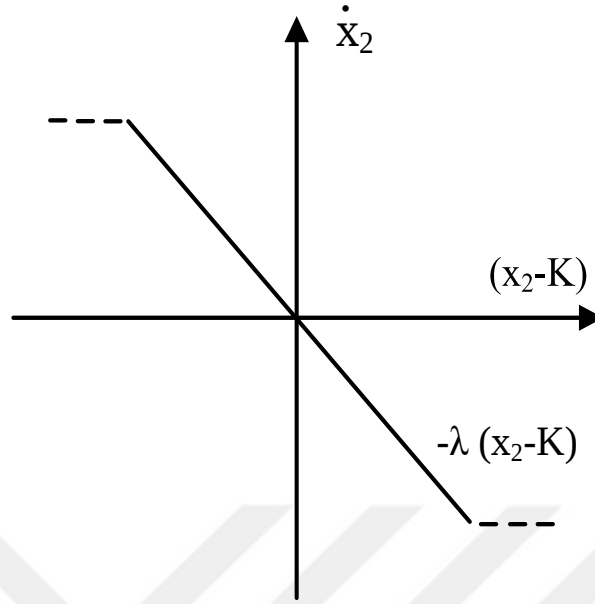
$$x_2 > K \text{ ise } \dot{x}_2 < 0 \quad (3.18)$$

$$x_2 < K \text{ ise } \dot{x}_2 > 0 \quad (3.19)$$

Eş. 3.18 ve Eş. 3.19 gibi tanımlanır. Eş. 3.20 kullanılarak birinci dereceden yol ifadesi elde edilir ve bu yol ifadesinden yakınsama hızı kontrol edilebilir.

$$\dot{x}_2 = -\lambda(x_2 - K) \quad (3.20)$$

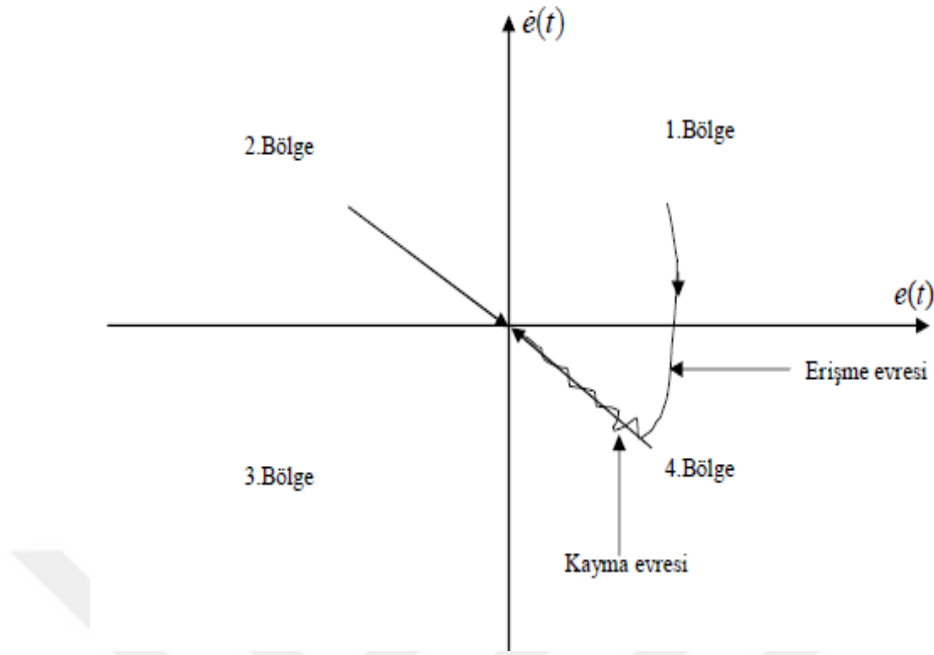
Burada yakınsama faktörünü ifade eden λ pozitif gerçekte bir sayıdır. Şekil 3.40'da DA motoru hız kontrolünde kullanılan kontrolcünün yakınsama ilişkisi verilmiştir (Üzmuş, 2016).



Şekil 3.40. Kayan kipli kontrolü yapılan DA motoru hız kontrolünde için yakınsama faktörü ilişkisi (Çorapsız, 2009).

Eş.3.20'deki denkleme göre bir sistemin yakınsama faktörü büyüdükçe sürekli duruma geçişi daha hızlı olur. Fakat sistem parametrelerinin belli bir sınıra sahip oluşu yakınsama faktöründe bir sınırlamaya neden olur. Kontrolcü tasarımı için yakınsama hızı ile durum uzay yöntemiyle elde edilen denklemlerin birleştirilmesi gerekir. Oluşan bu birleşimden görev çarpanı d için bir ifade bulunur (Çorapsız, 2009).

Kayma kipli kontroldeki erişme ve kayma evreleri Şekil 3.41'de verilmiştir. Eğer sistem 3. bölgede ise 2. bölgeye, 1. bölgede ise 4. bölgeye erişir ve bundan sonra da kayma evresi gerçekleşir. Sonuçta hata sıfıra ulaşmış olur. (Köse ve ark., 2011)



Şekil 3.41. Kayma kipli kontrolde erişme ve kayma evreleri (Köse, 2012).

Bir sistemin kayan kipli kontrolcü ile gerçekleştirilmesi için birçok evrenin oluşması gerekmektedir. Tüm bu evrelerin sistemden istenilen sonuca ulaşabilmesi için, düzgün bir şekilde uygulanması gerekmektedir. Şekil 3.41’de gösterildiği kayan kipli kontrol yönteminde sistem durumları uygun kontrol sinyallerinin kullanılmasıyla kayma yüzeyine götürülmeye çalışılır. Bu evrenin oluşabilmesi için öncelikle bir kayma yüzeyinin seçilmesi gerekmektedir. Kayma yüzeyi seçilen $s(x)$ fonksiyonu ile tanımlanır ve bu fonksiyonun Eş. 3.21’deki denklemi doğrulayıp sağlaması gerekmektedir.

$$s(x)\dot{s}(x) \leq 0 \quad (3.21)$$

Bu evrede, kayma yüzeyi sıfıra erişir. Eş. 3.21’ verilen eşitlik incelendiğinde, negatif değere sahip kayma yüzeyi fonksiyonu $s(x)$ ’in yüzey değerindeki değişimin pozitif olduğu ve pozitif değere sahip kayma yüzeyi fonksiyonu $s(x)$ ’in yüzey değerindeki değişimin negatif görülmektedir. Kayma yüzeyi değerinin her iki durumda da sıfıra götürülmeye çalışıldığı anlaşılmaktadır (Özdal, 2008). Bu erişme işleminin gerçekleştirilmesi için Eş. 3.22’deki sinyallerin üretilmesi gerekir.

$$u = \begin{cases} u^+ & s(x) > 0 \\ u^- & s(x) < 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

Eş. 3.22’de verilen şartlar yerine getirildiğinde çıkış sinyalinin sistemin özellikleriyle hiçbir ilişkisi kalmaz. Kayma yüzeyi fonksiyonunun ($s(x)$) sistemin çıkış sinyalleri üzerinde etkisi olur. Bu özellik sistemdeki gürültüye ve sistemin maruz kaldığı dış bozuculara karşı duyarsızlık ve dayanıklılık kazandırmaktadır (Köse, 2012).

Bu şekilde erişme evresi tamamlanmış olur ve sıradaki hedef olan kayma evresine başlanmış olur. Erişme evresindeki sistem durumlarıyla kayma evresinin sistem durumlarının eşit olması, daha önce tanımlanmış olan $s(x)$ kayma yüzeyinin fonksiyonun,

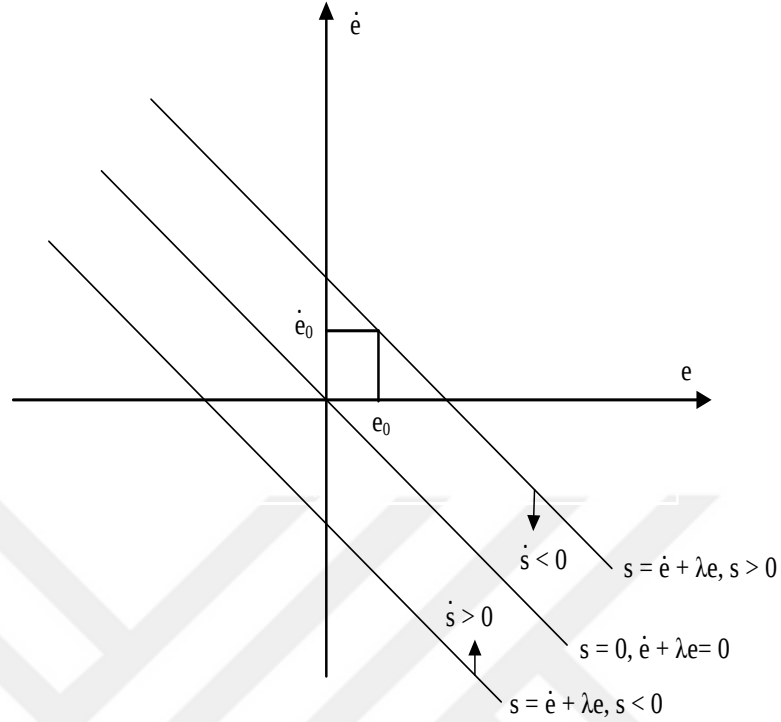
$$\left. \begin{aligned} s(x) &= 0 \\ \dot{s}(x) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

koşullarını sağlayabildiği evredir. Kararlı bir sistem, sistemin anlık hatasını sıfıra indirecek şekilde olmalıdır. Kayma evresinde sistem kararlı hale geçme durumundadır. Şekil 3.40’da gösterildiği gibi bu durumun 2. ve 4. bölgede ve belirtilen ok yönlerinde olması gerekmektedir ve aynı zamanda Eş. 3.24’de verilen fonksiyonu takip etmelidir.

$$\dot{e} = -\lambda e \quad (3.24)$$

Bir sistemin kararlı olması 2. ve 4. bölgede olmasına bağlıdır. Sistemin kararsız durumda ise 1. bölgeden 4. bölgeye veya 3. bölgeden 2. bölgeye kaydırılmalıdır (Özdal, 2008). Sistemin kontrolü için seçilen kayma yüzeyinin hareketleri Şekil 3.42’deki gibi olmalıdır.

Kayan kipli kontrol, erişme ve kayma evreleri olarak iki kısımdan meydana gelmektedir (Şekil 3.42). Erişme evresinde sistemin durumları anahtarlama yüzeyine doğru kaydırılmaktadır.

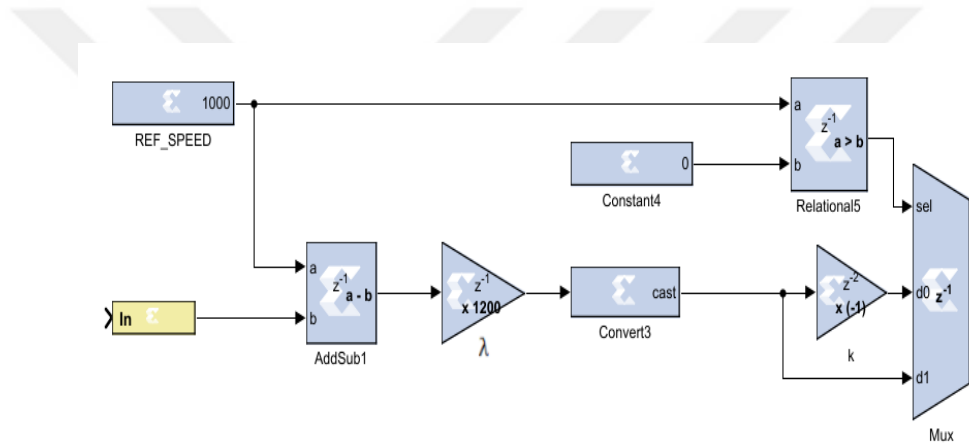


Şekil 3.42. Kayma yüzeyinin hareketleri.

Sistem hatalarının kontrol edilemediği bu evrede sistemin yanıtı gürültü ve değişken parametrelere karşı büyük ölçüde hassastır. Bu nedenle erişme evresinin mümkün olduğu kadar kısa tutulması veya yok edilmesi istenmektedir. Daha geniş kontrol girdilerini kullanmak erişme evresini en aza indirerek erişme süresini en aza indirme yollarından biridir. Bu yöntem ile sistem, modellenmemiş dinamiklere ve doyuma karşı fazlaca hassas hale gelebilir. Kayan kipli kontrol yönteminde yapılan anahtarlama kontrol kuralının hedefi; lineer olmayan durum eğilimlerini durum uzayında önceden seçilmiş olan yüzeye taşımak ve sonraki zamanlar için durum eğrilerinin bu yüzeyde kalmasını sağlamaktır. Durum eğrilerinin kullanıcı tarafından seçilen yüzeyin aşağısında ve yukarısında olma durumuna göre sistemin geri besleme kazancı farklılık göstermektedir. Uygun anahtarlama kuralına göre belirlenen bu yüzeye kayma yüzeyi denir. Kayma yüzeyine bir kez ulaşan sistemin, sonraki tüm zamanlar için uygun anahtarlama yapılarak o yüzeyde tutunması sağlanır. Kayan kipli kontrol yöntemi kullanılan bir sistem, özel seçilmiş olan anahtarlama fonksiyonu ile modelleme hatalarına, dış bozuculara ve sistem parametrelerindeki değişimlere karşı duyarsız hale

getirilmektedir. Ayrıca kayan kipli kontrolün performans belirleyebilme becerisi kontrolcüyü tasarım açısından oldukça etkileyici bir hali getirmektedir. Kayan kipli kontrol böylelikle sistem durumlarının kayma işleminin olduğu yüzeye getirme hareketi ve kayma yüzeyine erişen sistem durumlarını, durum uzayının üstünde yer aldığı kayma alt sistemine doğru daha ağır bir şekilde kaydırma hareketi olmak üzere iki hareketten oluşmaktadır. Durum eğrilerinin bu yüzeye bir kere ulaşması sonraki tüm zamanlara için orda kalmalarını sağlar. (Akınal, 2005)

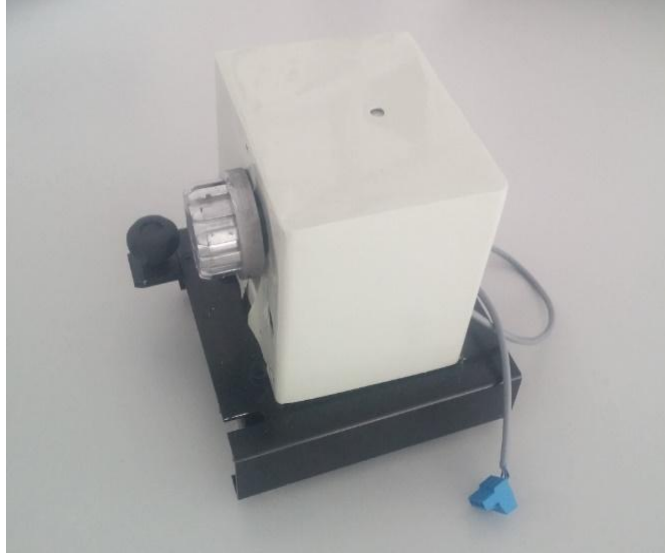
Şekil 3.43'te gösterildiği gibi hata belli bir λ katsayısı ile çarpılıp signum fonksiyonuna girmek üzere PI kontrol uygulamasında olduğu gibi oluşan sinyal referans hızın yönüne göre Mux bloğundan pozitiflenerek çıkışa ulaşmaktadır.



Şekil 3.43. Kayan kip kontrolcünün uygulanışı.

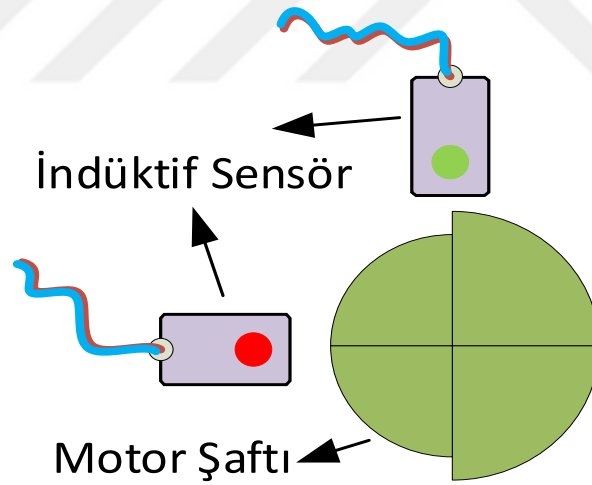
3.6. Hız Ölçümü

Hız bilgisini FPGA platformunda kullanabilmek için Şekil 3.44'te gösterilen çift sensörlü RPM ölçer tasarlanmıştır. Bir sensörün lojik-1'den lojik-0'a geçmesi veya lojik-0'dan lojik-1'e anında diğer sensörün lojik durumu motor shaftının dönme yönünü belirlemektedir.



Şekil 3.44. Tasarlanan hız ölçer.

Tasarlanan hız ölçerin iç yapısı ve sensörlerin konumu Şekil 3.45’te detaylı olarak gösterilmektedir.

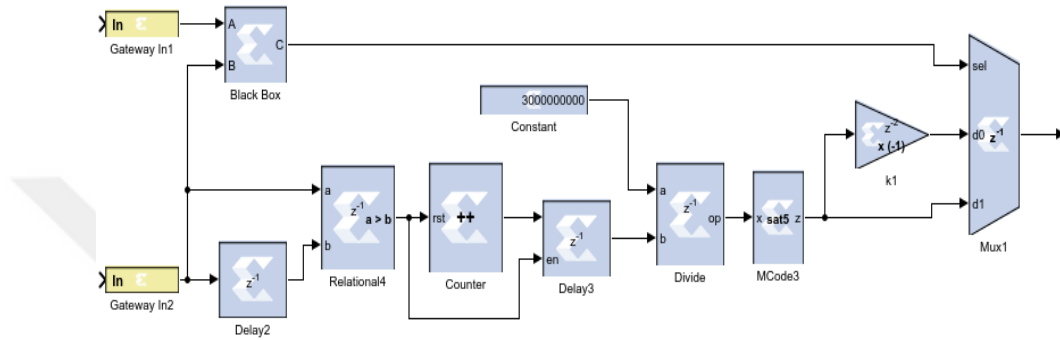


Şekil 3.45. Hız ölçerin iç yapısı.

3.6.1. FPGA için tasarlanan hız ölçer blok diyagramı

FPGA ortamında hızın alınması için Şekil 3.46’da gösterilen bloklar tasarlanmıştır. Black Box bloğunda yazılan VHDL kodu bir önceki bölümde bahsedildiği gibi sensörlerden bilgi alıp yönü belirlemek için kullanılmıştır.

Şekil 3.46’da gösterilen Delay2 ve Relational4 blokları yükselen kenarları belirlemek için kullanılmıştır. Counter her yükselen kenar geldiğinde yeniden saymaktadır. Delay3 bloğu sayıcının saydığı değerleri bir sonraki reset gelene kadarki kısmının en yüksek değerini tutmaktadır. Divide bloğu ile sinyallerin periyodları devir/dakika cinsine çevrilip Mcode3 ile başlangıç sonsuz değeri sınırlandırılmıştır. Mux1 bloğu ile sinyalin pozitifliği ve negatifliği belirlenmesi sağlanmıştır.



Şekil 3.46 Sensör sinyallerinin hıza dönüştürülmesi.

Şekil 3.47’de gösterilen kod VHDL dilinde yazılmıştır. VHDL dili Black Box bloğu içine yazılır. VHDL dilinin kendine özgü komutları vardır. Bunlardan biri olan IF rising_edge komutu bulunduğu için tercih edilmiştir. Lojik 0’dan lojik 1’de geçerken bir işlem yapmak gerekiyorsa bu komut kullanılabilir.

```

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.std_logic_signed.all;

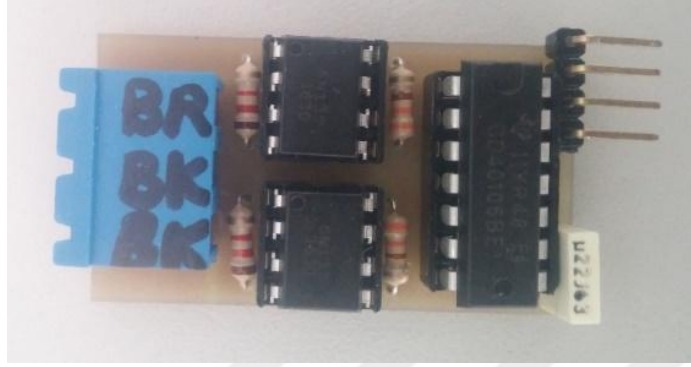
ENTITY speeddirection IS
    PORT(A : IN STD_LOGIC;
         B : IN STD_LOGIC;
         C : OUT STD_LOGIC);
END ENTITY;

ARCHITECTURE RTL OF speeddirection IS
    BEGIN
        PROCESS (A, B)
        BEGIN
            IF rising_edge (A) THEN
                IF B = '1' THEN
                    C <= '1';
                ELSIF B = '0' THEN
                    C <= '0';
                END IF;
            END IF;
        END PROCESS;
    END RTL;

```

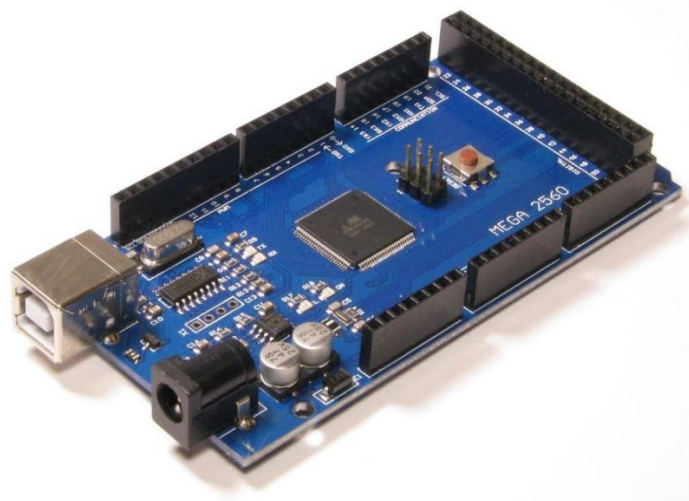
Şekil 3.47. Yön tespit eden VHDL kodu.

Şekil 3.48’de gösterilen gerilim bölücü sayesinde giriş sinyalleri izole edilmiş bir şekilde 12 V seviyesinden FPGA için 3.3 V ve Arduino Mega için 5 V seviyesine düşürülmüştür. Devrede 6N137 optokuplör ile 4B106 Schmith Trigger kullanılmıştır.



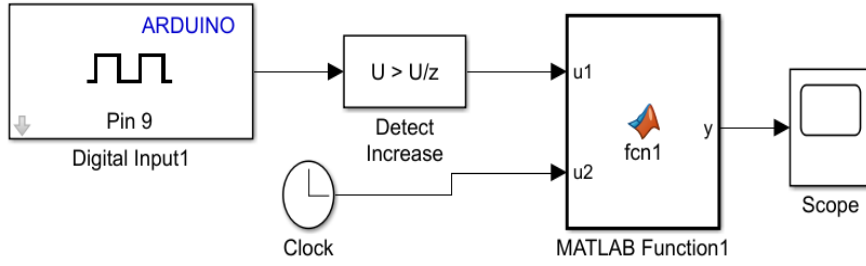
Şekil 3.48. İzoleli gerilim düşürücü.

Deneysel çalışmalarda hız bilgisinin Simulink ortamında görülebilmesi için Şekil 3.49’da gösterilen Arduino Mega kartı MATLAB programı ile entegre edilmiştir. Arduino Mega 2560; Atmega2560 temelli bir mikrodeneleyici kartıdır. Simulink ile bağlandığında gerçek zamanlı işlem yapabilmektedir. Hız ölçerden gelen sinyal değerlendirilerek hıza çevrilmiştir. Ve sonunda hız gerçek zamanlı olarak ekranda gösterilmiştir.



Şekil 3.48. Arduino Mega kartı.

Arduino Mega kartının giriş portunun kullanıldığı bloklar Şekil 3.50’de gösterilmiştir. Detect Increase bloğu gelen sinyalin yükselen kenarını belirlemektedir. fcn1 bloğu ise her yükselen kenar sinyali geldiğinde işlem yapmış ve bu sinyalleri hız bilgisine çevirmiştir.

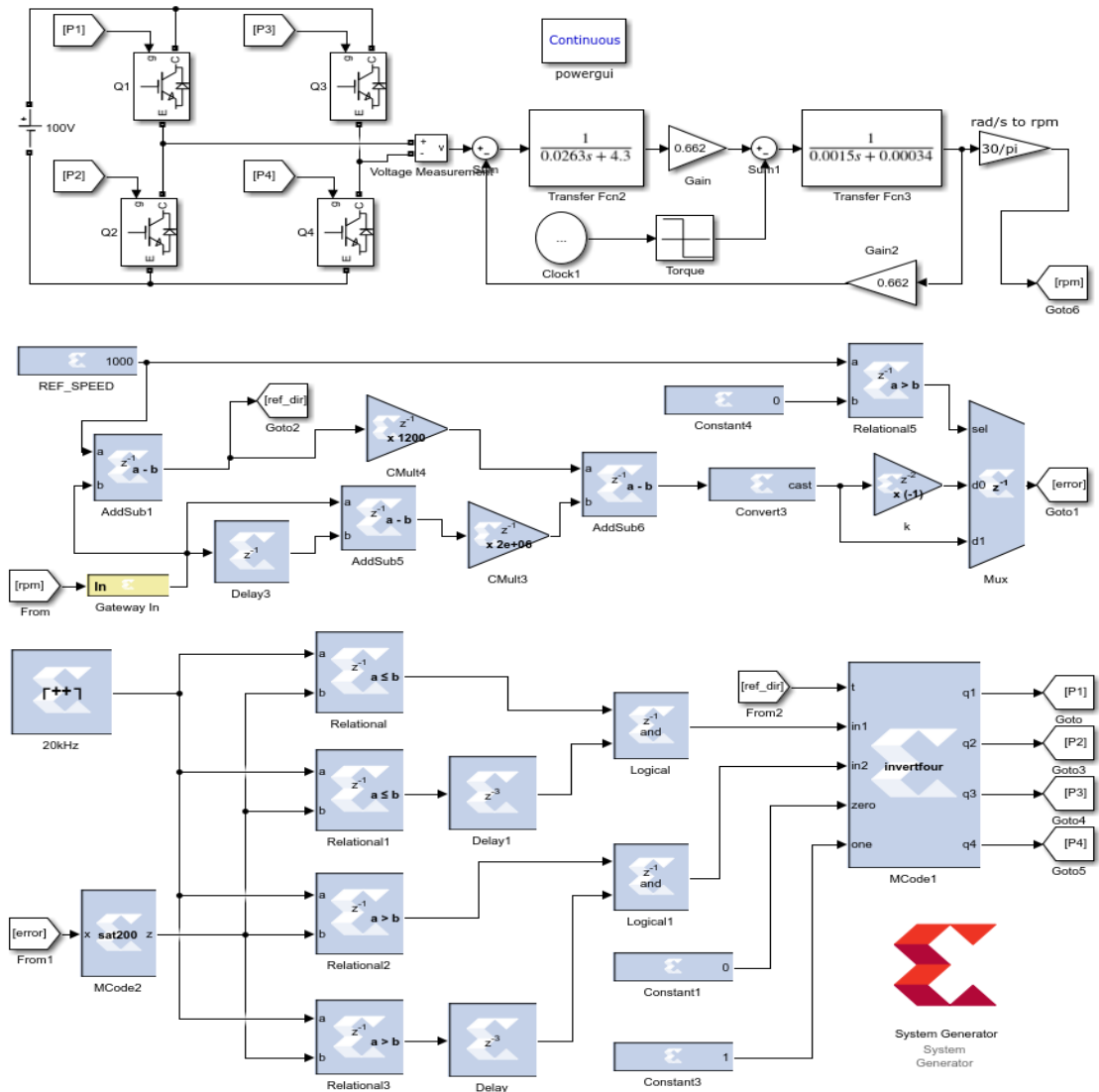


Şekil 3.50. Arduino Mega kartı kullanılarak elde edilen hız gösterim diyagramı.

4. BULGULAR

4.1. Benzetim Sonuçları

Benzetim çalışmalarında PI kontrolcü ile kontrol edilen sistemde kullanılan blokların tamamı Şekil 4.1’de gösterilmiştir. Sistemde kullanılan bloklar, çalışma periyodu 1/2000000 olarak belirlenmiştir. Xilinx blokları hem simülasyonda hem de FPGA’ye göölmek üzere kod üretiminde kullanılabilir.

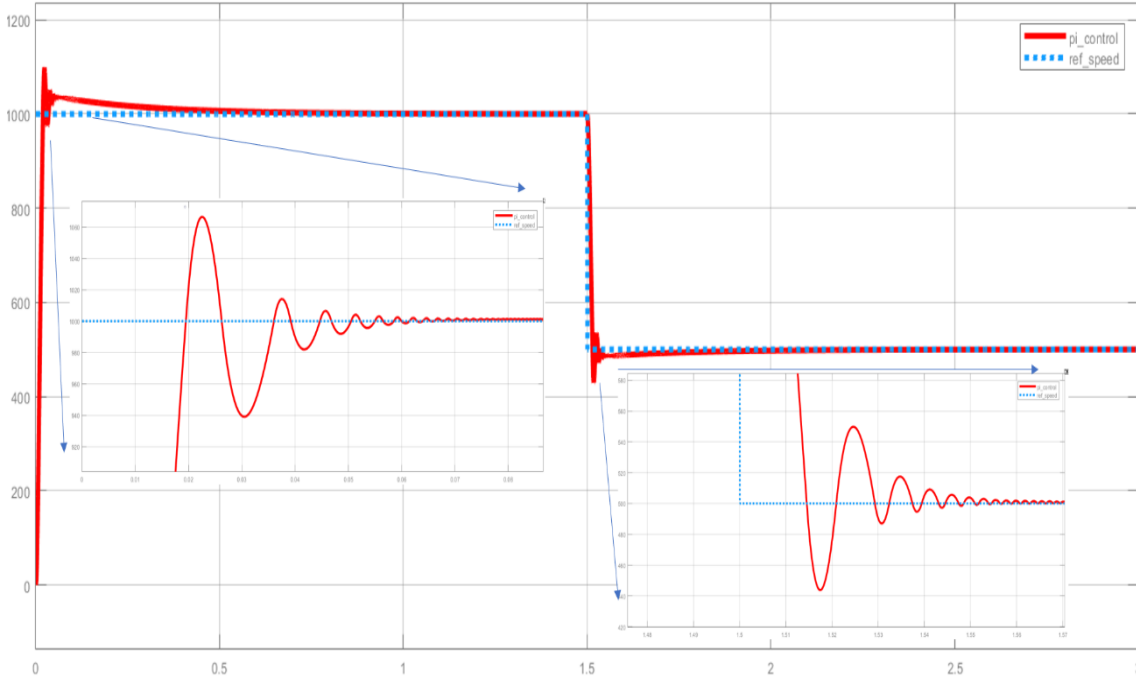


Şekil 4.1. Benzetim için kullanılan PI kontrollü blok diyagramı.

Benzetim çalışmalarında sinyaller arasına ölü zaman verilmesine gerek yoktur ancak deneysel çalışmalarda sinyaller arasına ölü zaman konulmasına ihtiyaç olduğu için benzetim çalışmalarına da konulmuştur. Amaç simülasyon sonuçları ile deneysel çalışma sonucun benzer çıkmasıdır.

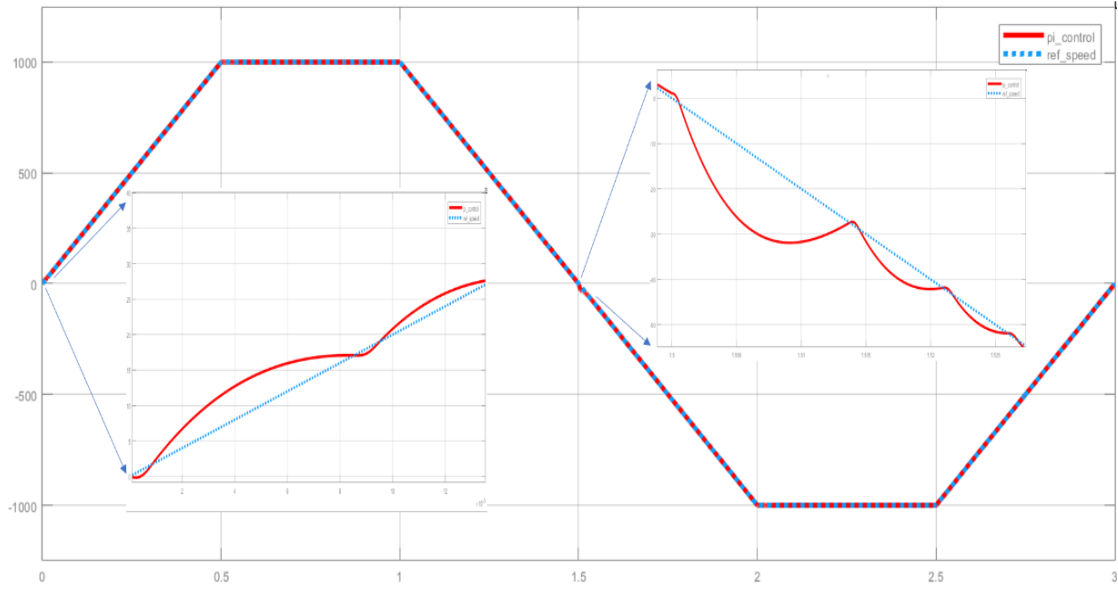
İlk olarak referans hız 1000 RPM, 1,5 saniye geçtikten sonra da 500 RPM verilmiştir. Bu ilk çalışmada kontrolcü olarak PI kullanılmıştır. Başlangıç hızı 0 RPM olduğundan benzetim programının ilk çalışma anında referans hız ile anlık hızın farkı olan hata 1000 RPM'dir. Şekil 4.2'de gösterilen hız grafiğinde kontrolcü anlık hızın referans hıza ulaşana kadar seçilen PI katsayılarının da etkisi ile 1060 RPM seviyesine çıkmış sonra da hız 1000 RPM seviyesine düşene kadar azalan bir görev çarpanıyla çalışmıştır. Ve referans hız seviyesine ulaştıktan sonra herhangi bir bozulma olmadan referans hızı takip etmiştir.

Benzetim çalışmasında 1,5 saniyede referans hızın 500 RPM'e düşmesinden sonra kontrolcü minimum düzeyde görev çarpanı üretmiş ve hız 440 RPM seviyesine inmiş ve tekrardan referans hızı takip etmiştir. Şekil 4.2'de düz çizgi anlık hızı noktalı olan ise referans hızı göstermektedir. Motor hızının dalgalanma yaptığı yerler büyütülerek daha net görülmesi amaçlanmıştır.



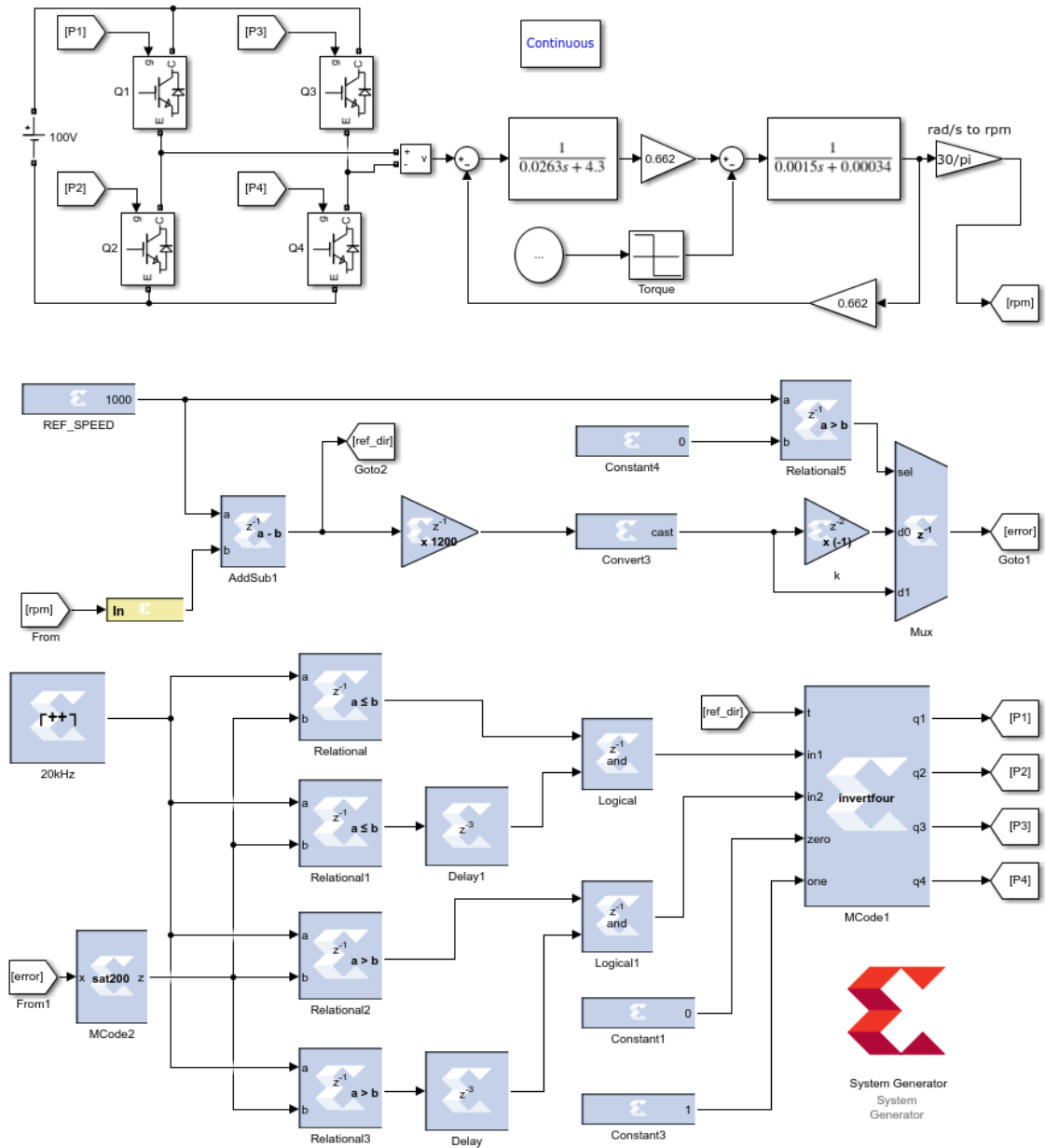
Şekil 4.2. Benzetim çalışmasında sabit-değişken referans hız için PI kontrolcü tepkisi.

İkinci olarak Şekil 4.3’de gösterilmiş olan 1000 RPM ile -1000 RPM arasında trapezoidal olarak değişen hız referans olarak verilmiştir. Bu çalışmanın referans hızının ilk çalışmadaki kadar keskin olmayışı hata miktarını en aza indirmiştir. Başlangıçtaki hata 5 RPM kadar olup sonrasında 1,5 saniyeye kadar referans hız en fazla 2 RPM hata ile takip etmiştir. 1,5 saniyeden sonra tork negatif yapıldığı için bu geçiş anında da 20 RPM kadar fark vardır. Sonrasında yine en fazla 2 RPM hata ile referans hızı takip etmiştir. Şekil 4.3’te düz çizgi motorun hızını noktalı çizgi ise referans hızı temsil etmektedir. Başlangıç anı ve motorun yön değiştirdiği zamanlardaki dalgalanmalar büyütülülerek gösterilmiştir.



Şekil 4.3. Benzetim çalışmasında trapezoidal referans hız için PI kontrolcü tepkisi.

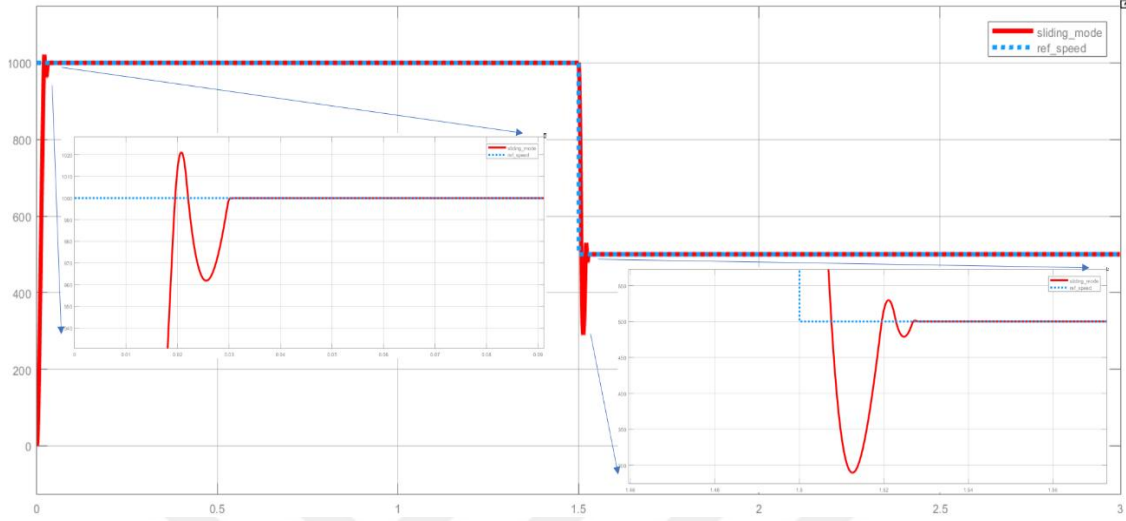
Kayan kipli kontrol yöntemiyle kontrol edilen sistemde kullanılan blokların tamamı Şekil 4.4’te gösterilmiştir. Kayan kipli kontrol yönteminde çalışma frekansını hatanın pozitiften negatife geçişi ve negatiften pozitifte geçişi belirler. Deneysel çalışmalarda kullanılan IR2113 entegresinin çalışma frekansının ve görev çarpanının belli bir değer aralığında olması gerekmektedir. Bu nedenle kayan kipli kontrolcü kullanılan sistem en az 20 kHz’de çalışmaktadır. Benzetim sonuçlarıyla deneysel sonuçların birbirine maksimum seviyede benzemesi için bu şekilde bir işlem yapılmıştır. Sistemde kullanılan blokların çalışma periyodu yine 1/2000000 olarak belirlenmiştir.



Şekil 4.4. Benzetim için kullanılan kayan kíp kontrollü blok diyagramı.

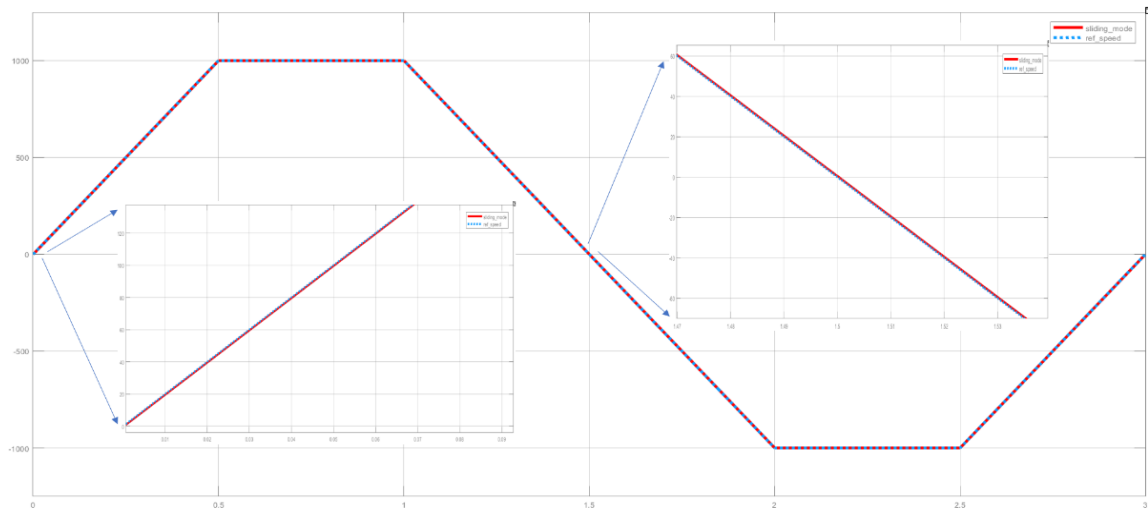
Kayan kíp li kontrolcünün kullanıldığı sistemin sonuçları Şekil 4.5'te verilmiştir. Referans hız referans hız 1000 RPM, 1,5 saniye geçtikten sonra da 500 RPM verilmiştir. Benzetim programının ilk çalışma anında başlangıç hızı 0 RPM olduğundan hata 1000 RPM'dir. Şekil 4.5'te gösterilen hız grafiğinde kontrolcü anlık hızın referans hıza ulaşana maksimum görev çarpanı vermiş ve hız 1015 RPM seviyesine çıkmış sonra

da hız 1000 RPM seviyesini 0.1 saniye sonunda takip etmiştir. Referans hızın 500 RPM'e düşmesi sırasında 150 RPM hata oluşmuş ve tekrar hız takip edilmiştir.



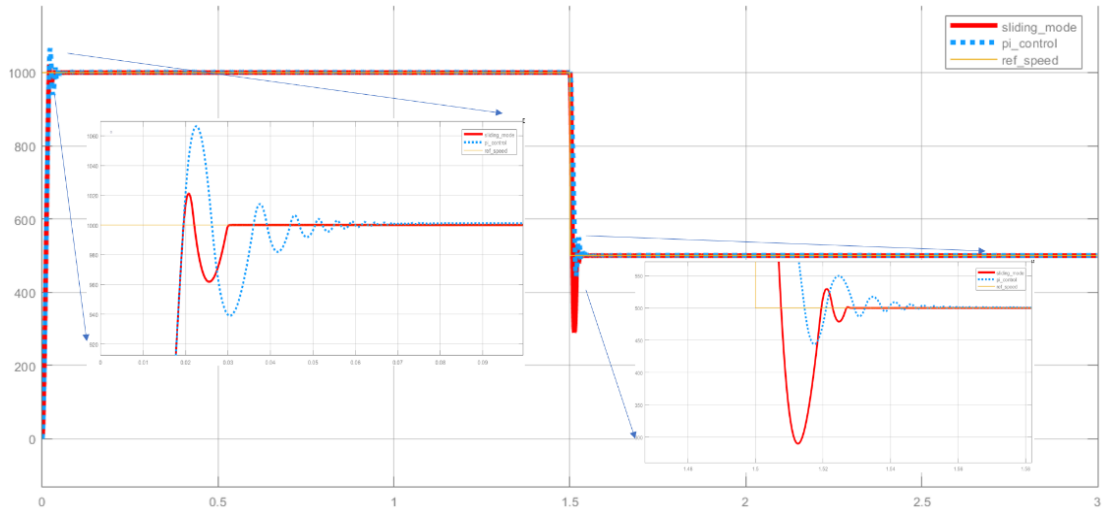
Şekil 4.5. Sabit referans hız için benzetim çalışmasında kayan-kip kontrolcü tepkisi.

Kayan kipli kontrolcü kullanılan başka bir sistemin sonuçların Şekil 4.6'da verilmiştir. Referans hızı 1000 RPM ile -1000 RPM arasında trapezoidal olarak değişmektedir. Referans hızın bir önceki çalışmadaki kadar keskin olmayışı hata miktarını en aza indirmiştir. Hata miktarı hiçbir yerde 2 RPM olmamıştır. Fakat kayan kipli kontrol yönteminin mekanik sistemlerde kullanımından kaynaklı hızda tırlama vardır.

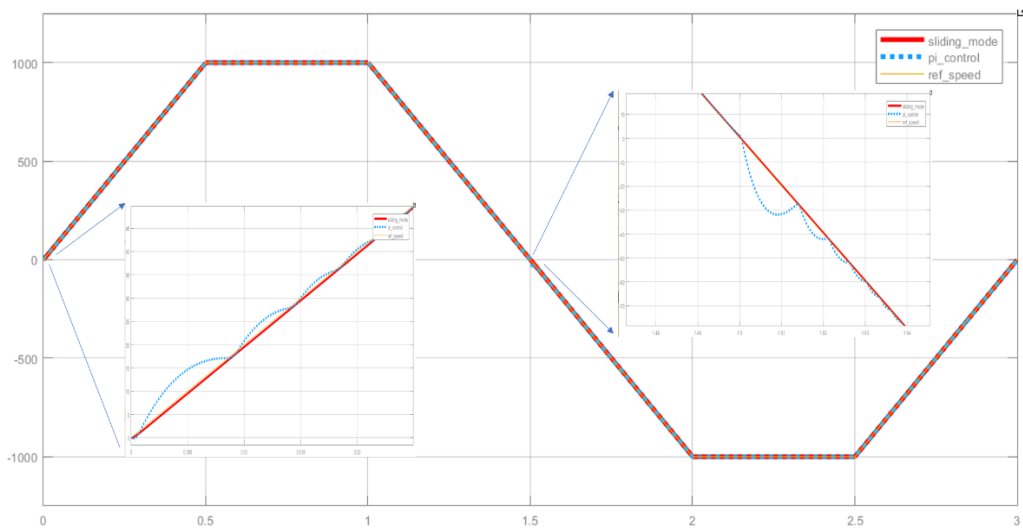


Şekil 4.6. Trapezoidal referans için benzetim çalışmasında kayan-kip kontrolcü tepkisi.

Benzetim çalışmalarındaki sonuçlar kayan kipli kontrolcü kullanılan sistemlerin sonuca daha hızlı ulaştığını fakat anlık hızda tırlama etkisinin olduğu görülmüştür. PI kontrolcü kullanılan çalışmalarda kayan kipli kontrolcünün kullanıldığı çalışmalara nazaran referans hıza daha geç oturduğu fakat oturduktan sonra da hızda herhangi bir tırlama görülmemektedir. Referans hıza daha erken oturması kayan kipli kontrolcüyü üstün kılmakta, tırlama etkisinin görülmemesi ve referans hızın yarıya düşürülmesiyle daha az hatanın olması PI kontrolcüyü üstün kılmaktadır. İki kontrolcünün farklı referans hızlardaki tepkisi Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de gösterilmektedir.



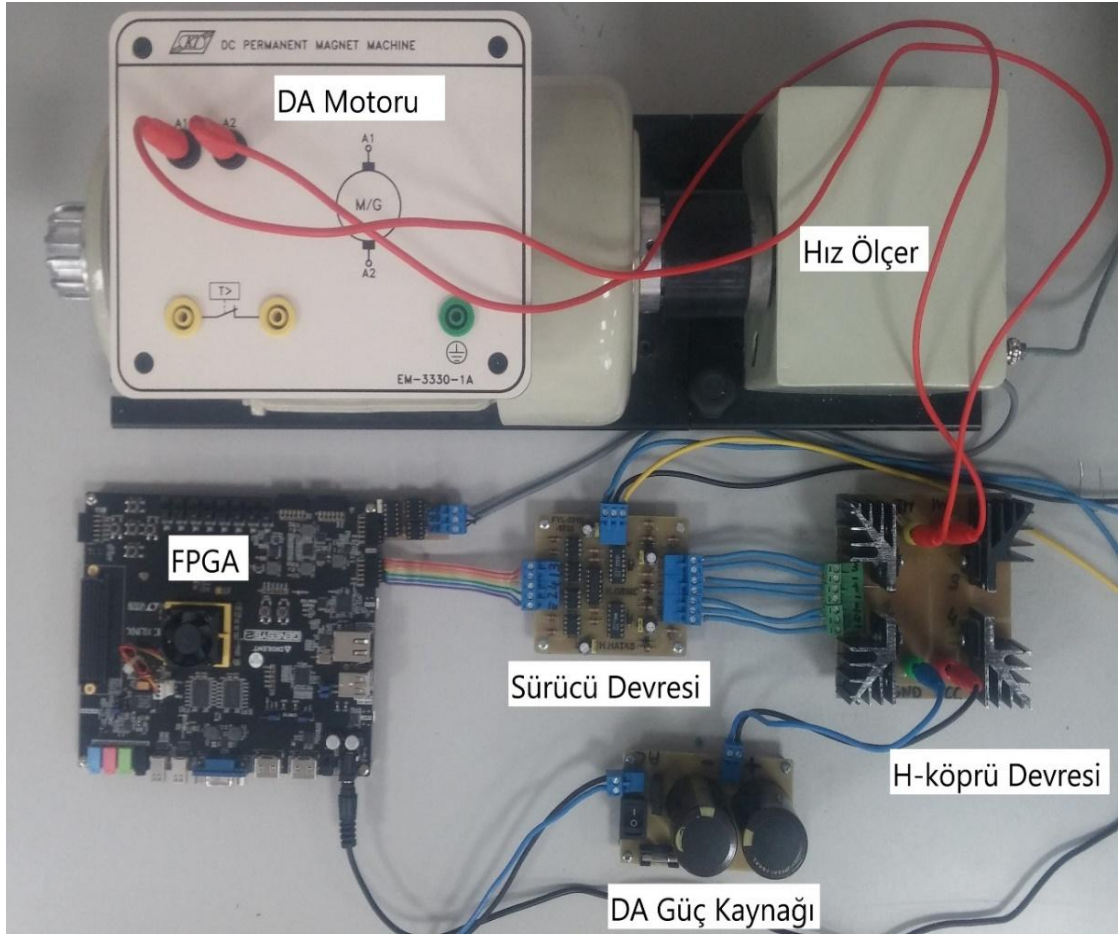
Şekil 4.7. Sabit referans hız benzetim sonuçları.



Şekil 4.8. Trapezoidal referans hız benzetim sonuçları.

4.2. Uygulama Sonuçları

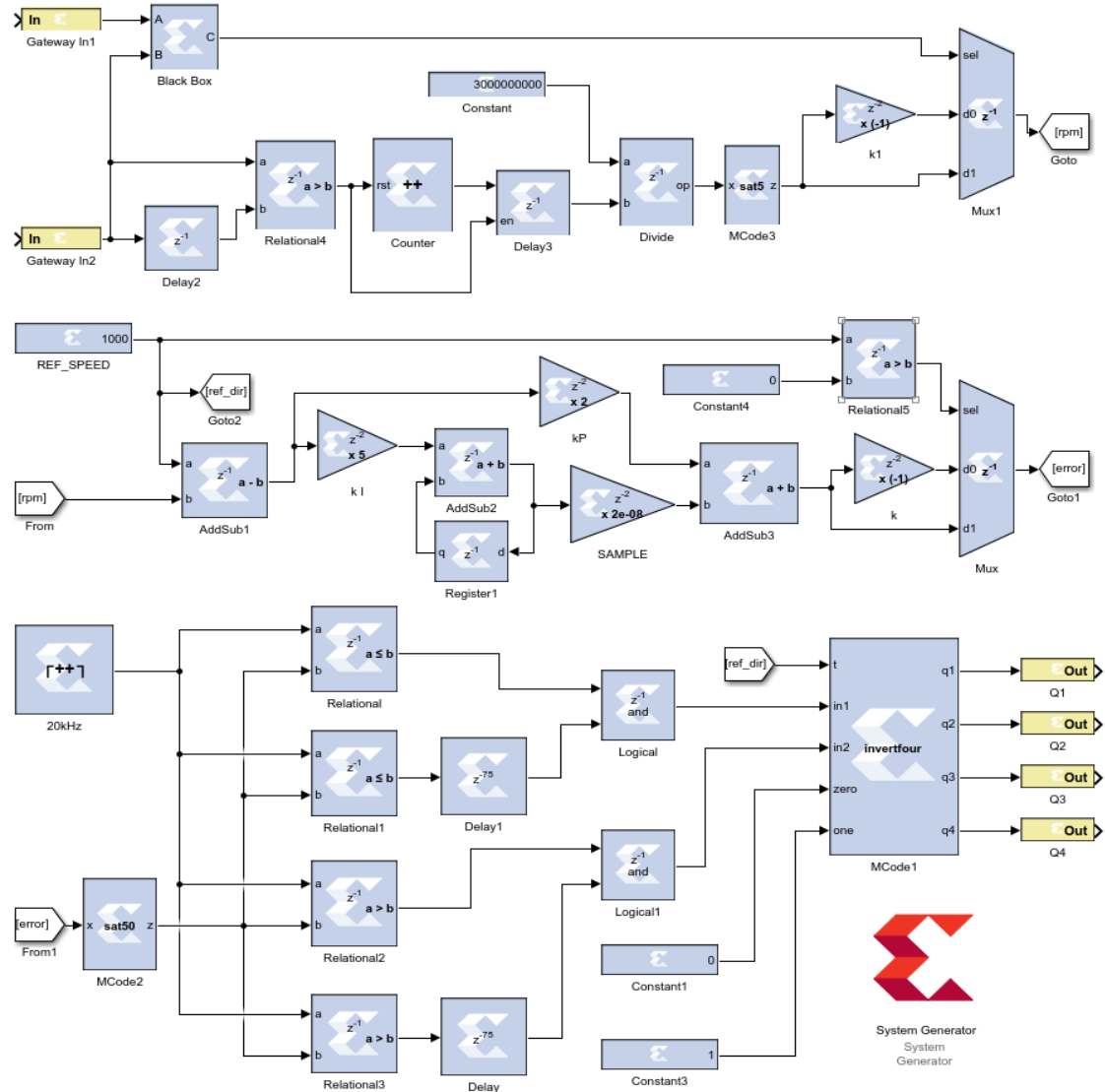
Şekil 4.9’da deneysel çalışmalarda kullanılan elemanların tümü bir arada gösterilmiştir. DA kaynağının gerilimi 100 V olarak ayarlanmıştır. Sistem çalışması özetlenecek olursa, FPGA ilk olarak Hız Ölçer’den hız bilgisini alır, referans hız ile karşılaştırır. Oluşan hata miktarına göre Sürücü Devresi’ne sinyal gönderir. Sürücü Devresi ise bu sinyalleri H-köprü Devresine iletir. H-köprü Devresi DA Güç Kaynağı’nın gerilimini DA Motoru’na iletir. Bu döngü sürekli devam ederek hız kontrolü sağlanmış olur.



Şekil 4.9. Deneysel çalışmalarda kullanılan sistemin tümü.

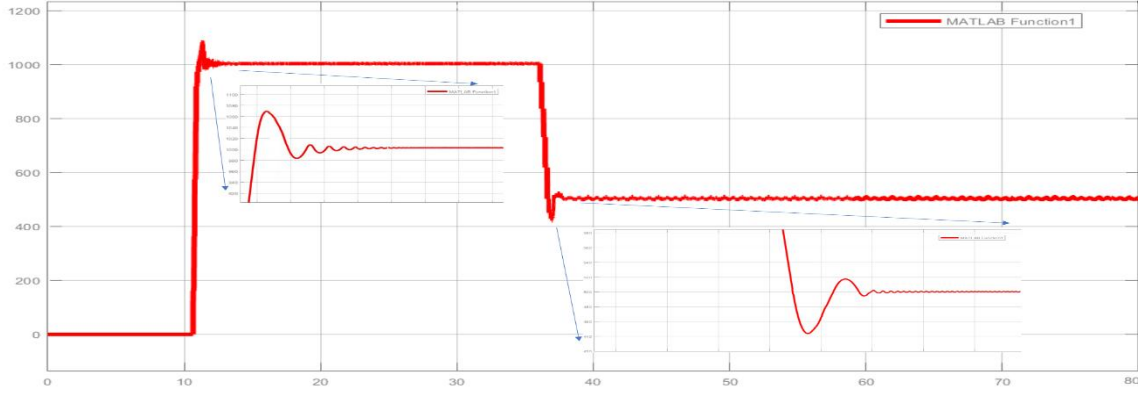
Deneysel çalışmalarında PI kontrolcü ile kontrol edilen sistemde kullanılan blokların tamamı Şekil 4.10’da gösterilmiştir. Sistemin çalışma periyodu $1/50000000$

olarak belirlenmiştir. Sistem derlenerek Hardware Co-simulation bloğu oluşturulup FPGA'e gömülmüştür.



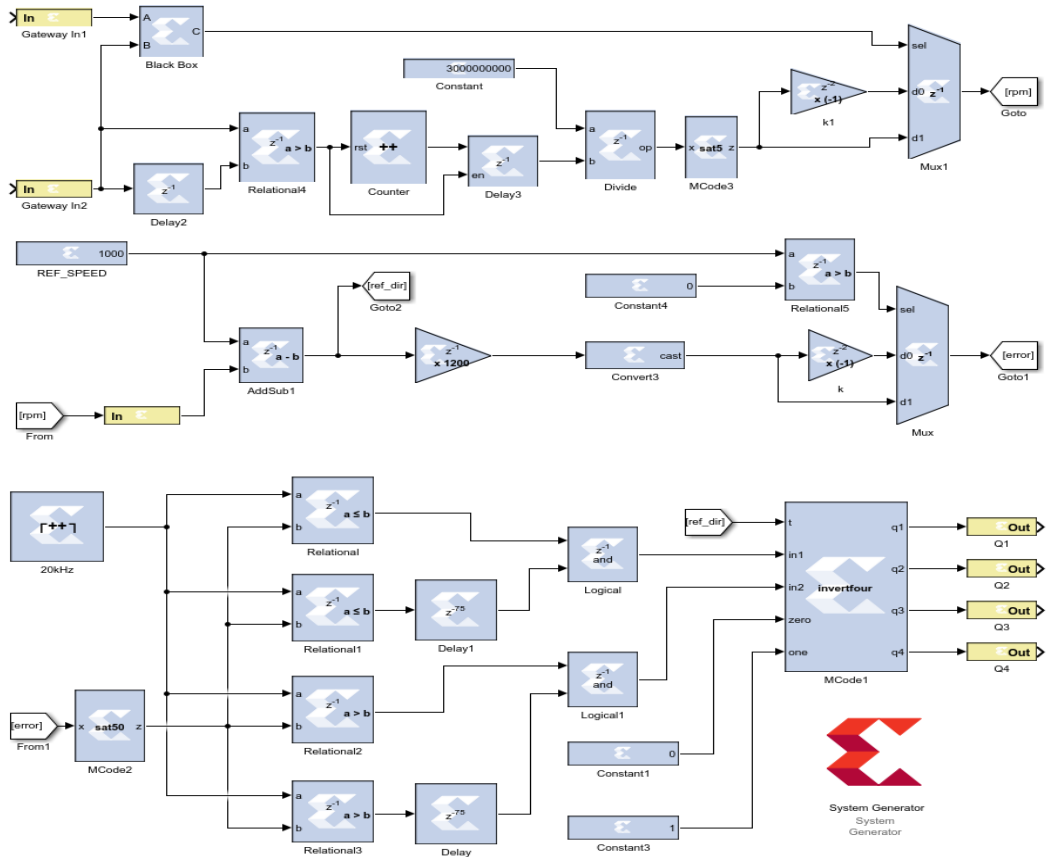
Şekil 4.10. Uygulama için kullanılan PI kontrollü blok diyagramı.

Şekil 4.11’de gösterilen PI kontrolcüsünün kullanıldığı hız sonucunda motorun hızı 1000 RPM’e çıkarken yaklaşık %7’lik bir aşım yaptıktan sonra 1000 RPM seviyelerinde dolaşmaktadır. 500 RPM hızına düşürülmek istendiği zaman yine %7’lik bir ters aşım yapmıştır. Her iki aşım da yaklaşık 0.4 saniye sonunda referans hıza oturmaktadır. 1000 RPM seviyesinde hız daha düz, 500 RPM seviyesinde ise daha dalgalı çıkmıştır.



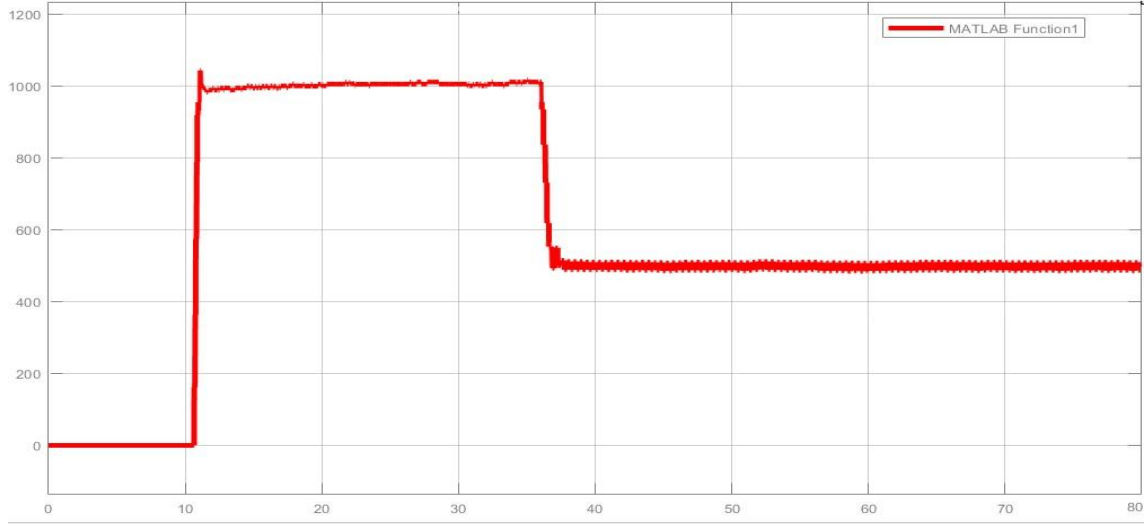
Şekil 4.11. Deneysel çalışmada sabit referans için PI kontrolcü hız takibi.

Deneysel çalışmaları kayan kipli kontrolcü ile kontrol edilen sistemde kullanılan blokların tamamı Şekil 4.12’de gösterilmiştir. Sistemin çalışma frekansı 50 MHz olarak belirlenmiştir. Sistem derlenerek Hardware Co-simulation bloğu oluşturulup FPGA’e yüklenmiştir.



Şekil 4.12. Uygulama için kayan kipli kontrolcü kullanılırken hız takibi.

Şekil 4.13'te gösterilen kayan kipli kontrolcü kullanılan deneysel çalışmada yaklaşık %2 aşım ve yaklaşık 0.2 saniyede oturma gözlemlenmiştir. Hız yükseldikçe tırlama etkisi daha az görülmüştür. 500 RPM seviyesinde hız daha dalgalı çıkmıştır.



Şekil 4.13. Deneysel çalışmada sabit referans için kayan kip kontrolcü hız takibi.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

DA motorları yaygın bir şekilde kullanım alanı bulduğu için bu motorların hızını ve yönünü kontrol etmek büyük önem taşımaktadır. Sürekli geliştirilen kontrol yöntemleri hatanın en aza indirgendiği durumları amaçlamaktadır. Hata ne kadar az olursa motor o kadar verimli kullanılmış olur.

Kullanım alanlarına göre DA motorları farklı güçlere sahiptir. Özellikle 12 V ve altı gerilim ile çalışanlar düşük güçlerdeki DA motorları için hız ve yön kontrolünü sağlayacak entegreler yaygın şekilde bulunmaktadır. Fakat yüksek gerilim ile çalışan DA motorların hız ve yön kontrolü için hazır sistemler yaygın değildir. Bu sebepten dolayı H-köprü devresi ve H-köprü sürücü devresi tasarımı önemlidir. DA motorunun nominal gerilimine ve çekeceği en yüksek akıma uygun MOSFET veya IGBT, H-köprü devre tasarımında kullanılarak istenilen güçte bir sistem yapılabilir.

FPGA mimarisini diğerlerinden ayıran en önemli özelliği paralel işlem yapma yeteneğidir. Uzun hesaplamalar kullanılan sistemlerde diğer mimarilere göre çok daha hızlı işlem yapabilmektedir. İşlemler için döngüsel olarak beklemediği için hızlı cevap alınmak istenen sistemlerde FPGA kullanmak en iyi tercih olacaktır. FPGA mimarisinin dili olan VHDL'in yazımı zahmet ister. Basit bir işlem için yüzlerce satır kod gerektirebilir. XSG, Simulink üzerinden işlemleri görselleştirerek zaman kazancı sağlamıştır. VHDL dilinde MATLAB fonksiyon kodunda bulunmayan bazı özel komutlar vardır. Simulink üzerinde olmayan bazı bloklar, Black Box bloğu kullanılarak VHDL olarak yazılır. Bu tez çalışmasında MATLAB fonksiyon kodu ile Mcode bloğu oluşturularak istenilen işlemler FPGA kartında yaptırılmıştır. Hem MATLAB fonksiyon kodu kullanımı hem de VHDL kodunun kullanılması ciddi oranda kolaylık sağladığı için XSG FPGA kullanımı açısından son derece önemlidir.

Yapılan literatür taramasında DA motorlarının hız kontrolünde kayan kip kontrol yöntemi ile PI kontrol yönteminin kullanımının yaygın olduğu görülmüştür. Kayan kip kontrol yönteminde referans hızın takip edilmesinde dinamik tepkilerin daha hızlı verildiği, bu sebepten dolayı referans hıza oturma süresinin kısa olduğu fakat motorda tırlama etkisi oluşturmaktadır. PI kontrolcünün dinamik tepkisinin kayan kip yöntemine göre daha yavaş olduğu aktarılmaktadır.

Bu tez çalışması kapsamında FPGA ile DA motoru hız kontrolünün PI ve kayan kip kontrolcü yöntemleriyle yapılması hedeflenmiştir. Bu çalışmada kazanılacak tecrübeler ileriki çalışmaların temelini oluşturması ve gerçekleştirilen kontrol yöntemlerinin başka sistemlere uygulanması tez çalışmasının diğer hedeflerini oluşturmuştur.

Çalışma kapsamında yapılan benzetim ve deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar %90 oranında uyuşmaktadır. Sonuçların %100 oranında örtüşmemesi benzetim programında her elemanın ideal olarak çalışıyor olması, deneysel çalışmada kullanılan sürücü devresinin sinyalleri belli bir gecikme ile iletmesi, Hız ölçer'den ve MOSFET'lerin açılma ve kapanma sırasında ideal çalışmamasından kaynaklanmaktadır.

FPGA kartının giriş ve çıkış portlarının kullanımında yalıtım yapmak büyük öneme sahiptir. Yalıtım yapılmadığı durumda giriş ve çıkış portlarından aşırı akım geçme riski söz konusu olabileceği için portlar yanabilir veya FPGA bir daha kullanılmaz hale gelebilir. Bu çalışmada yalıtım için 6N137 entegresi kullanılmıştır. Giriş ve çıkış portlarına gelen sinyallerin beslemesi yine FPGA ile yapıldığı için tehlike ortadan kaldırılmıştır.

Çalışmada kullanılan H-köprü devresindeki MOSFET'lerin iletim kayıpları ve iç dirençten kaynaklanan ısınma problemi ortaya çıkmaktadır. Sıcaklığın MOSFET'lere zarar verecek seviyeye gelmemesi için ısı hesabı yapılarak MOSFET'lere soğutucu takmak gerekir.

Bu çalışmada H-köprü temelli SMDA motoru hız kontrolü için PI ve kayan kipli kontrol yöntemi kullanılmıştır. Sonuçlar kıyaslandığında kayan kip kontrol yönteminde referans hızın takip edilmesinde kontrolcü tepkisinin geçici durumlarda daha hızlı olduğu fakat motor hızında tırlama etkisinin olduğu gözlenmiştir. PI kontrolcünün dinamik tepkisinin kayan kip yöntemine göre daha yavaş olduğu ve tırlama etkisinin olmadığı tespit edilmiştir. Bu iki kontrol yöntemlerinin avantajlı yönlerinin kullanılarak yeni bir kontrol yöntemi geliştirmek gelecek çalışmalar için önerilebilir.

KAYNAKLAR

- Agarwal, C., Gupta, A., 2013. Modeling, simulation based DC motor speed control by implementing PID controller on FPGA. ***The Next Generation Information Technology Summit (4th International Conference)***. 26-27 Eylül 2013, Noida, India. 467-471.
- Agarwal, C., Gupta, A., Rana, H., 2013. Performance analysis and FPGA implementation of digital PID controller for speed control of DC motor. ***International Journal of Computers & Technology***, 7 (3): 638-645.
- Akınal, Ş., 2005. ***Sliding Mode Control and Its Applications*** (yüksek lisans tezi, basılmamış). Gaziantep Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Gaziantep.
- Akkaya, Ş., Üzgün, H. D., Akbati, O., 2017. Fuzzy logic controller implementation with FPGA in the loop simulation. ***2017 International Conference on Mechatronics Systems and Control Engineering (ICMSCE'17)***. 2-4 Şubat 2017, Kayseri. 33-37.
- Ali, F. H., Hussein, M. M., Ismael, S. M., 2010. LabVIEW FPGA implementation of a PID controller for DC motor speed control. ***Iraqi Journal for Electrical and Electronic Engineering***, 6 (2): 139-144.
- Altun, H., Aydoymuş, Ö., Sünter, S., 2008. Gerçek dört-bölgeli bir DC motor sürücüsünün modellenmesi ve tasarımı. ***Fırat Üniv. Fen ve Müh. Bil. Dergisi***, 20 (2): 295-303.
- Arof, S., Yaakop, N. M., Jalil, J. A., Mawby, P. A., Arof, H., 2014. Series motor four quadrants drive DC chopper for low cost, electric car: Part 1: Overall. ***2014 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)***. 1-3 Aralık 2014 Kuching Malaysia. 342-347.
- Asha, C.N., Jayakumar, N., 2014. Fpga implementation for speed monitoring and control of DC Motor using soft computing technique based controller. ***International Journal of Engineering Science and Computing***: 398-405.
- Behnam, B., Mansouryar, M., 2011. Modeling and simulation of a DC motor control system with digital PID controller and encoder in FPGA using Xilinx system generator. ***Instrumentation Control and Automation (ICA), 2011 2nd International Conference on IEEE***. 15-17 Kasım 2011, Bandung, Indonesia. 104-108.
- Bernard, A., 2013. Speed control of separately excited DC motor using artificial intelligent approach. ***http://eprints.uthm.edu.my/4324/1/ALBINUS_BERNARD***. Erişim tarihi: 06.08.2018.
- Biswas, T., Panda, G.K., Saha, P.K., Das, S., 2015. Desing of PWM-based sliding-mode control of boost convrter with improved performance. ***International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA)***, 4 (2): 817-824.
- Bullock, R., 1995. Applying PMDC Motors. ***<http://fab.cba.mit.edu/classes/961.04/topics/permanentmaqnetDC.pdf>***. Erişim tarihi: 17.08.2018.
- Copot C., Muresan C., De Keyser, R., 2013. Speed and position control of a DC motor using fractional order PI-PD control. ***3rd International Conference on Fractional Signals and Systems (FSS-2013)***, 24-26 Ekim 2013, Ghent, Belgium. 1-6

- Çavuşlu, M. A., Kösten, M. M., 2017. *VHDL ile Sayısal Tasarım ve FPGA Uygulamaları*. 2. Baskı. Kodlab Yay. Dağ. Yaz. ve Eğt. Hizm. San. Tic. Ltd. Şti., İstanbul. 315.
- Çorapsız, M.F., 2009. *DC-DC Dönüştürülerin Gerçek Zamanlı Denetiminde Akıllı Sistem Uygulamaları* (yüksek lisans tezi, basılmamış). Atatürk Üniversitesi Fen Bilimler Enstitüsü, Erzurum.
- Dange, D. O., Mevekari, R., Khartad, D. D., 2015. DC motor speed control using LabVIEW FPGA modeling, control algorithm simulation and implementation. *International Journal for Scientific Research & Development*, 3 (5): 95-99.
- Fuentes, F. R., Estrada, G. J., 2012. A novel four quadrant DC series motor control drive for traction applications. *In Electric Vehicle Conference (IEVC)*. 4-8 Mart 2012, Greenville, USA. 1-4.
- Gaeid, K. S., Hameed, J. A., Ali, M. H., Habeeb, M. K., 2013. Static DC motor speed controlled parameters correction. *British Journal of Applied Science & Technology*, 3 (3): 586-597.
- Geramipour, A., Khazaei, M., Marjaninejad, A., Khazaei, M., 2013. Design of FPGA-based digital PID controller using Xilinx SysGen® for regulating blood glucose level of type-I diabetic patients. *Int J Mechatron Electr Comput Technol*, 3 (7): 56-69.
- Gowthaman, E., Vinodhini, V., Hussain, M. Y., Dhinakaran, S. K., Sabarinathan, T., 2017. Speed control of permanent magnet brushless DC motor using hybrid fuzzy proportional plus integral plus derivative controller. *Energy Procedia*, 117: 1101-1108.
- Gupta, V., 2010. Working and analysis of the H-bridge motor driver circuit designed for wheeled mobile robots. *2010 2nd International Conference on Advanced Computer Control*, 27-29 Mart, 2010, Shenyang, China. 441-444.
- Hamed, B., Al-Mobaied, M., 2011. Fuzzy PID controllers using FPGA technique for real time DC motor speed control. *Intelligent Control and Automation*, 2 (3): 233.
- Hepzibah, E. J., Korah, R., FPGA implementation for speed monitoring and speed control of a DC motor using fuzzy logic, *2012 International Conference on Emerging Trends in Electrical Engineering and Energy Management (ICETEEEM)*. 13-15 Aralık 2012, Chennai, India. 222-228.
- Jogalekar, K., Gunjal, A., Sonawane, S., Sonawane, D. N., 2013. Implementation of PID architecture in FPGA for DC motor speed control. *Circuits, Controls and Communications (CCUBE) International conference on IEEE*. 27-28 Aralık 2013, Bengaluru, India. 1-5
- John, G. S., Vijayan A. T., 2017. Anti-windup PI controller for speed control of brushless DC motor. *In 2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*. 21-22 Eylül 2017, Chennai, India. 1068-1073.
- Jokić, D., Lubura, S., Stankovski, S., 2014. Development of integral environment in Matlab. *Advances In Electrical and Electronic Engineering International Journal of Control, Automation and Systems*, 12 (5): 459-468.
- Khan, I., Tapson, J., de Vries, I., 1998. An induction furnace employing a 100 kHz MOSFET full-bridge current-source load-resonant inverter. *In Industrial*

- Electronics, 1998. Proceedings. ISIE'98. IEEE International Symposium on IEEE.** 7-10 Temmuz 1998, Pretoria, South Africa. 530-534.
- Khubalkar, S., Junghare, A., Aware, M., Das, S., 2017. Modeling and control of four quadrant chopper fed DC series motor using two-degree of freedom digital fractional order PID controller. **Transportation Electrification Conference (ITEC-India), 2017 IEEE.** Aralık 2017, India. 1-5.
- Köse, E., 2012. **Gerilim Kararlılığı İyileştiricilerinin Akıllı Algoritma Tabanlı Kayan Kipli Kontrolü** (doktora tezi, basılmamış). Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya.
- Köse, E., Abacı, K., Aksoy, S., 2011. Kayma kipli kontrolde farklı erişim alt yaklaşımlarının analizleri. **6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11).** 16-18 Mayıs 2011, Elazığ. 87-90.
- Krishnan, R., 1996. A novel single switch per phase converter topology for four-quadrant PM brushless DC motor drive. **In Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting (IAS'1996).** 6-10 Ekim 1996, San Diego, USA. 311-318.
- Krishnan, R., 2001. **Electric Motor Drivers Modeling, Analysis, and Control.** Prentice Hall, New Jersey, USA, 626.
- Kumar, N. S., Sadasivam, V., Prema, K., 2004. Design and simulation of fuzzy controller for closed loop control of chopper fed embedded DC drives. **In Power System Technology, 2004. PowerCon 2004. 2004 International Conference on IEEE.** 21-24 Kasım 2004, Singapore, Singapore. 613-617.
- Kumari, S., Swain, S. K., 2018. Optimal control based PID tuning for control of four quadrant chopper fed DC motor. **Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSESP), IEEE.** 28-30 Mart 2018, Bhubaneswar, India. 1-6.
- Kurt, F., 2002. PWM sinyali ile DC motor hız kontrolü ve sürücü devresinin ESD etkilerinden korunması. **Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 6** (2): 29-32.
- Malviya, P., & Dubey, M., 2015. Speed control of DC motor a review. **International Journal of Engineering sciences & Research Technology, 4** (8): 298-305.
- Mendoza-Mondragon, F., Espinosa-Calderon, A., Martinez-Hernandez, A., Rodriguez-Resendiz, J., 2016. Implementation of high resolution unipolar PWM inverter using Xilinx System Generator. **Mechatronics, Adaptive and Intelligent Systems (MAIS), IEEE Conference on IEEE.** 20-22 Ekim 2016, Hermosillo, Mexico. 1-6.
- Meshram, P. M., Kanojiya, R. G., 2012. Tuning of PID controller using Ziegler-Nichols method for speed control of DC motor. **IEEE-International Conference On Advances In Engineering, Science And Management (ICAESM -2012),** 30-31 Mart 2012, Nagapattinam, India. 117-122.
- Öner, Y., 2009. **Sürekli Mıknatıslı DC Motor ile Tahrik Edilen Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün Çıkış Geriliminin Kontrolü** (yüksek lisans tezi, basılmamış). Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.
- Özdal, O., 2008. **Model Dayanaklı Kayan Kipli Denetim** (yüksek lisans tezi, basılmamış). Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Patel, V. B., Singh, V., Acharya, R.H., 2012. Design of FPGA-based all digital PID controller for dynamic systems. **International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 1** (2): 64-72.

- Patil, V. S., Angadi, S., Raju, A. B., 2016. Four quadrant close loop speed control of DC motor. **2016 International Conference on Circuits, Controls, Communications and Computing (I4C)**. 4-6 Ekim 2016, Bangalore, India. 1-6.
- Ponce, P., Molina, A., Tello, G., Ibarra, L., MacCleery, B., Ramirez, M., 2015. Experimental study for FPGA PID position controller in CNC micro-machines. **IFAC-PapersOnLine**, **48** (3): 2203-2207.
- Prabhu, S., Konda, P., 2016. PID implementation on FPGA for motion control in DC motor using VHDL. **IOSR Journal of VLSI and Signal Processing (IOSR-JVSP)**, **6** (3):116-121.
- Rajkumar, M. V., Ranjhitha, G., Pradeep, M., Sathishkumar, R., 2017. Fuzzy based speed control of brushless DC motor fed electric vehicle. **International Journal of Innovative Studies in Sciences and Engineering Technology (IJISSET)**, **3** (3): 12-17.
- Salem, F. A., 2013. Dynamic modeling, simulation and control of electric machines for mechatronics applications. **International journal of control, automation and systems**, **1** (2): 30-42.
- Seeja, G., Saisudha, V., Manikutty, G., Rao, B., Pillay, V. R., 2016. Speed analysis of DC motor under load and no load condition using CHR based PID and LQR optimal controller. **Int J Control Theory & Apply (I J C T A)**, **9** (15): 7387-7394
- Sharaf, A. M., Altas, I. H., Ozkop, E., 2007. Elektrikli araçlar için çift çevrim destekli DA motor kontrol uygulaması. **XII. EEBB Mühendisliği Ulusal Kongresi ve Fuarı**, Eskişehir.
- Singh, M. K., Srivastava, S., 2016. ANFIS based four quadrant chopper control of separately excited DC motor: A literature review. **In Control, Computing, Communication and Materials (ICCCCM), 2016 International Conference on IEEE**. 21-22 Ekim 2016, Allahbad, India. 1-6.
- Sonoli, S., Raju, N. K., 2010. Implementation of FPGA based PID controller for DC motor speed control system. **World Congress on Engineering and Computer Science**. 20-22 Ekim 2010, San Francisco, USA. 1-7.
- Tahmid, S., 2013. Using the high-low side driver IR2110 - explanation and plenty of example circuits. <https://tahmidmc.blogspot.com/2013/01/using-high-low-side-driver-ir2110-with.html>. Erişim tarihi: 22.07.2018.
- Telba, A., 2014. Motor speed control using FPGA. **World Congress on Engineering**. 2-4 Temmuz 2014, London, England. 1-4.
- Üzmuş, H., 2016. **Çift-Katlı Yükselten (Cascade Boost) Dönüştürücünün Kayan Kip (Sliding Mod) Yöntemiyle Kontrolü** (yüksek lisans tezi, basılmış). Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Van.
- Williams, A., 2002. **Microcontroller Projects Using the Basic Stamp**. Second Edition. CRC Press, London, England. 464.
- Wu, H., Chen, X., Hu, L., 2008. Embedded system of DC motor speed control based on ARM. **In Computing, Communication, Control, and Management, 2008. CCCM'08. ISECS International Colloquium on IEEE**. 3-4 Ağustos 2008, Guangzhou, China. 123-126.
- Yalduz, H., 2015. **DA-DA Düşüren Dönüştürücü Tasarımı ve PI Kontrolü** (yüksek lisans tezi, basılmamış). Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Van.

- Yao, X., Zhang, Y., Jiang, X., 2017. PWM control mode for four-quadrant operation of brushless DC motor. **36th Chinese Control Conference (CCC), IEEE**. 26-28 Temmuz 2017, Dalian, China. 4700-4705.
- Young, K.D., Utkin, V.I., Özgüner, Ü., 1999. A control engineer's guide to sliding mode control. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, 7 (3): 328-342.
- Zhang, X., Sun, L., Zhao, X., Sun, L., 2013. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 28 (3): 1358-1365.





ÖZ GEÇMİŞ

Hasan HATAŞ 1989 yılında Kırıkkale’de doğdu. İlk ve orta öğretimini Kırıkkale’de tamamladı. Erciyes Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden 2014 yılında mezun oldu. 2016 yılında Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi’nde araştırma görevlisi olarak göreve başladı. Halen aynı üniversitede araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır. Evlidir.



YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
LİSANSÜSTÜ TEZ ORJİNALLİK RAPORU

Tarih: 24/09/2018

Tez Başlığı / Konusu:

H-köprü Sürücü Tabanlı Motor Hız Kontrolü ve Uygulaması

Yukarıda başlığı/konusu belirlenen tez çalışmamın Kapak sayfası, Giriş, Ana bölümler ve Sonuç bölümlerinden oluşan toplam 71 sayfalık kısmına ilişkin, 24/09/2018 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtreleme uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezin benzerlik oranı % 0 dır.

Uygulanan filtreler aşağıda verilmiştir:

- Kabul ve onay sayfası hariç,
- Teşekkür hariç,
- İçindekiler hariç,
- Simge ve kısaltmalar hariç,
- Gereç ve yöntemler hariç,
- Kaynakça hariç,
- Alıntılar hariç,
- Tezden çıkan yayınlar hariç,
- 7 kelimeden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç (Limit inatch size to 7 words)

Yüzüncü Yıl Üniversitesi Lisansüstü Tez Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılmasına İlişkin Yönergeyi inceledim ve bu yönergede belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini bilgilerinize arz ederim.


24/09/2018

Adı Soyadı: Hasan HATAŞ

Öğrenci No: 169101118

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Programı: Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Statüsü: Y. Lisans ☒

Doktora ☐

DANIŞMAN ONAYI
UYGUNDUR


Prof. Dr. Naci GENÇ

ENSTİTÜ ONAYI
UYGUNDUR


Prof. Dr. Suat ŞENSOY
Enstitü Müdürü