



T.C.

TOKAT GAZİOSMANPAŞA ÜNİVERSİTESİ

LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ YÜKSEK LİSANS PROGRAMI

**DİJİTAL KONTROLLÜ ÇIKIŞA SAHİP YÜKSEK VERİMLİ DC-DC
DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hamza Bin SHAFIQUE

Danışman: Doç. Dr. Zafer DOĞAN

TOKAT- 2025

ETİK SÖZLEŞME

Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü tez yazım kılavuzuna göre, Doç. Dr. Zafer DOĞAN danışmanlığında hazırlamış olduğum “Dijital Kontrollü Çıkışa Sahip Yüksek Verimli DC-DC Dönüştürücü Tasarımı” adlı Yüksek Lisans/ Doktora tezinin bilimsel etik değerlere ve kurallara uygun, özgün bir çalışma olduğunu, aksinin tespit edilmesi halinde her türlü yasal yaptırımını kabul edeceğimi beyan ederim.

07/08/2025

Hamza Bin Shafique

JÜRİ KABULÜ VE ONAYI



ÖZET

DİJİTAL KONTROLLÜ ÇIKIŞA SAHİP YÜKSEK VERİMLİ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

Hamza Bin Shafique

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Zafer Doğan

Ağustos 2025, xii + 89 sayfa

Elektronik sistemlerde güç iletim ağı (GİA), özellikle batarya ile çalışan cihazlarda verimli güç yönetiminin sağlanmasında kritik bir rol oynamaktadır. Elektronik sistemlerin boyutları küçülmeye devam ettikçe, GİA'ların boyutunu performanstan ödün vermeden küçültme ihtiyacı artmaktadır. Bu da değişken giriş ve çıkış aralıklarıyla çalışabilen son derece verimli DC regülatörlerinin geliştirilmesini gerektirir. DC regülatörleri, dijital elektronik sistemlerdeki GİA'ları için hayati bir bileşendir ve tasarımları, sürekli zorluklar ve yenilik fırsatları nedeniyle popüler bir araştırma alanıdır. Bu araştırma, trafo kullanmadan yüksek voltaj düşürme oranları gerektiren yüksek verimli uygulamalar için özel olarak tasarlanmış yeni bir yüksek voltajlı, yüksek kazançlı DC-DC regülatörünü içermektedir. Tasarlanan DC-DC dönüştürücüde, Verimlilik, Değişken Giriş, Optimizasyonlu Devre Tasarımı ve Çıkış Aralığı, Yüksek Frekanslı Denetleyicilerin Kullanımı ve Çıkış Dalgalandırmasının Azaltılması ele alınan anahtar parametrelerdir. Tasarımı geliştirmek için, dönüştürücünün çıkışı dijital olarak kontrol edilmektedir. Tasarım sürecinde, MATLAB ortamında PID ve bulanık mantık denetleyici ve nötrosofik bulanık mantık denetleyici (NFLC) kontrol stratejileri kullanılarak önerilen dönüştürücünün testleri gerçekleştirilmiştir. Bu testlerde NFLC diğer kontrolcülere göre daha yüksek başarılar göstermiştir. Tasarımın gerçek dünya testlerini yapmak amacıyla tasarlanan devrenin LTSpice modeli oluşturulmuştur. LTSpice'te yapılan simülasyon ve testler, önerilen dönüştürücünün pratik uygulamasını doğrulamaktadır. Tasarlanan dönüştürücünün uygulamaları, yüksek hızlı dijital devreler gibi güç dağıtım ağları, aviyonik sistemler, endüstriyel kontrol sistemleri ve telekom/laboratuvar güç kaynakları gibi çeşitli alanlara yayılmaktadır. Nihai tasarım, yüksek verimlilik, ihmal edilebilir çıkış dalgalandırması ve ölçeklenebilirlik sağlayarak, hassas elektronik uygulamalar için güvenilir bir çözüm sunmaktadır.

Anahtar Kelimeler: DC-DC Dönüştürücü, NFLC, Voltaj Regülatörü

ABSTRACT

HIGH-EFFICIENCY DC-DC CONVERTER DESIGN WITH DIGITALLY CONTROLLED OUTPUT

Hamza Bin Shafique

Master's Thesis, Department of Electrical and Electronics Engineering

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Zafer Doğan

August 2025, xii + 89 pages

In electronic systems, the power transmission network (PTN) plays a critical role in ensuring efficient power management, particularly in battery-powered devices. As electronic systems continue to shrink in size, the need to reduce the size of PTNs without sacrificing performance increases. This necessitates the development of highly efficient DC regulators capable of operating with variable input and output ranges. DC regulators are a vital component of PTNs in digital electronic systems, and their design is a popular area of research due to the ongoing challenges and opportunities for innovation. This research involves a novel high-voltage, high-gain DC-DC regulator specifically designed for high-efficiency applications requiring high-voltage step-down ratios without the use of transformers. Key parameters addressed in the designed DC-DC converter include efficiency, variable input, optimized circuit design and output range, the use of high-frequency controllers, and the reduction of output ripple. To improve the design, the converter's output is digitally controlled. During the design process, the proposed converter was tested in MATLAB using PID, fuzzy logic controller, and neutrosophic fuzzy logic controller (NFLC) control strategies. In these tests, NFLC outperformed other controllers. An LTSpice model of the designed circuit was created to conduct real-world testing of the design. Simulations and tests conducted in LTSpice validated the practical application of the proposed converter. The designed converter's applications span a variety of areas, including high-speed digital circuits, power distribution networks, avionics systems, industrial control systems, and telecom/laboratory power supplies. The final design provides a reliable solution for sensitive electronic applications by providing high efficiency, negligible output ripple, and scalability.

Keywords: DC-DC Converter, NFLC, Voltage Regulator

ÖNSÖZ

Tez danışmanım **Doç. Dr. Zafer DOĞAN**'a, sabrı, anlayışı ve desteği için, ayrıca bilgisi ve deneyimiyle yolumu aydınlattığı için içtenlikle teşekkür ederim. Onun rehberliği ve verdiği her bir tavsiye, karşılaştığım zorlukları aşmama yardımcı oldu. Her zaman yanımda olup beni destekleyen ve bana bugün bulunduğum noktaya gelmemde katkı sağlayan aileme derin şükranlarımı sunuyorum. Son olarak, bu tezi tamamladığım süreçte gösterdiği sabır ve anlayış için sevgili eşime içten teşekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ETİK SÖZLEŞME.....	ii
JÜRİ KABULÜ VE ONAYI	iii
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
ÖNSÖZ	vi
TABLolar LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ	x
KISALTMALAR.....	xii
1.GİRİŞ	1
1.1 Literatür Taraması	1
2. KURAMSAL TEMELLER	8
2.1 Giriş.....	8
2.1.1 Boost dönüştürücü	8
2.1.2 Buck dönüştürücü	9
2.2 Anahtarlama Regülatörlerinin Kontrol Yöntemleri	12
2.2.1 Gerilim kontrol modu	12
2.2.2 Akım kontrol modu	12
2.2.3 Histerezis modu kontrolü.....	13
2.3 Dijital Potansiyometre.....	14
2.4 Elektronik Cihazlar İçin Arayüz Protokolü.....	16
2.4.1 Evrensel asenkron alıcı verici (UART)	16
2.4.2 Seri çevresel arayüz (SPI).....	17
2.4.3 Entegreler arası devre (I ² C)	18
3. MATERYAL VE METOD.....	19
3.1 Buck Dönüştürücü Matematiksel Modeli	19
3.1.1 Buck anahtarlama modu	20
3.1.2 Buck kararlı durum modu.....	20
3.2 Kullanılan Yazılımlar	22

3.3 Tasarım Kriterleri	22
3.4 PID Kontrolörlü DC-DC Dönüştürücü	23
3.4.1 Kp, Ki ve Kd kazanç değerlerinin sisteme etkileri	24
3.4.2 PID kontrol parametrelerinin hesaplanması	24
3.5 Bulanık Mantık Denetleyicili DC-DC Dönüştürücü	27
3.5.1 Bulanık küme teorisi ve üyelik fonksiyonu	28
3.5.2 Bulanık kümelerde işlem	29
3.5.3 Bulanık mantık kontrolünün matematiksel modellenmesi	30
3.6 Nötrosofik Mantık	31
3.6.1 Nötrosofik setler	32
3.6.2 Nötrosofik bulanık mantık denetleyici tasarımı	35
3.7 LTSpice'de Gerçek Bileşen Tabanlı Tasarım	39
3.8 Devrede Kullanılan Ana Bileşenler	40
3.8.1 Kullanılan diğer ana bileşenler	41
3.9 Simülasyon Devresi	43
3.10 Şematik Tasarım	44
3.10.1 Malzeme listesi	45
3.11 PCB Tasarımı	48
4. SIMÜLASYON VE SONUÇLAR	49
4.1 Simülasyon ve Sonuçlar	49
4.1.1 MATLAB simülasyon sonuçları	49
4.1.2 PID simülasyonlu çıkış	51
4.1.3 Bulanık mantık	52
4.1.4 NFLC simüle edilmiş çıkış	53
4.2 NFLC'nin Bulanık ve PID Mantık Denetleyicisi ile Karşılaştırmalı Analizi	54
4.2.1 Sabit çıkışlı sabit yük çalışma durumu	55
4.2.2 Sabit çıkışlı değişken yük çalışma durumu	56
4.2.3 Değişken çıkışlı sabit yük çalışma durumu	57
4.2.4 Değişken çıkışlı değişken yük	58
4.2.5 LTSpice simülasyonu	59
5. SONUÇ	63
KAYNAKÇA	65
ÖZGEÇMİŞ	69

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo No	Sayfa
Tablo 3.1: NFLC'nin özellikleri.....	37
Tablo 3.2: Nötrosofik FLC kuralları.....	38
Tablo 3.3: Malzeme listesi.....	45



ŞEKİLLER LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1. Basit takviye dönüştürücü.....	9
Şekil 2.2. Ayarlı direnç	9
Şekil 2.3. Lineer regülatör modülü	10
Şekil 2.4. SM DC- DC Buck dönüştürücü temel şeması	10
Şekil 2.5. SM Buck dönüştürücü devresi.....	11
Şekil 2.6. Senkron buck dönüştürücü	11
Şekil 2.7. Gerilim modu kontrolü	12
Şekil 2.8. Geçerli mod kontrolü.....	13
Şekil 2.9. Histerezis kontrol modunun gösterimi.....	14
Şekil 2.10. Histerezis kontrol modu.....	14
Şekil 2.11. Mekanik ve Dijital Potansiyometre	16
Şekil 2.12. UART arayüzü.....	17
Şekil 2.13. SPI arayüzü.....	18
Şekil 2.14. I ² C arayüzleme.....	18
Şekil 3.1. Buck dönüştürücünün genel devre şeması.....	19
Şekil 3.2. Yazılım türleri.....	22
Şekil 3.3. PID kontrol sisteminin blok şeması (Dogan,2009).....	23
Şekil 3.4. Ziegler-nichols adım yanıt yönteminde çıkış parametreleri (Yukse,2001)	25
Şekil 3.5. Bulanık Kümelerin Grafıksel Gösterimi (Dogan, 2009)	29
Şekil 3.6. Tamamlayıcı bulanık kümelerin grafıksel gösterimi (Dogan, 2009).....	29
Şekil 3.7. Nötrosofik bulanık mantık denetleyicisinin blok şeması (Caylak, 2024).....	36
Şekil 3.8. T, I ve F üyelik fonksiyonlarının dağılımı (Caylak, 2024).....	37
Şekil 3.9. Genel asenkron buck dönüştürücü.....	39
Şekil 3.10.Genel asenkron buck dönüştürücü simülasyon devresi	40
Şekil 3.11. LT Spice simülasyon devresi.....	43

Şekil 3.12. MAX5482-5484 Simülasyon devresi	44
Şekil 3.13. Dijital kontrol çıkışlı yüksek verimli dc regülatörün şematik tasarımı	45
Şekil 3.14. Prototip PCB tasarımı	48
Şekil 3.15. Prototip PCB'nin ÜST tarafı	48
Şekil 4.1. PID denetleyici tabanlı dc-dc dönüştürücü modeli.....	49
Şekil 4.2. Bulanık mantık denetleyici (flc) tabanlı dc-dc dönüştürücü modeli	50
Şekil 4.3. Nötrösofik bulanık denetleyici (nflc) tabanlı dc-dc dönüştürücü modeli	50
Şekil 4.4. PID kontrol cihazının simülasyon sonucu	51
Şekil 4.5. Bulanık mantık kontrolünün simülasyon sonucu	52
Şekil 4.6. NFLC simüle edilmiş çıkış	53
Şekil 4.7. Geliştirilmiş nflc simüle edilmiş sonuç	54
Şekil 4.8. Sabit çıkış sabit yük durumunda karşılaştırma	55
Şekil 4.9. Sabit çıkış değişken yükünde karşılaştırma	56
Şekil 4.10. Değişken I/P sabit yük durumunda karşılaştırma	57
Şekil 4.11. Değişken çıkış değişken yükünde karşılaştırma	58
Şekil 4.12. 55V giriş, 1,5V çıkış voltajı gösteren dalga formları	60
Şekil 4.13. 55V giriş, 42V çıkış voltajı gösteren dalga formları	60
Şekil 4.14. 55V giriş, 40V çıkış voltajı ve 13A çıkış akımını gösteren dalga formları	61
Şekil 4.15. 55V giriş için TG ve BG'de MOSFET Sürücü voltajını, 40V çıkış voltajını gösteren dalga formları	61
Şekil 4.16. Giriş 55V, çıkış Gerilimi 40V ve Çıkış I 13 olduğunda çıkış wattını gösteren dalga formları.	62

KISALTMALAR

Kısaltmalar	Açıklamalar
AC	Alternatif akım
DC	Doğru Akım
CCM	Geçerli Mod Kontrolü
FLC	Bulanık Mantık Kontrolü
CMC	Akım Modu Kontrolü
LT	Doğrusal Teknoloji
MOSFET	Metal Oksit Alan Etkili Transistör
MPC	Model-Tahmini-Kontrol
PCB	Baskılı Devre Kartı
PDN	Güç Dağıtım Ağı
PI	Oransal-İntegral
PID	Oransal-İntegral-Türev
POT	Potansiyometre
PWM	Darbe Genişliği Modülasyonu
PFM	Darbe Frekans Modülasyonu
SMD	Yüzeye Montaj Cihazları
SBC	Senkron Buck Dönüştürücü
SMPS	Anahtarlama Güç Kaynağı

SPI

Seri Çevresel Arayüz

VMC

Voltaj Modu Kontrol



1.GİRİŞ

AC devresinde transformatör, AC gerilimlerini yükseltmek ve düşürmek için kullanılırken, DC devresinde DC-DC regülatör veya dönüştürücü kullanılır. Voltaj regülatör modülleri, geniş bir güç seviyeleri aralığında voltajı regüle edebilmelidir. Bir voltaj regülatör modülü, girişe yanıt olarak çıkışta düzenlenmiş bir voltaj oluşturur (Varghese, 2016). Elektronikte ve gömülü sistemlerde çeşitli alt devreleri beslemek için DC-DC dönüştürücülerin kullanılması, yalnızca tek bir DC voltaj kaynağı aracılığıyla çok sayıda voltaj aralığı üretmenin bir kaynağı olarak görülebilir. Bir DC kaynağından (örneğin bir pil) türetilen birçok voltaj seviyesi oluşturma yöntemi, elektronik ve gömülü sistemlerin boyutunu büyük ölçüde azaltma potansiyeline sahiptir. Öte yandan, doğrudan bir akü veya redresör tarafından sağlanan DC gerilimleri, yalnızca aşırı gerilim dalgalanmaları içermekle kalmaz, aynı zamanda yeterince sabit değildir ve bu da onları çoğu cihaz için uygunsuz hale getirir. DC-DC dönüştürücüler, yük akımı veya giriş voltajı değişikliklerinden bağımsız olarak dalgalanmaları ortadan kaldırmak için kullanılır (Devadasan, 2018). Günümüzde güç sistemlerine olan talebin giderek artması nedeniyle güç tüketimi öncelik listesinin üst sıralarına çıkarmıştır. Araştırmacılar, bu talepleri karşılayacak verimli dönüşüm sistemleri oluşturmak için çok fazla zaman ve çaba harcamaktadırlar. Ancak verimlilik her zaman maksimuma ulaşmaz, yükün büyüklüğüne göre değişir. Sonuç olarak, taşınabilir cihazlar için hafif yük verimliliğinin artırılması kritik öneme sahiptir. Günümüzde dizüstü bilgisayarlar, cep telefonları, GPS vb. taşınabilir elektronik cihazlara daha fazla ihtiyaç duyulmaktadır. Bu cihazların yükleme koşulları sabit olmayabilir. Çalışma moduna bağlı olarak yüksek ve düşük güç seviyeleri arasında dalgalanabilir.

1.1 Literatür Taraması

Literatürde DC-DC dönüştürücüyle ilgili geçmişten günümüze birçok araştırma mevcuttur. Bu tez çalışmasının ilk adımında, Buck dönüştürücü (Alçaltan dönüştürücü) ve Boost dönüştürücü temelli DC Regülatör modülü için mevcut yöntemler ile ilgili kapsamlı bir literatür taraması yapılmıştır. İkinci aşamada dijital kontrol edilebilen Yüksek Verimli DC Regülatör modülü ile ilgili literatür incelenmiştir.

(Varghese, 2016) Buck dönüştürücüye dayalı olarak dalgalanmanın azaltılmasına ve verimlilik artışına yönelik birçok yaklaşımı karşılaştırmıştır. Yapılan çalışmada, tasarım yaklaşımının yanı sıra, dalgalanma azaltımından ödün verirken kabul edilebilir verim elde etme amacıyla 2 fazlı bir dönüştürücünün kısa bir incelemesi de yapılmıştır.

(Devadasan, 2018)'de, Buck dönüştürücü verimliliğini artırmanın çeşitli yolları araştırmıştır (Venmathi, 2018). Senkron alçaltan dönüştürücü performansını iyileştirmek için yeni bir çift modlu kontrol stratejisini açıklamıştır. Araştırmacılar, farklı yükleme koşulları altında, bu yeni kontrol tekniğine sahip senkron buck dönüştürücüyü hem süreksiz hem de sürekli modda tatmin edici bir şekilde çalışmıştır. Önerilen kontrol çözümü, anahtarları açmak için süreksiz modda çalışırken, yarı rezonans vadisi olarak adlandırılan yeni bir anahtarlama mekanizmasından yararlanır. Önerilen kontrol şemasındaki anahtarlama tekniği ile herhangi bir ek cihaza ihtiyaç duymadan sıfır voltaj anahtarlama da sağlanmaktadır. Geleneksel PWM (darbe genişliği modülasyonu) kontrol yaklaşımıyla harmanlandığında verimlilik artacağı öngörülmüştür. Farklı çalışma modları altında yapılan MATLAB simülasyonlar tatmin edici sonuçlar sağlamıştır. Ayrıca simülasyon sonuçlarını doğrulamak için deney bulguları da incelenmiştir.

(Wu, 2019)'nın yaptığı çalışmasında, yardımcı bir anahtara sahip olmayan bir senkron buck dönüştürücünün yumuşak anahtarlama fonksiyonunu araştırılmıştır. Sıfır voltaj anahtarlama elde etmek için senkron alçaltan dönüştürücü, bir yardımcı kapasitör ve bir yardımcı indüktör kullanılmıştır. Uygulanan bu yöntem buck dönüştürücünün açılma kayıplarını azaltmıştır. Çalışmada ayrıca senkron dönüştürücülerin operasyonel teorisi tanıtılmıştır. Her modun ana dalga biçimleri analiz edilmiştir. Çalışmada deney platformu oluşturulmuş ve senkron alçaltan dönüştürücü test edilmiştir. Önerilen senkron dönüştürücünün deneysel ve simülasyon sonuçları başarılıdır.

(Hinov, 2020) sabit akım modülü çalışan DC-DC dönüştürücüler için çeşitli kontrol tekniklerini karşılaştırılmıştır. Bu araştırma makalesinde aşağıdaki kontrol yöntemleri tartışılmaktadır: tahmine dayalı bir denetleyici modeli (MPC), bir sinir ağı denetleyicisi, PID'ye dayalı geleneksel bir denetleyici ve lineer tip bir denetleyici. MATLAB/Simulink kontrolör analizleri için kullanılmıştır. Performansı değerlendirmek için kontrolörler aynı koşullara faktörlere tabi tutulmuştur. Kontrolcülerin performanslarının karşılaştırıldığı bu

çalışmada sinir ağı modeli ve tahmine dayalı kontrol yöntemleri aşımli olarak hızlı bir şekilde referans değeri yaklarken PID ve lineer tip denetleyiciler daha uzun zamanda aşımli olarak referans değere ulaşmıştır.

Benzer şekilde (Kim, 2019), dijital olarak programlanabilen bir Gerilim seviyesi kaydırma tekniği kullanarak farklı yük akımları ve tepe indüktör akımı için çıkış dalgalanma gerilimini ayarlayan bir darbe frekans modülasyonu (PFM) buck dönüştürücüyü önermiştir. Ortak bir kaynak amplifikatörüne dayanan, voltaj seviyesi kaydırmalı dijital olarak programlanabilir devre, kontrol tepe indüktör akımını ve indüktörün akımını voltaj düşüşü yoluyla (güç anahtarının açık direncinden kaynaklanır) algılayabilir. İndüktörün tepe akım büyüklüğünü düzenlemek için gereken hassasiyeti elde etmek için, karşılaştırıcının giriş ortak mod aralığına bağlı olan, voltaj seviyesi kaydırmalı dijital olarak programlanabilir devredeki bit sayısı kullanılabilir. Önerilen devre, geleneksel darbe frekans modülasyonlu buck dönüştürücülerle harmanlandığında, gereksiz devreleri ortadan kaldırarak ve ön ve son kontrol mantık devrelerine sahip tek bir karşılaştırıcı kullanarak güç verimliliğini artırır. Yapılan çalışmada ölçülen güç verimliliği %70 ila %84 arasındadır.

Ayrıca yazar (Singha, 2018)'de teknik avantajları nedeniyle dijital akım modu kontrolün popüleritesinin arttığını belirtmektedir. Ancak yaşanan gecikmeler sonucunda tasarımcılar kontrolör tasarımında zorluklar yaşamaktadır. Yazılım tabanlı bir dijital denetleyicinin uygulanmasında, denetleyici hesaplamasının ve analogdan dijitale (A/D) dönüştürücünün tam gecikmesi, anahtarlama zaman periyoduyla aynı olabilir. Sonuç olarak, tek çevrimli bir gecikme, dijital uygulamada Karışık Sinyal Akım Modu Kontrollü buck dönüştürücünün kararlılık marjını artırır. Ayrik zaman modelini kullanarak, parametre uzayının kararlılık bölgesini belirlenmiştir ve yazılım tabanlı uygulamanın, rampa telafisi olmadan görev oranı 0,5'i aşıya bile kontrolör kazancı belirli bir aralık (periyot-1) davranışlarıyla sınırlandırılması durumunda tutarlı periyodik çıktı üretebileceğini gösterilmiştir. Buck dönüştürücü prototiplerinden elde edilen teorik sonuçlar, bir dijital denetleyicinin FPGA tarafından gerçekleştirilen uygulaması kullanılarak test edilmiştir.

(Chen, 2018)'de, ağır yük koşulları altında standart buck dönüştürücünün darbe genişlik modülasyonu (PWM) modunun kullanıldığını, hafif yükte ise yüksek verim elde etmek için PFM modunun kullanıldığını belirtilmiştir. Yüke bağlı olarak PFM ve PWM modları arasında

geçiş yapan kontrol yöntemi ile endüktör akımını (sıfır olsun veya olmasın) belirlemek için akım sensörünün kullanılması gerekmektedir. Akım sensörünün yokluğunda kağıt, iki mod arasında otomatik olarak geçiş yapan akım algılama teknolojisini kullanmaz. Bir FPGA kullanarak 0,5A çıkış akımında giriş, çıkış voltajı ve verimliliği sırasıyla 34,2V, 1,2V ve %86'ya eşit olan bir dönüştürücü oluşturulmuştur.

(Crovetti, 2020), dijital olarak kontrol edilen DC-DC dönüştürücülerdeki örneklemenin neden olduğu sınır döngüsü salınımları incelemiştir. Bu salınımlar olmadan çalışma için gereken etkili PWM çözünürlüğünü artırmak için DC doğruluğundan ödün vermeden ve düşük maliyetle yeni bir Dyadik Dijital PWM tekniği önerilmiştir. Önerilen yöntemin hiçbir olumsuz dalgalanma voltajı etkisi olmadığı ortaya konulmuştur.

(Uğur, 2018) Ortalama akım modu ve tepe akım modu kontrol tekniklerini harmanlayan bir dijital hibrit akım modu kontrol metodolojisini önermiştir. Önerilen kontrolör bir analog hızlı akım döngüsü, bir dijital yavaş akım döngüsü ve bir dış gerilim döngüsünden oluşmaktadır. Kontrol yaklaşımı için hem dijital hem de analog modeller oluşturulmuştur. Farklılaştırma amacıyla ortalama akım modu kontrolü için sürekli zamanlı bir model de sunulmaktadır. Her iki kontrol stratejisi için de telafi edici tasarım yaklaşımı önerilmiştir. Kontrol teknikleri, 6 W'lık bir senkron dönüştürücü ve ARM tabanlı karışık sinyalli bir mikro denetleyici kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kontrolör modelleri, dış döngüden ve iç döngüden gelen frekans yanıtı verileri kullanılarak doğrulanmıştır. Dijital hibrit akım modu kontrolü, aynı kazanç marjını korurken faz marjı ve DC kazancı açısından dijital ACM kontrolünden daha iyi performans göstermiştir. Ayrıca sistemlerin geçici tepkilerini incelenmiştir. Dijital hibrit akım modu kontrol tekniği, dış voltaj döngüsünü açarak %30 daha hızlı bir dinamik yanıt vermiştir. Gerilim kompanzasyonu ve indüktör akımında herhangi bir aşımın olmamasıyla, dijital hibrit akım modu kontrolü, çıkış geriliminde benzer dinamik yanıt oluşturulmuştur.

(Asghari, 2020)'de, son derece yüksek dönüşüm oranına sahip, yeni bir sıfır voltaj anahtarlama tekniğine sahip senkron buck dönüştürücü (SBC) tanıtılmıştır. Enerji aktaran kapasitörler ve bağlantılı indüktörler dahil edilerek, anahtarlar üzerindeki voltaj gerilimi azaltılırken, çalışma için çalışma görev döngüsü önemli ölçüde uzatılmıştır. Minimum voltaj değerlerine sahip anahtarların kullanılmasıyla iletim kaybı azaltılıp ve son derece düşük voltaj kazancı elde etmek mümkün olduğu sunulmuştur. Ayrıca, çeşitli teknikler kullanılarak çıkış akımı

dalgılanması azaltılmıştır. Sunulan dönüştürücüdeki tümleyici anahtarlar için yumuşak anahtarlama, yardımcı devre kullanılmadan gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak, yeni dönüştürücünün toplam verimliliği artmıştır. Deneysel sonuçlar teorik analizi desteklemektedir.

(Cavanini, 2019)'a göre, yüksek performanslı uygulamalarda Akım Modu Kontrolü (CMC), daha yüksek kapalı döngü kararlılığı ve Voltaj Modu Kontrolünden (VMC) daha hızlı zamansal tepkisi nedeniyle DC'den DC'ye güç dönüştürücülerini kontrol etmek için yaygın bir yöntemdir. Önceki on yılda temel CMC'yi geliştirmek için çeşitli algoritmalar önerilmiştir ve bunların çoğu orijinal denetleyicinin değiştirilmesini gerektiriyordu. Ancak analog veya entegre CMC kontrolörleri ticari güç dönüştürücülerinde yaygındır ve kolaylıkla değiştirilemezler. Araştırmacılar, dönüştürücü performansını artırmak için bir CMC döngüsünün ayar noktasını doğru şekilde değiştirmeyi amaçlayan bir Model-Tahmini-Kontrol (MPC) harici döngüsünü tanıtmışlardır. Önerilen yaklaşım, mevcut kontrol cihazında herhangi bir değişiklik gerektirmediği için önceden telafi edilmiş herhangi bir dönüştürücüye anında uygulanabilmektedir. Ayrıca, düz bir MPC uygulamasıyla karşılaştırıldığında MPC'nin avantajları, çok oranlı bir uygulama kullanıldığında kontrol sisteminin toplam hesaplama fiyatının önemli ölçüde etkilenmeden enerji dönüşümünde kullanılır. Tekniğin avantajları, geleneksel bir CMC kontrollü senkron DC'den DC'ye dönüştürücüden elde edilen deneysel ve simülasyon sonuçlarıyla desteklenmiştir.

(Yu, 2021), sistem kararlılığını sağlarken aynı zamanda geniş bir giriş aralığına sahip buck dönüştürücülerin dinamik performansını ve eskimeye bağlı parametre kayması da dahil olmak üzere bilinmeyen bir çevresel güç aşaması cihazının özelliklerine sahip sistem tanımlamaya dayalı yenilikçi bir otomatik ayarlama tekniğini açıklamaktadır. FPGA tabanlı yaklaşım, 5 V giriş ve 1 V/5 A çıkışlı bir çıkış prototipini test etmek için kullanılmıştır. Kutupları tamamen sıfırlarla telafi eden standart kompanzasyon yöntemiyle karşılaştırıldığında, aynı faz marjı içindeki maksimum hedefin altında kalma ve aşma gerilimleri sırasıyla 130mV-80mV ve 110mV-70mV'den düşürülür ve yanıt süresi 120us-80us ve 100us-80us'tan azalır. Ayrıca, değiştirilebilir güç aşaması parametrelerine sahip bir sistem için önerilen yaklaşım, yaşlanma nedeniyle cihaz parametre kaymasını modellerken iyi bir geçici tepki ve kararlılık sunar.

(Agarwal, 2019)'da, 10 MHz'lik sabit bir frekansta çalışan histeretik akım modu ayarlı DC'den DC'ye buck dönüştürücü sunulmaktadır. Sunulan dönüştürücüde, indüktörün akımı, algılama düğümü voltajını yalnızca bir histeretik karşılaştırmacı eşiğiyle karşılaştıran bir akım algılama filtresi kullanılarak algılanır. Referans saati, histeretik karşılaştırmacının mevcut durumunu zorla değiştirerek dönüştürücünün anahtarlama frekansını senkronize eder. Önerilen tasarımda dönüştürücüyü 10 MHz frekansında anahtarlama için $L=200\text{nH}$ ve $C=4.7\mu\text{F}$ çıkış filtre bileşenleri kullanılmıştır. Yerleşme süresi sırasıyla 12 mV ve 1,9 us'den kısadır ve simülasyon verilerine göre en yüksek aşım, yükün 1ns içinde 50 mA - 450 mA arasında değiştiği zaman meydana gelir. Çıkış voltajı 2,5 mV/A'lık bir yük ile kontrol edilmiştir.

(Alsumady, 2021) Bir DC'den DC'ye dönüştürücünün çıkış voltajını dijital olarak kontrol etmek için bir mikro denetleyicinin nasıl kullanılacağını açıklamıştır. Gerilim kontrolü ve düzenlemesi, bir LM 2596 buck dönüştürücü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. MCP41050 dijital potansiyometre ile düzenlenmiş çıkış DC voltajını kontrol etmek için SPI dijital protokolü kullanılmaktadır. Önerilen tasarım geniş bir yük aralığı için oluşturulmuş ve test edilmiştir. Bu cihaz, yüksek verimliliği, mükemmel doğrusallığı, yük regülasyonunu ve kaynak voltajı değişimini korurken, 3 A'lık bir yükü çalıştırabilen, düşürme kapasitesine sahip bir voltaj regülatörüdür. Sonuçlar, sistemin çıkış voltajını kabul edilebilir doğruluk ve performansla kontrol edebildiğini göstermektedir.

(Kirshenboim, 2017), çok yüksek kademeli dönüşüm oranı ve mükemmel verimlilik ile karakterize edilen, yüksek akım ve düşük gerilime sahip yük noktası voltaj regülatör modülleri için yeni, yalıtımsız bir dönüştürücü mimarisini açıklamıştır. Dönüştürücü, fazlar ve iki serpiştirilmiş faz arasındaki yükü dengelemek için doğal bir akım paylaşım mekanizması kullanarak çıkışa yüksek akım sağlamayı başarmıştır. Topolojinin çalışması, yük aralığının çoğunluğu boyunca 30 W, 48V-1V prototip üzerinde yüzde 91,5 ve %88'in üzerinde tepe verimliliğiyle doğrulanmıştır.

(Gunawardane, 2017), doğrusal DC'den DC'ye dönüştürücü tekniği olan Süper kapasitör destekli düşük düşme regülatörü (SCALDO) açıklamıştır. SCALDO'nun özelliklerini, genişletilmiş teorisinin temellerini ve birkaç prototip uygulaması araştırılmıştır. 12V-5V ve 5V-1,2 V lineer regülatörler sırasıyla %42 ve %24 civarında tipik verimliliğe sahipken, yazarlar SCALDO prototiplerini kullanarak %79-%81 ve %58-%73 çıkış verimi elde etmiştir.

(Moon, 2021)'nin çalışmasında, minimum EMI üretirken mükemmel çözünürlük sağlayan, IoT cihazları için dijital kontrole sahip bir DC'den DC'ye dönüştürücü geliştirilmiştir. Dijital PWM'nin EMI sorunları azaltılmıştır. Beyaz gürültü ekleme ile Rastgele frekans modülasyonu yönteminin neden olduğu harmoniklerden etkilenmeden PWM çözünürlüğü yükseltilmiştir.

(Sucu, 2021), endüktans akımındaki değişiklikler ve çıkış voltajı dalgalanması gibi tüm tasarım kriterlerini hesaba katarak DC-DC Buck dönüştürücü için dijital bir PI kontrolünü analiz etmiş ve tasarlamıştır. DC-DC Buck dönüştürücü, yük ve çıkış voltajındaki değişikliklere rağmen kararlı çıkış voltajı sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Dijital PI denetleyiciyle voltaj modundaki PWM buck dönüştürücü kullanılarak kontrol edilmiştir. Tasarım gereksinimleri, çalışma modunun seçimi, uygun malzeme seçimi ayrıntılı olarak açıklanmaktadır. Dönüştürücünün tasarımı test edilmiş ve sonuçlar, dönüştürücünün çeşitli yük profilleri altında etkili olduğunu göstermiştir.

(Singha, 2016)'nin çalışmasında, gelişmiş kararlılık sınırlarının yollarını belirlemek, kapalı form kararlılık gereksinimlerini tanımlamak ve belirtilen kriterleri karşılamak amacıyla ayrık zamanlı küçük sinyal aktarım fonksiyonlarını türeten doğrudan dijital denetleyici tasarımı için birleşik ayrık zaman için bir çerçeve sağlamıştır. Kararlılık testlerine göre, tekdüze çıkış voltajı örneklemesinin kullanılması, kontrolörün kararlılık aralığını ciddi şekilde sınırlayacağı ortaya konulmuştur.

2. KURAMSAL TEMELLER

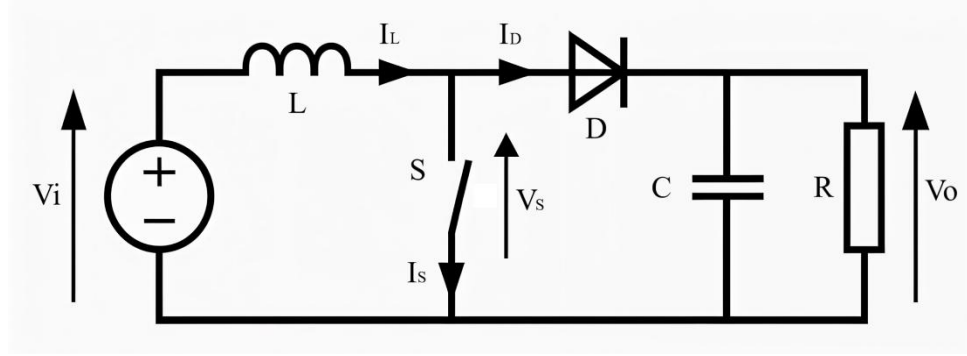
2.1 Giriş

Yük ile batarya arasındaki güç kullanımı kritik bir sorundur (Venmathi, 2018). Yüksek verimli DC-DC dönüştürücüler, düşük yük senaryosunda verimliliği ve güç yönetimini artırmak için PWM ve PFM gibi çeşitli kontrol tekniklerini kullanır. İki tip DC regülatör vardır: Boost Dönüştürücü, Buck Dönüştürücü

2.1.1 Boost dönüştürücü

Boost Dönüştürücü, aynı zamanda yükseltici dönüştürücü olarak da adlandırılır, voltajı yükselten ve kaynağından (giriş) yüke (çıkış) akımı düşüren bir DC-DC güç dönüştürücüsüdür. En az iki yarı iletken bileşenden, bir diyot ve bir transistörden ve en az bir indüktör, kapasitör veya her ikisi gibi bir enerji depolama cihazından oluşan bir tür anahtarlama güç kaynağı (SMPS) özelliğindedir. Gerilim dalgalanmasını azaltmak için, kapasitörlerden veya bazen indüktörlerle kombinasyon halinde yapılan filtreler genellikle böyle bir dönüştürücünün kaynak tarafındaki filtreye (giriş) ve yük tarafındaki filtreye (çıkış) eklenir. Boost tipi dönüştürücüler oldukça doğrusal olmayan sistemlerdir. Bu nedenle büyük yük dalgalanmalarında verimli voltaj regülasyonunu sağlamak için farklı tipte doğrusal ve doğrusal olmayan kontrol teknikleri geliştirilmiştir (Anonim, 2025).

Temel yükseltici dönüştürücünün sürüş prensibi, bir indüktörün, indüktörün manyetik alanında ayrılan enerjiyi azaltarak veya artırarak akım değişikliklerine direnme eğilimidir. Yükseltici dönüştürücünün çıkış tarafındaki voltaj her zaman giriş voltajından daha yüksektir. Şekil 2.1 bir yükseltici dönüştürücünün güç aşaması şemasını göstermektedir. Anahtar kapatıldığında (açık), saat yönünde akım indüktörden geçer, manyetik alanda enerji korunur. Bu, indüktörün sol tarafının pozitif polarize olmasını sağlar. Anahtar kapatıldığında (açık) empedans daha büyük olduğundan akım azalır. Akımın yüke doğru akmasını sağlamak için önceden üretilen manyetik alanın enerjisi azaltılacak ve polarite ters çevrilecektir. Sonuç olarak, iki kaynak seri olarak bağlanacak ve bu da kapasitörü D diyotu aracılığıyla şarj edecek daha yüksek bir voltajla sonuçlanacaktır.



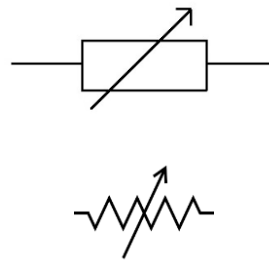
Şekil 2.1. Basit takviye dönüştürücü

Anahtar yeterince hızlı AÇIK konuma getirilirse, şarj aşamaları arasında indüktör tamamen deşarj olmayacak ve anahtar açıldığında yük her zaman yalnızca giriş kaynağınıninkinden daha yüksek bir voltajla karşılaşacaktır. Ayrıca anahtar açıkken bağlanan kondansatör bu toplam gerilime paralel olarak yüklenir. Anahtar kapatıldığında sağ taraf sol tarafa kısa devre yaparak kapasitörün gerilim beslemesine ve enerjinin yüke iletilmesine olanak sağlar. Bloklama diyotu bu süre zarfında kondansatörün anahtar aracılığıyla deşarj olmasını engeller. (Anonim, 2025).

2.1.2 Buck dönüştürücü

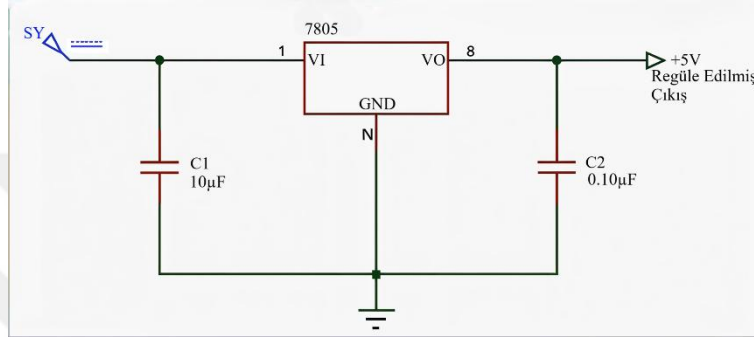
Buck dönüştürücü olarak bilinen alçaltan dönüştürücü, DC voltajları düşürmek için kullanılır. Çoğu DC devresindeki güç dağıtım ağı (PDN), Buck tipi dönüşüm gerektirir; bu, DC devrelerindeki entegre eleman (IC) ve diğer bileşenlere güç vermek için kaynak voltajlarını düşürmemiz gerektiği anlamına gelir. Buck dönüştürücü iki ana tiptedir: Doğrusal regülatörler, Anahtarlamalı regülatörler.

Doğrusal regülatörde voltaj kesme kavramı kullanılır. Gerilimi azaltmak için Şekil 2.2'de gösterildiği gibi ayarlı direnç kullanılır.



Şekil 2.2. Ayarlı direnç

Gerilim kesme konseptinde, ayarlı direnç yardımıyla gerilim istenilen seviyeye ayarlayabilir veya kesilebilir. Benzer şekilde 7805 IC gibi lineer regülatör modülünde de gösterildiği gibi Şekil 2.3. ayarlı direnç yardımıyla voltajın ayarlanması sağlanır. Yüksek voltaj daha düşük voltaj seviyesine indirildiğinde, yeterli güç ısı şeklinde tüketilir ve bunun için soğutucu kullanmak zorunda kalınır. Lineer regülatörde güç tüketildiği için verimliliği %40 civarında çok düşüktür.

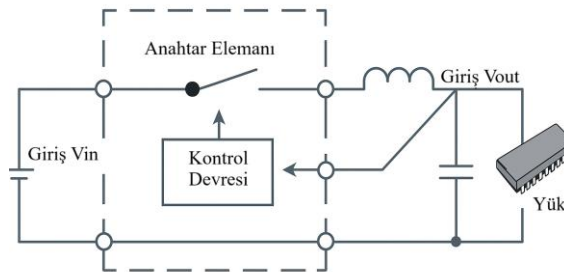


Şekil 2.3. Lineer regülatör modülü

Doğrusal regülatörlerde güç kaybı ve düşük verimlilik gibi bu sorunların üstesinden gelmek için anahtar modlu (SM) regülatörler kullanılır. Anahtarlama mod regülatörünün şekli aşağıdaki Şekil 2.4’de gösterilmiştir. Çıkış, Denklem (2.1)’de gösterildiği gibi PWM sinyalinin görev döngüsüne bağlıdır,

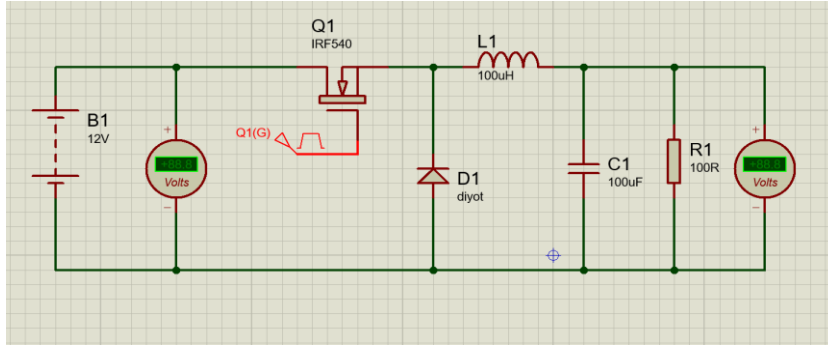
$$V_{out} = (\text{Duty cycle of PWM}) \cdot (V_{in}) \quad (2.1)$$

PWM sinyalinin görev döngüsünü ayarlanarak Anahtar modlu DC-DC dönüştürücünün (SM DC- DC Buck Dönüştürücü) çıkış voltajını değiştirilebilir.



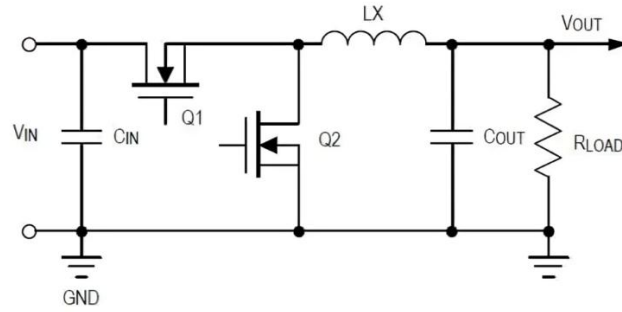
Şekil 2.4. SM DC- DC Buck dönüştürücü temel şeması

Anahtar modlu DC-DC dönüştürücüde, anahtar elemanı bir MOSFET ve kontrol devresi bir PWM jeneratördür. Bu dönüştürücü devresi Şekil 2.5’de görülmektedir.

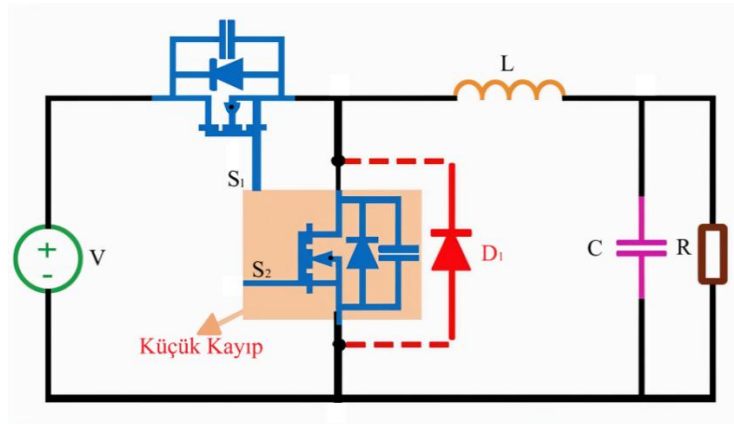


Şekil 2.5. SM Buck dönüştürücü devresi

Bu devrede Diyot D1'in bir voltaj düşüşü vardır, dolayısıyla verimliliği etkiler, bu nedenle, D1 doğrultucunun Şekil 2.6(a)'da gösterildiği gibi başka bir MOSFET ile değiştirildiği senkron buck dönüştürücü (SBC) kullanılmaktadır. Düşük güç tüketimi ve yüksek verimlilik özellikleri nedeniyle MOSFET bu devrelerde kullanılır. İki anahtarlama çevre birimi arasında bir ölü periyot bulunduğundan, Şekil 2.6 (b)'de gösterildiği gibi Schottky diyot, ölü zaman sırasındaki kayıpları en aza indirmek için MOSFET'e (S2) paralel bağlanabilir (Wu, 2019).



(a)



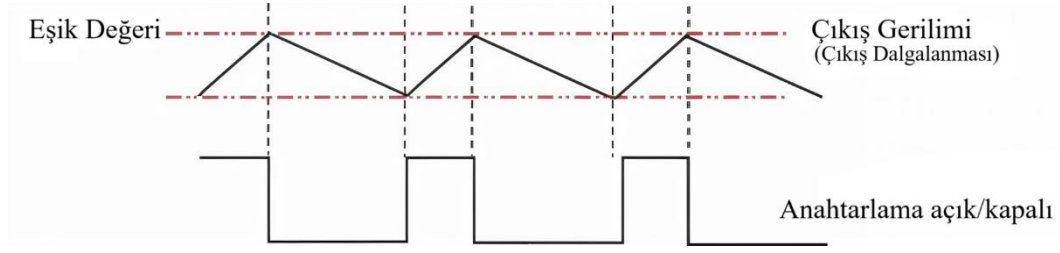
(b)

Şekil 2.6. Senkron buck dönüştürücü

Şekil 2.8. Geçerli mod kontrolü

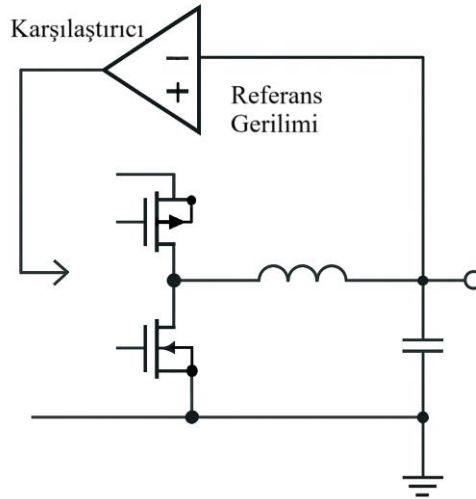
2.2.3 Histerezis modu kontrolü

Histeresis tipi kontrol yaklaşımı, FPGA ve CPU gibi potansiyel olarak daha hızlı geçici yük tepkisi olan güç taleplerini karşılamak için oluşturulmuştur. Bu mekanizma, Şekil 2.9'da görüldüğü gibi, çıkıştaki dalgalanmaları algılayarak kontrolleri yürüttüğü için "dalgalanma kontrolü" olarak da bilinir. Şekil 2.10'da gösterildiği gibi, strateji bir hata amplisi kullanmak yerine doğrudan çıkış voltajını inceler. Karşılaştırmacı, çıkış voltajının önceden tanımlanmış bir kesme seviyesinin aşıldığını veya yüksek veya düşük sınırlarının aşıldığını algıladığında, anahtarı hemen açar/kapatır. İki tip kontrol stratejisi vardır: önceden belirlenmiş bir açık zamanla eşik/kesme sınırının altındaki voltajın tespiti ve belirtilen bir kapalı zamanla eşik seviyesinin üzerindeki voltajın tespiti.



Şekil 2.9. Histerezis kontrol modunun gösterimi

Bu teknik, olağanüstü derecede hızlı geçici yanıt sağlar ve karşılaştırıcı tarafından uygulanan doğrudan kontrol nedeniyle faz dengeleme ihtiyacını ortadan kaldırır. Tekniğin, değişken anahtarlama frekansları dahil olmak üzere çeşitli kusurları vardır; çıkış dalgalandırma tespiti, orantılı olarak büyük bir eşdeğer seri direnç ve aşırı titreşime sahip bir çıkış kapasitansının kullanılmasını gerektirir. Ancak bu alanlardaki gelişmeler artmış ve giderek artan sayıda IC bu teknolojiyi kullanmaktadır. Çıkıştaki dalgalandırma, artan histerezis kontrol IC'sinin bir örneği olarak IC'ye geri iletilir ve çıkış dalgalandırmasını azaltmak için düşük eşdeğer seri direnç değerine sahip bir seramik kapasitörün kullanılmasına olanak tanır.



Şekil 2.10. Histerezis kontrol modu

2.3 Dijital Potansiyometre

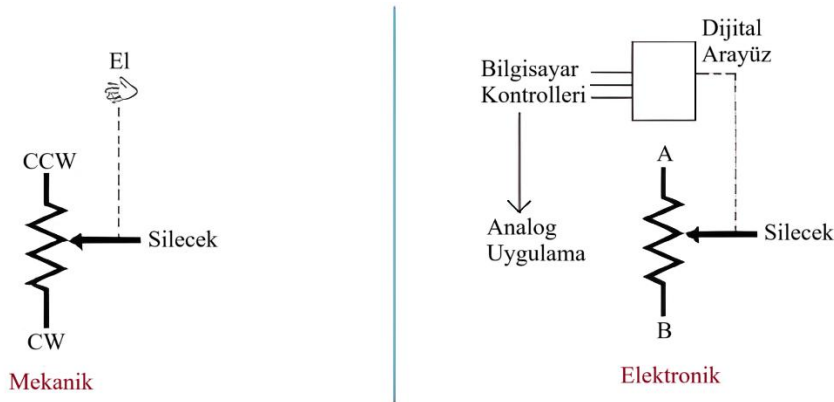
Tasarımcılar onlarca yıldır ses kontrolü ve devre voltajı kesme işlemlerinde mekanik potansiyometreler kullandılar. Ancak bunların bazı kısıtlamaları var: yanlışlıkla ayarlanan konumlarının dışına çıkarılabilirler, nem sızmaya eğilimlidirler ve silecekleri aşınabilir.

Dahası, dünya daha dijital hale geldikçe tasarımcılar daha doğru kontrol ve yüksek güvenilirliğin yanı sıra aygıt yazılımı aracılığıyla ayarları uzaktan değiştirme olanağı taleplerini karşılamak için farklı çözümler aramışlardır.

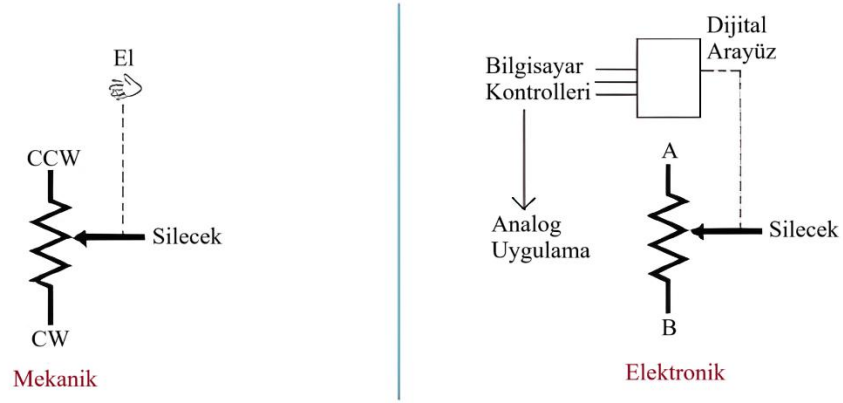
Mekanik sistemlerin sağlayamadığı yetenek ve işlemleri sağlarlar ve onlara göre daha sağlam ve güvenilirlerdir. Akım kaynaklarının düzenlenmesi, LED parlaklığı ve termal stabilizasyon, kapalı döngü kazancı, ses seviyesinin ayarlanması, programlanmış analog filtrelerin ayarlanması, kalibrasyon ve sensörler için Wheatstone köprü uygulamaları dijital potansiyometre uygulamalardan bazılarıdır.

Elektromekanik potansiyometrenin işlevselliği tüm elektronik dijital potansiyometreler tarafından taklit edilir, ancak entegre devresi vardır ve mekanik parçası yoktur. Çeşitli formatlardaki dijital kodları kabul eder ve bunlara bir direnç değeri atar. Sonuç olarak, dirençli dijital-analog dönüştürücü olarak da bilinir.

Direnç değeri standart bir potansiyometrede elle (veya bazı durumlarda küçük bir motorla) ayarlanır ve bunun sonucunda voltaj bölücü oranı ayarlanır. Dijital POT ile Bilgisayar kontrolleri dijital arayüz aracılığıyla dijital POT IC'ye bağlanır ve istenen bir değer verir.



Şekil 2.11'de gösterildiği gibi dijital POT IC, manuel potansiyometreli direnç ayarının yerini alır.



Şekil 2.11. Mekanik ve Dijital Potansiyometre

Dijital POT, herhangi bir özel üretime veya işlemeye ihtiyaç duymaz ve standart CMOS IC teknolojisini kullanır; PCB üretimi açısından, bir yüzeye montaj teknolojisi (SMT) dijital POT IC, düğme aracılığıyla ayarlanan potansiyometreyle karşılaştırıldığında çok daha küçüktür ve diğer SMT IC ile aynı şekilde işlenir.

Dijital POT'un temel yapısı, bu dirençler ile ayar arasında dijital olarak kontrol edilen elektrik anahtarlarına sahip bir dizi dirençten oluşur. Uygun anahtar tetiklenirken diğerleri dijital bir komut kullanılarak devre dışı bırakılır ve istenen ayar konumu elde edilir. Bu mimarinin pratikte çok sayıda anahtar ve rezistör gerekliliğinin yanı sıra büyük kalıp boyutu da dahil olmak üzere bir takım dezavantajları vardır. Bu sorunları çözmek için satıcılar, aynı etkiyi elde ederken miktarlarını azaltan yaratıcı ikame, anahtar ve direnç kombinasyonları geliştirdiler. Bu topolojilerin her biri, dijital POT'un aralıklarında ve ikinci kademe özelliklerinde küçük değişikliklere neden olur (Schweber, 2021).

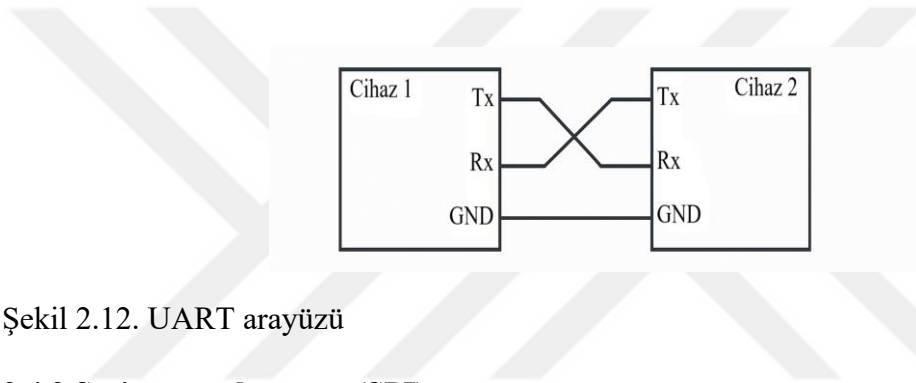
2.4 Elektronik Cihazlar İçin Arayüz Protokolü

Burada elektronik cihazlar için ana arayüz protokolünün kısa tanıtımı verilmektedir. Her protokolün artıları ve eksileri vardır. Başlıca arayüz protokolleri şunlardır: UART, SPI ve I²C

2.4.1 Evrensel asenkron alıcı verici (UART)

UART, "Evrensel Asenkron Alıcı Verici (Universal Asynchronous Receiver Transmitter)"nin kısaltmasıdır. UART daha düşük veri hızlarını destekleyebilir. Alıcı, alımı başlatmadan, yani iletişim kurulmadan önce vericinin baud hızını bilmelidir. Veri biçimlendirmesi için UART,

temel formatında başlangıç bitlerini (veri sözcüklerinden önce), durdurma bitlerini (veri sözcüklerinden sonra bir veya iki) ve eşlik bitlerini (çift veya tek) kullanır. Eşlik biti tek bitlik hataları tespit etmek için kullanılır. UART paketi = 1 düşük seviyeli başlangıç biti, 8 veri biti (eşlik dahil), 1 veya 2 durdurma biti (yüksek seviye). Veri bayt bayt olarak gönderilir. UART kendi saatini üretir ve onu veri akışıyla senkronize etmek için başlangıç biti geçişini kullanır. Aynı zamanda RS232 olarak da adlandırılır. 5V UART, uzun mesafe iletişimde kullanılmak üzere daha yüksek gerilimlere dönüştürülür, özellikle +12V lojik 0 için, -12V ise lojik 1 için kullanılır. İki cihazı birbirine bağlamak için kullanılan UART arayüzü Şekil 2.12'de gösterilmektedir.



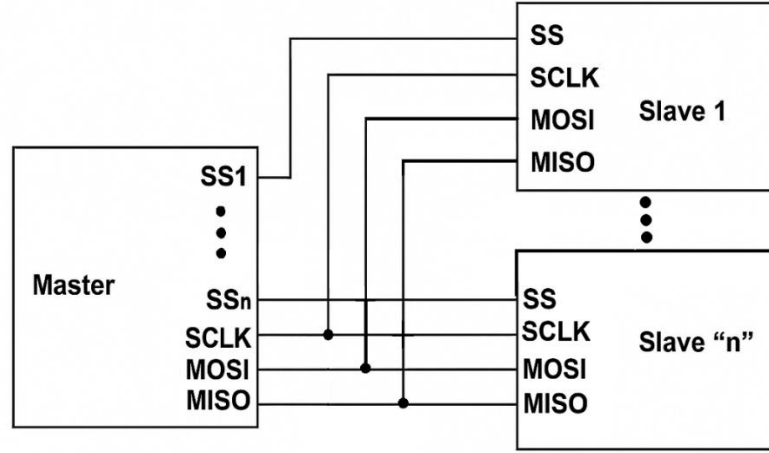
Şekil 2.12. UART arayüzü

2.4.2 Seri çevresel arayüz (SPI)

SPI, Seri Çevresel Arayüz (Serial Peripheral Interface) ifadesinin kısaltmasıdır. Slave cihaz ana cihazla iletişim kurar. Veri akışını senkronize etmek için ana cihaz bir saat üretir. Birden fazla bağımlı cihaz, iletişim amacıyla tek bir ana cihaza da bağlanabilir. SPI arayüzü tam veya yarı çift yönlü modda çalışabilir. Ana ve yardımcı cihazlar arasındaki SPI arayüzü Şekil 2.13'te gösterilmektedir. Aşağıda daha ayrıntılı olarak açıklanan dört ana satıra bölünmüştür.

- a) **MOSI**: “Master çıkış Slave giriş” anlamına gelir; bu hat, verileri ana cihazdan bağımlı cihaza taşımak için kullanılır.
- b) **MISO**: “Master giriş Slave çıkış” anlamına gelir; bu pin, verileri bağımlı cihazdan ana cihaza taşımak için kullanılır.
- c) **SCLK**: “Seri saat”in kısaltmasıdır. Master'ın saat çıkışıdır ve senkronizasyon için kullanılır.

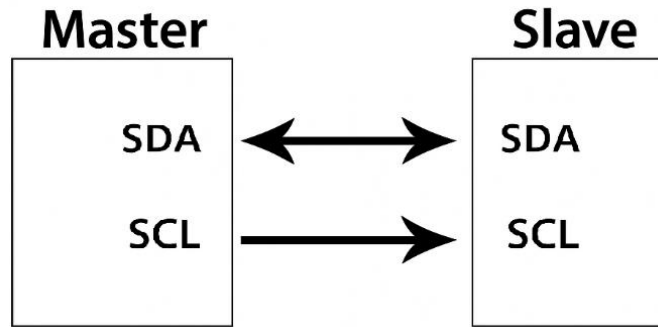
d) **SS:** "Slave seçimi"nin kısaltmasıdır. Ana cihaz tarafından bir grup Slave'den bir Slave'i seçmek için kullanılır. Belirli bir yardımcı cihazı seçmek için aktif bir düşük sinyal ekler.



Şekil 2.13. SPI arayüzü

2.4.3 Entegreler arası devre (I²C)

I²C "tümleşik devreler arası" anlamına gelir. Basitlik açısından I²C olarak da kullanılır. I²C, entegre devrelerde kullanılan iki telli bir seri veri iletişim veriyoludur. Hızı düşüktür. Aynı PCB üzerine kurulu IC'ler arasındaki sinyalleri yönlendirmek için kullanılır. Çok sayıda ana ve bağımlı cihazı bağlamak için yalnızca iki hat kullanır: SDA (seri veri) ve SCL (seri saat). I²C, sürüme bağlı olarak 100 Kbps - 400 Kbps, 1 Mbps - 3,4 Mbps arasında değişen çeşitli veri hızları sunar. SPI'ya benzer ancak UART'tan farklı bir senkron iletişim türüdür. Sonuç olarak, Master'lar ve Slave'ler bir saat sinyalini paylaşırlar. Aktarılan her 8 bitlik veri için, ACK bitinin yanı sıra başlatma ve durdurma bitlerini de kullanır Şekil 2.14 ana ve yardımcı cihazlar arasındaki I²C arayüzünü gösterilmektedir.



Şekil 2.14. I²C arayüzleme

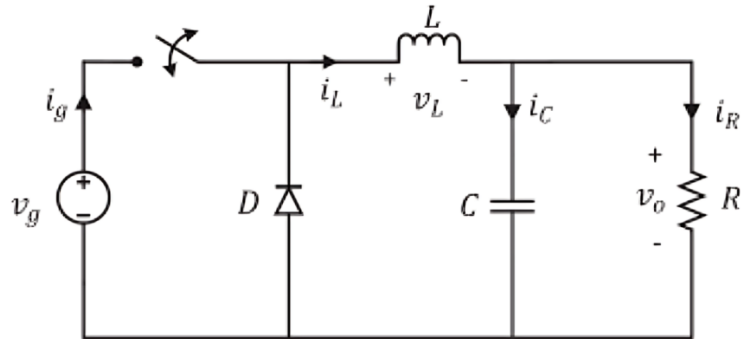
3. MATERYAL VE METOD

3.1 Buck Dönüştürücü Matematiksel Modeli

Buck tipi DC-DC dönüştürücüler genellikle izolasyonsuzdur ve indüktör tabanlı bir topolojiye sahiptir (Bodur, 2014; Erdoğan, 2010). Temelde bu dönüştürücüler bir aktif ve bir pasif devre elemanının birleştirilmesiyle çalışır (Shaker, 2019). İndüktörün akım iletme kapasitesi çalışmasının temelini oluşturur (Bodur, 2014; Choi 2013). Şekil 3.1'deki devre tasarımı incelemesine göre Buck tipi DC-DC dönüştürücüler yüksek frekanslarda çalışır ve iki çalışma moduna sahiptir (Shaker, 2019; Mohan,1995).

Buck dönüştürücüler, giriş voltajındaki veya yükteki değişikliklere bakılmaksızın sabit çıkış değerlerine sahip olmalıdır (Güldemir, 2011; Rashid, 2017; Mohan, 1995). MOSFET ve diyot periyodik olarak akım aktardığından, bu güç kaynakları genellikle Sürekli İletim Modunda (CCM) çalışır. Bu anahtarlama işleminden dolayı güç kayıpları meydana gelir, ancak sistem CCM'de çalıştığında güç aktarım verimliliği maksimuma çıktığı için bu kayıplar azalır. Uygulanan giriş DC voltajından daha düşük bir DC voltajı üreten elektronik devreler, Buck tipi DC-DC dönüştürücüler olarak bilinmektedir (Shaker, 2019; Güldemir, 2011; Rashid, 2017).

Şekil 3.1 bir Buck dönüştürücünün genel devre şemasını göstermektedir. Bir yarı iletken anahtar (Güç MOSFET/IGBT), bir indüktör, bir kapasitör ve anahtarlama frekansıyla senkronize edilmiş bir diyot, şemada gösterildiği gibi dönüştürücünün dört ana parçasını oluşturur (Bodur, 2014).



Şekil 3.1. Buck dönüştürücünün genel devre şeması

Sabit bir PWM sinyali tarafından yönetilen bir yarı iletken anahtar olan ilk kısım, giriş voltajına bağlanır. Kararlılıkları nedeniyle, yüksek frekanslı anahtarlama için Power MOSFET'ler veya IGBT'ler önerilir. İkinci kısım (D), yüksek frekanslarda anahtar görevi gören ve seçilen Güç MOSFET veya IGBT ile çalışması gereken yüksek hızlı bir diyottur. Gerilim ve akım dalgalanmalarını kontrol eden alçak geçiren bir LC filtresi üçüncü (L) ve dördüncü (C) bileşenlerden oluşur (Bodur, 2014; Hart, 2010; Mohan, 1995). Zamana dayalı bir Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) devresi, Güç MOSFET'inin veya IGBT'nin düşürücü dönüştürücüdeki anahtarlama fonksiyonunu düzenler.

3.1.1 Buck anahtarlama modu

Buck dönüştürücü, PWM tarafından kontrol edilen iki anahtarlama durumunda çalışır:

- AÇIK Durum: Güç MOSFET'i veya IGBT iletilirken ve diyot kapalıyken indüktör enerjiyi depolar.
- KAPALI Durumu: Güç MOSFET'i veya IGBT kapalıyken ve diyot iletimdeyken indüktör depolanan enerjiyi yüke iletir.

3.1.2 Buck kararlı durum modu

İndüktör akımları kararlı durum çalışmasında periyodik olduğundan, aşağıdaki denklemler türetilir:

- Zaman Aralığı İlişkisi

$$i_L(t) = i_L(t + T) \quad (3.1)$$

$$T = T_{ON} + T_{OFF} \quad (3.2)$$

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (3.3)$$

Burada, D görev döngüsüdür.

- Durum-Uzay Temsili:

MOSFET AÇIK olduğunda

$$\begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3.4)$$

MOSFET KAPALI olduğunda

$$\begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

- Gerilim-Akım Diferansiyel Denklemleri

- İndüktör voltaj denklemi

$$L \frac{di_L}{dt} = V_s - V_0 \quad (3.6)$$

- Kondansatör voltaj denklemi

$$C \frac{dv_0}{dt} = i_L - \frac{v_0}{R} \quad (3.7)$$

- Laplace Dönüşümü Çözümü

Akım ve gerilim çıkışının çözümü

$$\begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{V_s}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (3.8)$$

- İndüktör akım transfer fonksiyonu

$$\mathbf{i}_L = \frac{V_s}{L} \frac{s + \frac{1}{RC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (3.9)$$

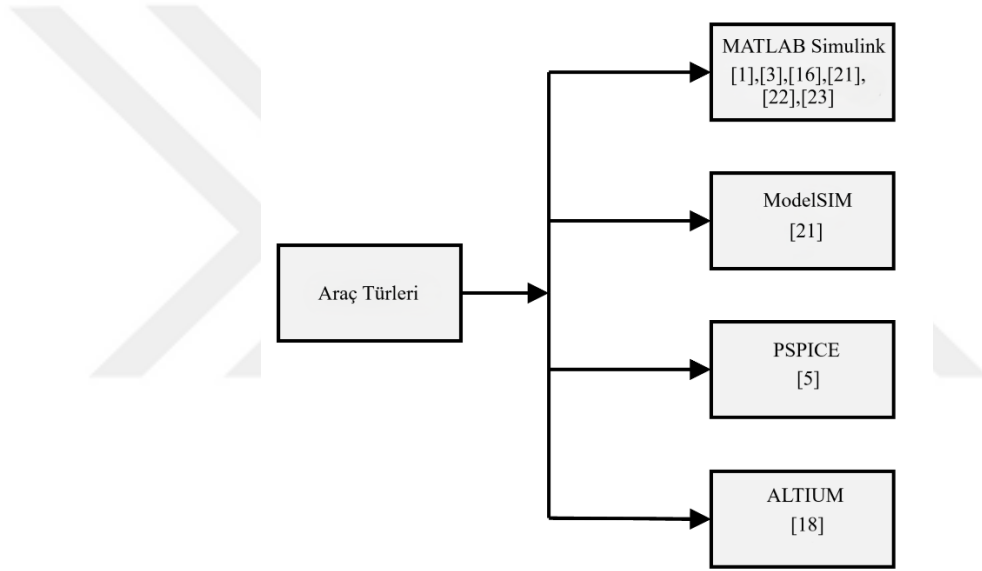
- Çıkış voltajı aktarım fonksiyonu

$$V_0' = \frac{V_s}{LC} \frac{1}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (3.10)$$

Denklem (3.9) ve Denklem (3.10), kararlı durum koşulları altında bir Buck Dönüştürücünün dinamik davranışını tanımlar.

3.2 Kullanılan Yazılımlar

Farklı DC regülatörlerin tasarlanması ve simülasyonu için farklı yazılımlar kullanılır. Şekil 3.2'de kullanılan yazılımlar gösterilmektedir.



Şekil 3.2. Yazılım türleri

3.3 Tasarım Kriterleri

Yapılan çalışmalarda DC-DC dönüştürücü tasarımında dikkate alınan temel kriterler şunlardır:

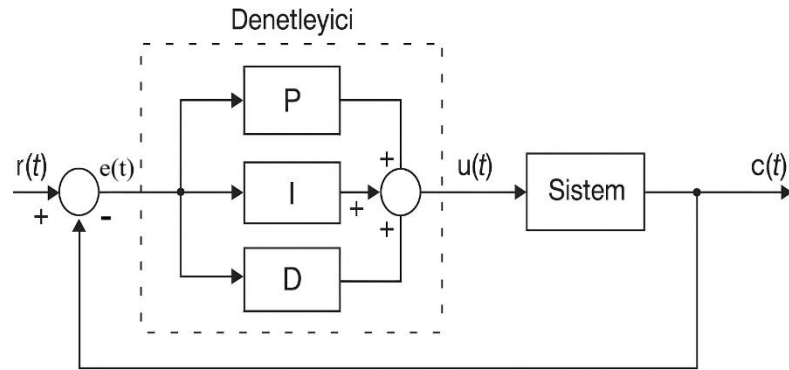
- a) Yüksek Verimliliğin Elde Edilmesi
- b) Kompakt Tasarım
- c) Çıkış Dalgalandırmasının Minimizasyonu
- d) Çıkışı Dijital Olarak Kontrol Etme

e) Geniş Dinamik Giriş ve Çıkış Aralığı

Bu tez çalışmasında literatürdeki sorunları belirledikten sonra, çıkış voltajlarını dijital olarak kontrol eden yüksek verimli DC-DC regülatörü tasarlanmıştır. Tasarlanan regülatör 69mm x 40mm'lik çok kompakt bir PCB boyutuna sahiptir. Bu küçük boyutlu tasarıma ulaşmak için, yüksek verimli ve ultra küçük mevcut bileşenleri tercih edilmiştir. Dalgalanma voltajları çok küçüktür. Bu prototipin geniş bir giriş/çıkış voltajı aralığı vardır.

3.4 PID Kontrolörlü DC-DC Dönüştürücü

PID (Oransal-İntegral-Türevsel) kontrolörler, sıcaklık regülasyonu, hız kontrolü ve ışık yönetimi gibi güvenilir sistem performansının çok önemli olduğu uygulamalar için endüstriyel ortamlarda sıklıkla kullanılır. Bu kontrolörler, amaçlanan sonuçları garanti etmek için sistem davranışını sürekli gözlemleyerek ve değiştirerek geri bildirim döngülerinde çalışır. P, PI ve PD kontrolörlerin etkin olmadığı karmaşık, kontrolü zor sistemlerde PID kontrolü tercih edilir. Üç temel kontrol efektinin (P, I ve D) birleşiminden oluşur. Bir PID denetleyicinin üç ana bölümü, kararlılığı artıran ve aşmayı azaltan Türev (D) terimidir; kararlı durum hatasını ortadan kaldıran ancak aşım neden olabilen İntegral (I) terimi; ve yükselme süresini kısaltan ancak kararlı durum hatasını ortadan kaldırmayan Oransal (P) terimi (Bingöl, 2006). Şekil 3.3 PID kontrol sisteminin blok şemasını göstermektedir. PID denetleyicisi $e(t)$ hata sinyalini alır ve PID'nin kapalı çevrim işleminde sinyalin integralini ve türevini hesaplar (Yüksei, 2001).



Şekil 3.3. PID kontrol sisteminin blok şeması

(Dogan,2009)

PID kontrolünün zaman alanı gösterimi Denklem (3.11)'de şu şekilde verilmektedir:

$$u(t) = K_p \int_0^t e(t)dt + K_d \quad (3.11)$$

Neresi:

- $u(t)$ kontrol sinyalidir
- $e(t)$, referans girişı ile sistem çıkışı arasındaki fark olan hata sinyalidir
- K_p orantılı kazançtır
- K_i integral kazançtır
- K_d türev kazancıdır

PID kontrol sisteminin Laplace uzayındaki transfer fonksiyonu Denklem (3.12)'de verilmiştir.

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (3.12)$$

Bu kontrolörün tesis transfer fonksiyonuna sahip bir sisteme uygulanması Denklem (3.13)'teki kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$T(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1+G_c(s)G_p(s)} \quad (3.13)$$

Burada: $G_c(s)$ PID denetleyici aktarım işlevidir, $G_p(s)$ sistemin transfer fonksiyonudur

3.4.1 K_p , K_i ve K_d kazanç değerlerinin sisteme etkileri

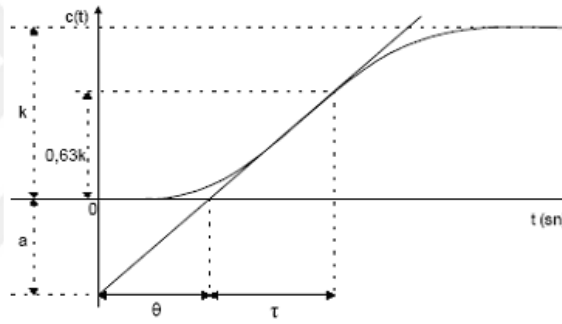
Oransal kontrolörler (K_p) yükselme zamanını düşürmeye yardımcı olsalar da, kararlı durum hatasını hiçbir zaman tamamen ortadan kaldıramazlar. Sürekli durum hatasını etkili bir şekilde ortadan kaldırmasına rağmen, integral denetleyici (K_i) geçici yanıtı daha kötü hale getirebilir. Türev kontrolörü (K_d) geçici tepkiyi artırır, aşmayı azaltır ve sistemi kararlı hale getirir.

3.4.2 PID kontrol parametrelerinin hesaplanması

Endüstriyel kontrol sistemlerinde optimum performansa ulaşmak için PID parametrelerinin doğru ayarlanması gerekir. Bu, parametre hesaplamasında yaygın olarak Ziegler-Nichols yöntemlerinden yararlanılarak manuel olarak veya bilgisayar yaklaşımlarıyla yapılabilir. Adım yanıt yaklaşımı kullanılarak açık döngülü bir sisteme bir adım girişı verilir ve sistemin tepkisi incelenir. Yanıt eğrisinden maksimum eğim (a) ve gecikme süresi (θ) dahil olmak

üzere önemli parametreler alınır. Önceden belirlenen formüller kullanılarak orantısal kazanç (K_p), integral zaman sabiti (T_i) ve türev zaman sabiti (T_d) bunlara göre hesaplanır (Sari, 2005).

Ziegler-Nichols'un bir başka stratejisi de, sadece orantısal kontrolü korurken ilk önce integral ve türev eylemlerinin kapatılmasını gerektiren frekans cevabı tekniğidir. Kritik kazanç (K_c) ve kritik frekans (ω_c), sistem sürekli salınım elde edene kadar orantısal kazancın (K_p) kademeli olarak arttırılmasıyla hesaplanır. Daha sonra çeşitli kontrolör tipleri için kontrol parametreleri bu değerler kullanılarak hesaplanır. Ayrıca salınım periyodu integral ve türev zamanlamaları değiştirmek için kullanılır. Şekil 3.4'de Ziegler-Nichols Adım Yanıt Yönteminde Çıkış Parametreleri grafiği görülmektedir.



Şekil 3.4. Ziegler-nichols adım yanıt yönteminde çıkış parametreleri (Yüksel,2001)

Bir sistemin açık döngü adım yanıtına dayalı PID denetleyici ayarlarının belirlenmesine yönelik öne çıkan ampirik ayarlama yaklaşımı, Ziegler-Nichols adım yanıt yöntemidir. Teknik, bir sistemin bir adım girişine verdiği açık döngü yanıtından türetilen reaksiyon eğrisine dayanmaktadır.

Bu eğriden aşağıdaki önemli parametreler alınmıştır:

- Maksimum Eğim (a): Sistemin tepki eğrisinin en dik tanjantı.
- Zaman (θ): Girişin sistem çıkışının orijinal durumundan değişmesine neden olması için geçen süre.

Çıkışın nihai kararlı durum değerinin %63'üne ulaşması için gereken süre, zaman sabiti (τ) olarak bilinir.

Sistemin adım tepkisi genellikle (3.14)'teki gibi birçok gerçek dünya sistemine yaklaşan birinci dereceden artı ölü zaman (FOPDT) modeli kullanılarak modellenir.

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-s\theta} \quad (3.14)$$

Burada: K = Sistem kazancı, τ = Zaman sabiti, θ = Ölü zaman (gecikme) göstermektedir.

Belirli bir sistem için, birim adım giriş $u(t)$ 'ye verilen açık döngü yanıtı aşağıda verilmiştir.

$$y(t) = L(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), t \geq \theta \quad (3.15)$$

Burada $y(t)$ çıktıyı temsil eder. Yanıt eğrisindeki bükülme noktasının eğimi şu şekilde verilir:

$$a = \left. \frac{dy}{dt} \right|_{\max slope} = \frac{K}{\tau} \quad (3.16)$$

a , θ ve τ parametreleri kullanılarak orantısal kazanç (K_p), integral süresi (T_i) ve türev süresi (T_d), farklı kontrolör türleri için ampirik ilişkiler kullanılarak belirlenir.

Bir PID denetleyici için genel ayarlama kuralları Denklem (3.17)'de verilmiştir.

$$K_p = \alpha \cdot \frac{1}{a}, T_i = \beta \cdot \theta, T_d = \gamma \cdot \theta \quad (3.17)$$

burada α , β ve γ değişkenleri kontrolör tipine (PI, PID veya P) bağlıdır. Standart ayar tabloları, deneysel verilerden elde edilen bu sabitlere ilişkin değerleri içerir.

PID denetleyici ayarları, aşımı en aza indirmek, yerleşme süresini kısaltmak ve kararlı durum hatasından kurtulmak gibi istenen yanıtı elde etmek için bu ayarlama formülleri kullanılarak ideal olarak seçilir (Zeigler 1942, Hang 1991).

Her iki ayarlama tekniği de PID kontrolörlerinin kararlılığını ve performansını en üst düzeye çıkarmak için metodik yollar sunar. Frekans tepkisi yaklaşımı salınım davranışı sergileyen sistemler için daha iyi çalışırken, adım tepkisi yöntemi açık döngü tepkisinin gözlemlenebileceği sistemler için uygundur. Verimli ve kararlı sistem işleyişi, yükselme süresini iyileştiren, aşımı en aza indiren ve kararlı durum hatasını azaltan K_p , T_i ve T_d 'nin uygun şekilde ayarlanmasıyla sağlanır.

3.5 Bulanık Mantık Denetleyicili DC-DC Dönüştürücü

L.A. Zadeh, geleneksel modelleme tekniklerinin yeterli olmayabileceği sistemlerde belirsizlik ve belirsizlikle başa çıkmak için çok yönlü bir yol sunan bulanık mantığı geliştirdi (Baykal, 2004). Bulanık mantık, yaklaşık düşünmeyi vurgular ve katı ikili sonuçlara (doğru veya yanlış) dayanan Aristoteles mantığının aksine, doğruluk değerlerinin 0 ile 1 arasındaki bir süreklilik üzerinde var olmasına izin verir. Bu, özellikle "sıcak" veya "soğuk" gibi terimlerin keyfi ve duruma bağlı olduğu durumlarda faydalıdır. "Sıcak" kelimesi gibi bulanık ifadeler, "bulanık küme" olarak adlandırılan geniş bir sayısal derece aralığını ifade eder. Zadeh, insan düşüncesinin kesin sayılardan ziyade bulanık kümelerin dereceleri üzerine inşa edildiğini fark ettikten sonra araştırmasını bulanık mantık üzerine yoğunlaştırdı. Bulanık mantığın genel özelliklerinin aşağıdaki özetini vermiştir (Elmas, 2003).

- Bulanık mantık, kesin akıl yürütme yerine yaklaşık tahminlerden yararlanır.
- Bulanık mantıkta her eleman 0 ile 1 arasında bir derece ile temsil edilir.
- Bilgi, "büyük", "küçük" veya "çok az" gibi kelimelerin kullanıldığı bulanık mantıkla temsil edilir.
- Dilsel terimler arasında oluşturulan kurallar kullanılarak bulanık çıkarım gerçekleştirilir.
- Bulanık terminoloji herhangi bir mantıksal sistemi tanımlamak için kullanılabilir.
- Matematiksel modeli bulunması zor olan sistemler için bulanık mantık iyi bir seçimdir.

Bileşenlerin kısmen farklı üyelik derecelerine sahip bir kümeye ait olabileceği bulanık kümeler, bulanık mantığın temelini oluşturur. Bulanık kümeler, yalnızca tam dahil etmeye veya hariç tutmaya izin veren klasik kümelerin aksine, üyeliği kademeli olarak belirler. Dilsel değişkenler ("küçük", "büyük" gibi), kural tabanlı çıkarım ve belirsiz ya da kısmi verilerle çalışabilme kapasitesi, bulanık mantığın temel özellikleri arasındadır. Özellikle Kaliforniya Üniversitesi Berkeley'de yapılan ilk bulanık mantık araştırmaları teknik gelişmeyi hızlandırdı ve Amerika, Avrupa ve Japonya'da endüstriyel kullanımlar ortaya çıkmaya başladı (Lee, 1990).

Bulanık mantık 1980'lerde Japonya'da çok popüler hale geldi ve kurumsal karar alma, metro sistemleri, ev aletleri ve havacılık araştırmalarındaki gelişmeleri etkiledi. İki kümeden en yüksek üyelik değerini alan Birlik; en az üyeliği seçen kesişim; Üyelik değerlerinin olumsuzlanması ifade eden tümleyen ve tamamlayıcı işlemleri bulanık küme teorisinde önemli işlemlerdir.

Bulanık Mantık Denetleyicileri (FLC'ler), çeşitli çalışma senaryolarında DC-DC dönüştürücü performansını artırmak için başarıyla kullanılmıştır. FLC'ler güç elektroniği uygulamaları için uygundur. Çünkü geleneksel doğrusal kontrolörlerin aksine, doğrusal olmayan durumları ve belirsizlikleri yönetmek için insan benzeri akıl yürütmeyi kullanırlar. Örneğin, bir araştırma, geleneksel Oransal-İntegral (PI) kontrolörlerle karşılaştırıldığında, bir DC-DC dönüştürücüye uygulanan FLC'nin dinamik duyarlılığı ve voltaj regülasyonunu iyileştirdiğini gösterdi (Jain, 2020).

DC-DC dönüştürücüler için FLC'lerin tasarlanması, yük ve giriş voltajındaki değişikliklere tepki olarak görev döngüsünü değiştiren kural tabanlı sistemlerin geliştirilmesini gerektirir. FLC'ler kesin matematiksel modellere ihtiyaç duymadan sistem dalgalanmalarına uyum sağlayabildiğinden, bu yöntem daha esnek kontrol taktiklerine olanak tanır. Çalışmalar, FLC'lerin geçici yanıt verme ve stabilite marjları açısından geleneksel kontrol tekniklerinden daha iyi performans gösterdiğini göstermiştir (Rehman, 2017).

3.5.1 Bulanık küme teorisi ve üyelik fonksiyonu

Geleneksel küme teorisine göre bir öge bir kümenin ya üyesidir (1) ya da değildir (0). Öte yandan, bulanık küme teorisinde her elemanın $[0,1]$ arasında değişen bir üyelik derecesi $(\mu(x))$ vardır. Bu sayısal olarak Eşitlik (3.18)'deki gibi ifade edilebilir.

$$A = \{(x, \mu_A(x)) | x \in X, 0 \leq \mu_A(x) \leq 1\} \quad (3.18)$$

- X evrensel kümesinin bir elemanı x ile gösterilir.
- (x) her elemana 0 ile 1 arasında değer veren üyelik fonksiyonudur.

3.5.2 Bulanık kümelerde işlem

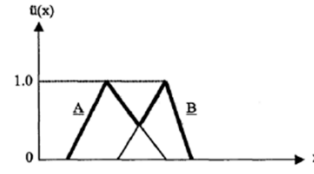
Bulanık kümeler birleşim, kesişim ve tümleyen işlemleri kullanılarak değiştirilebilir (Ergül, 2003):

- Birleşim ($A \cup B$): fonksiyon Denklem (3.19) ile belirlenir. Bkz. Şekil 3.5

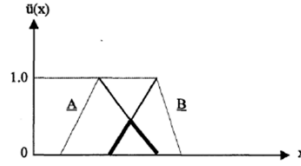
$$\mu_{A \cup B}(x) = \max [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.19)$$

- Kesişme ($A \cap B$): fonksiyon Denklem (3.20) ile belirlenir. Bkz. Şekil 3.5

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.20)$$



(a) The union of two fuzzy sets (A and B)



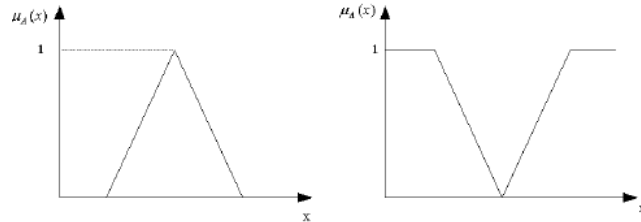
(b) The Intersection of two fuzzy sets (A and B)

Şekil 3.5. Bulanık Kümelerin Grafiksel Gösterimi

(Doğan, 2009)

- Tümleyen (A'): Bir bulanığın tümleyeni Denklem (3.21) ile ifade edilir.

$$\mu_{A'}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3.21)$$



Şekil 3.6. Tamamlayıcı bulanık kümelerin grafiksel gösterimi

(Doğan, 2009)

Bu özellikler bulanık sistemlerin kesin olmayan girdileri etkili bir şekilde ele almasına olanak tanır (Ergul, 2003, Zimmerman, 1996)

3.5.3 Bulanık mantık kontrolünün matematiksel modellenmesi

Bulanık mantık kontrolü üç ana bileşenden oluşur:

- Bulanıklaştırma: Üyelik fonksiyonlarını kullanarak sayısal girdileri bulanık değerlere dönüştürür.
- Çıkarım Mekanizması: Kontrol eylemlerini belirlemek için bir dizi bulanık kural (EĞER-SONRA kuralları) uygular.
- Durulaştırma: Bulanık çıktıları tekrar hassas kontrol değerlerine dönüştürür.

PID benzeri bir bulanık kontrolör için kontrol çıkışı $u(t)$ Denklem (3.22)'de verilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.22)$$

Burada:

- $e(t)$ hata,
- K_p, K_i, K_d bulanık mantık tabanlı ayarlama parametreleridir,
- $e(t)$ hatası ve onun türevi, $\frac{de(t)}{dt}$ karar verme amacıyla bulanık kümeler halinde eşlenir.

Düşürme, yükseltici ve düşürme-yükseltici dönüştürücüler gibi DC-DC dönüştürücüler, verimli voltaj regülasyonu gerektirir. Geleneksel PID kontrolörleri yaygın olarak kullanılmaktadır ancak doğrusal olmama ve yük değişimleri konusunda zorluk yaşayabilirler (Lee 1990, Mamdani, 1975). Bulanık mantık tabanlı bir DC-DC dönüştürücü denetleyicisi, görev döngülerini dinamik olarak ayarlayarak kararlılığı ve performansı artırır. Kontrol yasası Eşitlik (3.13)'te formüle edilebilir:

$$V_{out}(t) = f(V_{ref}, V_{actual}, V'_{actual}) \quad (3.23)$$

Burada:

- V_{out} Çıkış gerilimi
- V_{ref} Referans gerilimi
- V_{actual} Ölçülen gerilim
- V'_{actual} Gerilimin değişim hızı

Bulanık bir çıkarım sistemi (FIS), aşağıdaki gibi dilsel kuralları kullanarak görev döngüsü ayarlamasını (DDD) belirler:

- Eğer e Pozitif Büyük ve e' Pozitif Küçük ise, o zaman D'yi azaltın.
- Eğer e Negatif Küçük ve e' Sıfır ise, o zaman D'yi artırın

Özellikle karmaşık, öngörülemeyen ve doğrusal olmayan sistemlerde bulanık mantık kontrolü, geleneksel kontrol tekniklerinin yerine güvenilir bir alternatif sunar. Geleneksel tekniklerden daha iyi performans sunar ve PID kontrolörlerinde, DC-DC dönüştürücülerde ve endüstriyel otomasyonda etkin bir şekilde uygulanmıştır (Tanaka, 2001).

3.6 Nötrosofik Mantık

L.A. Zadeh bulanık mantığı kurduktan sonra araştırmacılar bulanık mantık konusuna çeşitli katkılarda bulundular. Bu gelişmeler arasında sezgisel bulanık kümeler, aralık değerli sezgisel bulanık kümeler, bulanık kümeler, aralık değerli bulanık kümeler, dört değerli bulanık mantık ve belirsiz kümeler yer almaktadır. Can ve Özgüven'e (2017) göre bu yaklaşımların her biri bulanık mantığın kullanımını yaygınlaştırmış ve problem çözme tekniklerinin ön sıralarında yer almıştır.

Karar verme süreci boyunca geleneksel kontrolör tasarımları dikkate alındığında sistem çıkışının belirli gereksinimleri karşılaması gerekir. Sistemin dinamik özelliklerini ifade eden bu kriterler, nötrosofik mantık yöntemi kullanılarak iyi, zayıf ve bilinmeyen durumlar için değerlendirilir (Can ve Özgüven, 2016). Nötrosofik küme yaklaşımı, bir elemanın belirsizlik değerini içerdiği için standart bulanık mantıktan ziyade insan muhakemesi ile daha uyumludur.

3.6.1 Nötrosofik setler

Smarandache, bulanık mantığın türevleri olan nötrosofi ve nötrosofik küme teorisini literatüre kazandırmıştır (Smarandache, 2002). Bu teoriye göre doğruluk (T), belirsizlik (I) ve yanlışlık (F) bir olayı temsil eden üç değerdir. Örneğin, $x = (0,7, 0,2, 0,4)$, E evrensel kümesinin A alt kümesindeki bir x ögesinin üyelik değerini tanımlamak için kullanılabilir. Bu örnekte, x, 0,2 derecesine kadar belirsizdir, 0,4 derecesine ait değildir ve 0,7 derece ile A kümesine aittir. Bu durumda belirsizlik değeri "muhtemelen hem içeri hem dışarı" ya da "kesinlikle içeri veya dışarı değil" gibi senaryoları temsil edebilir. Bu üyelik değerlerinin toplamının 1'e eşit olması gerekmez. T, I ve F değerleri gerçek sayılarla ifade edilebilir ve sürekli, ayık, sonlu veya sonsuz alt kümelerin kesişimleri veya birleşimleri şeklini alabilir.

Bu, üyelik değerleri için uygun katsayıların belirlenmesi amacıyla kontrolör tasarımı sırasında karmaşık matematiksel hesaplamalara olan ihtiyacı ortadan kaldırır. Geleneksel kontrolörler için, T üyeliğinin 1'e yakınlığı ve I ve F üyeliklerinin 0'a yakınlığı, adım yanıt özelliklerine (yükselme süresi, kararlı durum hatası ve aşma gibi) dayalı olarak sistem performansını değerlendirmek için kullanılır.

Sistemden alınan hata (e) ve hatadaki değişim (ce) için T, I ve F üyelik fonksiyonları kullanılarak bulanıklaştırma gerçekleştirilir. Evrensel set üzerinde bu işlevler önceden belirlenmiş alanlara konumlandırılır. Kural tablosundaki çıktı kuralları bu üyelik fonksiyonlarının konumlarına göre belirlenir. Bölgesel analiz, girdi değişkenlerinin üç üyelik fonksiyonu halinde gruplanmasıyla geliştirilmiştir. Kontrol esnekliği ve aşma oranını değiştirme yeteneği, hatanın ve hatadaki değişikliğin bağımsız olarak değerlendirilmesi ve önceki değişkenlerin T, I ve F üyelik fonksiyonlarını kullanarak sınıflandırılması yoluyla mümkün hale gelir. (Özgüven ve Can, 2016b)

X'in evrensel bir küme olduğunu varsayalım. A, X'in nötrosofik bir alt kümesiye, x, A kümesinin bir elemanıdır. Burada

- $TA(x)$: hakikat üyeliğinin derecesini belirtir,
- $IA(x)$: Belirsizlik üyeliğinin derecesini belirtir ve
- $FA(x)$: yanlışlık üyeliğinin derecesini belirtir.

Klasik mantığın teorisi Eşitlik (3.24)'teki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned} I_A(x) &= \emptyset, \inf T_A(x) = \sup T_A(x) = 0 \text{ veya } 1, \\ \inf F_A(x) &= \sup F_A(x) = 0 \text{ veya } 1 \\ \sup T_A(x) + \sup F_A(x) &= 1 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Bulanık mantığın teorisi Denklem (3.25)'deki gibi ifade edilir:

$$\begin{aligned} I_A(x) &= \emptyset, \inf T_A(x) = \sup T_A(x) \in [0, 1], \\ \inf F_A(x) &= \sup F_A(x) \in [0, 1] \\ \sup T_A(x) + \sup F_A(x) &= 1 \end{aligned} \quad (3.25)$$

Nötrosofik mantık teorisi Denklem (3.26) ile ifade edilir:

Değerler $T_A(x), I_A(x)$ ve $F_A(x)$ değerleri, aşağıdaki aralık içindeki standart veya $]0^-, 1^+[$ standart olmayan alt kümelerdir:

$$\begin{aligned} T_A(x) &: X \rightarrow]0^-, 1^+[\\ I_A(x) &: X \rightarrow]0^-, 1^+[\\ F_A(x) &: X \rightarrow]0^-, 1^+[\end{aligned} \quad (3.26)$$

Denklem (3.27)'de belirtildiği gibi ve toplamının sabit bir sınırı yoktur:

$$0^- \leq \sup T_A(x) + \sup I_A(x) + \sup F_A(x) \leq 3^+ \quad (3.27)$$

veya X içerisinde tek değerli bir nötrosofik küme varsa, A kümesi her biri için tanımlanır. $X \in X$ Denklem (3.28)'deki gibi

$$\begin{aligned} A &= \{(x, T_A(x), I_A(x), F_A(x)) : x \in X\} \\ T_A(x) &: X \rightarrow [0, 1] \\ I_A(x) &: X \rightarrow [0, 1] \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$F_A(x): X \rightarrow [0, 1]$$

$$0 \leq T_A(x) + I_A(x) + F_A(x) \leq 3$$

Denklem (3.29)'da belirtildiği gibi, tek değerli bir nütrosifik küme için X içindeki A^c kümesinin tümleyeni, olarak gösterilir ve her biri için tanımlanır. $x \in X$

$$T_{A^c}(x) = F_A(x)$$

$$I_{A^c}(x) = 1 - I_A(x) \quad (3.29)$$

$$F_{A^c}(x) = T_A(x)$$

$$A^c = \{ \langle x, F_A(x), 1 - I_A(x), T_A(x) \rangle : x \in X \}$$

Tek değerli nütrosifik kümeler A ve B için, eğer $A \subseteq B$ ve $B \subseteq A$ ise $A=B$.

Nütrosifik kümeler A , B ve C için burada $x \in X$, kesişim, birleşim ve tümleyen şu şekilde tanımlanır:

Kesişim / VE:

$$T_C(x) = \min(T_A(x), T_B(x))$$

$$I_C(x) = \min(I_A(x), I_B(x)) \quad (3.30)$$

$$F_C(x) = \max(F_A(x), F_B(x))$$

Birleşim / VEYA:

$$T_C(x) = \max(T_A(x), T_B(x))$$

$$I_C(x) = \max(I_A(x), I_B(x)) \quad (3.31)$$

$$F_C(x) = \min(F_A(x), F_B(x))$$

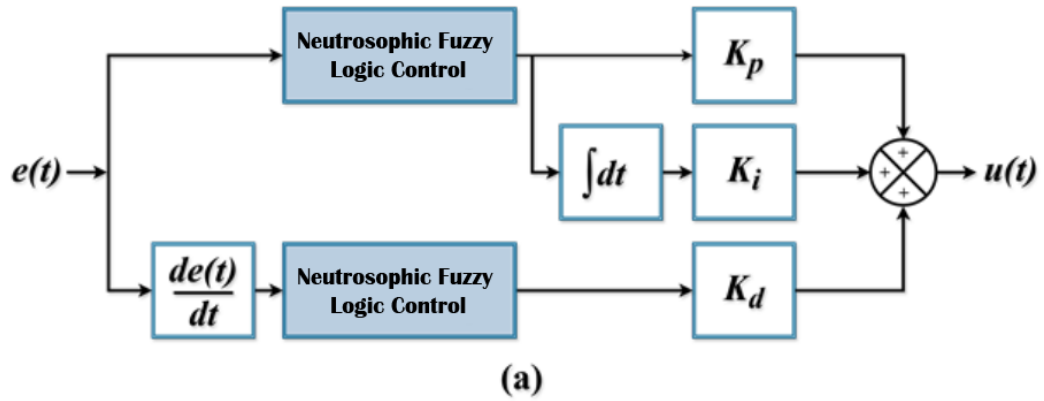
Tümleyen / DEĞİL:

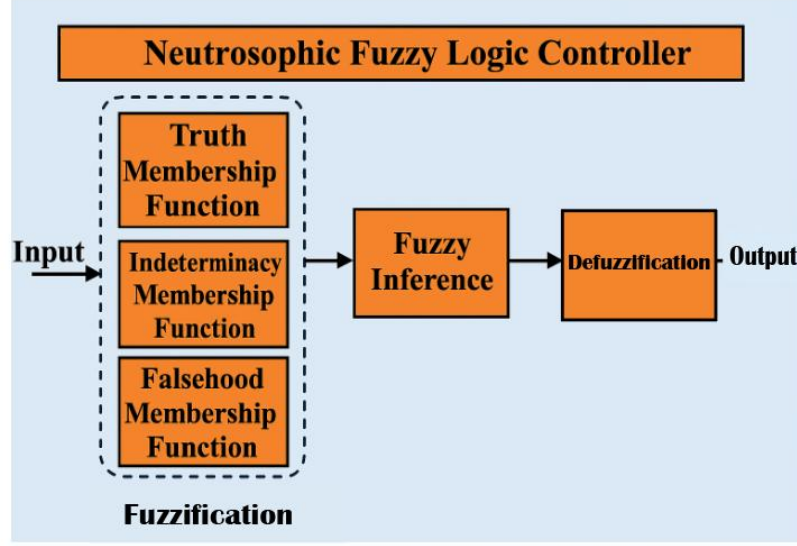
$$\begin{aligned} T_{\bar{A}}(x) &= F_A(x) \\ I_{\bar{A}}(x) &= 1 - I_A(x) \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$F_{\bar{A}}(x) = T_A(x)$$

3.6.2 Nötrosofik bulanık mantık denetleyici tasarımı

Bu bölümde nötrosofik bulanık mantık denetleyicinin (NFLC) tasarımı ele alınmaktadır. Bu yöntem, daha önce sözü edilen bulanıklaştırma adımlarını giriş değişkenleri olan hata (e) ve hatadaki değişim (ce) üzerinde uygular. Geleneksel FLC mimarisinin aksine, NFLC tasarımı, e ve ce giriş değişkenlerini bulanıklaştırmak için T (doğruluk), I (belirsizlik) ve F (yanlışlık) evrensel kümesi üzerindeki üyelik fonksiyonlarını kullanır. Ayrıca geleneksel FLC'lerden farklı olarak nötrosofik kontrolör tasarımının çıkarım aşaması, bu T , I ve F üyelik değerlerini hesaba katan kurallar oluşturularak yürütülür. Bu tez çalışmasında kullanılan NFLC blok tasarımı ve iç yapısı Şekil 3.7 (a) ve Şekil 3.7 (b)'de gösterilmektedir. Şekil 3.7 (a)'da NFLC çıktısı, e hatası için bir PI operatörü ve ce hatasındaki değişiklik için bir türev operatörü ile desteklenmektedir. Daha sonra bu operatörlerin çıkışları toplanarak sisteme uygulanan kontrol sinyali $u(t)$ elde edilir.





(b)

Şekil 3.7. Nötrosofik bulanık mantık denetleyicisinin blok şeması
(Caylak, 2024)

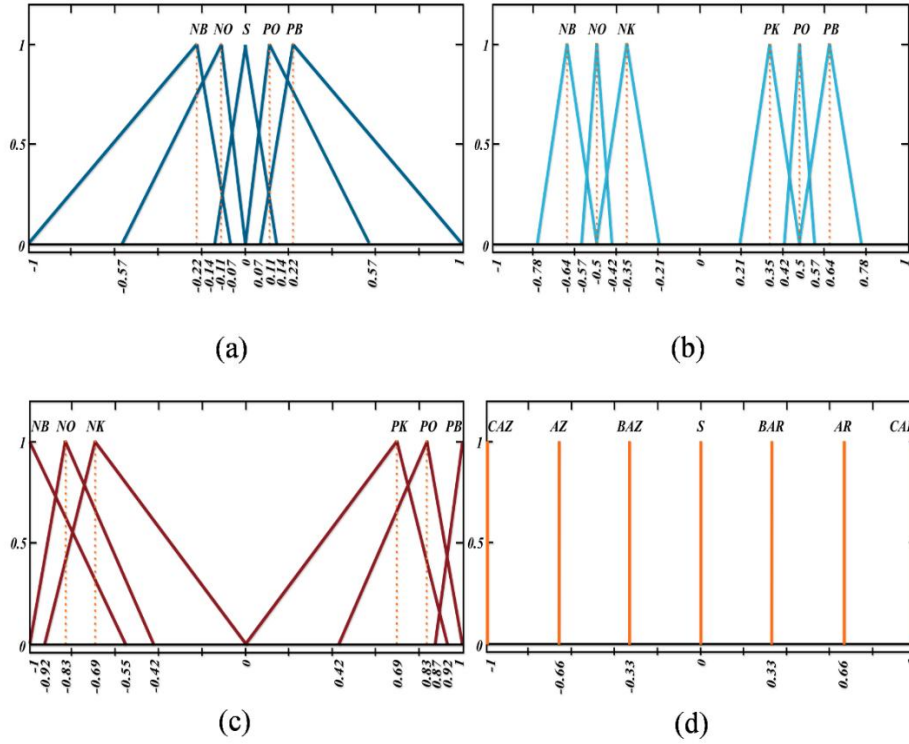
Şekil 3.7'de ((a) Çalışmada kullanılan nötrosofik bulanık mantık denetleyicinin blok diyagramı (b) Bulanık mantık denetleyicinin iç yapısı) temsil edilmektedir.

Şekil 3.8(a), Şekil 3.8 (b) ve Şekil 3.8 (c), sırasıyla T, I ve F için evrensel küme boyunca aynı ölçeklerde kümelenen hata (e) ve hatadaki değişiklik (ce) için kullanılan NFLC üyelik fonksiyonlarını gösterir. Bu T (doğruluk), I (belirsizlik) ve F (yanlışlık) üyelik fonksiyonlarını kullanarak, girdi değişkenleri evrensel küme boyunca farklı bölümlere bölündükten sonra bulanıklaştırılır. Bulanıklaştırma adımı yamuk ve üçgen üyelik fonksiyonları tercih edilmiştir. Nötrosofik üyelik fonksiyonları temel alınarak bir kural tablosu oluşturuldu.

NFLC, daha hızlı işlemeyi garanti etmek için "Sugeno" tipi bulanık çıkarım yaklaşımını tercih etti. Tablo 3.1, MATLAB'ın "Bulanık" arayüzünü kullanarak her iki bulanık birim için oluşturulan NFLC'nin özelliklerini listelemektedir.

Tablo 3.1: NFLC'nin özellikleri

FIS Türü	Kullanılan bulanık çıkarım sisteminin türü.
Kural Bağlantıları	Kuralları bağlamak için kullanılan mantıksal operatör.
VEYA Yöntemi	Kural kombinasyonu için olasılıksal VEYA yöntemi uygulandı.
Durulaştırma Yöntemi	Bulanık çıktıyı net bir değere dönüştürmek için kullanılan ağırlıklı ortalama yöntemi.



Şekil 3.8. T, I ve F üyelik fonksiyonlarının dağılımı
(Caylak, 2024)

T, I ve F üyelik fonksiyonlarının evrensel kümedeki dağılımı Şekil 3.8'de görülmektedir:

(a) Üyelik fonksiyonu T (doğruluk)

(b) Üyelik fonksiyonu I (belirsizlik)

(c) Üyelik fonksiyonu F (yanlışlık)

(d) Sistemin çıktı üyelik fonksiyonları (Can, 2017).

Hata ve hata değişimi, her iki NFLC'de (Nötrosofik Bulanık Mantık Denetleyicileri) Şekil 3.8(d)'de gösterilen aynı çıkış üyelik fonksiyonları kullanılarak değerlendirildi.

Aşağıdaki Tablo 3.2'te gösterildiği gibi, nötrosofik kontrol için e hatası ve c hatasındaki değişim için bir kural tablosu yapılmıştır. Doğruluk, belirsizlik ve yanlışlık sırasıyla T, I ve F üyelik fonksiyonlarıyla temsil edilir. Pozitif Büyük, Pozitif Orta, Pozitif Küçük, Sıfır, Negatif Küçük, Negatif Orta ve Negatif Büyük dilsel değerleri sırasıyla PB, PO, PK, S, NK, NO ve NB sözcükleriyle gösterilir. CAR, AR, BAR, S, BAZ, AZ ve CAZ kelimeleri u çıkış üyelik fonksiyonu için aşağıdaki eylemleri ifade eder: Tamamen Artır, Arttır, Biraz Arttır, Sıfır, Biraz Azalt, Azalt ve Tamamen Azalt.

Tablo 3.2, Nötrosofik Bulanık Mantık Denetleyicinin kurallarını bir liste halinde sunmaktadır çünkü geleneksel bulanık mantık kurallarından farklı olarak bunlar bir tablo formatında temsil edilemez. Nötrofik kontrolde hem hata hem de hata değişimi bu kriterlerin kapsamındadır.

Tablo 3.2: Nötrosofik FLC kuralları

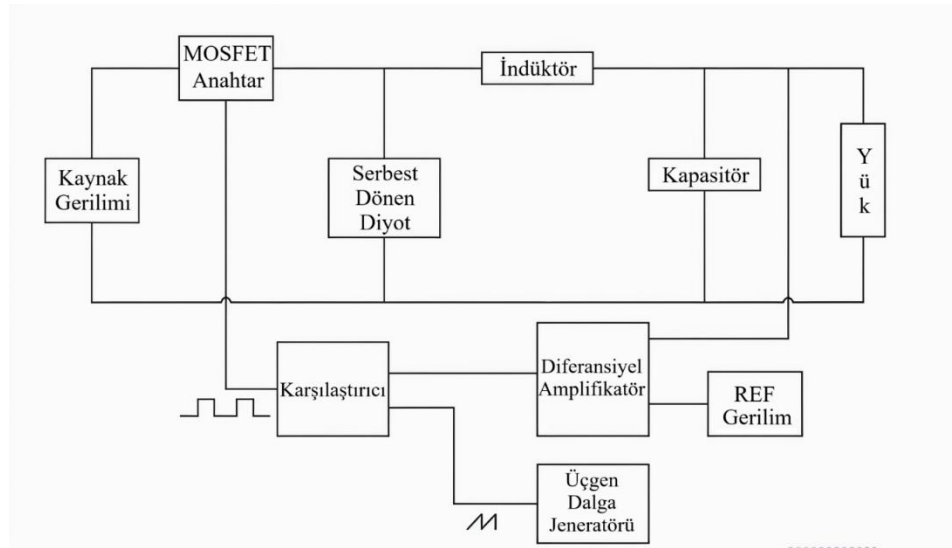
1	Eğer (T S ise) veya (F PK ise) o zaman (u S'tir) (1)
2	Eğer (T S ise) veya (F NK ise) o zaman (u S'tir) (1)
3	Eğer (T PO ise) veya (F PK ise) o zaman (u BAR'dır) (1)
4	Eğer (T NO ise) veya (F NK ise) o zaman (u BAZ'dır) (1)
5	Eğer (T PO ise) veya (I PK ise) veya (F PK ise) o zaman (u BAR'dır) (1)
6	Eğer (T NO'dur) veya (I NK'dir) veya (F NK'dir) ise (u S'dir) (1)
7	Eğer (T PB'dir) veya (I PK'dir) veya (F PK'dir) ise (u BAR'dır) (1)
8	Eğer (T NB ise) veya (I NK ise) veya (F NK ise) o zaman (u BAZ'dır) (1)

Tablo 3.3: (Devam) Nötrosofik FLC kuralları

9	Eğer (T PB'dir) veya (I PO'dur) veya (F PK'dir) ise (u AR'dir) (1)
10	Eğer (T NB ise) veya (I NO ise) veya (F NK ise) o zaman (u AZ'dir) (1)
11	Eğer (T PB'dir) veya (I PB'dir) veya (F PO'dur) ise (u AR'dir) (1)
12	Eğer (T NB ise) veya (I NB ise) veya (F NO ise) o zaman (u AZ'dir) (1)
13	13. Eğer (T PB ise) veya (F PO ise) o zaman (u CAR'dır) (1)

3.7 LTSpice'de Gerçek Bileşen Tabanlı Tasarım

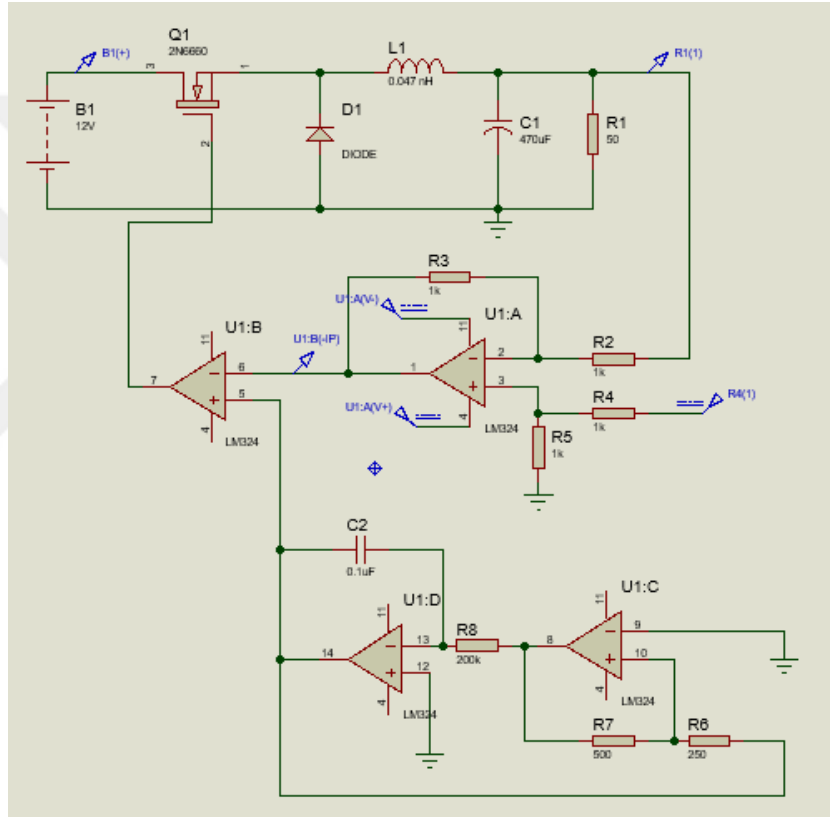
Kontrol devreli asenkron DC-DC dönüştürücünün genel blok şeması Şekil 3.9'da gösterilmektedir. Şekil 3.9. çıkış, diferansiyel amplifikatöre veya hata amplifikatörüne beslenir, burada ref voltajıyla karşılaştırılır ve hata sinyali üretilir. Bu hata sinyali daha sonra karşılaştırıcıya iletilir ve burada üçgen dalga formuyla karşılaştırılır ve PWM sinyali üretilir. Dolayısıyla PWM'nin görev döngüsü çıktıdaki değişime göre değişir. Burada kullanılan kontrol devresi bir voltaj modu kontrolüdür.



Şekil 3.9. Genel asenkron buck dönüştürücü

Asenkron DC-DC dönüştürücünün genel blok şeması çalışma devre şemasına dönüştürülerek Bu tez çalışmasında Şekil 3.9'daki genel yapı LTSpice ortamında Şekil 3 gösterildiği gibi simüle edilmiştir. Bir entegratör ve karşılaştırıcı kullanılarak üçgen dalga üretici oluşturulur. PWM sinyal frekansı üçgen dalga frekansına bağlıdır. Üçgen jeneratör frekansı, Şekil 3.10'da gösterilen devreye göre aşağıda verilen Eşitlik (3.33) kullanılarak hesaplanabilir.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_8}{4R_6C_1R_7} \quad (3.33)$$



Şekil 3.10.Genel asenkron buck dönüştürücü simülasyon devresi

3.8 Devrede Kullanılan Ana Bileşenler

Bu tez çalışmasında tasarlanan Senkron dönüştürücünün giriş aralığı 46V-55V DC'dir, çıkış Gerilimi aralığı 1,5 ila 42V DC'dir ve maksimum 15A çıkış akımıyla 520W'a kadar çalışabilir. LT 3800 ve MAX 5482 dijital potansiyometre kullanılmaktadır. LT3800 kontrol cihazı programlanabilir yumuşak yol vermeye, düşük voltaj kilitlemesine, görev döngüsünden bağımsız akım sınırlamasına sahiptir, anahtarlama frekansı 200KHz'dir ve kapı sürücüsü için

dahili bir yüksek voltaj regülatörüne sahiptir. Bu, akım modu kontrolüne (CMC) sahip bir DC-DC Buck dönüştürücüsüdür (Anonim, 2003).

3.8.1 Kullanılan diğer ana bileşenler

a. MOSFET:

Optimum verime ulaşmak için harici N-MOS yüksek taraf transistörünün düşük ON direnci $R_{ds(on)}$ ve C_{rss} ters transfer kapasitansına sahip olması gerekir. Düşük C_{rss} geçiş kayıplarını azaltır, ancak düşük $R_{ds(on)}$ iletim kayıplarını azaltır. Infineon'un BSC100N06LS3-G transistörü, düşük R_{ds} (açık) = 10 mOhm, yüksek $V_{ds}(maks)$ = 60V C_{RSS} = 24pF ve düşük Q_g = 20nC nedeniyle seçildi. Aşağıda verilen denklemlerde şunlar hesaplanır: Denklem (3.34)'te maksimum iletim kayıplar, Denklem (3.35)'te maksimum geçiş kayıplar ve Denklem (3.36)'da dış mosfet tarafından tüketilen toplam güç.

$$P_{COND} = (I_{OUT(MAX)})^2 \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot R_{DS(ON)} \quad (3.34)$$

$$P_{TRAN} = 2V_{IN}^2 \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot F_{SW} \quad (3.35)$$

$$P_{FET(TOTAL)} = P_{COND} + P_{TRAN} \quad (3.36)$$

$I_{OUT(MAX)}=15$ A , $V_{in}= 48$ V ve $V_{out} = 24$ V, $P_{COND}= 1,125$ W ve $P_{TRAN}=0,33$ W ile sonuçlanır. MOSFET'in yüksek tarafındaki toplam kayıp = $0,33$ W + $1,125$ W = $1,455$ olabilir.

Düşük $R_{ds(ON)}$ max = $7,6$ m Ω ve daha yüksek akım kapasitesi I_d max = 75 A nedeniyle, düşük taraf transistörü için BSC076N06NS3GATMA1 önerilir. İletim sırasında düşük taraf anahtarındaki kayıplar Denklem (3.37). Kullanılarak hesaplanır.

$$P_{Low Side Cond. Loss} = (I_{OUT(MAX)})^2 \cdot \frac{V_{IN}-V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot R_{DS(ON)} \quad (3.37)$$

$V_{in}(MAX) = 48$ V ve $I_{out}(MAX) = 15$ A için $V_{out}= 2$ V dikkate alındığında, $R_{ds(ON)}$ max = $7,6$ m Ω , P düşük taraf iletim kaybı = $1,63$ W ile sonuçlanırken, $V_{out} = 30$ V için düşük taraf iletim kaybı = $0,64$ W olur. Düşük taraftaki anahtar için geçiş kayıpları da düşük $C_{RSS} = 24$ pF nedeniyle küçüktür, burada $V_{out} = 30$ V için $0,36$ W'a ulaşabilirler.

b. İndüktör (Bobin)

En küçük endüktans değeri, RMS akımı ve/veya doyma akımı ve DC direnci, bir indüktör seçimi için temel özelliklerdir. Minimum endüktansı hesaplamak için Denklem (3.38) kullanılır.

$$L \geq V_{OUT} \cdot \frac{V_{IN(MAX)} - V_{OUT}}{f_{SW} \cdot V_{IN(MAX)} \cdot \Delta I_L} \quad (3.38)$$

Burada fsw, LT3800 kontrol cihazının (anahtarlama frekansı) 200kHz'dir. Vin (maksimum) = 55V için Voutput = 30V kullanılması ve Ioutput(max) = 15A'nın yüzde 20'sine eşit olması minimum L22H endüktansı ile sonuçlanır. Bu uygulama için BOURNS PART# SRP2313AA-220M'den (Anonim, 2023) 18A nominal akıma ve 11 mΩ DC direncine sahip geleneksel bir 22H indüktör kullanılmıştır.

b. Kapasitör:

Bulk kapasitans, maksimum giriş dalgalanması $\Delta V_{in} = 0,5V$ kullanılarak tahmin edilir, $V_{in(min)} = 46V$ ile sonuçlanır, $C_{in(Bulk)} = 100\mu F$ ile sonuçlanır, 100uF/63V kapasitörün ortak bir değeri mevcuttur, bu yüzden onu kullanıldı.

$$C_{in(Bulk)} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot V_{OUT}}{\Delta V_{in} \cdot f_{SW} \cdot V_{in(min)}} \quad (3.39)$$

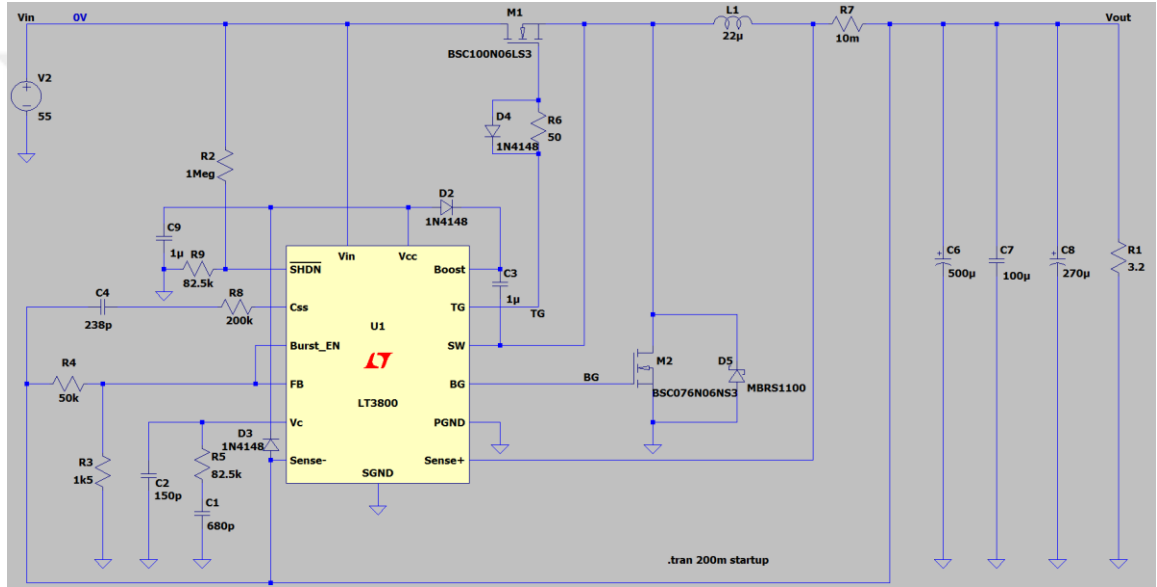
c. Dijital Potansiyometre:

Çıkış voltajını değiştirmek için 50K dijital POT olan MAX5482 kullanılır. Hassas çıkış voltajı kontrolü için 1024 ayar noktası konumu içerir. MAX5482, manuel kontrolün yanı sıra SPI'yi de destekler (Anonim, 2010). Dirençli bir bölücü, çıkış voltajını Rvout geri besleme = 10k, devrenin voltaj geri besleme girişi ile çıkış düğümü arasına bağlanan direnç ve Rdeğişken SPI = 50k (Anonim, 2010) dikkate alarak belirler. LSB (en az anlamlı bit) = 1024 kullanıldığında, en küçük çıkış voltajı 1,267V ve maksimum teorik çıkış voltajı 39,04'tür. Kontrol yazılımı ve maksimum görev döngüsü, dijital potansiyometrenin dahili doğrusal olmama (INL) durumu dikkate alarak çıkış voltajı aralığını 42V ile sınırlandırır. Rvout geri bildirimi kullanılarak hesaplanabilir

$$R_{vout(feedback)} = R_{variable(SPI)} \left(\frac{V_{OUT}}{1.231} - 1 \right) \quad (3.40)$$

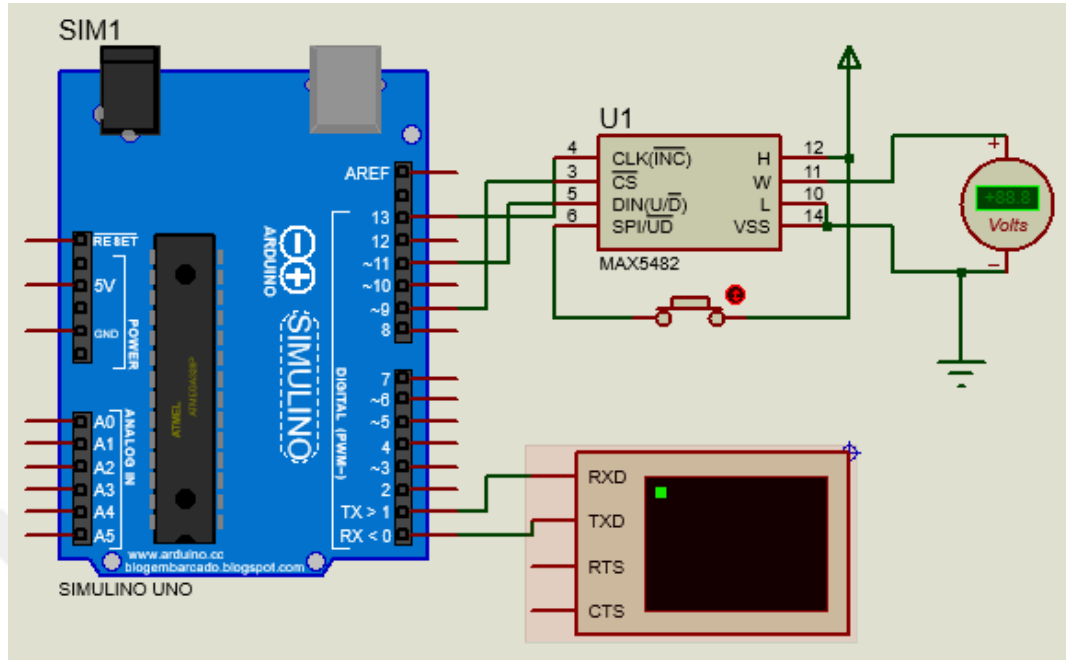
3.9 Simülasyon Devresi

Yukarıda verilen formüller kullanılarak ana bileşenlerin değeri bulunduktan ve veri sayfalarındaki ana IC'lerin uygulama devreleri bilgileri kullanılarak simülasyon devresi, Şekil 3.11'de gösterildiği gibi gerçek donanıma mümkün olan en yakın sonuca için LT Spice ortamında düzenelir.



Şekil 3.11. LT Spice simülasyon devresi

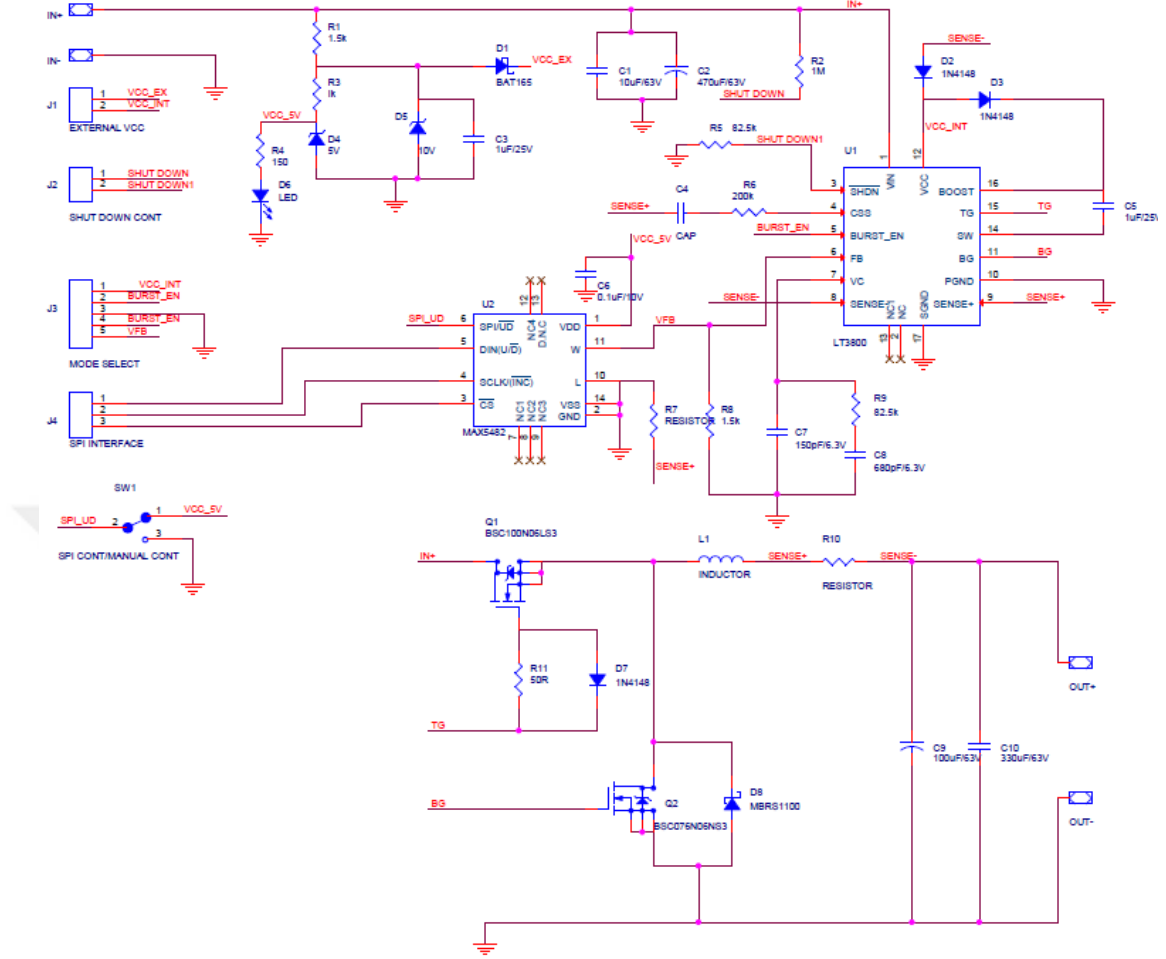
MAX 5482, Şekil 3.12'de gösterildiği gibi arduino UNO kullanılarak Proteus'ta simüle edilmiştir. COM Bağlantı Noktasını kullanarak ayar konumunu kontrol eden basit program yazıldı. Ayrıca LabView gibi herhangi bir platform aracılığıyla dijital olarak da kontrol edilebilir.



Şekil 3.12. MAX5482-5484 Simülasyon devresi

3.10 Şematik Tasarım

Şekil 3.13'te görülen şematik tasarım Orcad Capture ortamında yapılmıştır. Ana IC'lerin ve MOSFET'in şematik sembolünü kullanılmış, diğer genel bileşenler ise Orcad Capture ortamında mevcuttur.



Şekil 3.13. Dijital kontrol çıkışlı yüksek verimli dc regülatörün şematik tasarımı

3.10.1 Malzeme listesi

Şematik tasarım sonrasında malzeme listesi oluşturulur. Malzeme Listesi

Tablo 3.4: Malzeme listesi

SN.	Referans	Değer	PCB Ayak İzi	Adet
1	C1	10uF/63V	CAP-1210	1
2	C2	470uF/63V	UUG1J471MNQ6MS	1
3	C3,C5	1uF/25V	Kap-0603	2
4	C4	KAP	Kap-0603	1
5	C6	0,1uF/10V	Kap-0603	1

Tablo 3.5: (Devam) Malzeme listesi

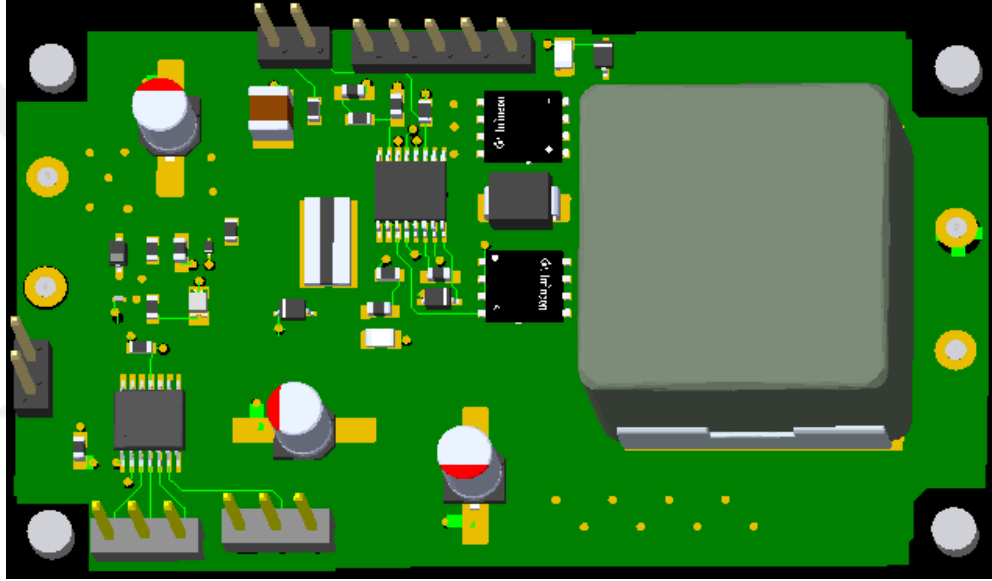
6	C7	150pF/6,3V	Kap-0603	1
7	C8	680pF/6,3V	Kap-0603	1
8	C9	100uF/63V	UUG1J471MNQ6MS	1
9	C10	330uF/63V	UUG1J331MNQ6MS	1
10	D1	BAT165	SOD-323-2	1
11	D2, D3, D7	1N4148	Diode-sod-323	3
12	D4	5V	Diode-sod-323	1
13	D5	10V	Diode-sod-323	1
14	D6	LED	LED-0805	1
15	D8	MBRS1100	DIODE-do214aa	1
16	J1	HARİCİ VCC	AMPHENOL_78511-202	1
17	J2	KAPATMA DEVAM	AMPHENOL_78511-202	1
18	J3	MOD SEÇİMİ	5PIN_Başlık	1
19	J4	SPI ARAYÜZÜ	SAMTEC_TSW-101-24-G-T	1
20	L1	İNDÜKTÖR	İndüktör_2313	1
21	PAD1	IN+	IN_OUT_PAD	1
22	PAD2	IN-	IN_OUT_PAD	1
23	PAD3	OUT+	IN_OUT_PAD	1

Tablo 3.6: (Devam) Malzeme listesi

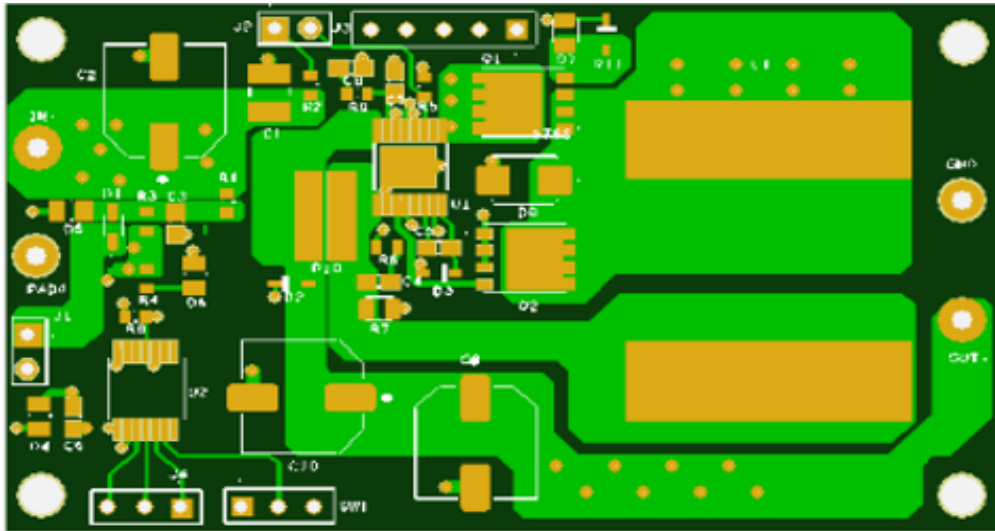
24	PAD4	OUT-	IN_OUT_PAD	1
25	1. Çeyrek	BSC100N06LS3	TDSON-8	1
26	2. Çeyrek	BSC076N06NS3	TDSON-8	1
27	R1, R8	1.5k	RES_0603	2
28	R2	1M	RES_0603	1
29	R3	1k	RES_0603	1
30	R4	150	RES_0603	1
31	R5,R9	82.5k	RES_0603	2
32	R6	200k	RES_0603	1
33	R7	DİRENÇ	RES_0805	1
34	R10	DİRENÇ	RES_1225	1
35	R11	50R	RES_0805	1
36	SW1	SPI DENETİMİ/MANUEL DENETİM	SAMTEC_TSW-101- 24-G-T	1
37	U1	LT3800	TSSOP_16PIN	1
38	U2	MAX5482	TSSOP_14PIN	1

3.11 PCB Tasarımı

Prototip PCB'nin tasarımı Allegro PCB Editor'da yapılmıştır. Verimli küçük boyutlu SMD bileşenlerinin kullanılmasıyla PCB'nin boyutu çok küçüktür. PCB'nin boyutu 69x40mm'dir. Allegro PCB editöründe 3D modellemenin kullanılarak yapılandırılmış PCB Şekil 3.14'te gösterilmiş ve Prototip PCB üretilmiştir. Şekil 3.15, prototipleme için üretilmiş bir PCB'nin ÜST tarafını göstermektedir.



Şekil 3.14. Prototip PCB tasarımı



Şekil 3.15. Prototip PCB'nin ÜST tarafı

4. SIMÜLASYON VE SONUÇLAR

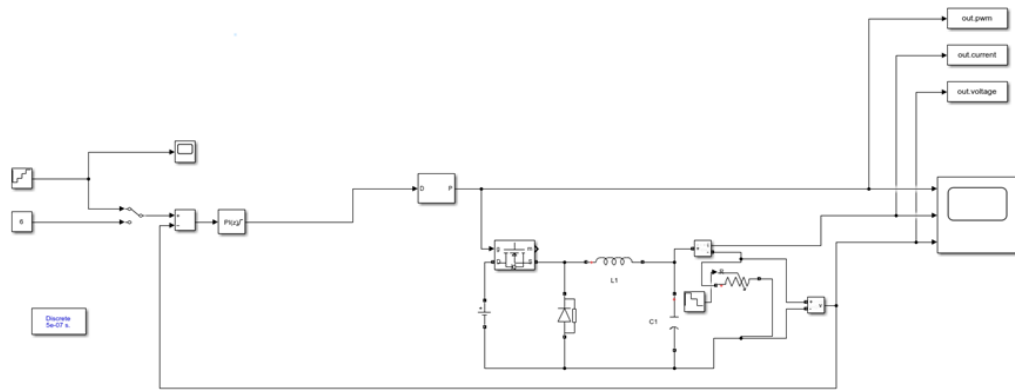
4.1 Simülasyon ve Sonuçlar

Bu tez çalışmasında önerilen yüksek verimli DC-DC regülatörün performansı, LTSpice ve MATLAB/Simulink kullanılarak yapılan simülasyonlarla doğrulandı. Bu simülasyonlar, çeşitli yük senaryoları altında güç verimliliği, voltaj dalgalanması, kararlı durum performansı ve geçici tepki verme analizinde kullanıldı.

4.1.1 MATLAB simülasyon sonuçları

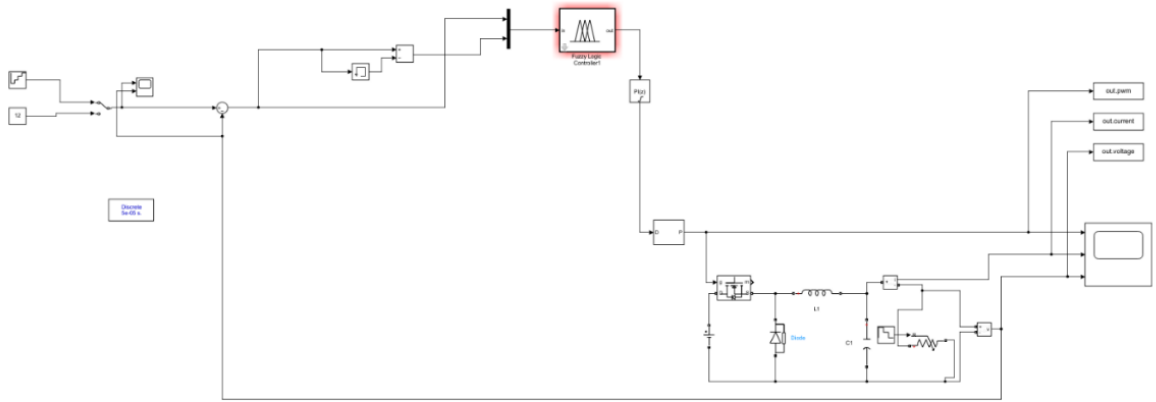
DC-DC dönüştürücüyü kontrol etmek için PID, FLC ve NFLC'ler kullanıldı. Bu kontrolcülerin performansları MATLAB simülasyonları kullanılarak karşılaştırıldı. Geçici durum duyarlılığı, dalgalanma voltajı ve kararlılığı değerlendirmek için sistem, farklı giriş voltajları (55V) ve çıkış voltajı ayarları (1.5V - 42V) ile test edildi.

Şekil 4.1'de verilen model, gerçek devre parametrelerine dayalı bir DC-DC dönüştürücü sistemini temsil etmektedir. Bu modelde, sistemin çıkış voltajını sabit tutmak için klasik PID denetleyici kullanılmıştır. PID denetleyici, referans ile gerçek çıkış voltajı arasındaki hataya göre görev döngüsünü düzenler. Oransal, integral ve türevsel bileşenler sayesinde sistem hızlı ve kararlı bir tepki verebilir. Model, sabit ve değişken yük koşullarında, ayrıca sabit ve değişken giriş gerilimleri altında test edilmiştir.



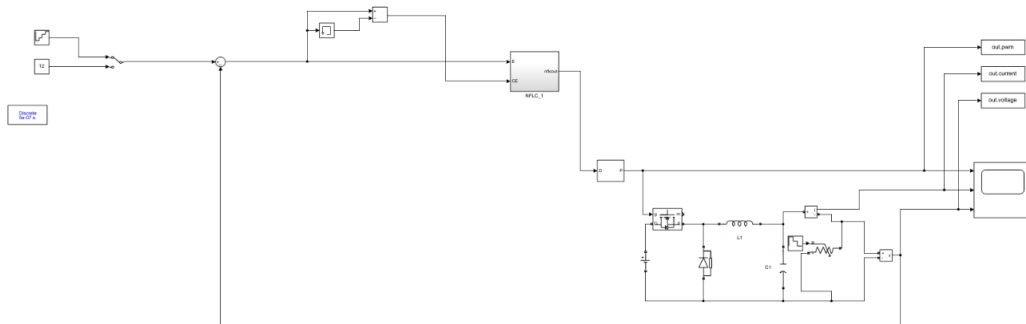
Şekil 4.1. PID denetleyici tabanlı dc-dc dönüştürücü modeli

Şekil 4.2’de gösterilen modelde, gerçek devre tabanlı DC-DC dönüştürücüye FLC uygulanmıştır. FLC, hata ve hata değişimi girişlerine göre bulanık kurallar çerçevesinde kontrol sinyali üretir. Model, hem sabit hem değişken yük koşullarında ve hem sabit hem değişken giriş gerilimleri altında analiz edilmiştir.



Şekil 4.2. Bulanık mantık denetleyici (flc) tabanlı dc-dc dönüştürücü modeli

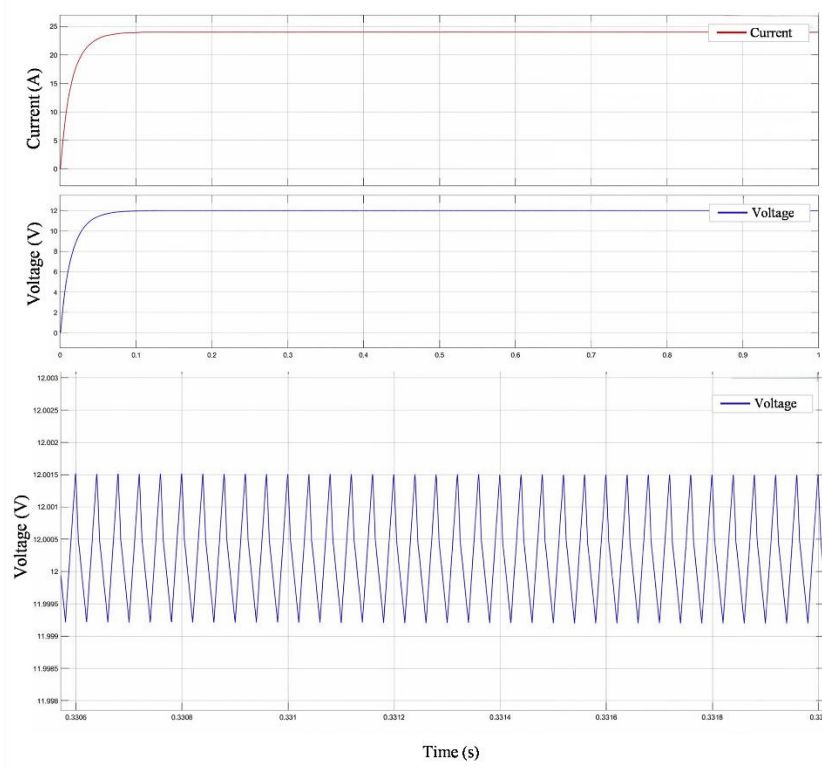
Şekil 4.3’teki modelde, gerçek devre tabanlı DC-DC dönüştürücü sistemi için NFLC geliştirilmiştir. NFLC, klasik bulanık mantığın ötesine geçerek hata ve hata değişimi ile birlikte sistemdeki belirsizlik düzeyini de dikkate alır. Karar sürecinde doğruluk, yanlışlık ve belirsizlik bileşenleri eş zamanlı değerlendirilir. Sistem, sabit ve değişken yükler ile sabit ve değişken giriş gerilimleri altında test edilmiştir.



Şekil 4.3. Nötrösofik bulanık denetleyici (nflc) tabanlı dc-dc dönüştürücü modeli

4.1.2 PID simülasyonlu çıkış

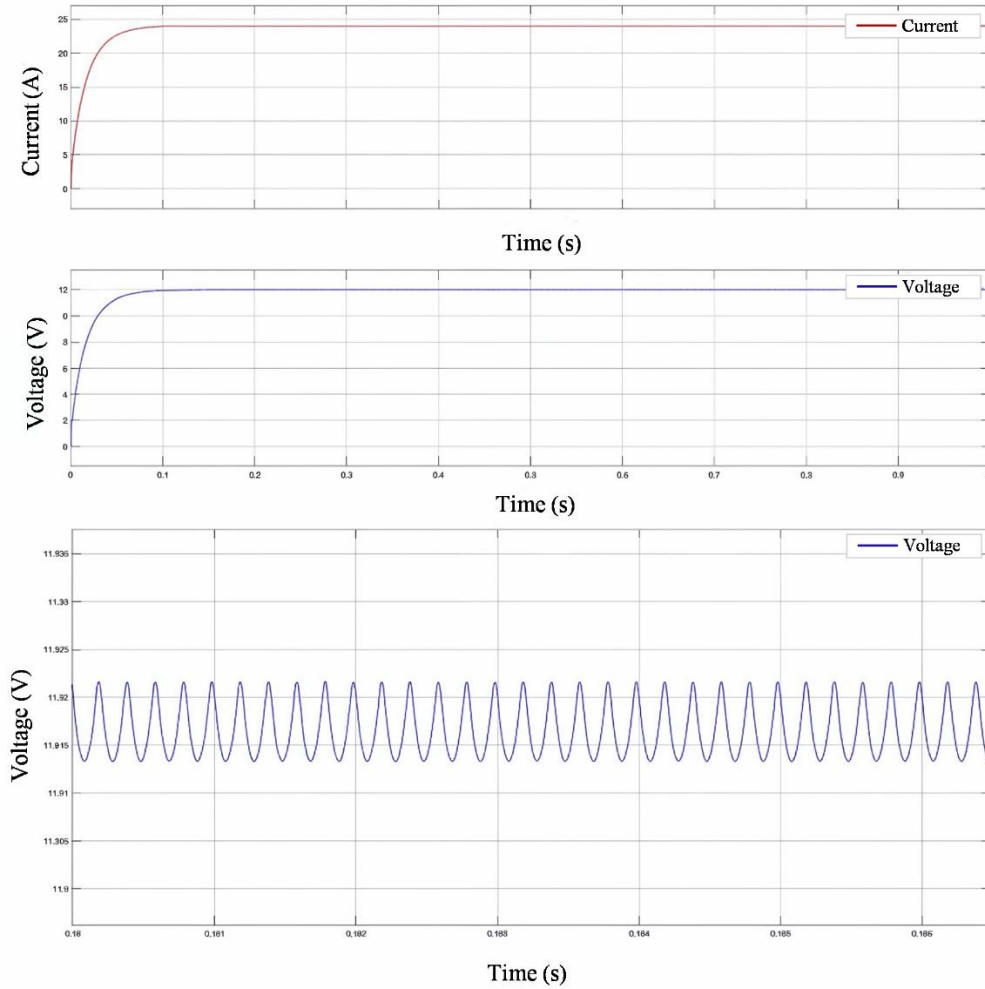
Analiz altındaki sistemin akım, voltaj ve dalgalanma özellikleri, MATLAB simülasyonunun sonuçlarına dayalı olarak Şekil 4.4'deki şekillerde gösterilmektedir. Şekil 4.4(a)'da görülen akım grafiğinde, PID kontrolcü aşma olmadan sıfırdan kararlı durum değerine 20 ms'de hızla yükselen sonucu sağlamıştır. Bu, sistemin stabilize olduğu ve amaçlanan mevcut seviyeye başarılı bir şekilde ulaştığı anlamına gelir. Şekil 4.4(b)'de görülen gerilim grafiğinde, PID kontrolcü, 20 ms'de referans seviyesine ulaşmıştır. Fakat Şekil 4.4(c)'de kararlı durum grafiğinde de görüleceği gibi, kararlı durum voltajı çevresinde yinelenen küçük değişiklikleri göstererek voltaj dalgalanmasını ortaya koymaktadır. Dalgalanma değeri %0.167'dir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) kontrolünün ve kullanılan filtreleme bileşenlerinin kendine özgü özellikleri nedeniyle, anahtarlama güç kaynağında dalgalanma tahmin edilir. Filtreleme aşamasının etkinliği dalgalanmanın genliğine yansır ve bu da sistemin voltaj dalgalanmalarını ne kadar iyi azalttığını gösterir. Bu sonuçların tümü, sistemin sabit voltaj ve akım seviyelerine ulaşırken kabul edilebilir dalgalanma özelliklerini sürdürme yeteneğini desteklemektedir. Bu davranış, voltaj regülatörleri veya DC-DC dönüştürücüler gibi sabit bir çıkış voltajını korumanın önemli olduğu güç elektroniği uygulamalarında yaygındır.



Şekil 4.4. PID kontrol cihazının simülasyon sonucu

4.1.3 Bulanık mantık

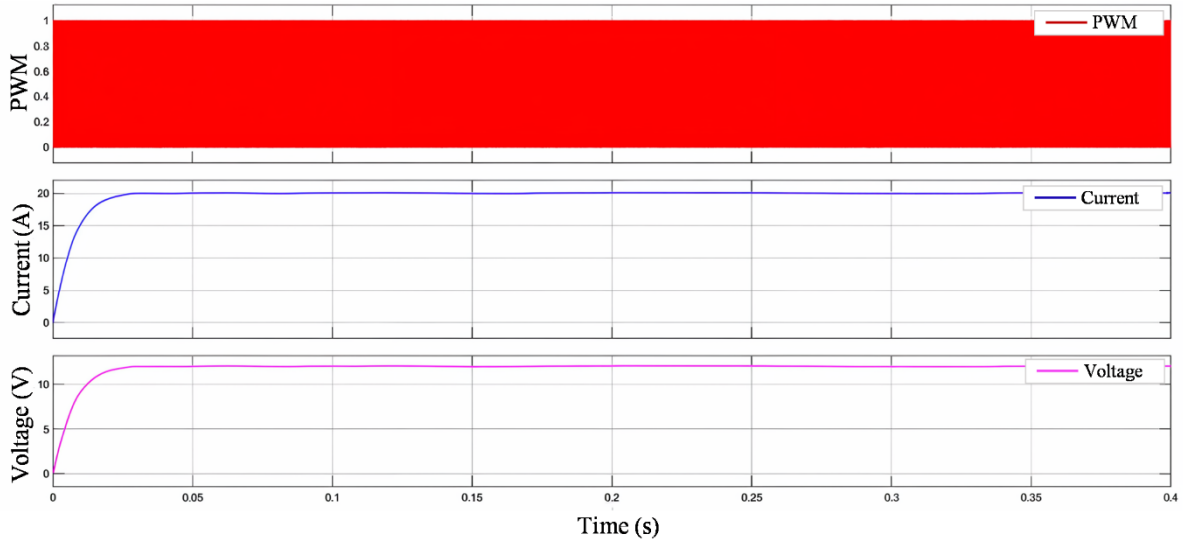
FLC'nün MATLAB simülasyonunun sonuçları, Şekil 4.5'deki şekillerde gösterilmektedir. Şekil 4.5(a)'da görülen akım grafiğinde, FLC'nin aşma olmadan sıfırdan kararlı durum değerine 20 ms'de akım referansını yakaladığı gözlemlenmiştir. Şekil 4.5(b)'de görülen gerilim grafiğinde ise FLC, 20 ms'de referans seviyesine ulaşmıştır. PID kontrolcüyeye benzer şekilde, Şekil 4.5(c)'deki kararlı durum grafiğinde de görüleceği gibi voltaj dalgalanması mevcuttur. Dalgalanma değeri %0.133'tür. Küçük değerli, yüksek frekanslı salınımlar dalgalanma voltajı analiziyle gösterilir; bunlar tipik olarak güç kaynaklarının değiştirilmesine ilişkindir ve dalgalanmaları azaltmak için bir filtreleme mekanizmasının mevcut olduğunu gösterir. Genel olarak bulgular, sistem istikrarlı ve iyi düzenlenmiş akım ve gerilim tepkileri elde ederken çok az dalgalanmayı koruduğu için uygulanan kontrol stratejisinin başarılı olduğunu göstermektedir.



Şekil 4.5. Bulanık mantık kontrolünün simülasyon sonucu

4.1.4 NFLC simüle edilmiş çıkış

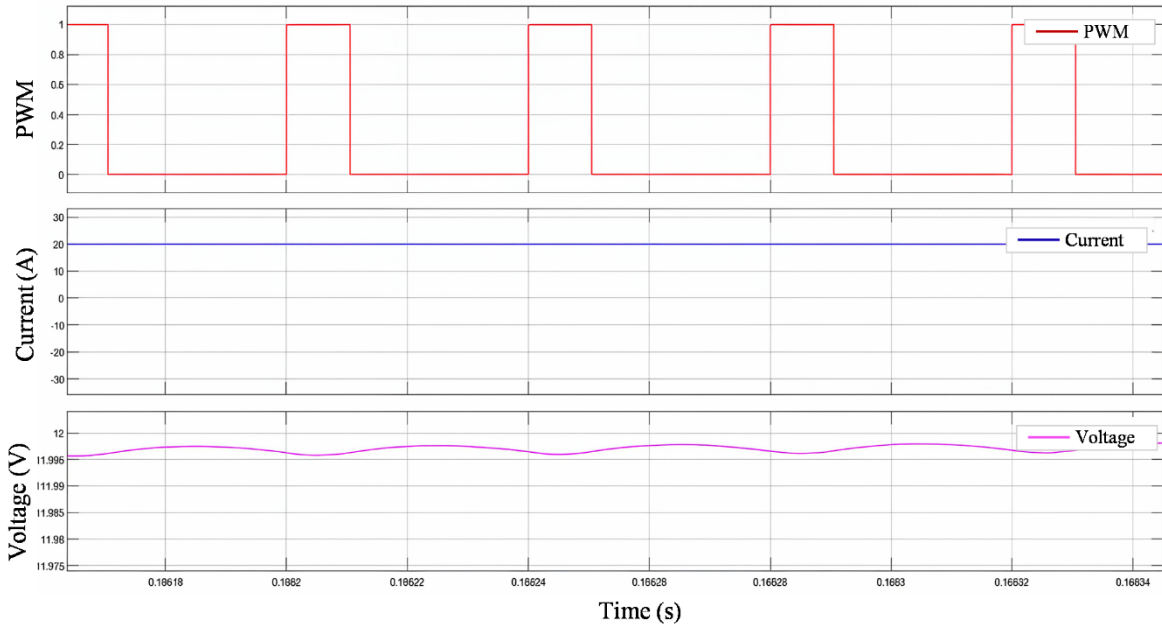
Çıkışı dijital olarak kontrol edilen yüksek verimli DC-DC dönüştürücünün dinamik davranışı, Şekil 4.6'te gösterilen simülasyon sonuçlarına yansıtılmıştır. Dijital kontrolörün ürettiği PWM sinyali, Şekil 4.6(a)'daki grafikte gösterilmektedir. Simülasyon süresince sürekli olarak maksimum değerinde (görev döngüsü = 1,0) kalmaktadır. Bu, kontrolörün hızlı komut tepkisini gösterir ve dönüştürücünün gerekli çıktıyı mümkün olan en kısa sürede elde etmek için maksimum kapasitede çalıştığını gösterir. Dönüştürücünün mevcut tepkisi, Şekil 4.6(b)'de görülmektedir. Buna göre, NFLC'nin akım referansı tepkisi hızla artmış ve yaklaşık 0,016 saniyede (16 ms) 20 A'de stabilize olmuştur. Bu, olağanüstü akım kontrolü ve geçici performans anlamına gelir. Etkili voltaj kontrolü ise Şekil 4.6(c)'deki grafikte görüldüğü gibi, çıkış voltajının aniden yaklaşık 12 V'a yükselmesi ve yaklaşık 16 ms içinde kararlı hale gelmesi ile doğrulanmaktadır. Çıkış voltajı, yaklaşık 6 mV (peak-to-peak) seviyesinde küçük dalgalanmalarla sabit kalmaktadır. Bu grafikten görüleceği gibi dalgalanma değeri yaklaşık %0.05'tir. Dinamik yük durumlarında sistem kararlılığını korumak için dijital kontrol mekanizması hem gerilim hem de akım çıkışlarını etkili bir şekilde düzenlemektedir.



Şekil 4.6. NFLC simüle edilmiş çıkış

Şekil 4.6'teki bu bulgular, dönüştürücünün yüksek verimliliğini ve hızlı reaksiyonunu doğrulamaktadır; bu da onu, enerji dönüşümü doğruluğunun ve yanıt verebilirliğinin çok önemli olduğu elektrikli arabalar, taşınabilir cihazlar ve yenilenebilir enerji sistemleri gibi çağdaş uygulamalar için uygun kılmaktadır.

Önerilen dijital olarak kontrol edilen DC-DC dönüştürücünün gelişmiş kararlılığı ve doğruluğu, Şekil 4.7’de görülen yakınlaştırılmış simülasyon sonuçlarıyla da doğrulanmaktadır. Akım fark edilebilir bir dalgalanma veya değişiklik olmaksızın yaklaşık 19,9 A’da stabildir. Mükemmel akım kontrolü ve düşük kararlı durum hatası, tutarlı davranışlardan da görüldüğü gibi, yüksek verimli güç dönüştürme sistemlerinin önemli özellikleridir. Dönüştürücünün başarılı voltaj stabilizasyon performansı, fark edilebilir bir dalgalanma olmadan yaklaşık 11,972 V’ta sabit kalan çıkış voltajını gösterilmiştir. Salınımların veya kısa ani yükselişlerin olmaması, dijital denetleyicinin çıkışı sabit tutarken gürültüyü ve kesintileri başarılı bir şekilde azalttığını gösterir.



Şekil 4.7. Geliştirilmiş NFLC simüle edilmiş sonuç

Tıbbi ekipman, iletişim sistemleri ve hassas cihazlar gibi hem voltaj hem de akım stabilitesinin kritik olduğu hassas uygulamalarda, bu derece doğruluk ve kusursuz çalışma çok önemlidir.

4.2 NFLC'nin Bulanık ve PID Mantık Denetleyicisi ile Karşılaştırmalı Analizi

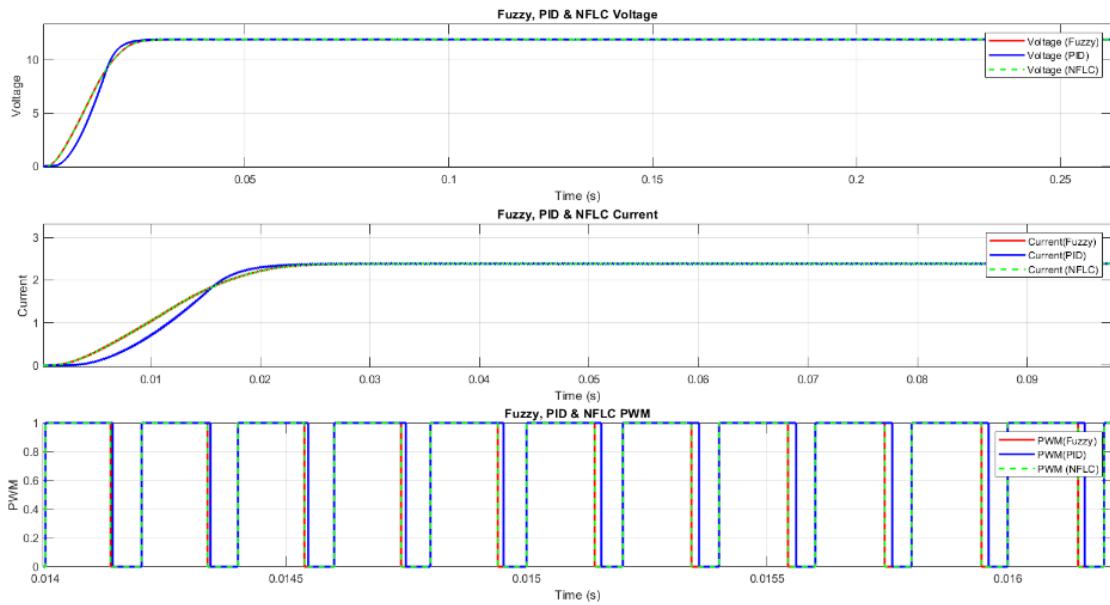
DC-DC dönüştürücünün performans analizini daha da geliştirmek için bir Nöro-Bulanık Mantık Denetleyicisi (NLFC) çeşitli çalışma koşullarında uygulandı ve geleneksel PID ve Bulanık Mantık Kontrolörleri ile karşılaştırıldı. NLFC, sinir ağlarının uyarlanabilirliğini

bulanık mantığın muhakeme yeteneği ile birleştirerek sistemdeki doğrusal olmayan durumların ve dinamik davranışların akıllı bir şekilde ele alınmasına olanak tanır.

Kontrolör performansını değerlendirmek için MATLAB/Simulink'te aşağıdaki dört senaryo simüle edildi:

4.2.1 Sabit çıkışlı sabit yük çalışma durumu

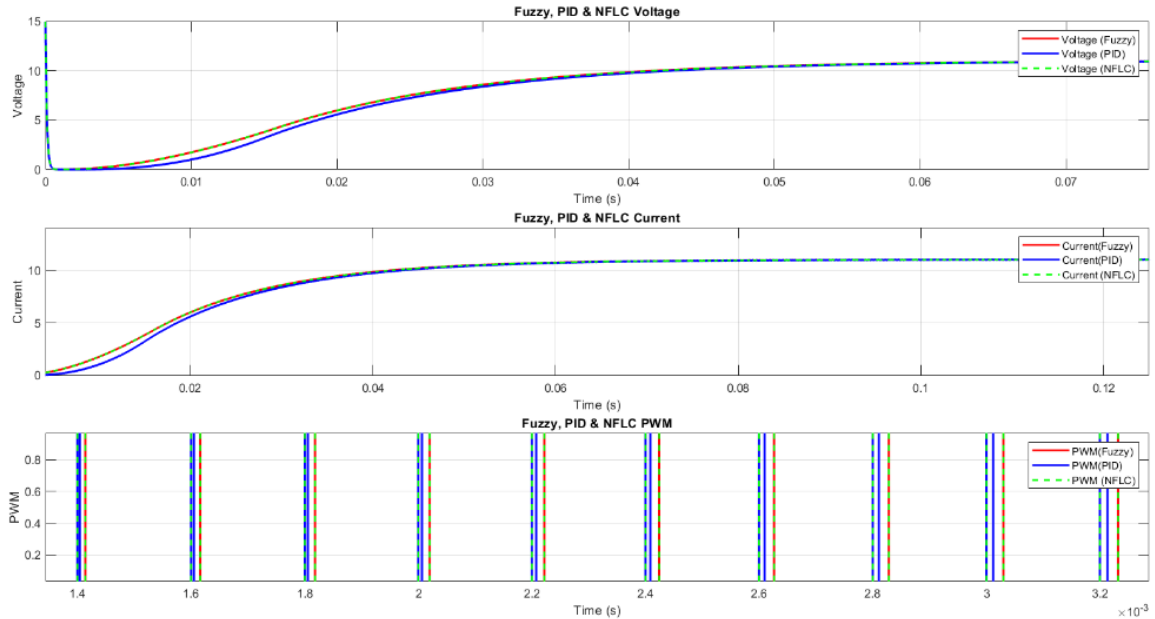
Şekil 4.8'te sabit çıkış ve sabit yük koşulları altında PID, FLC ve NLFC kontrolörlerin karşılaştırmalı analizi görülmektedir. Her üç denetleyicinin de çıkış voltajını ve akımını gerekli seviyelere etkili bir şekilde yönetebildiğini görülmektedir. NLFC, geçici performans açısından diğer ikisinden daha iyi performans göstererek istenen voltaj ve akım seviyelerine daha hızlı ve daha sorunsuz ulaşmıştır. PID denetleyicisi gecikmeli bir yükseliş ve hafif bir aşma sergilerken, NLFC voltaj tepkisi çok az bir aşmayla daha hızlı bir yükselme süresi sergilemiştir. FLC, NLFC'den marjinal olarak daha az yanıt verirken, PID'ye kıyasla üstün geçici düzgünlük sağlar. Benzer şekilde, akım yanıtı, NLFC'nin kararlı durum koşullarına daha hızlı ve daha yumuşak bir geçişle ulaştığını göstermektedir. Tüm denetleyiciler neredeyse aynı PWM sinyallerine sahiptir, ancak NLFC'nin gelişmiş dinamik davranışı kısmen erken anahtarlama döngülerindeki marjinal olarak daha kararlı modülasyonundan kaynaklanmaktadır. Genel olarak, sabit çıkış ve sabit yük koşulları altında NLFC, yanıt verme, kararlılık ve kontrol doğruluğu açısından PID ve FLC'den daha iyi performans göstermiştir.



Şekil 4.8. Sabit çıkış sabit yük durumunda karşılaştırma

4.2.2 Sabit çıkışlı değişken yük çalışma durumu

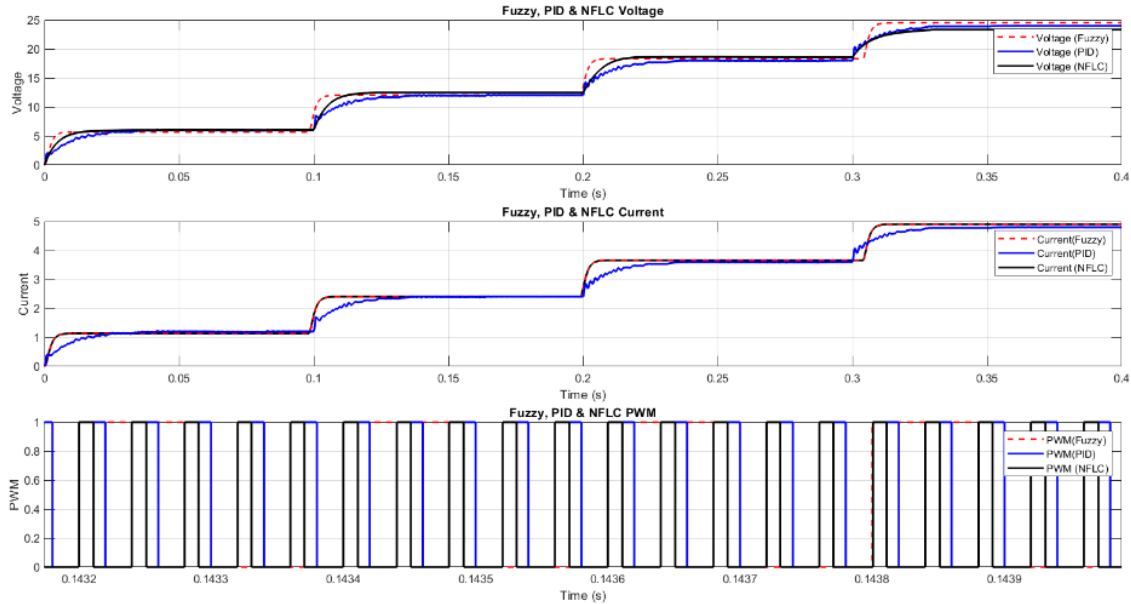
Sabit çıkış ve değişken yük durumları altında FLC, PID ve NLFC kontrolörlerin performans karşılaştırmaları Şekil 4.9'te gösterilmektedir. Yükteki ani değişiklik, voltaj grafiğinde başlangıçta dik bir düşüşe neden olur, bunu üç kontrolörün de voltajı doğru seviyeye döndürmek için çalıştığı toparlanma takip eder. NLFC diğerleri arasında en iyi esnekliğe sahiptir ve voltajı daha az aşmayla daha hızlı ve sorunsuz bir şekilde geri yükler. PID denetleyici yavaş tepki verir ve voltajı dengelemek daha uzun sürerken, bulanık denetleyici de makul bir yerleşme süresiyle etkili bir şekilde çalışır. Bir kez daha, NLFC akım grafiğinde daha hızlı bir artış ve sabit bir akım takibi sergiler, ardından FLC gelir, oysa PID daha yavaş bir artış ve akımın stabilizasyonunu gösterir. Yük değişimi sırasında kontrolörlerin anahtarlama davranışı, NLFC'nin doğru ve tutarlı kontrol darbelerini koruduğu PWM sinyal karşılaştırmasında gösterilmektedir, bu da dinamik yük dalgalanmalarını verimli bir şekilde ele aldığını göstermektedir. NLFC, sabit bir çıkışı korurken, dalgalanan yük durumları altında üstün geçici yanıt verme ve stabilize sağlayarak, genel olarak FLC ve PID'den daha iyi performans gösterir.



Şekil 4.9. Sabit çıkış değişken yükünde karşılaştırma

4.2.3 Değişken çıkışlı sabit yük çalışma durumu

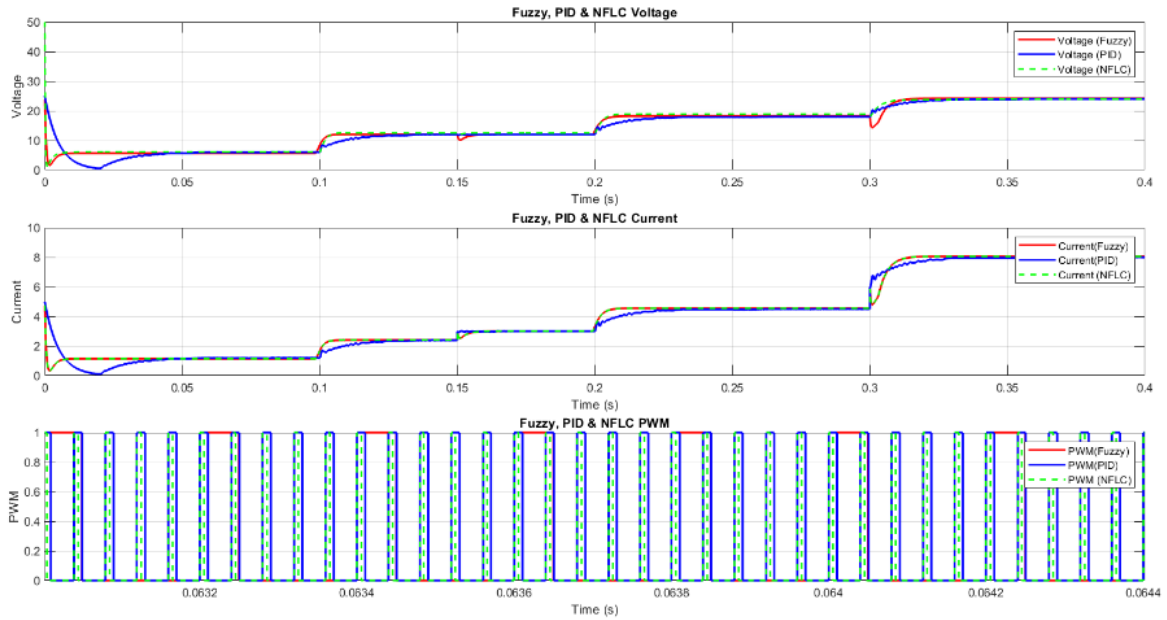
Şekil 4.10, değişken çıkış ve sabit yük koşulları altında bulanık, PID ve NLFC denetleyicilerin gerilim, akım ve PWM tepkisini karşılaştırmaktadır. Çıkış referansındaki adım değişimleri, voltaj yanıtında düzenli aralıklarla görülmektedir. Diğer kontrolörlere göre daha az aşma ve daha hızlı yerleşme süresi ile NLFC, çıkış voltajını daha kesin bir şekilde güvenilir bir şekilde izlemektedir. PID kontrolörü daha yavaş tepki verir ve stabilizasyondan önce bariz salınımlar sergilerken, bulanık kontrolör de benzer şekilde hızlı tepki verir ancak ani referans değişiklikleri sırasında bir miktar aşılır. Benzer performans eğilimleri, NLFC'nin bir kez daha küçük dalgalanmalarla mükemmel izleme sergilediği akım yanıtında görülebilir. PID daha yavaş yakınsamaya ve daha büyük salınımlara sahipken bulanıklık ikinci sıradadır. NLFC, etkili kontrol çabası ve gelişmiş düzenleme göstererek daha dengeli ve istikrarlı bir anahtarlama modelini korurken, PWM sinyalleri anahtarlama etkinliğine ilişkin bilgiler sunmaktadır. Öte yandan PID'nin PWM'i daha ani görünüyor ve bu da onun daha az güvenilir yanıtıyla tutarlıdır. İyileştirilmiş kararlılığı, daha hızlı dinamik tepkisi ve etkili takibiyle NLFC genel olarak öne çıkıyor ve değişken çıkış koşullarına karşı dayanıklılığını gösteriyor.



Şekil 4.10. Değişken I/P sabit yük durumunda karşılaştırma

4.2.4 Değişken çıkışlı değişken yük

Bir NFLC değişken çıkış ve değişken yük durumları altındaki performansı Şekil 4.11’de gösterilmektedir. Gerilim tepkisi yaklaşık 0.1, 0.2 ve 0.3 saniyede farklı aşamalarda artar. Bu, yük veya referans değiştiğinde kontrolörün voltajı ne kadar iyi yönetebildiğini gösterir. Her adımın ardından voltaj hızla stabil hale gelir ve bu da hızlı bir geçici yanıt ve ses voltajı yönetimi anlamına gelir. Değişen yük gereksinimine uyacak şekilde kademeli olarak artan akım tepkisi ortadaki grafikte gösterilmektedir. Gerilim gibi, akım da her dalgalanmadan hemen sonra dengelenir, bu da güçlü akım izleme ve sistem kararlılığının göstergesidir. NFLC tarafından üretilen bulanık PWM sinyali, PWM darbelerinin hızlı bir şekilde 0 ile 1 arasında değiştiği kısa bir süre boyunca (6.6-7.9 ms) görülmektedir. Bu sabit anahtarlama modeli, kontrolörün çıkış düzenlemesini korumak için görev döngülerini sürekli olarak nasıl değiştirdiğini göstermiştir. Her şey göz önüne alındığında NFLC, çeşitli yük ve çıktı durumları altında dinamik ve etkili bir şekilde performans göstermiştir.



Şekil 4.11. Değişken çıkış değişken yükünde karşılaştırma

Özellikle PID ve FLC gibi geleneksel kontrolörlerin tam ayarlamaya veya model doğruluğuna güvenmeleri nedeniyle sık sık kısıtlamalarla karşılaştığı değiştirilebilir çıkış ayarları altında NFLC gücünü gösterir. NFLC, bu kadar çeşitli çıkış koşullarında daha iyi uyum sağlar, voltaj kararlılığını korur ve dalgalanmayı ve aşımı en aza indirir. Bununla birlikte, yük

sabitlendiğinde, NLFC neredeyse FLC kadar iyi performans göstererek, iyileştirmeye çok az yer bırakan tutarlı sonuçlar sağlar. Bu, NLFC'nin istikrarlı bağlamlarda rekabetçi olmasına rağmen sistem belirsizliklerinin, doğrusal olmama durumlarının veya çıktı ihtiyaçlarının değiştiği dinamik koşullarda daha fazla uyum sağlama ve kontrol esnekliği sergilediğini göstermektedir.

PID Kontrol Cihazı Sonuçları: PID kontrollü dönüştürücünün MATLAB simülasyonu, aşma olmadan hızlı bir geçici yanıt gösterdi. Dalgalanma tolere edilebilir sınırlar içindeydi ve çıkış voltajı hızla dengelendi. Yük dalgalanmalarında stabiliteyi sağlamak için kontrol ünitesinin ayarlanması gerekiyordu. Bu testler sırasında PID kontrolörün sistemin ani değişimlere karşı sınırlı bir esneklik sunduğu gözlemlenmiştir.

Bulanık Mantık Denetleyicisinin Sonuçları: FLC'ye dayanan simülasyon, mükemmel esneklik gösterdi, doğrusal olmayan durumları yönetti ve daha az aşma ve dalgalanma gerilimi ile daha yumuşak bir geçici tepkiyi garanti etti. FLC, kesin bir sistem modeli gerektirmediği için değişen koşullar altında çıkış voltajını kontrol etmede PID'den daha etkiliydi. Bu durumlarda FLC'nin özellikle yük değişimlerine karşı daha kararlı ve düzgün bir çıkış sağladığı gözlemlenmiştir.

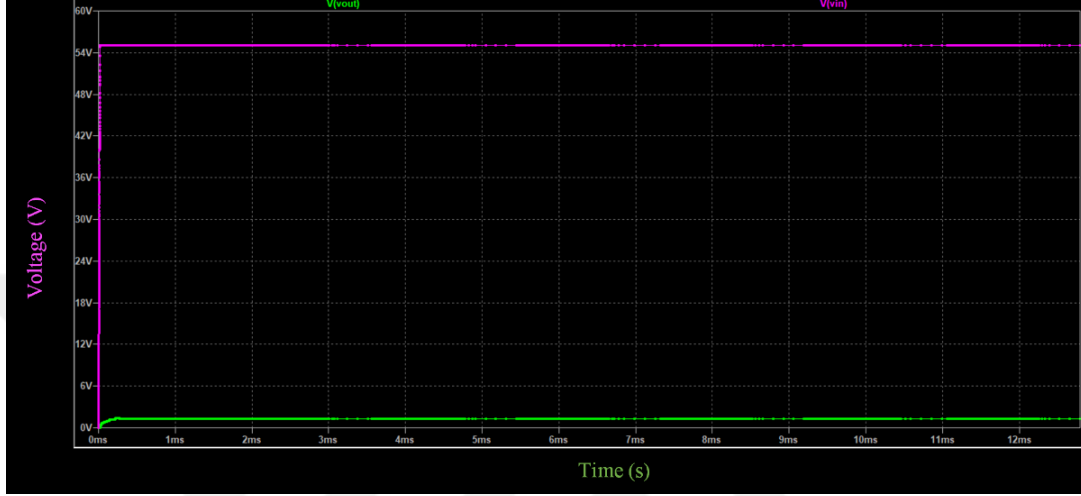
MATLAB simülasyonunun bulgularına göre FLC, sağlamlık, geçici tepki ve gerilim kararlılığı açısından PID kontrolünden daha iyi performans göstererek çağdaş yüksek verimli DC-DC dönüştürücüler için daha iyi bir seçenek haline geliyor.

Bu testler sonucunda, NFLC'nin özellikle yüksek belirsizlik içeren veya değişken koşullarda sistemin çıkış gerilimini daha stabil ve hızlı şekilde dengelediği görülmüştür. NFLC, bu yönüyle gelişmiş ve dayanıklı bir kontrol stratejisi sunmaktadır.

4.2.5 LTSpice simülasyonu

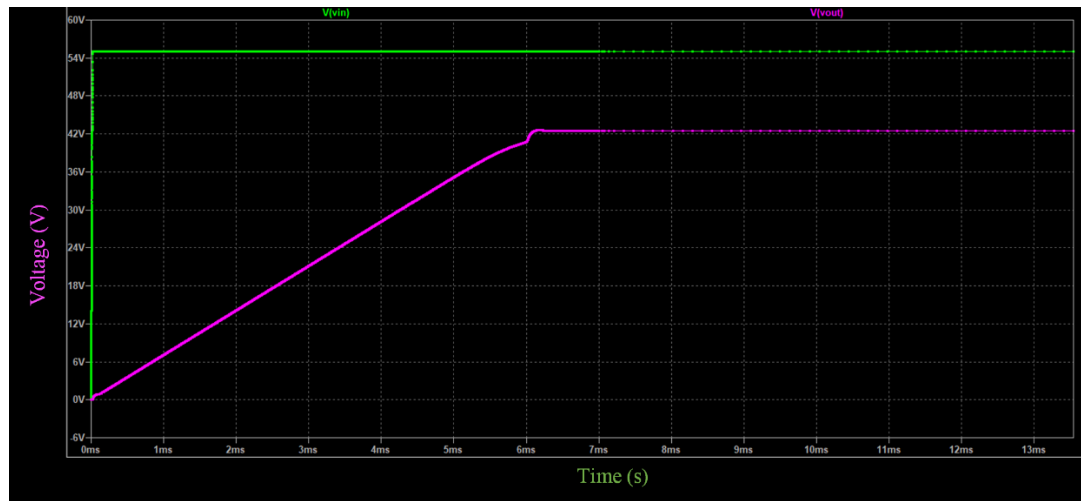
Bu tez çalışmasında yapılan devre tabanlı simülasyonlar Şekil 3.11'de verilen, LT Spice'da oluşturulmuş simülasyon devresinde gerçekleştirilmiştir. Lt3800 entegreleri maksimum 60V destekleyebildiğinden max 60V'a kadar uygulama yapabilmektedir. Bu simülasyonlarda uygun işlevsellik için tasarruf marjını koruyarak girişte 55V uygulandı. Gerçek donanımın modellenmesi için prototipin ana bileşeninin tam LTSpice modelini kullanıldı ve sonuçlar

aşağıda verilmiştir. Şekil 4.12, giriş 55V ve çıkış 1,5V olduğunda dalga biçimlerini göstermektedir. Bu şekilde, yeşil renkli eğri çıkış voltajını, mor renkli eğri ise giriş voltajını temsil etmektedir. Çıkış voltajının en düşük seviyesinde, sistemin kararlı duruma ulaşma süresi yaklaşık 1 ms'dir.



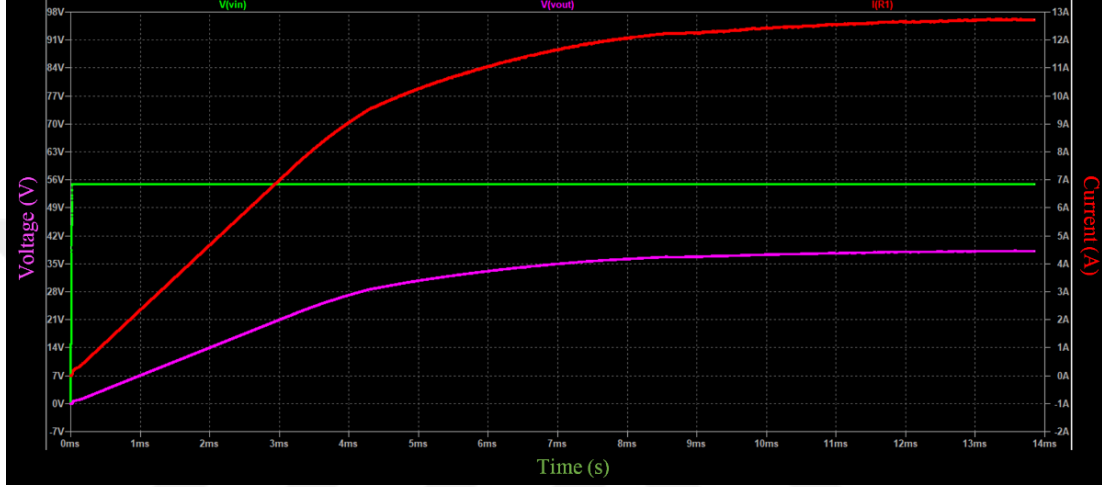
Şekil 4.12. 55V giriş, 1,5V çıkış voltajı gösteren dalga formları

Şekil 4.13, 55V giriş ve 42V çıkış gösteren dalga formlarını göstermektedir. Bu grafikte de mor renkli eğri 55V giriş voltajını, yeşil renkli eğri ise 40V olarak ayarlanan çıkış voltajını göstermektedir. Çıkış, referans değerine yaklaşık 8 ms içinde ulaşarak kararlı duruma gelmiştir.



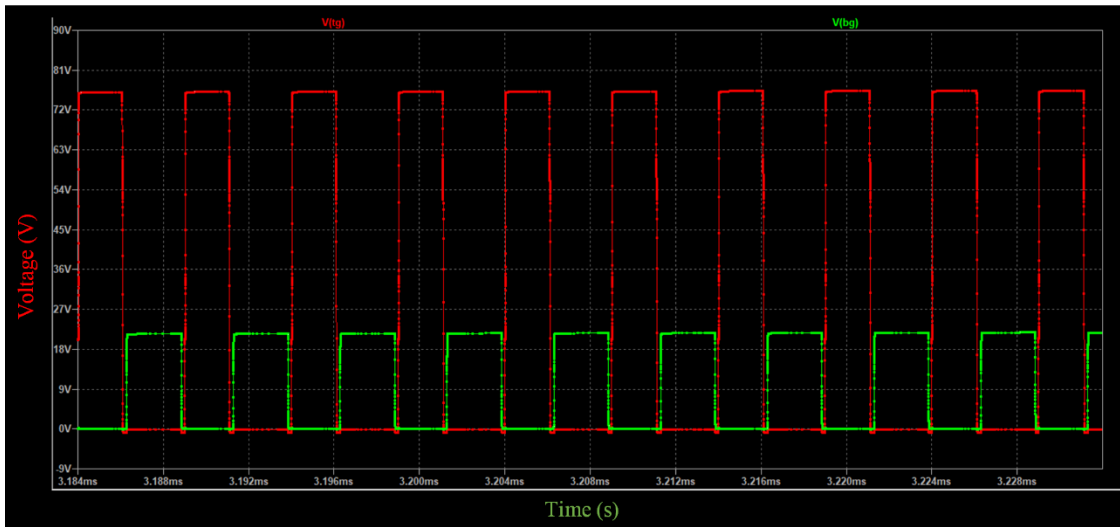
Şekil 4.13. 55V giriş, 42V çıkış voltajı gösteren dalga formları

Şekil 4.14 Giriş 55V, çıkış voltajı 40V ve çıkış akımı 13A olduğunda dalga formlarını göstermektedir. Bu şekilde önceki renkler aynıdır; mor eğri giriş voltajını (55V), yeşil eğri çıkış voltajını (referans 40V) ve kırmızı eğri yaklaşık 13A'lık yük akımını temsil etmektedir. Sistemde 13A yük altında çıkış voltajı biraz düşmüş, ancak yaklaşık 8 ms içinde kararlı duruma ulaşmıştır.



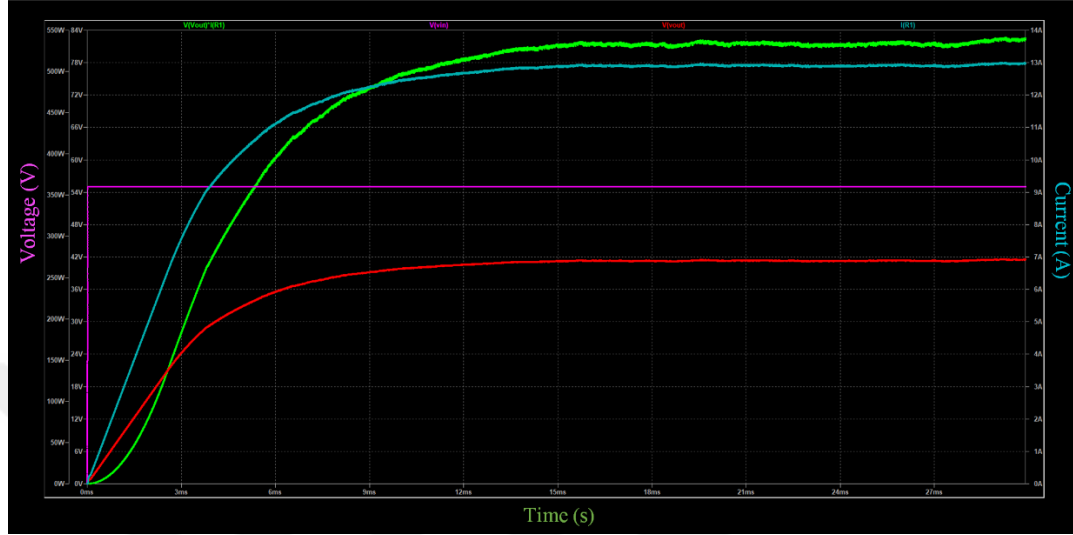
Şekil 4.14. 55V giriş, 40V çıkış voltajı ve 13A çıkış akımını gösteren dalga formları

Şekil 4.15, 55V giriş ve 40V çıkış Gerilimi için TG ve BG'deki MOSFET Sürücü geriliminin dalga biçimlerini göstermektedir. Bg, senkron anahtarın kapı sürücü sinyali. Tg ise bootstrap anahtarının kapı sürücü sinyali olup, bu şekil çalışma sırasında sinyallerin durumunu göstermektedir.



Şekil 4.15. 55V giriş için TG ve BG'de MOSFET Sürücü voltajını, 40V çıkış voltajını gösteren dalga formları

Şekil 4.16, giriş 55V, çıkış Gerilimi 40V ve Çıkış Akımı 13A olduğunda Çıkış Wattının dalga biçimlerini gösterir.



Şekil 4.16. Giriş 55V, çıkış Gerilimi 40V ve Çıkış I 13 olduğunda çıkış wattını gösteren dalga formları.

Bu şekilde, kırmızı eğri çıkış voltajını (V_{out}), yeşil eğri yük akımını, mavi eğri bobin akımını, ve mor eğri giriş voltajını (55V) temsil etmektedir. Gözlemlendiği üzere, yüksek akım durumunda hem akımın hem de çıkış voltajının kararlı duruma ulaşma süresi artmakta ve bu süre yaklaşık 10 ms olmaktadır.

LTspice tabanlı gerçekleştirilen simülasyon çalışmasında, 55 V giriş gerilimi, 42 V çıkış gerilimi ve 13 A çıkış akımı koşullarında, yaklaşık 546 W çıkış gücünde %97 verimlilik elde edilmiştir. Bu verimlilik değeri, yaklaşık 562,9 W giriş gücü ve 10,24 A giriş akımına karşılık gelmektedir. Elde edilen yüksek verimlilik; uygun devre topolojisi, kaliteli anahtarlama elemanları ve etkin bir kontrol stratejisiyle sistem kayıplarının en aza indirildiğini göstermekte olup, bu durum güç elektroniği uygulamalarında termal yönetim ve enerji tasarrufu açısından büyük önem arz etmektedir.

5. SONUÇ

Bu tez çalışmasında, yüksek verimli, dijital olarak kontrol edilen bir DC-DC regülatörü tasarlayarak, simüle ederek ve geliştirerek literatürde belirtilen kısıtlamaları etkili bir şekilde ele alınmıştır. Güç dönüşüm performansını en üst düzeye çıkarmak için önerilen DC-DC Buck dönüştürücü, küçük boyutlarda (69 x 40 mm) ve ultra küçük, son derece verimli bileşenlerle oluşturuldu. %97'lik tepe verimliliğiyle sistem, 520W'a kadar güç üretebilir ve 46V ila 55V arasında geniş bir giriş voltajı aralığına ve 1,5V ila 42V arasında ayarlanabilir bir çıkış voltajı aralığına sahiptir. Sistem, dijital olarak kontrol edilen voltaj regülasyonunu kullanarak çeşitli yük koşullarında doğru kontrol ve esneklik sağlar.

Üç farklı kontrol stratejisi, PID, FLC ve NFLC uygulanarak, tasarım test edilmiştir. Endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılan PID denetleyicisi, MATLAB simülasyonlarına göre voltajı çok az aşmayla etkili bir şekilde düzenlemiştir. Bununla birlikte, kesin bir matematiksel model gerektirmeden bulanık mantık kontrolü, belirsizliklerin ve doğrusal olmama durumlarının ele alınmasında üstünlük göstererek, daha yüksek voltaj kararlılığı, daha iyi geçici yanıt verme ve daha fazla dalgalanma önleme olanağı sunmuştur.

NLFC, bulanık mantığın avantajlarını nötrosofik teoremin genişletilmiş karar alma kapasitesiyle birleştirerek, mantığına gerçeği, belirsizliği ve yanlılığı dahil eder. Simülasyon verilerine göre NLFC, sabit giriş ve yük gibi sabit koşullarda FLC'yi eşleştirmenin yanı sıra değişken yük ve çıkışın olduğu dinamik durumlarda hem PID hem de FLC'den büyük ölçüde daha iyi performans gösterdi. Geliştirilmiş voltaj kontrolü, daha az aşım ve daha hızlı uyarlanabilirlik gösterdi; bu da onu doğrusal olmayan ve öngörülemeyen sistemler için ideal kılıyordu. NLFC, özellikle çıktının dalgalandığı durumlarda gelişmiş dayanıklılık ve esneklikle istikrarlı performansı koruyarak çağdaş, gerçek zamanlı uygulamalardaki faydasını kanıtladı.

Oluşturulan DC-DC dönüştürücü, kayıpları en aza indirmek için yüksek verimli MOSFET'leri, 200 kHz anahtarlama frekansı ile akım modu kontrolü için LT3800 denetleyiciyi ve doğru voltaj değişiklikleri için MAX5482 dijital potansiyometreyi içeriyordu. Kararlı voltaj regülasyonu, düşük dalgalanma ve güçlü yük taşıma özelliği, EMI performansı ve termal kontrol için geliştirilmiş özel olarak tasarlanmış PCB mimarisinin yardımıyla gerçek

dünya testleri ile doğrulandı. Deneysel sonuçlar, endüstriyel güç sistemlerinde, yenilenebilir enerji altyapılarında ve elektrikli otomobillerde kullanım için fizibilitesini doğruladı. Gelecekteki gelişmeler arasında yapay zeka tabanlı uyarlanabilir kontrol, ek verimlilik avantajları için GaN veya SiC tabanlı anahtarlama cihazlarının kullanımı ve uzaktan optimizasyon için kablosuz izleme yer alabilir. Genel olarak, bulanık mantık kontrolü PID'den daha iyi performans gösterirken, NLFC dinamik ve belirsiz koşullarda en umut verici performansı sergileyerek yüksek verimli DC-DC güç dönüştürücüleri için yeni nesil bir kontrolör olma potansiyelini vurguladı.

Donanım prototipi ve LTSpice simülasyonları, dönüştürücünün performansını daha da doğrulayarak çeşitli yük ve voltaj senaryolarında istikrarlı çalışmayı gösterdi. Ana bulgular arasında %97 güç dönüşüm verimliliği, termal kararlılıkla 520 W güç kullanımı ve MOSFET sürücü dalga formları tarafından doğrulanan üstün anahtarlama yeteneği yer alıyor.

Gelecek çalışmalara ışık tutması açısından bu tez çalışmasında kullanılan NFLC AC-DC dönüştürücü tasarımlarında, MPPT devre kontrollerinde kullanılabilir.

KAYNAKÇA

- Agarwal, S., & Maity, A., 2019. Hızlı Geçici Yanıtlı 10 MHz Akım Modlu Sabit Frekanslı Histeretik Kontrollü DC-DC Dönüştürücü. *Ortabatı Semp. Circuits Syst.*, 2019-Ağustos, 945–948.
- Akar, M., 2005. Bir Servo Motorun Bulanık Mantık Yöntemi Kullanılarak Kontrolü ve Geleneksel Yöntemlerle Karşılaştırılması (Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Türkiye, s. 1–15).
- Alsumady, M. O., Alturk, Y. K., Dagamseh, A., & Tantawi, M., 2021. Mikrodenetleyiciler kullanarak dc-dc Buck dönüştürücülerin kontrolü. *Uluslararası J. Devreler, Syst. Sinyal Süreci.*, 15 (Nisan), 197–202.
- Analog Cihazlar, 2021. Lt3800 IC. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3800fc>.
- Analog Devices, 2024. LTspice XVII simülasyon yazılımı. Analog Devices Inc., [Yazılım]. Erişim adresi: <https://www.analog.com/ltspice>
- Anonim, (t.y.). Dönüştürücüyü artırın. Vikipedi. Şu adreste mevcuttur: .
- Anonim, (t.y.). Kontrol Yöntemleri. TechWeb, Rohm'dan. Şu adreste mevcuttur: .
- Anonim, 2020. Düşük anahtar gerilimi stresine sahip, ultra yüksek kademeli ZVS senkron dönüştürücü. *IET Güç Elektroniği*.
- BOURNS, 2021.İndüktör SRP2313AA-220M. <https://www.bourns.com/docs/Product-Datasheets/SRP2313AA.pdf>
- Baykal, N., & Beyan, T., 2004. Fuzzy Logic Expert Systems and Controllers. Bıçakçılar Kitabevi.
- Bingül, Z., 2006. Modeling and Control with Matlab and Simulink II. Birsen Yayınevi.
- Bodur, H., 2014. Güç elektroniği (3rd ed.). İstanbul, Türkiye: Birsen Yayınevi.
- Cavanini, L., Cimini, G. ve Ippoliti, G., 2019. Önceden telafi edilmiş güç dönüştürücüler için model tahminli kontrol: Akım modu kontrolüne uygulama. *J. Franklin Inst.*, 356 (4), 2015–2030.
- Can, M.S. ve Özgüven, Ö. F. (2016a). Nötrosofik üyelik değerli bulanık PID kontrolörün tasarımı ve kalıcı mıknatıslı bir doğru akım motorunun dönüş açısı kontrolü. *Bilimde Yeni Sonuçlar Dergisi*, 126–138. <https://dergipark.org.tr/en/pub/jnrs/issue/27333/287736%0Ahttps://dergipark.org.tr/en/download/article-file/270692> adresinden erişildi.
- Can, M. S. ve Özgüven, Ö. F. (2016b). Nötrosofik Üyelik Fonksiyonlu Bulanık Mantık Denetleyici ile Sabit Mıknatıslı Doğru Akım Motor Milinin Dönüş Açısının Kontrolü, (2), 11–13.
- Çaylak, Y. (2024). Fırçasız doğru akım motorunun nötrosofik bulanık mantık PI denetleyici ile hız denetimi (Yüksek lisans tezi, Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı). Tokat.
- Chen, Y.L., Chen, J.F. ve Lai, D.W., 2018. Akım sensörü olmayan çift modlu dijital Buck dönüştürücü kontrol cihazı. 2018 IEEE Uluslararası Sürdürülebilir Enerji Sistemleri için Endüstriyel Elektronik Konferansı Bildirileri (IESES 2018), 2018-Ocak, s. 118–123. doi: 10.1109/IESES.2018.8349859.

- Choi, B., 2013. Buck Dönüştürücü. İçinde: Darbe Genişliği Ayarlanmış DC'den DC'ye Güç Dönüşümü.
- Crovetti, P. S., Usmonov, M., Musolino, F. ve Gregoretti, F., 2020. Dyadic Digital PWM'ye Dayalı Limitsiz Döngüsüz Dijital Kontrollü DC-DC Dönüştürücüler. IEEE Çev. Güç Elektronik., 35 (10), 11155–11166.
- Açıklama, G., & Konfigürasyonlar, S., 2021. 10-Bit, Kalıcı, Doğrusal Konik Dijital SEMBOL KOŞULLARI. Doğrusal olmama, 1–20.
- Devadasan, M. ve Patel, A.M., 2018. DC-DC düşürücü dönüştürücüde verimliliği artırmaya yönelik yöntemler. Bildiriler, s. 1358–1362.
- Doğan, Z. (2009). *Alternatif akım servo motorun farklı kontrol yöntemleri ile hız kontrolü* (Yüksek lisans tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü). İstanbul.
- Elmas, Ç., 2003. Fuzzy Logic Controllers. Seçkin Publishing, Ankara, pp. 23-195.
- Erdoğan, E., 2010. Dijital kontrollü çok fazlı senkronize DC-DC alçaltıcı çevirici tasarımı (Master's thesis). Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Ankara, Türkiye.
- Ergül, E. U., 2003. Görüntü İşlemede Bulanık Mantık (Yüksek Lisans tezi, Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Samsun, Türkiye, s. 31–76).
- Güldemir, H., 2011. DC-DC Buck dönüştürücünün kayan kipli kontrolünün incelenmesi. Enerji ve Güç Mühendisliği, 3 (4), 401-406.
- Gunawardane, K. ve Kularatna, N., 2018. Süper kapasitör destekli düşük kayıplı regülatör tekniği: Yüksek verimli doğrusal DC-DC dönüştürücüler elde etmek için yeni bir tasarım yaklaşımı. IET Güç Elektronik., 11 (2), 229–238.
- Hang, C.C., Åström, K.J. ve Ho, W.K., 1991. Ziegler-Nichols ayar formülünün iyileştirmeleri. IEE Bildirileri D - Kontrol Teorisi ve Uygulamaları, 138 (2), 111-118. <https://doi.org/10.1049/ip-d.1991.0019>.
- Hart, W., 2010. Güç Elektroniği (1. baskı). New York, ABD: McGraw-Hill.
- Hinov, N. ve Hranov, T., (Kayıp Yıl). Sabit akım modunda DC-DC dönüştürücüleri kontrol etmek için farklı yöntemlerin karşılaştırılması.
- Infineon, 2021. Infineon_BSC100N06LS3_G_DataSheet_v02_04_EN-1225571.pdf.
- Infineon, 2021. Infineon_BSC076N06NS3_G_DataSheet_v02_05_EN-1731124.pdf.
- Jain, S., & Kumar, A., 2020. DC-DC düşürücü dönüştürücü için bulanık mantık denetleyicisinin tasarımı ve performans analizi. IEEE Xplore. Şu adreste bulunabilir: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9138084>
- Kim, J.G., So, J.W. ve Yoon, K.S., 2019. Dijital olarak programlanabilir voltaj seviyesi değiştirme tekniği kullanan bir CMOS PFM Buck dönüştürücü. Analog Tümlleşik Devreler ve Sinyal İşleme, 98(2), 321–329. doi: 10.1007/s10470-018-1369-0.
- Kirshenboim, O., & Peretz, M.M., 2017. Çok Yüksek Düşürme Dönüşüm Oranına Sahip Yüksek Verimli Yalıtımsız Dönüştürücü. IEEE Çev. Güç Elektronik., 32 (5), 3683–3690.
- Lee, C. C., 1990. Kontrol sistemlerinde bulanık mantık: Bulanık mantık denetleyicisi - Bölüm I ve II. IEEE Çev. Sistem Man Cybern., 20 (2), 404–435.
- Lee, C. C., 1990. Kontrol sistemlerinde bulanık mantık: bulanık mantık denetleyicisi - Bölüm I ve II. Sistemler, İnsan ve Sibernetik Üzerine IEEE İşlemleri, 20 (2), 404–435.
- Mamdani, E.H. ve Assilian, S., 1975. Bulanık mantık denetleyiciyle dilsel sentezde bir deney.

- Uluslararası İnsan-Makine Çalışmaları Dergisi, 7 (1), 1–13.
- MathWorks, 2024. MATLAB (Sürüm R2024a). Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc. [Yazılım]. Erişim adresi: <https://www.mathworks.com/>
- Mohan, N., Undeland, T.M. ve Robbins, W.P., 1995. Güç Elektroniği (2. baskı). New York, ABD: John Wiley & Sons Inc.
- Moon, C.H., Chen, C.J. ve Lee, S.W., 2021. Düşük Sistem Saatli Dijital Buck Dönüştürücü için Rastgele Modülasyonlu Yayılmış Spektrumlu Dijital PWM. IEEE Erişimi, 9, 156663–156671.
- Rahman, M. A. ve Khan, M. J., 2017. Yenilenebilir enerji uygulamalarındaki DC-DC dönüştürücüler için bulanık mantık tabanlı bir kontrol stratejisi. IEEE Xplore. Şu adreste bulunabilir: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8272980>
- Rashid, M.H., 2007. Güç Elektroniği El Kitabı (3. baskı). Florida, ABD: Elsevier.
- Sarı, Y., 2005. Standart Formlarla Optimal Denetleyici Tasarımı (Doktora tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya, Türkiye, s. 31–76).
- Schweber, B., (t.y.). Dijital potansiyometrelerin temelleri ve bunların nasıl kullanılacağı. Dijital Anahtar Elektroniği. Şu adreste mevcuttur: .
- Shaker, M.S. ve Kraidi, A.A., 2019. Sağlam gözlemci tabanlı DC-DC dönüştürücü kontrolü. Kral Suud Üniversitesi Dergisi - Mühendislik Bilimleri, 31 (3), 238–244.
- Singha, A.K., Banerjee, S. ve Kapat, S., 2018. Dijital akım modu kontrollü bir dönüştürücüdeki tek çevrim gecikmesinin neden olduğu gelişmiş kararlılık. Devreler ve Sistemler Üzerinde IEEE İşlemleri II: Ekspres Özetler, 65(12), 1979–1983. doi: 10.1109/TCSII.2018.2793954.
- Singha, A.K. ve Kapat, S., 2016. Dijital Akım Modu Kontrollü Buck Dönüştürücünün Analizi ve Tasarımı için Birleşik Bir Çerçeve. IEEE Çev. Devreler Sist. Ben Regul. Pap., 63 (11), 2098–2107.
- Sucu, H., Göktaş, T., & Arkan, M., 2021. Buck Dönüştürücünün Dijital PI Kontrolörlü Tasarımı, Simülasyonu ve Uygulaması. Balkan Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Dergisi, 9 (2), 106–113.
- Tanaka, K. ve Wang, H. O., 2001. Bulanık Kontrol Sistemleri Tasarımı ve Analizi: Doğrusal Matris Eşitsizliği Yaklaşımı. John Wiley ve Oğulları.
- Uğur, A. ve Yılmaz, M., 2019. DC-DC dönüştürücüler için dijital hibrit akım modu kontrolü. IET Güç Elektron., 12 (4), 891–898.
- Varghese, M.P., Manjunatha, A. ve Kumar, S., 2016. Faz atma tekniğini kullanan VRM'ler için çok fazlı buck dönüştürücünün performans analizi. Sürdürülebilir Enerjiye Doğru Güç ve Enerji Sistemleri Bienali Uluslararası Konferansı (PESTSE 2016). doi: 10.1109/PESTSE.2016.7516529.
- Venmathi, M., Krishnakumar, V., Indira, D. ve Booma, N., 2018. Değiştirilmiş çift modlu kontrol şeması kullanılarak senkron dönüştürücünün performansının artırılması. 2018 IEEE Uluslararası Güç Elektroniği, Sürücüler ve Enerji Sistemleri Konferansı Bildirileri (PEDES 2018), s. 1-6. doi: 10.1109/PEDES.2018.8707620.
- Wu, H., Zhang, J., Zhao, J., Zhang, Y. ve Hu, L., 2019. Yardımcı anahtarı olmayan yeni bir yumuşak anahtarlamalı senkron dönüştürücü. 2019 IEEE 10. Uluslararası Dağıtılmış Üretim Sistemleri için Güç Elektroniği Sempozyumu Bildirileri (PEDG 2019), s. 537–541. doi: 10.1109/PEDG.2019.8807700.

- Yu, L., Xu, S., Zhang, H., Shi, L. ve Sun, W., 2021. Dijital Kontrollü Senkron Buck Dönüştürücü için Sistem Tanımlamasına Dayalı Bir Otomatik Ayarlama Yöntemi. IEEE J. Emerg. Sel. Tepe. Güç Elektron., 9 (3), 3307–3321.
- Yüksel, İ., 2001. Automatic Control. Vipaş Yayınevi.
- Ziegler, J. G. ve Nichols, N. B., 1942. Otomatik kontrolörler için optimum ayarlar. ASME İşlemleri, 64, 759-768.
- Zimmermann, H. J., 1996. Bulanık Küme Teorisi - Ve Uygulamaları. Springer Bilim ve İşletme Medyası.trolled DC-DC Converter with Fast Transient Response. Midwest Symp. Circuits Syst., 2019-Augus, 945–948.



ÖZGEÇMİŞ



