



**T.C.
BURSA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

**ANAHTARLAMALI KAPASİTÖR TABANLI ÇİFT YÖNLÜ DÜŞÜRÜCÜ
YÜKSELTİCİ TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BULANIK MANTIK KONTROLÖR
İLE GELİŞTİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hakan TEKİN

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

MAYIS 2023

**T.C.
BURSA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

**ANAHTARLAMALI KAPASİTÖR TABANLI ÇİFT YÖNLÜ DÜŞÜRÜCÜ YÜKSELTİCİ
TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BULANIK MANTIK KONTROLÖR İLE GELİŞTİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Hakan TEKİN
(20278034062)
ORCID:**

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

**Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Davut ERTEKİN
ORCID:**

MAYIS 2023

BTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 20278034062 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Hakan TEKİN, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “ANAHTARLAMALI KAPASİTÖR TABANLI ÇİFT YÖNLÜ DÜŞÜRÜCÜ YÜKSELTİCİ TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BULANIK MANTIK KONTROLÖR İLE GELİŞTİRİLMESİ” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Dr. Öğr. Üyesi Davut ERTEKİN**
Bursa Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. Gökay BAYRAK**
Bursa Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Burhan BARAKLI
Sakarya Üniversitesi

Teslim Tarihi :
Savunma Tarihi : **31.05.2023**



20.04.2016 tarihli Resmi Gazete’de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince; Bu Lisansüstü teze, Bursa Teknik Üniversitesi’nin abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Lisansüstü Eğitim Enstitüsü’nün belirlemiş olduğu ölçütlere uygun rapor alınmıştır.

İNTİHAL BEYANI

Bu tezde görsel, işitsel ve yazılı biçimde sunulan tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uyularak tarafımdan elde edildiğini, tez içinde yer alan ancak bu çalışmaya özgü olmayan tüm sonuç ve bilgileri tezde kaynak göstererek belgelediğimi, aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim.

Öğrencinin Adı Soyadı: Hakan TEKİN

İmzası:

X



Aileme ve Depremde Hayatını Kaybeden Tüm Dostlarıma,

ÖNSÖZ

Anahtarlamalı Kapasitör Tabanlı Çift Yönlü Düşürücü Yükseltici Tip Dönüştürücünün Bulanık Mantık Kontrolör ile Geliştirilmesi adlı bu tez çalışmasında elde ettiğim araştırma sonuçlarını paylaşmaktayım. Yüksek lisans eğitimim boyunca ve bu tezin hazırlanma sürecinde danışmanlığımı yaparak bilgi ve deneyimleriyle bana her zaman yardımcı olan ve yol gösteren saygıdeğer hocam Dr. Öğr. Üyesi Davut ERTEKİN'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Tezin hazırlanması sürecinde ve tüm hayatım boyunca bana maddi ve manevi desteğini esirgemeyen anneme, babama ve kardeşlerime teşekkürü bir borç bilirim.

Mayıs 2023

Hakan TEKİN
(Elektrik Elektronik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	viii
KISALTMALAR	x
SEMBOLLER	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiv
ÖZET.....	xvi
SUMMARY	xviii
1. GİRİŞ – BAŞLIKLAR.....	1
1.1 Tezin Amacı	5
2. ÇİFT YÖNLÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	7
2.1 İzolesiz DC-DC Dönüştürücüler	8
2.1.1 Buck ve boost dönüştürücü	9
2.1.2 Buck-boost dönüştürücü	11
2.1.3 Cuk dönüştürücü	12
2.1.4 SEPIC dönüştürücü	14
2.1.5 Zeta dönüştürücü	16
2.1.6 Çift yönlü z-source (z-kaynak) dönüştürücü.....	17
2.2 EA’larda Kullanılan Diğer Dönüştürücü Yapıları	18
2.2.1 Anahtarlamalı kapasitör (SC) tabanlı dönüştürücü	18
2.2.2 Interleaved dönüştürücü	19
2.2.3 Kaskad dönüştürücü	20
2.2.4 Çok seviyeli (multilevel) dönüştürücü	21
2.3 İzoleli DC-DC Dönüştürücüler	23
2.3.1 Flyback dönüştürücü	23
2.3.2 Push-pull dönüştürücü.....	25
2.3.4 Forward (ileri yönlü) dönüştürücü	26
2.3.5 Rezonans dönüştürücü	27
2.3.6 Çift yönlü tam döprü dönüştürücü	28
2.3.6 Çift yönlü yarım köprü dönüştürücü	29
3. DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN KONTROL TEKNİKLERİ.....	31
3.1 PI Kontrolör.....	32
3.2 PID Kontrolör.....	33
3.3 Kayan Kipli Kontrolör (Sliding Mode Controller)	34
3.4 Durum Uzay Modeli.....	35
3.5 Faz Kaydırma Kontrolü.....	36
3.6 Bulanık Mantık Kontrolör (Fuzzy Logic Controller).....	37
3.6.1 Bulanık mantık denetleyici sistemin avantajları	39
3.7 Nöro-Bulanık Kontrolör	40

4. ANAHTARLAMALI KAPASİTÖR TABANLI ÇİFT YÖNLÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN VE DENETLEYİCİ SİSTEMİN TASARIMI.....	42
4.1 Önerilen Çift Yönlü DC-DC Dönüştürücü.....	42
4.2 Bulanık Mantık Kontrolör Tasarımı.....	43
4.3 Devrenin Boost (Yükseltici) Modda Çalışması	49
4.3.1 Boost modunda bileşen değerlerinin hesaplanması	51
4.3.1.1 İndüktör değerlerinin hesaplanması	51
4.3.1.2 Kapasitör değerlerinin hesaplanması	51
4.4 Devrenin Buck (Düşürücü) Modda Çalışması	52
4.4.1 Buck modunda bileşen değerlerinin hesaplanması	53
4.4.1.1 İndüktör değerlerinin hesaplanması	54
4.4.1.2 Kapasitör değerlerinin hesaplanması	54
4.5 Sürekli Akım Modunda Kazancın Teorik Olarak Hesaplanması.....	55
4.6 Simülasyon ve Deneysel Sonuçlar	56
4.5.1 Boost moddaki simülasyon sonuçları	57
4.5.2 Buck moddaki simülasyon sonuçları	62
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	74
KAYNAKLAR	76
ÖZGEÇMİŞ.....	84

KISALTMALAR

A	: Amper (Akım Birimi)
AB	: Avrupa Birliği
AC	: Alternatif Akım
BEA	: Bataryalı Elektrikli Araç
CCM	: Sürekli Akım Modu (Continuous Current Mode)
CE	: Hata Değişimi (Change Error)
D	: Görev Döngüsü (Duty Cycle)
DC	: Doğru Akım
E	: Hata (Error)
EA	: Elektrikli Araç
EDS	: Enerji Depolama Sistemleri
EMI	: Elektromanyetik Parazi
F	: Farad
FLC	: Bulanık Mantık Kontrolör (Fuzzy Logic Controller)
IEA	: Uluslararası Enerji Ajansı (International Energy Agency)
NB	: Negatif Büyük (Negative Big)
NS	: Negatif Küçük (Negative Small)
PB	: Pozitif Büyük (Positive Big)
PHEA	: Plug-in Hibrit Elektrikli Araç
PI	: Oransal-Integral (Proportional-Integral)
PID	: Oransal-Integral-Türev (Proportional Integral Derivative)
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
SC	: Anahtarlama Kapasitör (Switched Capacitor)
SI	: Anahtarlama İndüktör (Switched Inductor)
SSM	: Durum Uzay Modeli (State Space Model)
YHEA	: Yakıt Hücreli Elektrikli Araç
YSA	: Yapay Sinir Ağları
Z	: Sıfır (Zero)

SEMBOLLER

C	: Kapasitör
C₀	: Çıkış Kapasitörü
D	: Duty Cycle
e(t)	: Anlık Hata
f	: Frekans
f_s	: Anahtarlama Frekansı
H	: Henry (İndüktör Birimi)
Hz	: Hertz (Frekans Birimi)
I	: Akım
I₀	: Yük Akımı
I_{ds}	: Anahtarlama Akımı
K_d	: Türevsel Kazanç Katsayısı
K_i	: İntegral Kazanç Katsayısı
K_p	: Oransal Kazanç Katsayısı
KVL	: Kirchhoff'un Gerilimler Yasası
L	: İndüktör
L_m	: Mıknatıslanma İndüktansı
M_{CCM}	: Gerilim Kazancı
N_p	: Transformatörün Primer Sargı Sayısı
N_s	: Transformatörün Sekonder Sargı Sayısı
n	: Transformatör Dönüştürme Oranı
P	: Güç
P₀	: Çıkış Gücü
R	: Direnç
S	: Anahtar
t	: Zaman
T	: Çalışma Periyodu
T_{on}	: Anahtarın İletim Olduğu Zaman Dilimi
u(t)	: Denetleme Sinyali

V	: Volt (Gerilim Birimi)
V₀	: Çıkış Gerilimi
V_{bat}	: Batarya Gerilimi
V_{ds}	: Anahtarlama Gerilimi
V_{in}	: Giriş Gerilimi
V_{ref}	: Referans Gerilim
W	: Watt (Güç Birimi)
ΔI	: Akım Dalgalanması
ΔV	: Gerilim Dalgalanması



ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1 : İzole edilmiş çift yönlü DC-DC dönüştürücülerin karşılaştırılması.....	22
Çizelge 2.2 : İzole edilmemiş çift yönlü DC-DC dönüştürücülerin karşılaştırılması.	30
Çizelge 3.1 : Çift yönlü DC-DC dönüştürücülerde kullanılan kontrol yöntemlerinin kısa özeti.....	40
Çizelge 4.1 : Bulanık denetleyici sisteme ait kural tablosu	46
Çizelge 4.2 : Simülasyonda kullanılan bileşen değerleri.....	55
Çizelge 4.3 : Önerilen dönüştürücünün literatürdeki diğer dönüştürücülerle karşılaştırılması	68

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : EA güç aktarma organının basit mimarisi.....	7
Şekil 2.2 : Çift yönlü DC-DC dönüştürücü yapıları.....	8
Şekil 2.3 : Çift yönlü buck ve boost dönüştürücü.....	9
Şekil 2.4 : Çift yönlü buck-boost dönüştürücü	12
Şekil 2.5 : Çift yönlü cuk dönüştürücü	13
Şekil 2.6 : SEPIC dönüştürücü.....	14
Şekil 2.7 : Çift yönlü zeta dönüştürücü.....	16
Şekil 2.8 : Çift yönlü z-source (z-kaynak) dönüştürücü.....	18
Şekil 2.9 : SC tabanlı çift yönlü dönüştürücü	19
Şekil 2.10 : Çift yönlü interleaved dönüştürücü	20
Şekil 2.11 : Çift yönlü kaskad dönüştürücü.....	21
Şekil 2.12 : Çok seviyeli dönüştürücü	22
Şekil 2.13 : Flyback dönüştürücü	24
Şekil 2.14 : Push-pull dönüştürücü.....	25
Şekil 2.15 : Forward dönüştürücü.....	26
Şekil 2.16 : Rezonans dönüştürücü.....	27
Şekil 2.17 : Çift yönlü tam köprü dönüştürücü.....	29
Şekil 2.18 : Çift yönlü yarım köprü dönüştürücü	29
Şekil 3.1 : DC-DC dönüştürücülerin kontrol teknikleri	31
Şekil 3.2 : PI kontrolör blok diyagramı	33
Şekil 3.3 : PID denetleyicisinin blok diyagramı.....	34
Şekil 3.4 : Kayan kipli kontrolörün blok diyagramı	35
Şekil 3.5 : Durum uzay modellemesi denetleyicisinin blok diyagramı	36
Şekil 3.6 : Bulanık denetleyici sisteme ait blok diyagramı.....	37
Şekil 3.7 : Uyarlanabilir nöro-bulanık denetleyici sistemin blok diyagramı.....	40
Şekil 4.1 : Önerilen DC-DC buck-boost dönüştürücünün devre topolojisi.....	43
Şekil 4.2 : Hataya ait üyelik fonksiyonu.....	45
Şekil 4.3 : Hata değişimine ait üyelik fonksiyonu	45
Şekil 4.4 : Çıkış değişkenine ait üyelik fonksiyonu	46
Şekil 4.5 : Denetleyicinin girişine ait blok diyagramı.....	47
Şekil 4.6 : Denetleyicinin çıkışına ait blok diyagramı.....	48
Şekil 4.7 : Tasarlanan dönüştürücü ve devre yapısı	49
Şekil 4.8 : Önerilen dönüştürücünün boost çalışma modları: Mod-1.....	50
Şekil 4.9 : Önerilen dönüştürücünün boost çalışma modları: Mod-2.....	50
Şekil 4.10 : Önerilen dönüştürücünün buck çalışma modları: Mod-1.....	52
Şekil 4.11 : Önerilen dönüştürücünün buck çalışma modları: Mod-2.....	53
Şekil 4.12 : Önerilen dönüştürücünün kazanç-görev döngüsü eğrisi	56
Şekil 4.13 : Tasarlanan dönüştürücünün boost çalışmadaki SIMULINK modeli.....	57
Şekil 4.14 : Önerilen dönüştürücünün boost modundaki giriş-çıkış gerilimleri.....	58

Şekil 4.15 : Değişken yük koşulları altında dönüştürücünün çıkış gerilimi: (a) 100 ohm, (b) 500 ohm ve (c) 800ohm	59
Şekil 4.16 : Güç anahtarları üzerindeki akım ve gerilimlerin dalga şekilleri	60
Şekil 4.17 : İndüktör akım ve gerilimlerinin dalga şekilleri.....	61
Şekil 4.18 : Bulanık denetleyici tarafından üretilen anahtarlama sinyali	62
Şekil 4.19 : Tasarlanan dönüştürücünün buck çalışmadaki SIMULINK modeli	63
Şekil 4.20 : Önerilen dönüştürücünün buck modundaki giriş-çıkış gerilimleri.....	63
Şekil 4.21 : Değişken yük koşulları altında dönüştürücünün çıkış gerilimi: (a) 5 ohm, (b) 10 ohm ve (c) 20 ohm.....	64
Şekil 4.22 : Buck moddaki yük akımı	65
Şekil 4.23 : Güç anahtarları üzerindeki akım ve gerilimlerin dalga şekilleri.	66
Şekil 4.24 : İndüktör akım ve gerilimlerinin dalga şekilleri, (a) akımlar, (b) gerilimler.	67
Şekil 4.25 : Dönüştürücülerin görev döngüsü-çıkış gerilimi grafiği	69
Şekil 4.26 : Farklı görev döngülerinde çalışan yarı iletken anahtarlar üzerindeki ; (a) gerilim streslerinin, (b) akım streslerinin karşılaştırılması.....	67
Şekil 4.27 : Çıkış gücü – verim karşılaştırması	71
Şekil 4.28 : Önerilen prototip dönüştürücü ve test düzeneği.....	71
Şekil 4.29 : Anahtar gerilimleri; (a) S_1 anahtarı, (b) S_1 ve S_2 anahtarları.....	72
Şekil 4.30 : (a) L_1 indüktör akım ve gerilimi anahtarı, (b) diyot gerilimleri.....	73
Şekil 4.24 : Farklı görev döngülerinde çalışan yarı iletken anahtarlar üzerindeki ; (a) gerilim streslerinin, (b) akım streslerinin karşılaştırılması.....	67

ANAHTARLAMALI KAPASİTÖR TABANLI ÇİFT YÖNLÜ DÜŞÜRÜCÜ YÜKSELTİCİ TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BULANIK MANTIK KONTROLÖR İLE GELİŞTİRİLMESİ

ÖZET

Fosil yakıtları kullanan araçlardan kaynaklı karbon emisyonu nedeniyle çevre ve insan sağlığı ciddi tehditlerle karşı karşıyadır. Karbon salınımının olmaması, gürültülerinin oldukça düşük olması, yüksek sürüş konforu sağlaması, bakım maliyetinin az olması gibi avantajları nedeniyle otomobil üreticileri elektrikli araçlara yönelmektedir. Elektrikli araçlar güç elektroniği dönüştürücüleri ile bağlantılı farklı enerji depolama sistemleri kullanılarak yapılandırılmıştır. Genellikle elektrikli araçlar, AC-DC dönüştürücüler aracılığıyla doğrudan şebekeden veya şarj istasyonlarından şarj edilir. Daha sonra enerji depolama sistemleri aracı hızlandırmak için gerekli olan enerjiyi motora iletir. Ek olarak, depolama sistemleri tarafından sağlanan güç, kararsız ve düzensiz olduğundan dolayı, enerji depolama sistemlerinde bulunan her bir enerji kaynağı ile elektrikli araç güç aktarma sisteminin arasında DC-DC dönüştürücüler entegre edilmelidir. Bu durumlar elektrikli araçların verimli bir şekilde kullanımı için enerji depolama sistemleri ile elektrik motoru arasında kullanılan dönüştürücü yapısının işlevselliğinin oldukça önemli olduğunu göstermektedir. Yakıt hücresi, süper kapasitörler ve batarya gibi enerji kaynaklarından elektrik motoruna düzenli ve güvenilir bir güç aktarımı sağlamak için uygun güç elektroniği dönüştürücüleri ve kontrolör yapılarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle bu tez çalışmasında elektrikli araçlarda kullanılmak üzere DC-DC dönüştürücüler, dönüştürücülerin özellikleri, güçlü ve zayıf yönlerini vurgulayan bir çalışma sunulmuştur. Ek olarak, elektrikli araç uygulamaları için verimli bir dönüştürücü yapısının geliştirilmesine yönelik önerilerin paylaşılmasını amaçlamaktadır. Son olarak, elektrikli araçlarda kullanılmak üzere yüksek verimliliğe ve yüksek gerilim dönüştürme oranına sahip çift yönlü anahtarlamalı kapasitör (SC) tabanlı DC-DC dönüştürücü ve dönüştürücü için uygun kontrol yapısı tasarlanmıştır. Kontrol işlemini sağlamak için de karmaşık matematiksel işlemler ve modellemeler gerektirmeyen bulanık mantık kontrolör kullanılmıştır. Dönüştürücünün diğer bir avantajı ise kontrol sisteminin karmaşıklığını en aza indiren, her iki güç anahtarını da aynı anda çalıştırabilen senkron anahtarlama sinyalinin kullanılmasıdır. Önerilen dönüştürücü yapısı, düşük görev döngüsünde yüksek dönüştürme oranına sahiptir. Bununla birlikte, dönüştürücü çıkışındaki gerilim dalgalanması oldukça düşüktür ve anahtarlar düşük gerilim streslerine sahiptirler. Ek olarak, dönüştürücü yapısında çok az sayıda manyetik bileşen bulunduğundan devrenin hacmi küçük ve devre uygun maliyetlidir. Tasarımın ilk aşamasında sistem gereksinimleri ve çalışmanın amaçları belirlenmiştir. Sonrasında sistem gereksinimlerini karşılayabilmek için matematiksel hesaplamalar yapılmıştır. Dönüştürücünün çıkışından istenilen genlikte ve kararlı bir gerilim elde etmek, aynı zamanda dönüştürücünün verimini arttırmak için hızlı, güvenilir ve düşük maliyetli olan bulanık mantık denetleyici sistem kullanılmıştır. Tasarlanan çift yönlü DC-DC

dönüştürücünün farklı giriş gerilimleri ve değişen yük koşulları altında hem buck hem de boost modu için Matlab/SIMULINK paket programı kullanılarak simüle edilmiştir. Tasarımı yapılan çift yönlü DC-DC dönüştürücü değişen giriş gerilimleri ve yük koşulları altında her iki yönde de sabit bir çıkış gerilimi sağladığından iyi tasarlanmış DC-DC dönüştürü özelliklerini taşımaktadır. Yapılan matematiksel analizler, alınan simülasyon sonuçları ve laboratuvar ortamında yapılan prototip dönüştürücü devresi bu durumu kanıtlar niteliktedir.

Anahtar kelimeler: DC-DC dönüştürücü, Anahtarlama kapasitör, Çift yönlü dönüştürücüler, Kontrol teknikleri, Bulanık mantık kontrolör.



DEVELOPMENT OF SWITCHED CAPACITOR-BASED BIDIRECTIONAL BUCK-BOOST TYPE CONVERTER WITH FUZZY LOGIC CONTROLLER

SUMMARY

Carbon emissions from fossil fuel-powered automobiles pose substantial risks to both the environment and human health. Due to their lack of carbon emissions, minimal noise, high performance, and efficiency, electric vehicles are highly sought after on a global scale. Different energy storage systems connected to power electronic converters are used to configure electric vehicles. Electric vehicles are often charged by AC-DC converters from charging stations or directly from the grid. The energy needed to accelerate the vehicle is then sent to the engine through energy storage systems. Energy storage devices do offer power, but it is unpredictable and unstable. As a result, any energy source utilized in electric vehicles might need to have a DC-DC converter built into the powertrain's DC bus. These examples demonstrate how crucial it is for the effective operation of electric vehicles that the converter structure between energy storage units and electric motors is functioning. Converters, appropriate controller structures, and modulation methods are needed to enable a secure and dependable power transfer from the energy storage devices to the electric motor. Due to this, a thorough examination of the characteristics, advantages, and disadvantages of DC-DC converters utilized in electric vehicles is provided in this thesis. To identify potential gaps in future working practices, this study also examines the primary issues and difficulties with EV converters and controller structures. It also intends to give suggestions for creating an effective converter structure for use in electric vehicle applications. Finally, a suitable control structure has been developed for a high efficiency and high voltage conversion ratio bi-directional switched capacitor-based (SC) DC-DC converter for usage in electric vehicles. A suitable control structure has been developed. Control is provided via a fuzzy logic controller, which does not necessitate elaborate mathematical procedures and models. The converter also has the benefit of using a synchronous switching signal that can concurrently operate both power switches, reducing the complexity of the control system. High conversion rates at low duty cycles are offered by the suggested converter construction. The voltage stress on the switches is also relatively minimal, and there is just a small voltage ripple at the converter output. Because there are so few magnetic components in the converter structure, the circuit also has a tiny volume and is reasonably priced. The system requirements and the study's objectives were established in the first design phase. Under various input voltages and variable load conditions, the planned bidirectional DC-DC converter is simulated using the Matlab/SIMULINK package program for both buck and boost modes. Due to its ability to maintain a constant output voltage in both directions while operating under a variety of input voltages and load situations, the developed bidirectional DC-DC converter possesses the qualities of a well-designed DC-DC converter. Mathematical analyzes, simulation results and prototype converter circuit made in laboratory environment prove this situation.

Keywords: DC-DC converter, Switching capacitor, Bi-directional converters, Control techniques, Fuzzy logic controller.



1. GİRİŞ

Fosil yakıt tabanlı araçların yol açtığı karbon emisyonu nedeniyle insan ve çevre sağlığı ciddi tehditlerle karşı karşıyadır. Avrupa Birliği (AB) tarafından yapılan bir çalışmada, ulaşım sektörünün karbondioksit (CO_2) emisyonlarının yaklaşık %27 olduğunu, emisyonların ise %70'inin doğrudan araç kullanımı tarafından yayıldığı belirtilmektedir [1]. Ayrıca yapılan bir başka çalışmada ise 1990'dan 2010 yılına kadar olan süreçte diğer kaynaklardan gelen sera gazı emisyonu %15 azalırken, aynı süreçte ulaşım sektöründen kaynaklı sera gazı emisyonu %36'lara kadar çıkmıştır [2]. Sıfır karbon emisyonuna sahip elektrikli araçların (EA'ların) kullanımı, yüksek karbon emisyonuna sahip fosil yakıt tabanlı araçların kullanımını azaltmak için mükemmel bir potansiyele sahiptir. Karbon salınımının olmaması, gürültülerinin oldukça düşük olması, yüksek sürüş konforu sağlaması, bakım maliyetinin az olması gibi avantajları nedeniyle otomobil üreticileri EA'lara yöneldi.

EA'lar genel olarak Bataryalı Elektrikli Araçlar (BEA'lar), Plug-in Hibrit Elektrikli Araçlar (PHEA) ve Yakıt Hücresel Elektrikli Araçlar (YHEA) olmak üzere üç başlık altında incelenmektedirler [3]. Bir EA güç aktarma organının yapısı basit olarak, enerji depolama sistemleri (EDS), dönüştürücüler, kontrolör yapıları ve yüksek güçlü elektrik motorundan oluşmaktadır. Batarya, süper kapasitörler ve yakıt hücrelerinden oluşan EDS'ler, bir DC-DC dönüştürücüye bağlanır, elektrik motoruna bağlantı ise yüksek gerilime sahip bir DC bara ve ardından DC baraya DC-AC inverter üzerinden sağlanır [4]. EDS'lerin elektrik motoruna güvenilir ve istikrarlı bir güç sağlaması gerekmektedir. Ancak, aktarma organındaki kaynaklar düzensizdir ve yüksek gerilim düşüşlerine sahiptirler [5]. Bataryalar, uygun boyut, yüksek enerji yoğunluğu ve yüksek güvenilirliğe sahiptir ve bu nedenle uzun süreler enerji kaynağı olarak kullanıma uygundur. Hibrit sistemlerde bataryalar ve süper kapasitörler birlikte kullanılarak, batarya üzerindeki gerilim stresi azaltılabilir. Bu da hızlı dinamik yanıt sağlamasının dışında dönüştürücünün kullanım ömrünü arttırır [6]. Süper kapasitörler, hızlı şarj ve deşarj potansiyelleri sayesinde rejeneratif frenlemeyi destekler ve hızlanma sırasında güç sağlamak için uygundur [7]. Yakıt hücreleri söz

konusu olduğunda, yüksek enerji yoğunluğu sağlarlar ancak dinamik yanıtları yavaştır, sınırlı destek altyapısı, kaynakların yetersiz olması ve güvenilirliği nedeniyle bataryalara ve süper kapasitörlere kıyasla bir çok sorunla karşılaşmaktadır [8, 9]. Bu nedenle, EA'larda yakıt hücrelerinin kullanımı oldukça azdır ve ayrıca bu çalışmanın da kapsamı dışındadır.

Her bir enerji kaynağını aktarma organında bulunan yüksek gerilimli DC baraya bağlamak için belirli gereksinimlere sahip DC-DC dönüştürücüler gerekmektedir. Bataryalar ve süper kapasitörler için sistemin verimini en üst düzeye çıkaran ve rejeneratif frenlemeyi destekleyen çift yönlü DC-DC dönüştürücüler gerekmektedir. Süper kapasitörler, hızlı şarj-deşarj özelliğine sahip olduğundan, burada kullanılacak dönüştürücü hızlı dinamik cevap yeteneğine sahip olmalıdır. Bataryalar için kullanılan dönüştürücülerde hızlı dinamik cevap gerekli değildir. Çünkü, bir şarj profili kabaca 30 dakikadan bir kaç saate kadar sürebilir. Ancak bataryaların ömrünü arttırmak için giriş akımındaki dalgalanmaları azaltmak önemlidir [10]. Ayrıca, EA'larda kullanılan dönüştürücülerde, diğer DC-DC dönüştürücülerde de olduğu gibi yüksek gerilim kazancına ve geniş bir gerilim aralığında güç iletme özelliğine sahip olması istenmektedir. Araştırmacılar yüksek gerilim kazancı elde etmek ve yüksek güçlü uygulamalarda kullanmak için geleneksel DC-DC dönüştürücülerin aksine yeni dönüştürücü yapılarını araştırmaktadır. Otomotiv endüstrisinde küçük boyutlu, güvenilir, hafif, düşük maliyetli ve yüksek verime sahip DC-DC dönüştürücülere oldukça fazla talep vardır [11]. Bununla birlikte, DC-DC dönüştürücülerde bulunan güç anahtarının açma-kapama yapması sırasında lineer olmayan davranışlar ve hafif sönümlü dinamikler görülebilmektedir [12, 13]. Bu sorunların üstesinden gelmek, hızlı dinamik cevaplar ve istenen çıkış gerilimini elde etmek için verimli bir kontrolör tasarımı gerekmektedir. EA'larda kullanılan dönüştürücülerde kontrolör kullanmanın temel amacı, daha hızlı yanıt ve az sayıda kararlı durum hatası elde etmektir. Hızlı dinamik yanıt, elektromanyetik paraziti (EMI), anahtarlama kayıplarını ve akım stresini azaltır [14]. DC-DC dönüştürücülerini kontrol etmek için literatürde doğrusal ve doğrusal olmayan olarak sınıflandırılan bir çok kontrolör tekniği önerilmektedir. Doğrusal kontrolör yapıları basit bir yapıya sahiptir ve kolay uygulanabilir, ancak yük değişimi altında etkileri zayıftır. Akıllı kontrolörler ise hızlı dinamik cevap ve kararlılık özelliklerine sahiptirler [15, 16].

Literatürde DC-DC dönüştürücüler için bir çok çalışma bulunmaktadır [17-20]. Genel olarak, dönüştürücüleri izoleli ve izolesiz dönüştürücüler olmak üzere iki kategoride inceleyebiliriz [21]. İzole edilmiş dönüştürücüler, daha yüksek dönüştürme oranları elde etmek için sistemin maliyetini, hacmini ve kayıplarını arttıran, verimini düşüren bir transformatör kullanmaktadır [22]. Ayrıca transformatör kullanılması, EMI problemlerine yol açmaktadır [23, 24]. İzole edilmemiş DC-DC dönüştürücüler yapısında temel olarak yarı iletken anahtar, diyot, kapasitör ve indüktör bulundurmaktadır. Teorik olarak, DC-DC dönüştürücülerin görev oranı arttırılarak daha yüksek gerilim kazancı elde edilebilir. Ancak pratik çalışmalarda, yarı iletken güç anahtarlarının daha büyük görev oranlarında ilettime koyulması indüktör ve kapasitörlerin parazitik direçleri ve bileşenler üzerinde artan gerilim stresleri nedeniyle kazanç sınırlıdır [25, 26]. Bu tür dönüştürücüler daha çok düşük güç gerektiren uygulamalarda kullanılırlar. Cuk dönüştürücüler düşünüldüğünde bu dönüştürücüler için gerilim kazancı önemli değildir. Bu dönüştürücü yapısında büyük görev döngülerinde daha yüksek gerilim kazancı elde edilebilir, ancak bu yüksek dinamik kayıplara yol açar ve sistemin verimini azaltır. Literatür incelendiğinde anahtarlamalı kapasitör (SC) ve anahtarlamalı indüktör (SI) hücreleri kullanılarak daha yüksek gerilim kazancı elde etmek ve dönüştürücünün veriminin arttırılması amaçlanmıştır [27-29]. DC-DC dönüştürücü yapılarına uygun SC hücreleri eklenerek normalde elde edilen kazancın yaklaşık iki katı kadar gerilim kazancı elde edilebilir ve sistem daha yüksek dönüştürme oranlarına sahip olur [30].

Literatürde EA'larda dönüştürücü tasarımı ve işleyişini inceleyen bir çok çalışma bulunmaktadır. [31]'de yazarlar, EA'larda kullanılan dönüştürücü topolojilerine odaklanarak çeşitli DC-DC dönüştürücü yapılarını araştırdılar. Ancak, EA'larda kullanılan dönüştürücü yapılarının kontrolör yöntemlerinden bahsetmediler. [32]'de, EA uygulamalarında kullanılan farklı DC-DC dönüştürücüler derlenmiş ve karşılaştırmıştır. Bununla birlikte, dönüştürücünün çalışması, kontrolör yapısı ve optimizasyon şeması detaylı olarak çalışılmamıştır. [33]'de, araç uygulamalarında kullanılan DC-DC dönüştürücüleri açıklayan bir derleme çalışması yapılmıştır. Ancak yazarlar temel uygulama konularını detaylı bir şekilde açıklamamıştır. [34]'de yazarlar, EA uygulamaları için hem izole edilmiş hem de izole edilmemiş dönüştürücü yapılarını vurgulayarak, EA'larda kullanılan çift yönlü DC-DC dönüştürücüleri açıkladılar; ancak çalışma yapısı ve kontrol tekniklerine

değinmediler. [35]'de, hibrit elektrikli araçlarda tek yönlü, çift yönlü, izole edilmiş ve izole edilmemiş olmak üzere farklı güç dönüştürücüleri incelenmiştir. Bununla birlikte, yazarlar dönüştürücülerin akıllı kontrol şemalarını ele almamıştır. [36]'da, bir EA uygulaması için anahtarlama kapasitör (SC) tabanlı yükseltici bir dönüştürücü yapısı önerilmiştir. [37]'de yazarlar, hibrit elektrikli araçlar için SC tabanlı çift yönlü DC-DC dönüştürücü yapısı geliştirdi. Önerilen dönüştürücü yapısı, yüksek gerilim kazancı altında daha düşük gerilim stresine sahiptir. Aynı zamanda yazarlar, teorik analizi doğrulamak için 400W çıkış gücüne sahip dönüştürücünün deneysel bir prototibini tasarladılar. [38]'de, EA'larda DC bara gerilimini kontrol altında tutmak için anahtarlama indüktör (SI) tabanlı dönüştürücü sundu. SI tabanlı dönüştürücünün etkinliği, tatmin edici sonuçlar gösteren buck ve boost çalışma modu ile doğrulandı. [39]'da, giriş kaynakları ve motor arasında çift yönlü akım akışını daha az eleman kullanarak yapmak için SI tabanlı dönüştürücü yapısı sunulmuştur. Önerilen yapı, EA'larda kullanılan diğer geleneksel DC-DC dönüştürücülere kıyasla daha az bileşenden oluşur. [40]'da, gerilim kazancını arttırmak ve anahtar üzerindeki gerilim stresini azaltmak için SI tabanlı bir DC-DC dönüştürücü yapısı önerilmiştir. [41]'de yazarlar, EA'larda ki hibrit enerji kaynakları için yarı-z-kaynak çift yönlü dönüştürücü önerdi. [42]'de yazarlar, daha düşük çıkış akımı dalgalanması ve yüksek gerilim kazancına sahip flyback dönüştürücü tasarlamıştır. [43]'de yazarlar, değişen yük koşulları altında etkin bir şekilde güç sağlamak için EA'larda kullanılan yeni bir tam köprü sıfır gerilimde anahtarlama dönüştürücüyü tanıttı. Yumuşak anahtarlama işlemini sağlamak için akımla çalışan bir doğrultucu kullanılmıştır, bu da tüm yük seviyelerinde daha yüksek verim sağlamıştır. [44]'de, hibrit elektrikli araçlar için daha az sayıda anahtara sahip yüksek kazançlı bir sıfır gerilimde anahtarlama dönüştürücü önerilmiştir. [45]'de yazarlar, tamamen elektrikli ve hibrit elektrikli araçlar için izole edilmiş çift yönlü DC-DC dönüştürücü tasarımı üzerine çalışmışlar. Ancak kontrol yapıları üzerinde detaylı bir çalışma yapılmamıştır.

DC-DC dönüştürücülerin çıkışında istenilen seviyede çıkış gerilimi elde etmek için, güç anahtarlarının belirlenen görev oranlarında açılıp kapanması gerekmektedir. Yarı iletken güç anahtarlarını kontrol etmemizi sağlayan anahtarlama sinyallerini üretmek için uygun kontrolör yapıları kullanılmaktadır. DC-DC dönüştürücülerde bu sinyalleri elde etmek için giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve referans gerilim gibi çeşitli parametreleri kullanır. Bu parametreler kullanılarak elde edilen anahtarlama

sinyalleriyle yarı iletken güç anahtarları açılıp kapatılarak çıkışta istenilen genlikte gerilimler elde edilebilir. Dönüştürücü yapısıyla ilgili tüm senaryolar analiz edilerek tasarlanan kontrolör yapılarıyla DC-DC dönüştürücülerin en verimli ve en doğru şekilde çalışması sağlanır. Genel olarak DC-DC dönüştürücüler için tasarlanan kontrolör yapılarında, hızlı ve dinamik yanıt, yüksek verimlilik, düşük maliyet ve sağlamlık gibi farklı özellikler istense de kontrolör yapıları bu özelliklerin hepsini aynı anda sağlayamayabilir. Bu sebeple, uygulamanın gereksinimlerine göre bu özellikler arasında doğru seçimler yapılarak kontrolör tasarımı yapılır. Literatürde DC-DC dönüştürücüleri kontrol etmek için PI, PID, kayan kipli kontrolör, durum uzay modeli, bulanık mantık kontrol (FLC), yapay sinir ağları ve diğer akıllı kontrol sistemleri kullanılmaktadır. Doğrusal kontrolör yapıları zor ve karmaşık matematiksel modeller gerektirir.

PI ve PID dönüştürücü yapıları düşük maliyetli ve hızlı dinamik yanıt özelliklerine sahiptir, ancak bu yapılar bozulmalara ve belirsizliklere karşı dayanıklı değildir. Kayan kipli kontrol yapıları yüksek referans takip yeteneklerine sahiptir. Bununla birlikte kontrol yapıları karmaşık ve uzun matematiksel modellere ihtiyaç duyduğundan tasarımı zordur. Faz kaydırma yöntemleri yüksek verim ve hızlı dinamik yanıt özelliklerine sahiptir, ancak yüksek verim elde etmek zahmetli ve zordur. Yapay sinir ağları, hızlı işlem yapabilme, yüksek öğrenme kabiliyeti gibi özelliklere sahiptir. Bununla birlikte, denetleyici sistemin eğitilmesi için çok sayıda veri toplamak gerekmektedir ve donanımına bağlı olarak çalışmak zorundadır. Bulanık mantık kontrolörler ise hızlı dinamik yanıt, sağlamlık, yüksek verim, kontrol kolaylığı ve basitlik gibi avantajlarıyla bilinir. Bununla birlikte bu sistemleri tasarlamak için uzman bilgisi gerekmektedir.

1.1 Tezin Amacı

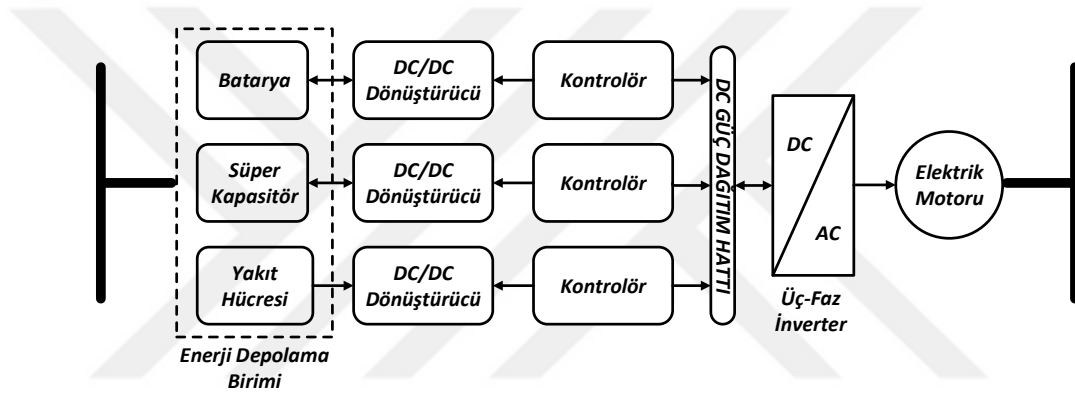
Uluslararası Enerji Ajansı (IEA) 2017 yılında yayınladığı bir raporda gelecek yıllarda talepleri karşılayabilmek için EA aktarma organlarına odaklanan çalışmaların yapılmasının büyük önem arzettiğini söylemektedir [46]. Günümüzde ise hızla gelişmekte olan EA endüstrisinde en fazla ihtiyaç duyulan konulardan biri uygun aktarma organlarının tasarımıdır. Bu açıdan bu tez çalışmasında, EA’larda kullanılabilecek çift yönlü DC-DC dönüştürücüleri, özelliklerini, çalışma prensiplerini, güçlü ve zayıf yönlerini vurgulayan ayrıntılı bir araştırma sunmak

hedeflenmektedir. Aynı zamanda yukarıda yapılan araştırma boşluklarının kapatılmasına destek olabilmek de bu çalışmanın ikincil hedefleri arasındadır. Ayrıca, bu tez çalışmasında gelecekteki çalışma boşluklarını belirlemek için DC-DC dönüştürücülerinin kontrolör yapılarının temel sorunlarını ve zorluklarını da içermektedir. Bununla birlikte, gelecekte yapılacak olan çalışmalarda yüksek verime sahip dönüştürücü yapısının geliştirilmesine yönelik önemli öneriler sunmaktadır.

Bu bakımdan bu tez çalışmasında yüksek dönüştürme oranları ve düşük gerilim stresleri elde etmek ve kontrol sisteminin karmaşıklığını en aza indirmek için çift yönlü SC tabanlı buck-boost dönüştürücü yapısı önerilmektedir. Kontrol işlemini sağlamak için de karmaşık matematiksel işlemler ve modellemeler gerektirmeyen bulanık mantık kontrolör kullanılmıştır. Dönüştürücünün diğer bir avantajı ise kontrol sisteminin karmaşıklığını en aza indiren, her iki güç anahtarını da aynı anda çalıştırabilen senkron anahtarlama sinyalinin kullanılmasıdır. Önerilen dönüştürücü yapısı, düşük görev döngüsünde yüksek dönüştürme oranına sahiptir. Bununla birlikte, dönüştürücü çıkışındaki gerilim dalgalanması oldukça düşüktür ve anahtarlar düşük gerilim streslerine sahiptirler. Ek olarak, dönüştürücü yapısında çok az sayıda manyetik bileşen barındırdığından devrenin hacmi küçük ve devre uygun maliyetlidir. Çalışma şu şekilde ilerlemektedir. İlk olarak 2. Bölümde literatürdeki çift yönlü DC-DC dönüştürücüler açıklanmıştır. 3. Bölüm’de DC-DC dönüştürücüler için kullanılan kontrol teknikleri ve çalışma prensipleri üzerinde durulmuştur. 4. Bölümde tasarlanan SC tabanlı çift yönlü buck-boost dönüştürücü yapısı, çalışma modları, bileşen değerlerinin hesaplanması ve kontrolör tasarımı üzerinde durulmuştur. Ek olarak yapılan simülasyon sonuçlarına ve deneysel sonuçlara da bu bölümde yer verilmiştir. Son olarak 5. Bölüm’de çalışmanın sonuç bölümü yer almaktadır.

2. ÇİFT YÖNLÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

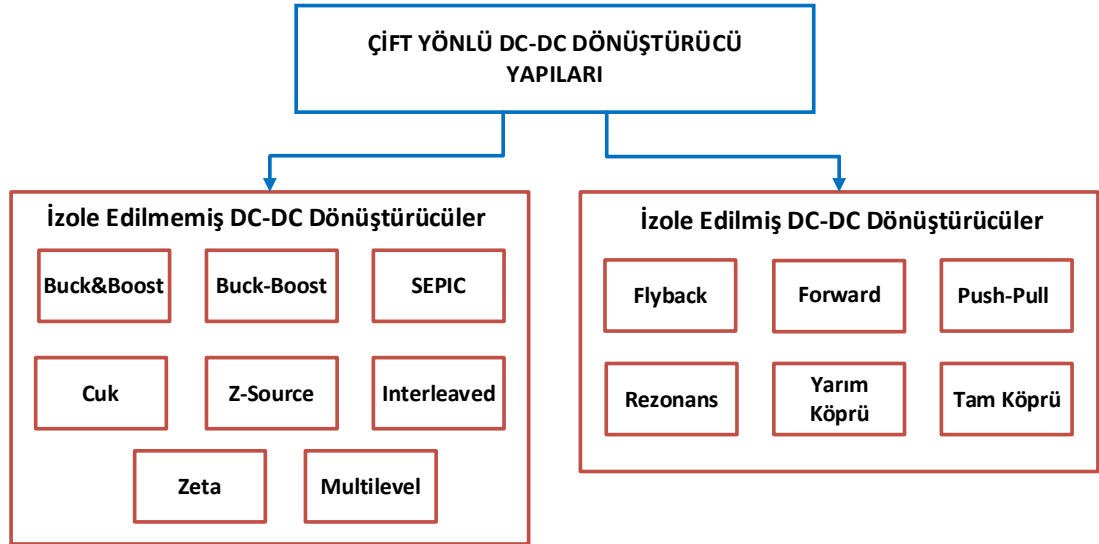
EA yapısı basit olarak EDS'ler, dönüştürücüler, kontrolörler ve elektrik motorundan oluşmaktadır. EDS'ler bir DC-DC dönüştürücüye bağlanır, elektrik motoruna bağlantı ise yüksek gerilime sahip bir DC bara ve ardından bir DC-AC inverter aracılığıyla kurulur. Bir EA aktarma organının mimarisi detaylı olarak Şekil 2.1'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 : EA güç aktarma organının basit mimarisi [4].

Yarı iletken teknolojisinin ve güç elektroniği alanında yapılan çalışmaların ilerlemesiyle birlikte farklı yapılara sahip DC-DC dönüştürücü topolojileri geliştirilmeye devam etmektedir. Literatürde sistemin ihtiyacına göre tek yönlü ya da çift yönlü, izoleli ya da izolesiz dönüştürücü yapıları bulunmaktadır. Özellikle EA'larda frenleme sırasındaki enerjinin geri kazanımı için kullanılan dönüştürücünün çift yönlü olması gerekmektedir [47]. Literatürdeki çift yönlü DC-DC dönüştürücü yapıları ve kullanılan kontrol tekniklerinin olduğu bir sınıflandırma Şekil 2.2'de gösterilmektedir.

EA'lardaki dönüştürücü yapıları izole edilmiş ve izole edilmemiş olmak üzere iki kategoriye ayrılabilir. İzole edilmemiş dönüştürücüler, orta ve yüksek güçte çalışan EA'lar için uygundur, izole edilmiş dönüştürücüler ise düşük ve orta güç gerektiren EA'lar için uygundur.



Şekil 2.2 : Çift yönlü DC-DC dönüştürücü yapıları.

2.1 İzolesiz DC-DC Dönüştürücüler

İzolesiz DC-DC dönüştürücülerin basit yapı, yüksek verimlilik, düşük maliyet gibi çeşitli avantajları vardır. Bunlara ek olarak, tasarımlarının sade olması, yarı iletken sayısının az olması gibi avantajlara da sahiptirler. Geleneksel buck, boost ve interleaved dönüştürücüler basit mimarileri, uygun maliyetleri ve kontrol tekniklerinin basit olması sebebiyle endüstride yaygın olarak kullanılırlar. Buck-boost, SEPIC ve Cuk dönüştürücüler girişe uygulanan gerilimi hem yükseltmek hem de düşürmek için kullanılabilirler. Bu başlık altında endüstride oldukça fazla tercih edilen izolesiz çift yönlü DC-DC dönüştürücü yapılarının ayrıntılı analizi sunulmuştur. Bunlara ek olarak, bu çalışmada gerilim yükseltme tekniklerine dayalı olarak tasarlanmış anahtarlamalı kapasitör, interleaved, kaskat ve çok seviyeli (multilevel) dönüştürücü yapıları da incelenmiştir.

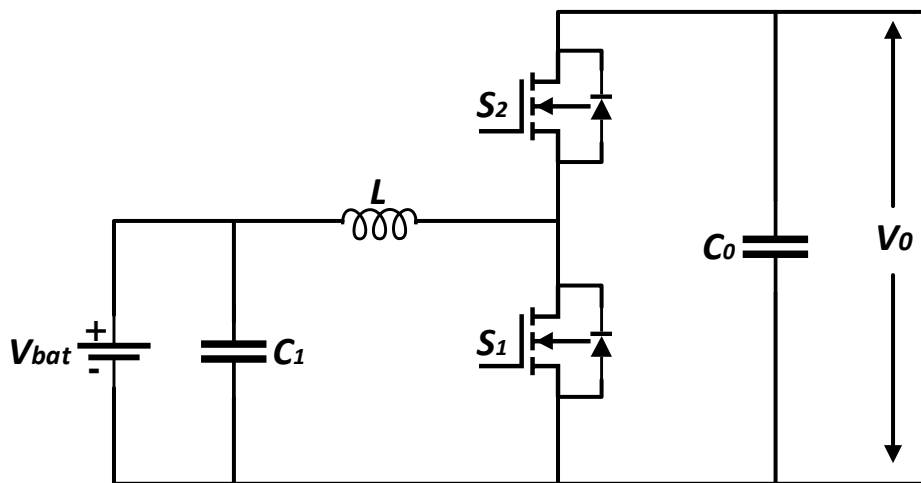
İzole edilmemiş DC-DC dönüştürücüler yapısında temel olarak yarı iletken anahtar, diyot, kapasitör ve indüktör bulundurmaktadır. Teorik olarak, DC-DC dönüştürücülerin görev oranı artırılarak daha yüksek gerilim kazancı elde edilebilir. Ancak pratik çalışmalarda, yarı iletken güç anahtarlarının daha büyük görev oranlarında iletme koyulması indüktör ve kapasitörlerin parazitik direçleri ve bileşenler üzerinde artan gerilim stresleri nedeniyle kazanç sınırlıdır [25, 26]. Bu tür dönüştürücüler daha çok düşük güç gerektiren uygulamalarda kullanılırlar. Cuk dönüştürücüler düşünüldüğünde bu dönüştürücüler için gerilim kazancı önemli değildir. Bu dönüştürücü yapısında büyük görev döngülerinde daha yüksek gerilim

kazancı elde edilebilir, ancak bu yüksek dinamik kayıplara yol açar ve sistemin verimini azaltır.

2.1.1 Buck ve Boost Dönüştürücü

Geleneksel çift yönlü DC-DC dönüştürü yapısı Şekil 2.3’de gösterilmiştir. Bu yapı, geleneksel buck ve boost dönüştürücündeki tek yönlü anahtar olan diyotun yerine çift yönlü güç anahtarı kullanılarak yapılandırılmıştır. Dönüştürücü, V_{bat} ’dan V_0 ’a doğru boost modunda çalışarak gerilim seviyesini yükseltir, V_0 ’dan V_{bat} ’a doğru ise buck modunda çalışarak gerilim seviyesini düşürür.

Dönüştürücü temel olarak iki tane çift yönlü anahtar, bir tane indüktör ve kapasitörlerden oluşmaktadır. Devre boost modunda çalışırken indüktör V_{bat} kaynağı tarafından S_1 anahtarı üzerinden şarj edilir, yük ise C_0 kapasitörü tarafından beslenir. S_1 anahtarı kesime girdiğinde ise boşalan kapasitör tekrar şarj olur ve indüktör üzerinde biriken enerji yükü besler. İndüktörün deşarj olduğu zaman aralığında, indüktör üzerindeki gerilimin polaritesi ile gerilim kaynağının polaritesi aynıdır. Burada indüktör gerilimi ile kaynak geriliminin toplamı çıkış gerilimini verir. Dolayısıyla giriş gerilimi çıkışta indüktör üzerindeki gerilim kadar yükseltilmiş olur. Devre buck modunda çalışırken ise L indüktörü V_0 kaynağı tarafından S_2 anahtarı aracılığıyla şarj olur. S_2 anahtarı kesime girdiğinde indüktör üzerinde depolanan enerji yüke aktarılmaya devam eder.



Şekil 2.3: Çift yönlü buck ve boost dönüştürücü.

Dönüştürücünün giriş-çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.1’de gösterilmiştir.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.1)$$

Hem buck hem de boost özelliğe sahip dönüştürücülerde bileşen değerleri her iki modda ayrı ayrı hesaplanarak devrenin çalışmasına uygun olacak şekilde belirlenir.

Buck çalışma moduna ilişkin hesaplamalar aşağıdaki gibidir. Tasarımda kullanılacak minimum indüktör değeri Denklem 2.2 kullanılarak hesaplanabilir. Burada hesaplanan L_{min} değeri minimum indüktans değeridir. Genellikle İndüktör değeri L_{min} değerinin 1.25 katı olarak belirlenmektedir.

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.2)$$

İndüktör akımı Denklem 2.3’deki gibi hesaplanmaktadır. Burada hesaplanan akım değeri ortalama indüktör akımıdır. İndüktör üzerindeki maksimum ve minimum akım değeri Denklem 2.5 ve 2.6 kullanılarak hesaplanır. Akım dalgalanması ise Denklem 2.4’de gösterildiği gibi hesaplanabilmektedir.

$$I_L = \frac{V_o}{R} \quad (2.3)$$

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.4)$$

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.5)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.6)$$

Devredeki kapasitör değeri ise Denklem 2.7 kullanılarak hesaplanabilir. Burada ΔV_o gerilim dalgalanması olarak ifade edilir ve genellikle çıkış geriliminin %1’i olarak hesaplamalara dahil edilir.

$$C = \frac{1-D}{8L(\Delta V_o/V_o)f^2} \quad (2.10)$$

Boost çalışma modundaki bileşen değerleri de aşağıdaki gibi hesaplanabilir. Kullanılan denklemlere ilişkin açıklamalar buck çalışma moduyla aynı olduğu için burada direkt olarak denklemlere yer verilmiştir.

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2}{2f} \quad (2.8)$$

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \quad (2.9)$$

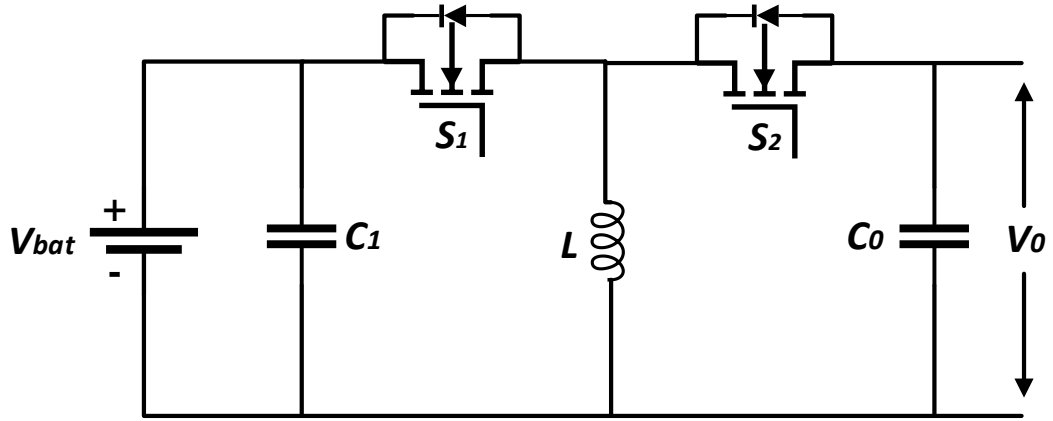
Denklem 2.9’da hesaplanan akım ortalama akım değeridir. Maksimum ve minimum akım değerleri ise buck modunda olduğu gibi Denklem 2.5 ve 2.6 kullanılarak hesaplanır.

$$C = \frac{D}{R(\Delta V_o/V_o)f} \quad (2.10)$$

2.1.2 Buck-Boost Dönüştürücü

Buck-boost dönüştürücüler, görev döngüsüne bağlı olarak hem boost hem de buck modda çalışabilen dönüştürücü yapılarıdır. Şekil 2.4’de geleneksel çift yönlü basit buck-boost yapısı gösterilmektedir. Tek yönlü buck boost dönüştürücüdeki tek yönlü yarı iletken anahtarlar yerine çift yönlü bir anahtar kullanılarak dönüştürücünün iki yönde de güç iletmesi sağlanmaktadır.

Dönüştürücü yapısı, bir indüktör ve iki anahtardan oluşmaktadır. Buck-boost dönüştürücü yapısı kontrol kolaylığı ve basit yapısı nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Çalışma mantığı buck ve boost dönüştürücüler ile benzerdir. S_1 anahtarı iletimdeyken L indüktörü V_{bat} tarafından şarj olur, bu sırada yük C_0 kapasitörü tarafından beslenir. Anahtar kesime girdiğinde ise, indüktör S_2 anahtarının diyotu üzerinden yükü besler. Güç akışının tersi yönde ise yani buck modunda ise S_1 anahtarı kesim S_2 anahtarı ise iletim moduna geçer. S_2 anahtarı iletimdeyken, L indüktörü V_0 tarafından şarj edilirken, V_{bat} , C_1 kapasitörü tarafından enerjilenir. S_2 anahtarı kesime girdiğinde ise indüktör üzerindeki enerji S_1 anahtarının diyotu üzerinden V_{bat} ’a iletilir.



Şekil 2.4 : Çift yönlü buck-boost dönüştürücü.

Dönüştürücünün giriş-çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.11’de gösterilmektedir. Denklemden de görüldüğü gibi yük gerilimin polaritesi ile, gerilim kaynağı (V_{bat}) üzerindeki gerilimin polaritesi zıt yönlüdür.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = -\frac{D}{1-D} \quad (2.11)$$

Ortalama indüktör akımı Denklem 2.12’deki gibi hesaplanır.

$$I_L = \frac{V_o^2}{V_{bat}RD} = \frac{P_0}{V_{bat}D} = \frac{V_{bat}D}{R(1-D)^2} \quad (2.12)$$

İndüktör değerinin minimum değeri Denklem 2.13 kullanılarak hesaplanabilir.

$$L_{min} = \frac{(1-D)^2}{2f} \quad (2.13)$$

ΔV_0 çıkış gerilim dalgalanmasını ifade etmektedir ve Denklem 2.14’de gösterildiği gibi hesaplanabilir.

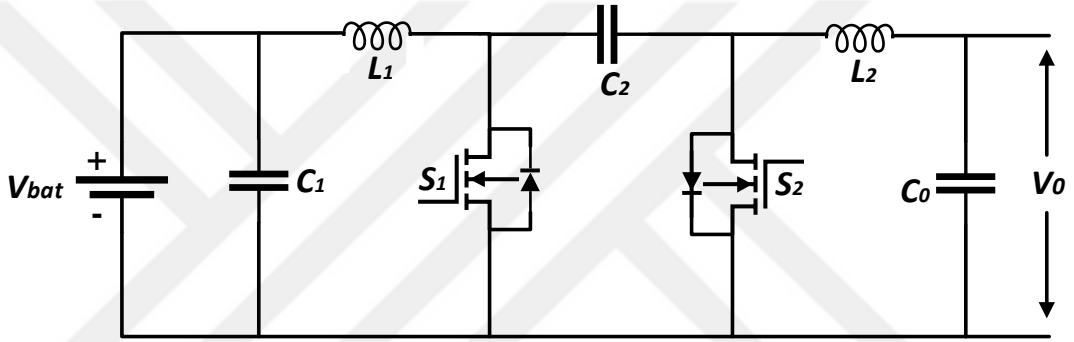
$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{RCf} \quad (2.14)$$

2.1.3 Cuk Dönüştürücü

Şekil 2.5’de gösterildiği gibi, çift yönlü bir cuk dönüştürücü, bir kapasitör, iki indüktör ve iki anahtardan oluşur. Devrede kullanılan indüktörler, bir filtre gibi davranarak harmonikleri azaltırlar [48]. Cuk dönüştürücü çıkışından elde edilen gerilim değeri buck-boost dönüştürücüde olduğu gibi giriş geriliminden düşük yada

yüksek olabilir. Buck-boost dönüştürücüler ile benzer çalışma prensibine sahip cuk dönüştürücülerde, buck-boost dönüştürücülerin aksine enerji transferinden indüktörler değil de kapasitörler sorumludur [49]. Bu sebepten ötürü, kapasitör üzerinde sürekli bir güç aktarımı olduğundan, anahtarlar üzerindeki EMI daha düşük seviyelerdedir.

S_1 anahtarı bir PWM (darbe genişlik modülasyonu) sinyali ile kontrol edilir, S_2 anahtarı ise kesimde olup normal bir diyot gibi çalışır. S_1 iletimdeyken L_1 indüktörü V_{bat} tarafından şarj olur. C_2 kapasitörü üzerindeki gerilim S_2 anahtarının diyotunu ters polarladığından diyottan akım akmaz ve C_2 kapasitörü L_2 indüktörü üzerinden yükü besler. Bu durumda devre, boost dönüştürücü gibi çalışır.



Şekil 2.5 : Çift yönlü cuk dönüştürücü.

Anahtar kesime girdiğinde ise diyot üzerinden akım akar. V_{bat} ve L_1 birlikte C_2 kapasitörünü besler, L_1 ise C_0 üzerinden yükü besler. Bu durumda devre, buck dönüştürücü gibi çalışır. Benzer şekilde S_2 anahtarı bir PWM sinyali tarafından kontrol edilir ve S_1 anahtarı kesime girip normal bir diyot davranışı sergilediğinde akım tersi yönde akış sergileyerek V_{bat} kaynağına enerji sağlar.

Dönüştürücünün giriş-çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.15’de gösterilmektedir. Denklemden de görüldüğü gibi yük gerilimin polaritesi ile, gerilim kaynağı (V_{bat}) üzerindeki gerilimin polaritesi zıt yönlüdür.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = -\frac{D}{1-D} \quad (2.15)$$

İndüktör üzerinde sürekli akım sağlamak için, ortalama akım, akımdaki değişimden daha büyük olmalıdır. Sürekli akım için minimum indüktör değerleri Denklem 2.16 gösterildiği gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{(1-D)^2 R}{2Df} \\ L_2 &= \frac{(1-D)R}{2f} \end{aligned} \quad (2.16)$$

İndüktör akımındaki dalgalanma ise Denklem 2.17 ve 2.18'deki gibi hesaplanabilir.

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{bat}DT}{L_1} = \frac{V_{bat}D}{L_1 f} \quad (2.17)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_{bat}DT}{L_2} = \frac{V_{bat}D}{L_2 f} \quad (2.18)$$

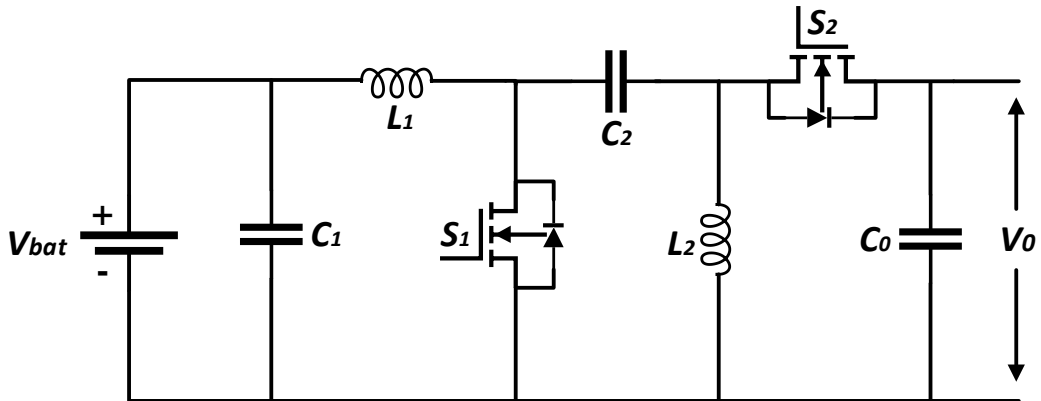
Çıkış gerilim dalgalanması Denklem 2.19 ve C_1 'deki dalgalanma Denklem 2.20 kullanılarak hesaplanabilir.

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{1-D}{8L_2 C_2 f^2} \quad (2.19)$$

$$\Delta V_{C1} \approx \frac{V_0 D}{RC_1 f} \quad (2.20)$$

2.1.4 SEPIC Dönüştürücü

Cuk dönüştürücü yapısının yeniden düzenlenmesi ile gerçekleştirilen diğer bir DC-DC dönüştürücü yapısı olan SEPIC dönüştürücüler, pozitif çıkış gerilimi gerektiren uygulamalarda kullanılırlar [51]. Cuk dönüştürücüden farklı olarak yukarıda da belirtildiği gibi çıkış geriliminin polaritesi kaynak geriliminin polaritesi ile aynıdır. Şekil 2.6, çift yönlü SEPIC dönüştürücü topolojisini göstermektedir. SEPIC dönüştürücüler, yüksek güçlü uygulamalarda kullanılması ve çıkış geriliminin pozitif olması nedeniyle buck-boost dönüştürücülerden ayrılır [52].



Şekil 2.6 : SEPIC dönüştürücü.

Bu topolojide, S_1 iletimde olduğu durumda L_1 indüktörü kaynak tarafından şarj olur. Aynı zamanda C_2 kapasitörü de L_2 indüktörünü şarj eder. C_0 çıkış kapasitörü yükü beslemeye devam eder. S_1 anahtarı kesime girdiğinde L_1 ve L_2 indüktörleri üzerinde depolanan enerji S_2 anahtarının diyotu üzerinden C_0 kapasitörünü dolayısı ile yükü besler. Benzer şekilde S_2 anahtarı iletimde ve S_1 anahtarı kesimde olduğu durumda ise L_1 ve L_2 indüktörleri V_0 kaynağı tarafından şarj olur. Ayrıca C_2 kapasitörüdeşarj olurken C_1 kapasitörü de şarj olur. S_2 anahtarı kesime girdiğinde ise L_1 ve L_2 indüktörleri üzerinde depolanan enerji S_1 anahtarının diyotu üzerinden C_1 kapasitörünü dolayısı ile bataryayı şarj eder.

SEPIC dönüştürücüde giriş ile çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.21’de gösterilmektedir. Denklemden de görüldüğü gibi cuk dönüştürücüden farklı olarak yük gerilimin polaritesi ile, gerilim kaynağı (V_{bat}) üzerindeki gerilimin polaritesi zıt yönlüdür.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.21)$$

L_1 üzerindeki ortalama akım S_1 anahtarı üzerindeki akıma eşittir ve Denklem 2.22’de olduğu gibi hesaplanabilir. L_2 indüktörünün ortalama akımı çıkış akımına eşit olmaktadır.

$$I_{L_1} = I_{S_1} = \frac{V_0 I_0}{V_{bat}} = \frac{V_o^2}{V_{bat} R} \quad (2.22)$$

Denklem 2.23 ve 2.24, sırasıyla L_1 ve L_2 indüktörleri üzerindeki akım dalgalanmasını göstermektedir.

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{bat} D T}{L_1} = \frac{V_{bat} D}{L_1 f} \quad (2.23)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_{bat} D T}{L_2} = \frac{V_{bat} D}{L_2 f} \quad (2.24)$$

Çıkış gerilim dalgalanması ve C_2 üzerindeki dalgalanma Denklem 2.25’de ve C_1 üzerindeki dalgalanma ise Denklem 2.26 kullanılarak hesaplanabilir.

$$\Delta V_0 = \Delta V_{C_2} = \frac{V_o D}{R C_2 f} \quad (2.25)$$

$$\Delta V_{C_1} = \frac{V_o D}{R C_1 f} \quad (2.26)$$

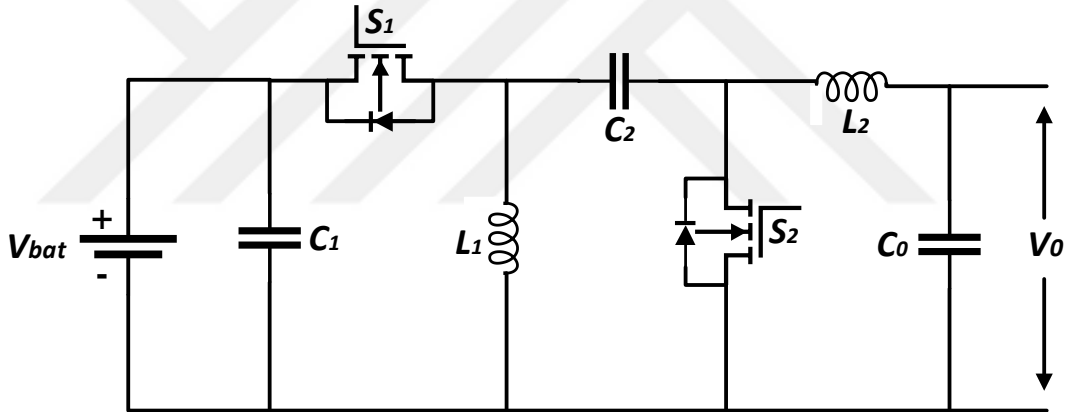
Denklem 2.27 ve 2.28 kullanılarak kondansatör değerleri hesaplanabilir.

$$C_1 = \frac{D}{R(\Delta V_{C_1}/V_0)f} \quad (2.27)$$

$$C_2 = \frac{R}{R(\Delta V_{C_2}/V_0)f} \quad (2.28)$$

2.1.5 Zeta Dönüştürücü

Zeta dönüştürücülerin yapısı SEPIC dönüştürücü yapısına oldukça benzerdir. Zeta dönüştürücüler, buck-boost ve buck dönüştürücü yapılarının kaskat olarak bağlanmış halinden yola çıkılarak türetilmiştir. Kaskat yapısında bazı elemanların kullanımına ihtiyaç duyulmadığı için onlar kaldırılarak zeta dönüştürücü yapısı elde edilmiştir [53]. Şekil 2.7’de zeta dönüştürücü devresi gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü üzere orta sayıda bileşen sayısına ve devre karmaşıklığına sahiptir.



Şekil 2.7 : Çift yönlü zeta dönüştürücü.

S_1 anahtarı iletimde ve S_2 anahtarı kesimde olduğu durumda ise L_1 ve L_2 indüktörleri V_{bat} kaynağı tarafından şarj olur. L_1 ve C_2 elemanlarının polariteleri nedeni ile S_2 anahtarının diyotu kesim modundadır ve akım iletmez. Bu durumda, C_2 kapasitörü üzerinde biriken enerji L_2 indüktörü üzerinden akmaya başlar. L_2 üzerinde bulunan enerji ise C_0 kapasitörünü dolayısıyla yükü besler. Benzer şekilde, S_2 iletimde olduğu durumda L_2 indüktörü V_0 tarafından şarj olur. Aynı zamanda C_2 kapasitörü de L_1 indüktörünü şarj eder. S_2 anahtarı kesime girdiğinde L_1 indüktörü üzerinde depolanan enerji S_1 anahtarının diyotu üzerinden C_1 kapasitörünü dolayısı ile bataryayı şarj eder.

Zeta dönüştürücü için giriş-çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.29'daki gibidir. Denklemden de görüldüğü gibi buck-boost dönüştürücünden farklı olarak yük geriliminin polaritesi, gerilim kaynağı (V_{bat}) üzerindeki gerilimin polaritesiyle aynı yöndedir. Bileşen değerlerinin hesaplanması da SEPIC dönüştürücüye oldukça benzerdir.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.29)$$

Denklem 2.30 ve 2.31, sırasıyla L_1 ve L_2 indüktörleri üzerindeki akım dalgalanmasını göstermektedir.

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{bat}DT}{L_1} = \frac{V_{bat}D}{L_1 f} \quad (2.30)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_{bat}DT}{L_2} = \frac{V_{bat}D}{L_2 f} \quad (2.31)$$

Çıkış gerilim dalgalanması ve C_2 üzerindeki dalgalanma Denklem 2.32'de ve C_1 üzerindeki dalgalanma ise Denklem 2.33 kullanılarak hesaplanabilir.

$$\Delta V_0 = \Delta V_{C_2} = \frac{V_0 D}{RC_2 f} \quad (2.32)$$

$$\Delta V_{C_1} = \frac{V_0 D}{RC_1 f} \quad (2.33)$$

Denklem 2.34 ve 2.35 kullanılarak kondansatör değerleri hesaplanabilir.

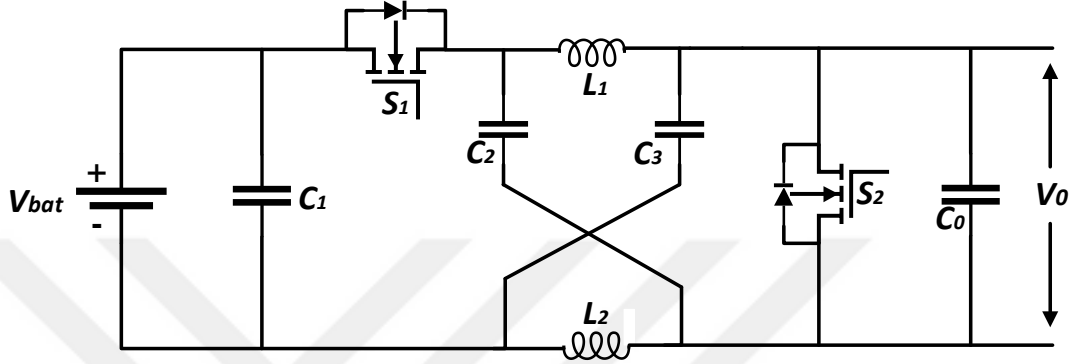
$$C_1 = \frac{D}{R(\Delta V_{C_1}/V_0)f} \quad (2.34)$$

$$C_2 = \frac{R}{R(\Delta V_0/V_0)f} \quad (2.35)$$

2.1.6 Çift Yönlü Z-Source (Z-Kaynak) Dönüştürücü

Z-source dönüştürücüler, yüksek verime sahip dönüştürücü yapılarından biridir. Buck-boost dönüştürücülerde olduğu gibi çıkış gerilimini hem yükseltme hem de düşürme özelliğine sahiptir. Çift yönlü z-source dönüştürücü yapısı Şekil 2.8'de gösterilmektedir. Şekilde de görüldüğü üzere dönüştürücünün ana devresini güç kaynağına bağlayan ayrı bir indüktör-kapasitör yapısına sahiptir. Z-source dönüştürücüler genellikle orta ve yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilmektedir.

Çıkışlarında düşük gerilim dalgalanmalarına sahiptirler ve geleneksel yapılara göre daha düşük görev döngülerinde daha yüksek çıkış gerilimi sağlarlar [54]. Z-source dönüştürücü yapısının verimi yüksektir ancak boyutu ve maliyeti diğer yapılara kıyasla daha fazladır. Dönüştürücü 0.5'in üzerindeki görev döngülerinde kazanç ilişkisi negatif olduğundan, dönüştürücünün kararlı bölgede çalışabilmesi için 0.5'in altındaki görev döngülerinde çalıştırılması gerekmektedir [55].



Şekil 2.8 : Çift yönlü z-source (z-kaynak) dönüştürücü.

Şekil 2.8’de gösterilen çift yönlü z-source dönüştürücüde giriş-çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.36’daki gibidir.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = \frac{1-D}{1-2D} \quad (2.36)$$

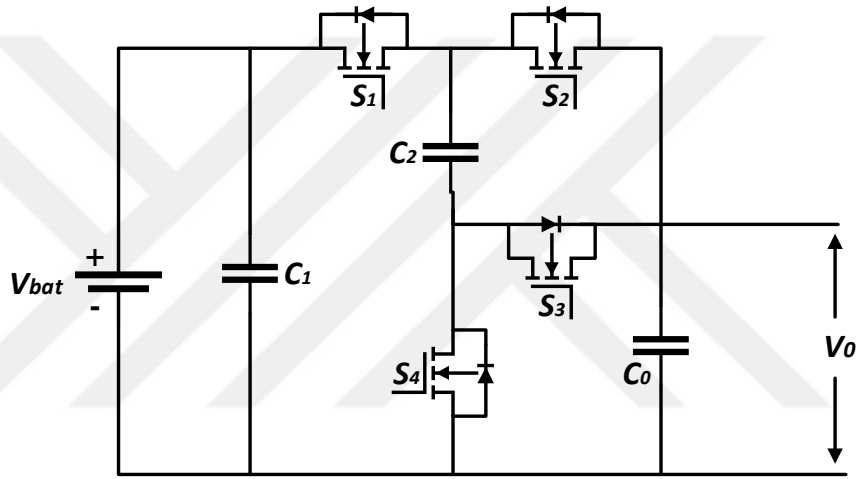
2.2 EA’larda Kullanılan Diğer Dönüştürücü Yapıları

EA’larda sıklıkla kullanılan geleneksel DC-DC dönüştürücü yapıları yukarıda incelenmiştir. Bu bölümde ise EA’larda kullanılan bazı özel dönüştürücü yapılarından bahsedilecektir. Bu yapılar çift yönlü anahtarlama kapasitör tabanlı dönüştürücüler, interleaved dönüştürücüler, kaskad dönüştürücüler ve çok seviyeli (multilevel) dönüştürücülerdir.

2.2.1 Anahtarlama Kapasitör (SC) Tabanlı Dönüştürücü

SC tabanlı DC-DC dönüştürücüler basit yapıları ve basit kontrol stratejilerine sahip olduğundan geliştirilmesi kolaydır. Bu topolojilerde, yüksek gerilim kazancı elde etmek için kapasitörlerin düşük gerilimli ve yüksek gerilimli tarafa enerji iletmesi için farklı şarj ve deşarj yöntemleri kullanılmaktadır [56]. Literatürde daha yüksek gerilim dönüştürme oranı elde etmek ve verimi arttırmak için SC tabanlı dönüştürücü

yapıları üzerinde çalışılmıştır [57, 58]. Gerilim kazancını arttırmak ve güç anahtarları üzerinde oluşan gerilim stresini en aza indirmek için tasarıma SC hücreleri eklenebilir. SC yapısını kullanan dönüştürücülerde manyetik bileşenlere gerek duyulmadığından dönüştürücünün hacmi küçülür, bu avantajından dolayı SC yapıları düşük güç gerektiren devrelerde oldukça fazla kullanılmaktadır. Ayrıca, bu yapılar aktif anahtar içermediğinden dolayı yapısı itibariyle basittirler ve devrelere kolayca entegre edilebilirler. Şekil 2.9’da SC tabanlı çift yönlü izolesiz DC-DC dönüştürücü yapısı görülmektedir. Topoloji anahtar ve kapasitörlerden oluşmaktadır, görüldüğü gibi bu yapılar bünyesinde indüktör bulundurmaz.



Şekil 2.9 : SC tabanlı çift yönlü dönüştürücü [59].

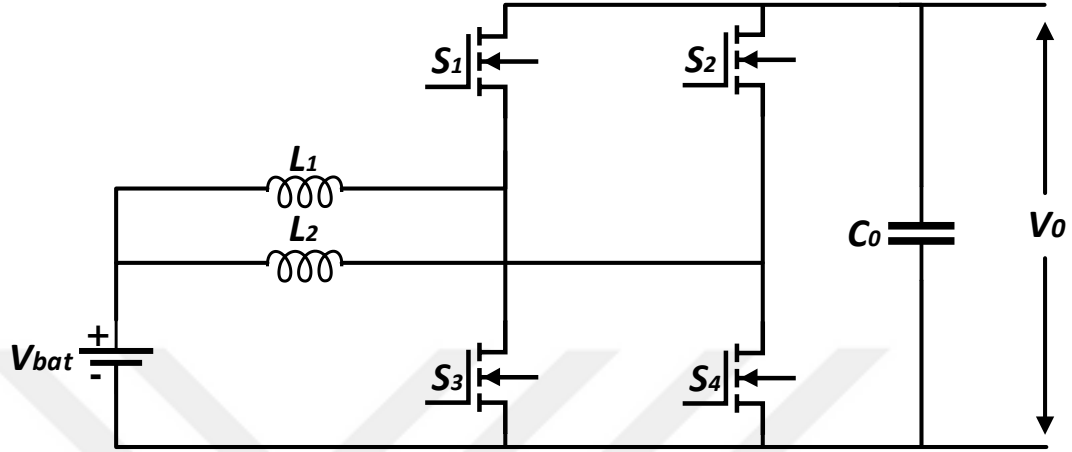
Şekil 2.9’deki dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.37’de verilmiştir.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = 2 \quad (2.37)$$

2.2.2 Interleaved Dönüştürücü

Çıkıştaki akım dalgalanmasını azaltmak ve kritik iletim modunda çalışan dönüştürücülerin güç kapasitelerini arttırmak için DC-DC interleaved dönüştürücüler yaygın olarak kullanılmaktadır [60]. Bu teknik kullanılarak, fitrede kullanılan bileşenlerin değerleri azaltılabilir [61]. Çıkış akımındaki dalgalanmaları azaltmak ve dönüştürücünün dinamik cevabını iyileştirmek için indüktörlerin doğrudan veya ters olarak bağlandığı çift yönlü interleaved yapılar bulunmaktadır. Şekil 2.10’da akım ve

gerilim dalgalanmasını azaltmak, indüktör boyutunu küçültmek ve sistemin güvenilirliğini arttırmak amacıyla bataryanın şarj/deşarjı için çift yönlü iki fazlı interleaved dönüştürücü önerilmiştir [62]. Bu yapıda anahtarlar 180° faz farkı ile tetiklenir, 180° faz farkı da indüktör akımını oluşturur.



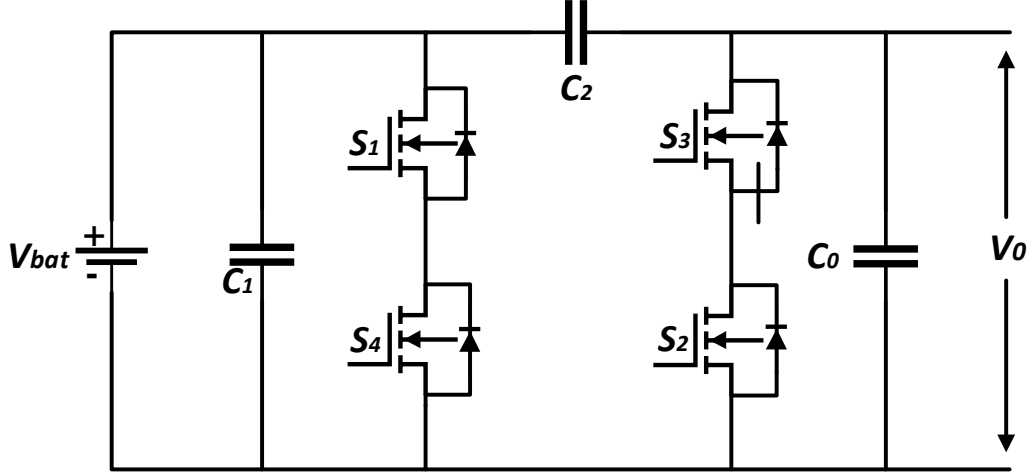
Şekil 2.10 : Çift yönlü interleaved dönüştürücü [61].

Şekil 2.10'daki dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.38'de verilmiştir.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.38)$$

2.2.3 Kaskad Dönüştürücü

Dönüştürücülerin gerilim dönüştürme oranlarını arttırmak, akım ve gerilim streslerini azaltmak için, iki veya daha fazla dönüştürücü kaskad olarak birbirine bağlanabilir. Şekil 2.11'de izolesiz çift yönlü kaskad dönüştürücü yapısı gösterilmektedir. Bu topoloji, iki çift yönlü buck-boost dönüştürücünün kaskad bağlanması ile elde edilmiştir. Geleneksel buck-boost dönüştürücü ile kıyaslandığında kullanılan eleman sayısı fazladır ancak aynı görev döngüsünde daha yüksek gerilim kazancı elde edilir. Ayrıca gösterilen bu topolojide, anahtarların, kapasitörlerin ve diyotların akım stresleri, indüktörün ise akım dalgalanması azaltılmıştır. Bu sayede, dönüştürücü daha yüksek güçlerde kullanılabilir [63].



Şekil 2.11 : Çift yönlü kaskad dönüştürücü.

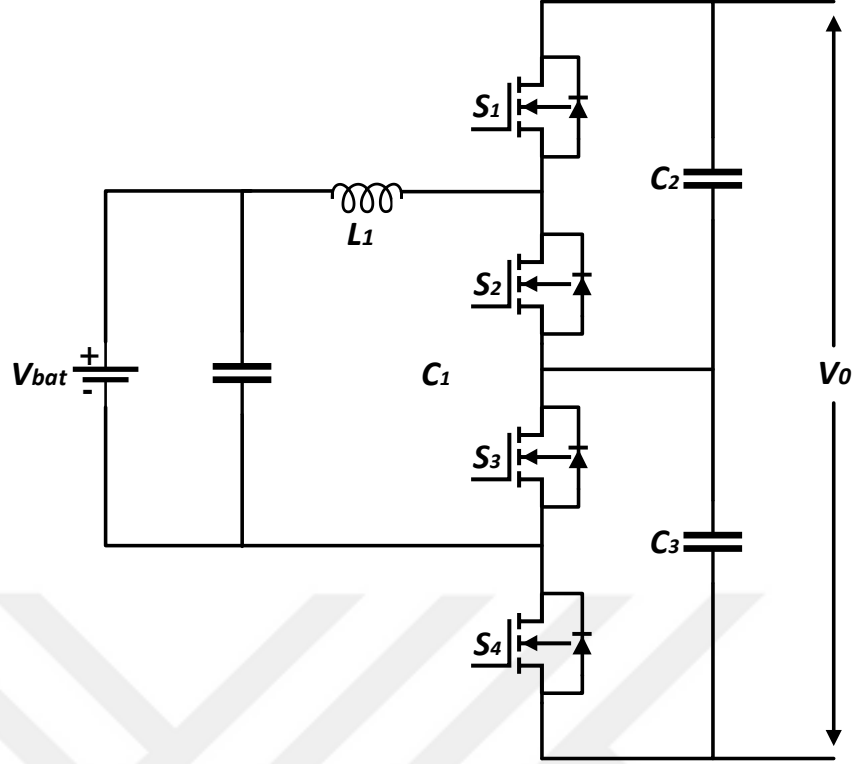
Şekil 2.11’de gösterilen çift yönlü kaskad dönüştürücünün giriş-çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.39’da gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.39)$$

2.2.4 Çok Seviyeli (Multilevel) Dönüştürücü

Çok seviyeli çift yönlü DC-DC dönüştürücüler, daha yüksek gerilim dönüştürme oranları elde etmek amacıyla her bir kademesinde tekrar eden anahtarlama yapısı kullanılarak tasarlanırlar. Genellikle, kaskad yapılarda indüktör kullanılmadığı için bu dönüştürücülerin kütlesi ve hacmi manyetik bileşenleri kullanan diğer dönüştürücülerden daha azdır [64].

Şekil 2.12’de yapısı gösterilen çift yönlü çok seviyeli DC-DC dönüştürücü, her bloğunun farklı bir kaynak tarafından çalıştırıldığı birden fazla DC-DC dönüştürücü bloğundan meydana gelmektedir. Bu sayede çok seviyeli dönüştürücü yapısı, her bir kaynağın gerilimini iki kat arttırabilir. Çok seviyeli dönüştürücünün çıkışındaki gerilim, seri bağlı her bir bloğun gerilimlerinin ayrı ayrı toplanmasıyla elde edilmiştir [65].



Şekil 2.12 : Çok seviyeli dönüştürücü [65].

Çizelge 2.1 : İzole edilmemiş çift yönlü DC-DC dönüştürücülerin karşılaştırılması.

Topoloji	V_0/V_{bat}	Karakteristikleri	Uygulama Alanları
Buck & Boost	$\frac{1}{1-D}$	-Az sayıda bileşen içerir -Giriş akımı süreksizdir	-Fotovoltaik sistemler -Kesintisiz güç kaynakları
Buck-Boost	$\frac{-D}{1-D}$	-Negatif çıkış gerilimi -Gerilimi hem yükseltme hem de düşürme özelliğine sahiptir	-Elektrikli araçlar
Cuk	$\frac{-D}{1-D}$	-Giriş ve çıkış akımları sürekli -Bağlı indüktör yapısı ile giriş akımındaki dalgalanmalar azaltılır	-Batarya yönetim sistemleri
SEPIC	$\frac{D}{1-D}$	-Pozitif çıkış gerilimi -Azaltılmış akım dalgalamaları	-Güç dağıtım sistemleri
Kaskad	$\frac{1}{1-D}$	-Yüksek gerilim kazancı -Düşük akım stresleri	-Elektrikli araçlar -Akıllı şebekeler

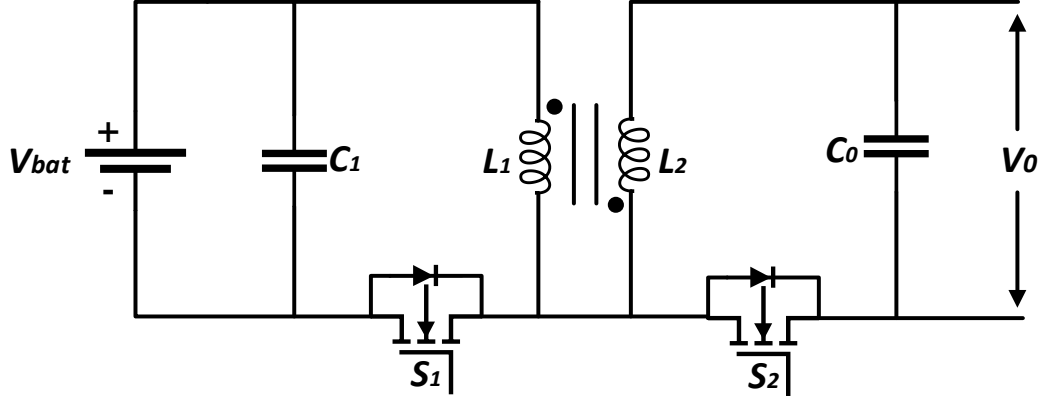
SC	2	-Düşük hacim ve ağırlık -Giriş ve çıkış akımları sürekli.	-Dağıtık enerji sistemleri -Elektrikli araçlar
Interleaved	$\frac{1}{1-D}$	-Düşük anahtarlama frekansında düşük akım dalgalanmaları -Çok küçük EMI filtre gereksinimi	-Yüksek güç gerektiren uygulamalar -Güç dağıtım sistemleri
Çok Seviyeli	n	-Düşük hacim ve ağırlık -Kendinden gerilim dengeleme	-Otomotiv uygulamalarında

2.3 İzoleli DC-DC Dönüştürücüler

İzoleli dönüştürücüler, yüksek gerilim dönüşüm oranı elde etmek için yapısında izole bir transformatör gerektirmektedir [22]. Uygulama DC izolasyon gerektirmiyorsa, yüksek gerilim kazancı elde etmek için izole bir transformatör kullanmak sadece devrenin maliyetini, hacmini ve kayıplarını arttıracaktır. Ek olarak, yüksek dönüştürme oranlarında anahtarlama yapmak aktif güç anahtarları üzerindeki stresleri arttırarak tasarlanan yapının verimini olumsuz yönde etkileyecektir [66]. Bununla birlikte, tasarımda manyetik bileşenlerinin sayısının artması EMI sorunlarına neden olabilir [67]. Elemanlar üzerindeki gerilim stresini azaltmak için ek olarak kenetleme yöntemleri kullanılır [68]. İzole edilmemiş dönüştürücülere kıyasla bu dönüştürücülerin tasarımı daha zor ve daha maliyetlidir. EA uygulamaları için çeşitli izole edilmiş DC-DC dönüştürücüler aşağıda özetlenmiştir.

2.3.1 Flyback Dönüştürücü

Flyback dönüştürücü, geleneksel buck-boost dönüştürücüde indüktörlerin yerine transformatör kullanılarak elde edilen izoleli dönüştürücü yapılarından biridir [69]. Flyback dönüştürücüler, yüksek çıkış gerilimleri, düşük maliyetleri ve elektriksel izolasyon sağlayabilmesi nedeniyle özellikle manyetik izolasyon gerektiren küçük güçlü uygulamalarda yaygın olarak kullanılırlar [70]. Ek olarak, filtreleri ortadan kaldırarak maliyeti azaltır. Ancak, flyback dönüştürücülerde yük üzerindeki akım dalgalanması ve çıkıştaki kapasitör değeri yüksektir. Şekil 2.13'de gösterildiği gibi, izolasyon amacıyla iki anahtar, iki kapasitör ve bir transformatör içeren çift yönlü flyback dönüştürücü yapısı gösterilmektedir.



Şekil 2.13 : Flyback dönüştürücü [59].

Flyback dönüştürücünün çalışma tekniği buck-boost dönüştürücü ile oldukça benzerdir. Anahtarın kapalı olduğu zaman aralığında enerji indüktör üzerinde depolanır ve anahtar açıldığında çıkışı beslemek için yüke aktarılır.

Şekil 2.13'deki flyback dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.40'da verilmiştir. Denklemden de görüldüğü üzere flyback dönüştürücüde giriş çıkış gerilimi arasındaki ilişki buck-boost dönüştürücüdekine oldukça benzerdir ancak transformatör dönüştürme oranı için ek terimler içerir.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = \left(\frac{D}{1-D} \right) \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2.40)$$

Ortalama indüktans akımı Denklem 2.41 kullanılarak hesaplanabilir.

$$I_{L_m} = \frac{V_{bat} D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{V_0}{(1-D) R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2.41)$$

Endüktans ve akım değişimi arasındaki ilişkiden L_m değeri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

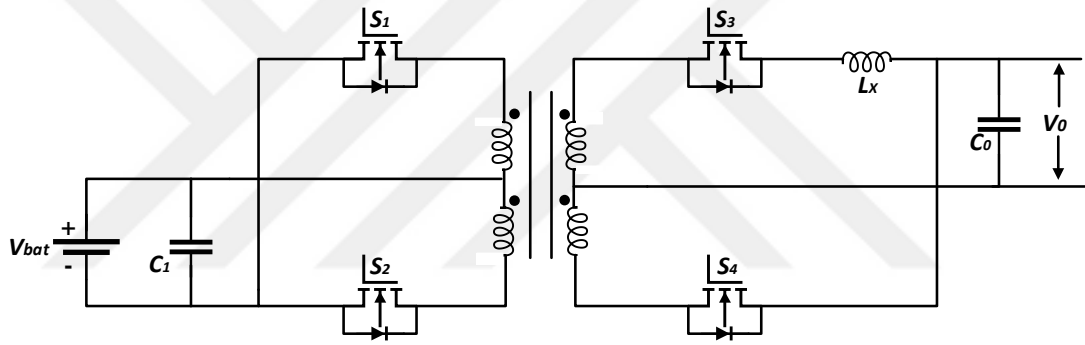
$$L_m = \frac{V_s D T}{\Delta i_{L_m}} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L_m} f} \quad (2.42)$$

Flyback dönüştürücünün çıkış ifadesi, buck-boost dönüştürücü ile aynı olduğundan dolayı dönüştürücünün çıkış gerilimi de eşittir.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.43)$$

2.3.2 Push – Pull Dönüştürücü

Push-pull dönüştürücüler, transformatör kullanılarak izlasyonu sağlanmış başka bir DC-DC dönüştürücü yapısıdır. Anahtarlar, tetikleme sinyaline göre transformatörün primer sargısındaki gerilimin polaritesini ayarlar. Uygun anahtarlama ile elde edilen bu gerilim alternatif bir dalga şeklindedir. Kullanılan diyotlar ile gerilim dalga formu düzeltilir ve çıkışa iletilir. Push-pull dönüştürücüler basit bir yapıya ve diğer dönüştürücülere kıyasla daha düşük pik akımları nedeniyle daha yüksek verime sahiptirler. Bununla birlikte, push-pull dönüştürücüler, diğer yapılara kıyasla daha büyük filtreler kullanırlar. Ayrıca, anahtarlar üzerinde aynı anda çok yüksek akımlar oluşur, bu akımların dönüştürücüye zarar vermemesi için ek önlemler alınması gerekebilir [71]. Push-pull dönüştürücünün devre şeması Şekil 2.14’de gösterilmektedir.



Şekil 2.14 : Push-pull dönüştürücü.

Şekil 2.14’deki push-pull dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.44’de verilmiştir.

$$\frac{V_o}{V_{bat}} = 2 \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D \quad (2.44)$$

Çıkış gerilimindeki dalgalanma Denklem 2.45’deki gibi hesaplanabilir.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-2D}{32L_x C f^2} \quad (2.45)$$

Ortalama indüktör akımı, ortalama yük akımına eşittir ve Denklem 2.46’daki gibi hesaplanabilir.

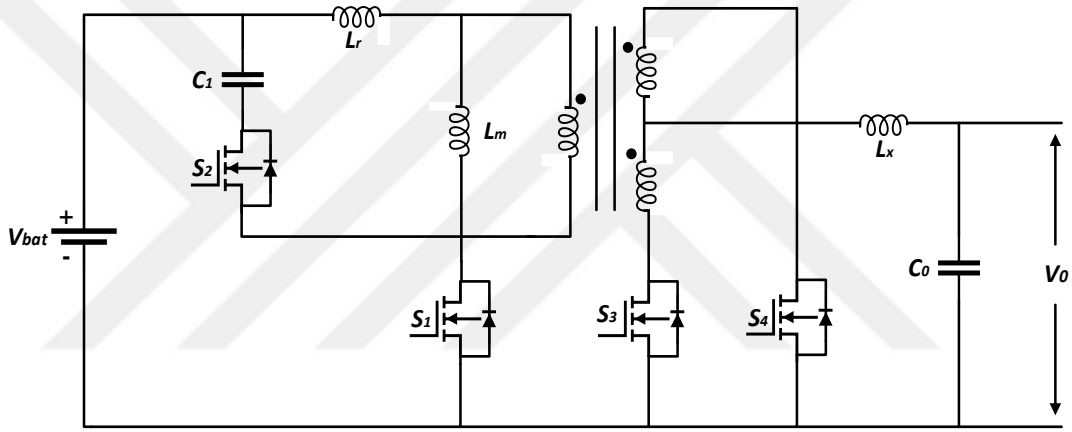
$$I_{L_x} = \frac{V_o}{R} \quad (2.46)$$

Ortalama indüktör akımındaki değişim Denklem 2.47 kullanılarak hesaplanabilir.

$$\Delta i_{L_x} = \frac{V_o \left(\frac{1}{2} - D \right) T}{L_x} \quad (2.47)$$

2.3.3 Forward (İleri Yönlü) Dönüştürücü

Forward dönüştürücüler manyetik olarak izole edilmiş bir başka DC-DC dönüştürücü yapısıdır. Tek yönlü forward dönüştürücülerde kullanılan diyotların yerine çift yönlü yarı iletken anahtarlar kullanılarak güç iletiminin iki yönde de olması sağlanır. Forward dönüştürücüler, basit yapılarından dolayı düşük ve orta güçlü uygulamalarda tercih edilmektedirler. Şekil 2.15’de çift yönlü izoleli forward dönüştürüye ait bir topoloji gösterilmektedir.



Şekil 2.15 : Forward dönüştürücü.

Şekil 2.15’deki forward dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.48’de verilmiştir.

$$\frac{V_o}{V_{bat}} = D \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2.48)$$

Mıknatıslanma endüktansı L_m üzerindeki gerilim de V_{bat} ’dır ve ortalama mıknatıslanma akımı Denklem 2.49 kullanılarak hesaplanabilir.

$$\Delta i_{L_m} = \frac{V_s D T}{L_m} \quad (2.49)$$

Çıkıştaki gerilim dalgalanması Denklem 2.50 kullanılarak hesaplanabilir. Giriş-çıkış gerilimi arasındaki ilişki DC-DC buck dönüştürücüye oldukça benzerdir.

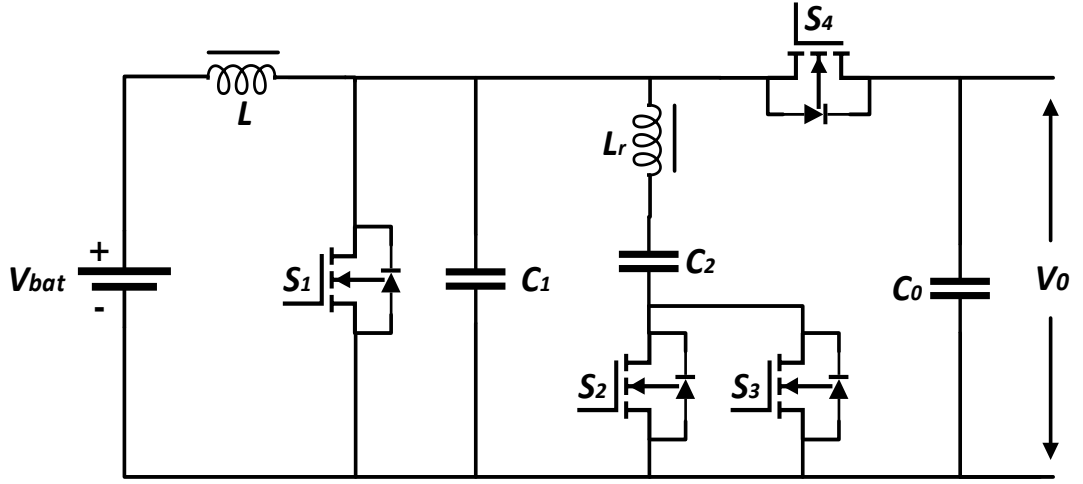
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8L_x C f^2} \quad (2.50)$$

L_x indüktansının değeri aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$L_x = \frac{V_o(1-D)T}{\Delta i_{L_x}} \quad (2.51)$$

2.3.4 Rezonans Dönüştürücü

Rezonans dönüştürücüler, devredeki anahtarlama kayıplarını azaltmak için tasarlanmış devrelerdir. Genel olarak seri veya paralel olarak bağlanmış indüktör ve kapasitörden oluşmaktadırlar. Yapılarında bulunan rezonans devrelerini kullanarak anahtarın açpa-kapama yaptığı zaman aralıklarında anahtarlama kayıplarını minimum seviyeye indirirler. Anahtarın açma-kapama işlemi sırasında yumuşak anahtarlama yöntemleri olarak bilinen sıfır gerilimde anahtarlama ve sıfır akımda anahtarlama yöntemleri uygulanır [72]. Yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılarak anahtarlama sırasında anahtar gerilimi (V_{ds}) veya anahtar akımı (I_{ds}) sıfıra zorlanır ve anahtarlama kayıpları ortadan kaldırılır. Sonuç olarak yumuşak anahtarlama yöntemleri kullanılarak anahtarlama kayıpları azaltılır, dönüştürücü yüksek anahtarlama frekanslarında çalıştırılabilir, gerilim dalgalanması ve EMI problemleri de azaltılabilecektir. Şekil 2.16'da yumuşak anahtarlama tekniğinin uygulandığı bir dönüştürücü yapısı gösterilmektedir. S_1 ve S_2 olmak üzere iki güç anahtarından oluşur. Şekil 2.16'da gösterilen devrede S_1 ana anahtar, S_2 ise yardımcı anahtardır. S_1 'in görev döngüsü, S_2 'den daha büyüktür ve dönüştürücünün ortalama çıkış gerilimini belirler. S_2 anahtarı ise S_1 'in yumuşak anahtarlama modunda çalışmasını sağlar. S_2 anahtarı sıfır akımda anahtarlama modunda çalışabilir. Ayrıca, ana anahtar açılarak sıfır gerilimde anahtarlama modu sağlanır.



Şekil 2.16 : Rezonans dönüştürücü.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = \frac{D}{2(1-D)} \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \quad (2.53)$$

2.3.5 Çift Yönlü Tam Köprü Dönüştürücü

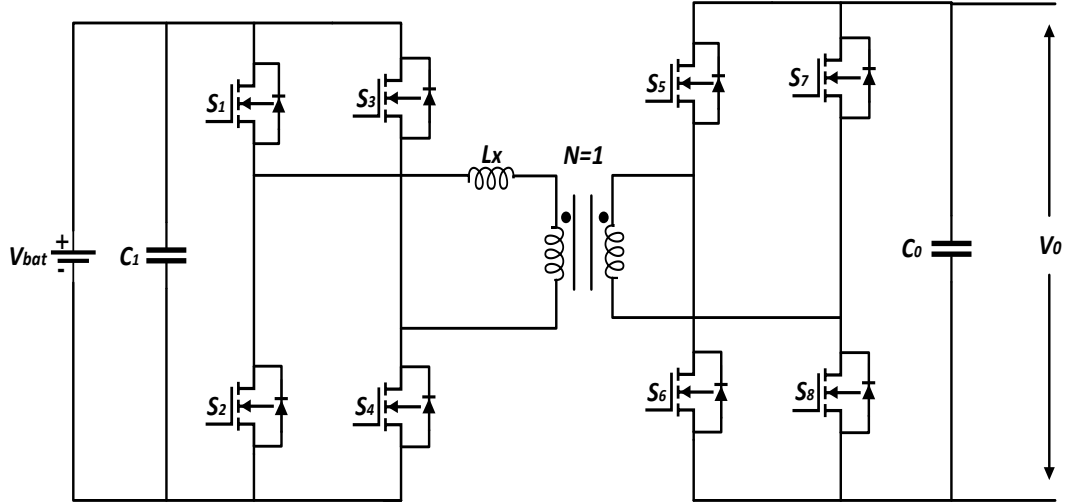
Şekil 2.17’de bir izole bir transformator ve transformatorün her iki sargısında da tam köprü dönüştürücü kullanılan çift yönlü tam köprü dönüştürücü topolojisi gösterilmektedir. Çift yönlü tam köprü dönüştürücüler, otomobiller ve hava araçları gibi yüksek güçlü uygulamalar için en uygun seçimlerden biridir. Dönüştürücü genellikle tek fazlı kaydırma yöntemiyle kontrol edilmektedir. Tek fazlı kaydırma dönüştürücüde kullanılan transformatorün primer ve sekonder sargısı arasında bir faz kaydırma işlemidir. Kontrol işlemi anahtarlar kullanılarak yapılmaktadır [73].

Şekil 2.18’deki çift yönlü tam köprü dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.53’de verilmiştir.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = \frac{1}{2(1-D)} \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \quad (2.53)$$

L_x indüktansı üzerindeki ortalama akım değeri Denklem 2.54’de gösterildiği gibi ifade edilebilir.

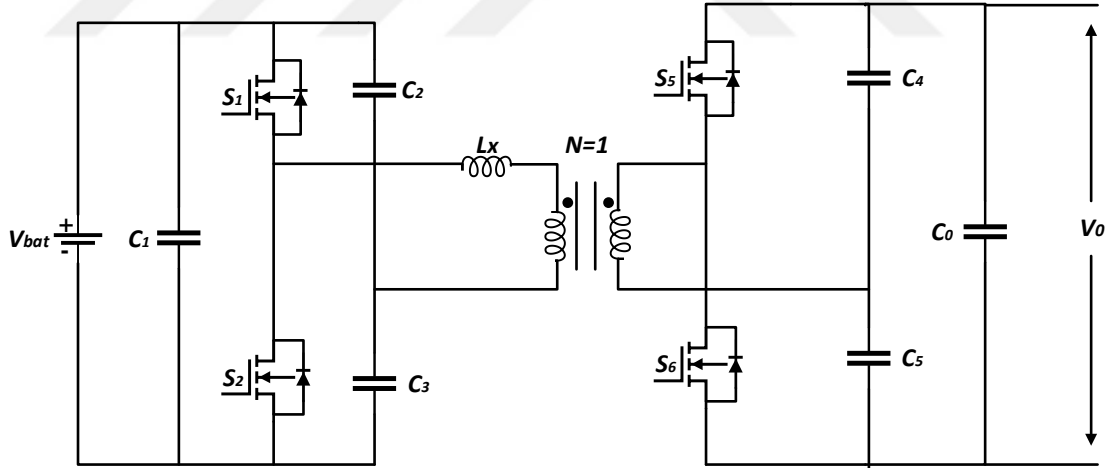
$$I_{L_x} V_{bat} = \frac{V_o^2}{R} \rightarrow I_{L_x} = \frac{V_o^2}{V_{bat} R} \quad (2.54)$$



Şekil 2.17 : Çift yönlü tam köprü dönüştürücü.

2.3.6 Çift Yönlü Yarım Köprü Dönüştürücü

Çift yönlü tam köprü dönüştürücülere göre daha düşük güç gerektiren uygulamalarda tercih edilirler ve yarı iletken anahtar sayısı yarıya düşerek iki yerine dört tanedir. Şekil 2.18’de transformatörün her iki tarafında da çift yönlü yarım köprü dönüştürücü topolojisi gösterilmektedir.



Şekil 2.18 : Çift yönlü yarım köprü dönüştürücü.

Şekil 2.18’deki çift yönlü yarım köprü dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Denklem 2.55’de verilmiştir.

$$\frac{V_0}{V_{bat}} = \frac{1}{2(1-D)} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (2.55)$$

L_x indüktansı üzerindeki ortalama akım değeri Denklem 2.56’de gösterildiği gibi ifade edilebilir.

$$I_{L_x} V_{bat} = \frac{V_o^2}{R} \rightarrow I_{L_x} = \frac{V_o^2}{V_s R} \quad (2.56)$$

Çizelge 2.2 : İzole edilmiş çift yönlü DC-DC dönüştürücülerin karşılaştırılması.

Topoloji	V_o/V_{bat}	Karakteristikleri	Uygulama Alanları
Flyback	$\frac{1}{1-D}$	-Basit izolasyon gerektiren topolojiler -Giriş akımı süreksizdir	-Düşük ve orta güçlü uygulamalarda -Kesintisiz güç kaynakları
Push-Pull	nD	-Çıkış akımı sürekli -Sargı sayısı ikiden fazladır	-Fotovoltaik sistemler
Forward	nD	-Çıkış akımları sürekli -Görev döngüsü sınırlıdır -Düşük güç seviyelerinde	-Orta ve düşük güçlü uygulamalarda
Rezonans	$\frac{nD}{1-D}$	-Pozitif çıkış gerilimi -Azaltılmış akım dalgalamaları	-Orta ve düşük güçlü uygulamalarda
Çift Yönlü Tam Köprü	$\frac{1}{2(1-D)} n$	-Buck-boost dönüştürücülere kolayca entegre edilebilir -Kesintisiz güç kaynakları için uygundur	-Elektrikli araçlar -Kesintisiz güç kaynakları
Çift Yönlü Yarı Köprü	$\frac{1}{2(1-D)} n$	-Yarı iletken bileşen sayısı oldukça fazladır -Yüksek güç seviyeleri	-Otomotivlerde -Yakıt hücrelerinde -Batarya sistemlerinde

3. DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN KONTROL TEKNİKLERİ

DC-DC dönüştürücülerin çıkışından değişen yük kuşulları altında sabit bir gerilim elde etmek ve dönüştürücüleri maksimum verimle kullanmak için kontrol tekniklerinin kullanılması gerekmektedir. DC-DC dönüştürücüler yapıları gereği doğrusal değildir ve güç anahtarları açma-kapama sırasında hafif sönümlü dinamikler oluştururlar [74]. DC-DC dönüştürücülerde istenilen genlikte çıkış gerilimi elde etmek için, yarı iletken güç anahtarlarının belirlenen görev oranlarında açılıp kapanması gerekmektedir. Şekil 3.1’de DC-DC dönüştürücülerde sıklıkla kullanılan kontrol teknikleri gösterilmektedir. Kontrol devresi kullanılarak, yarı iletken güç anahtarlarının açılıp kapanması için gerekli olan anahtarlama sinyalleri elde edilir. DC-DC dönüştürücüler bu sinyalleri elde ederken giriş gerilimi, çıkış gerilimi, görev döngüsü ve referans gerilim gibi parametreleri kullanır. Bu parametreler göz önüne alınarak yapılan denetleyici sistemler ile istenilen çıkış gerilimi elde edilebilir. Bir boost dönüştürücüde, giriş gerilimini arttırmak için çıkış geriliminin referans değerini dikkate alarak gerilimi arttırmak için görev döngüsünü artırır. Benzer olarak çıkış gerilimi yüksek ise gerilimi referans değerde tutmak için tasarlanan denetleyici sistem görev döngüsünü azaltarak gerilimi düşürür.



Şekil 3.1 : DC-DC dönüştürücülerin kontrol teknikleri.

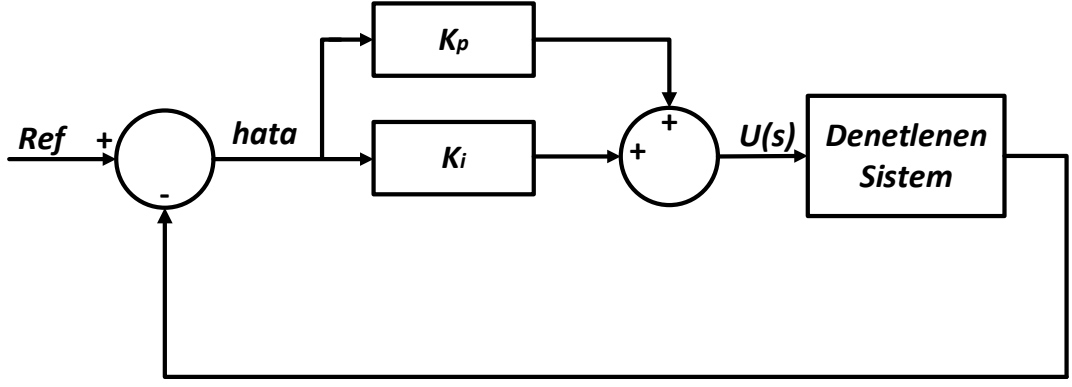
Dönüştürücü yapısıyla ilgili tüm senaryolar analiz edilerek tasarlanan kontrolör yapılarıyla DC-DC dönüştürücülerin en verimli ve en doğru şekilde çalışması sağlanır. Genel olarak DC-DC dönüştürücüler için tasarlanan kontrolör yapılarında, hızlı ve dinamik yanıt, yüksek verimlilik, düşük maliyet ve sağlamlık gibi farklı özellikler istense de kontrolör yapıları bu özelliklerin hepsini aynı anda sağlayamayabilir. Bu sebeple, uygulamanın gereksinimlerine göre bu özellikler arasında doğru seçimler yapılarak kontrolör tasarımı yapılır. Çalışmanın bu bölümünde ise, endüstride sıklıkla tercih edilen izoleli ve izolesiz DC-DC dönüştürücülerin kontrol teknikleri incelenmiş, bu yapılara ilişkin bilgiler verilmiştir.

3.1 PI Kontrolör

Klasik bir oransal-integral (PI) dönüştürücü, uygulanması en basit ve en kolay olan yöntemlerden biridir. Sıfır sabit durum hatası, çok hızlı dinamik yanıt ve mükemmel kontrol dinamikleri nedeniyle bir kontrol algoritması tasarlanırken akla gelen ilk tercihtir. PI denetleyici, tasarımcı tarafından belirlenen referans değer ile sistemin çıkışı arasındaki farktan bir hata sinyali üreten geri beslemeli bir kontrol döngüsüne sahiptir [75]. PI denetleyiciler, kontrol sinyali üretmek için mevcuttaki hata girişini ve geçmişteki hataları kullanırlar. Sistemin geçmişteki hatalarının toplamına anlık hatayı da ekleyerek sistemin ihtiyaç duyduğu en uygun kontrol sinyalini üretir. Sistemin daha hızlı bir şekilde cevap vermesini sağlamak için kararlı durum hatasının sıfıra indirgenmesi amaçlanır. Belirlenen örnekleme periyodu ve kontrolcünün katsayıları sistemin kararlılığını belirler [76]. Denklem 3.1’de PI denetleyicinin kontrol sinyali gösterilmektedir.

$$u(t)=K_p(t)e(t)+K_i(t) \int_0^t e(t) dt \quad (3.1)$$

Oransal etki çok kısa bir sürede sistemin cevabını referans değerine yaklaştırdıktan sonra devreden çıkarak yerini integral etkiye bırakır. İntegral etki ise, kontrolörün işleyişinden belirli bir süre geçtikten sonra aktifleşerek kararlı durum hatasını ortadan kaldırır ve sistemin cevabını referans değerine getirerek kontrol işlemini sağlar. PI kontrolörün blok diyagramı Şekil 3.1’de gösterilmektedir.



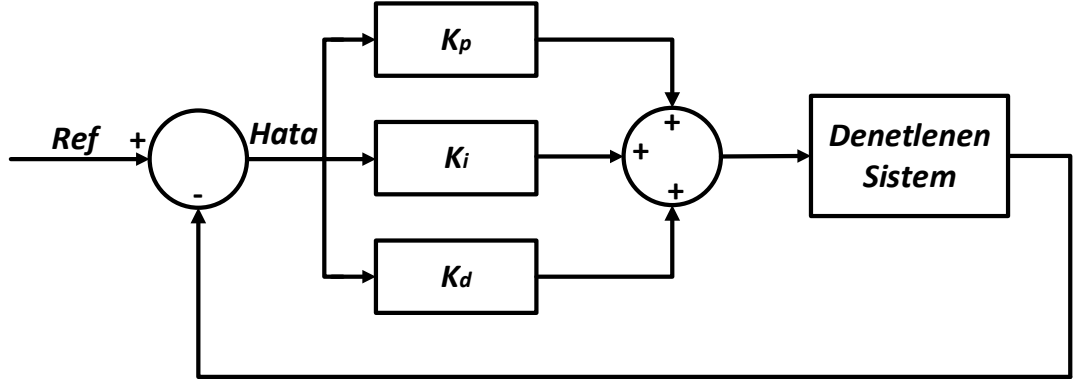
Şekil 3.2 : PI kontrolör blok diyagramı.

3.2 PID Kontrolör

Geleneksel oransal-integral-türev (PID) kontrolör, endüstride en fazla kullanılan kontrol tekniklerinden birisidir ve EA uygulamalarında oldukça fazla kullanılmaktadırlar. Basit uygulama prosedürü ve farklı çalışma koşulları altındaki dinamik yanıt özellikleri nedeniyle, denetleyici sistem tasarımında akla gelen ilk yöntemlerden bir tanesidir. PID denetleyici sisteme ait blok diyagramı Şekil 3.2’de gösterildiği gibidir. Bu kontrolör yapısı bir çok topolojide kullanılmakla birlikte diğer kontrolör yapılarıyla birleştirilerek kullanılabilirler. PID denetleyici, referans sinyal ile sistemin çıkış değerini karşılaştırarak hatayı hesaplar. Denetleyici hatayı en aza indirerek sistemin belirlenen referans değerde kalmasını sağlamaktadır. Şekil 3.2’de de gösterildiği gibi, PID algoritması, üç ayrı parametreyi kontrol ederek hata değerini azaltmaya çalışır. İstenilen referans değerini elde etmek için gereken süreç bu üç parametre kullanılarak yönetilir. PID kontrolörün çıkışı Denklem 3.2’deki gibi ifade edilmektedir [77].

$$u(t)=K_p(t)e(t)+K_i(t) \int_0^t e(t) dt+K_d(t) \frac{de(t)}{dt} \quad (3.2)$$

Burada K_p (oransal), K_i (integral) ve K_d (Türev) katsayılarıdır. K_p , oransal etkinin kazancıdır ve sistemin hızını belirler. Bu değerin artırılması sistemin cevap hızını artırır, ancak kalıcı durum hatasını olumsuz yönde etkilemektedir. K_i , integral etkisinin kazanç ifadesidir. Sistemdeki mevcut hatayı en aza indirmek için kullanılır. K_d ise türevsel etkidir ve sistem cevabındaki sönümlmeyi arttırmak için kullanılır. Kalıcı durum hatası üzerindeki etkisi oldukça düşüktür.



Şekil 3.3 : PID denetleyicisinin blok diyagramı.

PI ve PID kontrolörler, basit yapı, düşük maliyet, kolay uygulanabilirlik, yüksek verimlilik ve hızlı dinamik yanıt gibi avantajlara sahiptirler. Bununla birlikte, matematiksel model gerektirmesi, lineer olmayan sistemlerde uygulanırken karşılaşılan zorluklar gibi dezavantajları da vardır.

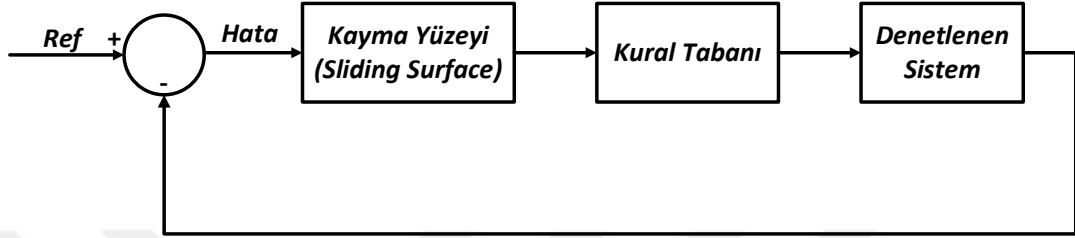
3.3 Kayan Kipli Kontrolör (Sliding Mode Controller)

Kayan kipli kontrolör metodu, lineer olmayan sistemlerde kullanılan ve son derece verimli olan bir tekniktir. Hızlı yanıt verme ve sistem parametrelerindeki değişikliklere ve bozulmalara karşı duyarsızlık gibi çeşitli avantajları vardır [78]. Bu kontrol tekniğinde, hedef lineer olmayan sistemin durum yörüngesini kayma yüzeyine yaklaştırmak ve sistemin durum yörüngesinin bu kayma yüzeyinin üstünde bulunmasını sağlamaktır. Bu sebeple, en önemli noktalardan biri sistemin durumu kullanıcı tarafından ifade edilen yüzeye yönlendirip, daha sonra da yüzeyin üstünde bulunmasını sağlayacak giriş sinyalinin oluşturulmasıdır [79]. Bu yaklaşımın temel amacı, hata değerini anahtarlama yüzeyine ve kayma yüzeyine getirmek ve bu yüzeyde kalmasını sağlamaktır. Sonrasında sistem kayma rejimine geçer ve modelleme hataları ile dış bozuculardan büyük ölçüde etkilenir.

Kayan kipli kontrol metodunun genel olarak bilinen iki temel problemi bulunmaktadır. Bunlardan biri çatırdama (chattering) olarak bilinen kontrolcü çıkışında gözlemlenebilen yüksek frekansa sahip salınımlardır. Diğeri ise eşdeğer kontrolün belirlenmesindeki zorluklardır. Çünkü, eşdeğer kontrol ifadesi kontrol edilen sistemin tüm dinamiklerinin bilinmesini ve hesaplama dahil edilmesini gerektirir. Araştırmacılar bir çok çalışmada bu problemlerin üstesinden gelmek için çeşitli yöntemler üzerinde çalışmışlardır. Bunlardan en çok bilinen yöntem yok etme

metodudur. Bu yöntemde geleneksel kontrolör yapısında kullanılan işaret fonksiyonu yerine yumuşak geçişli doyma fonksiyonu kullanılır.

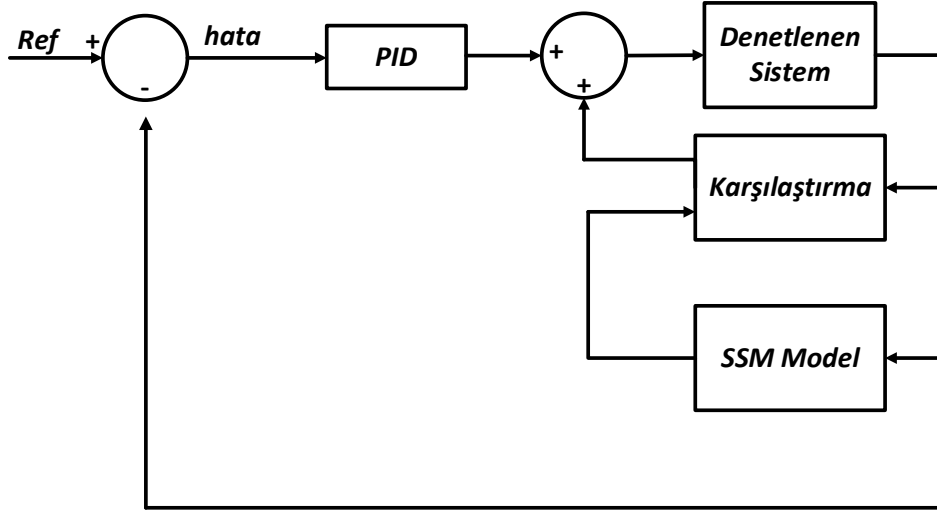
Şekil 3.3 kayan mod kontrolör yapısını göstermektedir. Şekil 3.3’den de görüldüğü gibi geleneksek bir kontrolör yapısı iki aşamada gerçekleşir; kararlı bir kayma yüzeyinin tanımlanması ve sistemi herhangi bir başlangıç noktasından kayma yüzeyine getirecek ve üzerinde tutacak kontrol sinyalinin belirlenmesidir [80].



Şekil 3.4 : Kayan kipli kontrolörün blok diyagramı.

3.4 Durum Uzay Modeli

Durum uzay modeli (state space modelling) oluşturulurken sistemin giriş-çıkış bileşenleri, durum değişkenleri ve diferansiyel denklemler kullanılır. Durum uzay modeli oluşturulurken iki ayrı durum denklemi kullanılır. Durum uzay modelinin sırasını veya bir fiziksel modeli temsil etmek için gereken diferansiyel denklem sayısı, fiziksel sistemin içerdiği giriş ve çıkış değişkenlerinin sayısına bağlıdır [81]. Zaman alan yaklaşımı kullanılarak yüksek dereceli sistemlerin matematiksel temsili durum uzay modeli ile sağlanabilir. Bu kontrol tekniğinin temel gereksinimlerinden biri de fiziksel modeller olduğundan birden fazla giriş ve çıkışa sahip sistemler kolaylıkla analiz edilebilir [82]. Şekil 3.6’da bir DC-DC dönüştürücünün çalışmasını kontrol etmek için tasarlanan durum uzay model tabanlı denetleyici sistemin blok diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 3.5 : Durum uzay modellemesi denetleyicisinin blok diyagramı.

Durum uzay modellemesi, sistemi kontrol etmek için matematiksel bir model kullanır. Geleneksel kontrol yapılarıyla karşılaştırıldığında oldukça verimli bir modeldir. Ayrıca değişen koşullar altında oldukça etkilidir. Şekil 3.6’da durum uzay modelinin geri besleme kontrol döngüsü gösterilmektedir. Kompanzasyon değerlerini yinelemek için DC-DC dönüştürücünün çıkış tepkisinden yararlanılır. Bu denetleyici sistem modeli literatürde yüksek hassasiyet gerektiren bir çok uygulamada tercih edilen güçlü bir kontrol tekniğidir.

3.5 Faz Kaydırma Kontrolü

Faz kaydırma tekniği, köprü dönüştürücüler için oldukça etkili kontrol yapılarından bir tanesidir. H köprüde bulunan aktif anahtarlardan her biri, görev döngüsünün %50’sinde açılır. Daha sonra transformatörün primer ve sekonder sargıları arasında bir faz kaydırma açısı ile çalışır. Uygulanan anahtarlama frekansına göre dengeleme akımı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I = \frac{nV_1}{2f_s L} D(1-D) \quad (3.3)$$

Burada D dönüştürme oranı, f_s anahtarlama frekansı, n transformatör dönüştürme oranı, V_1 terminal gerilimi ve L kaçak endüktanstır. D, boost çalışma esnasında 0.5 – 0.8 aralığında, buck çalışmada ise 0 – 0.5 arasındadır. Dengeleme sırasında kaynak üzerindeki gerilim düşer. Daha sonra dengeleme akımını belirlenen değerde sabit tutmak için boost çalışma sırasındaki faz kaydırma açısı azaltılır.

3.6 Bulanık Mantık Kontrolör (Fuzzy Logic Controller)

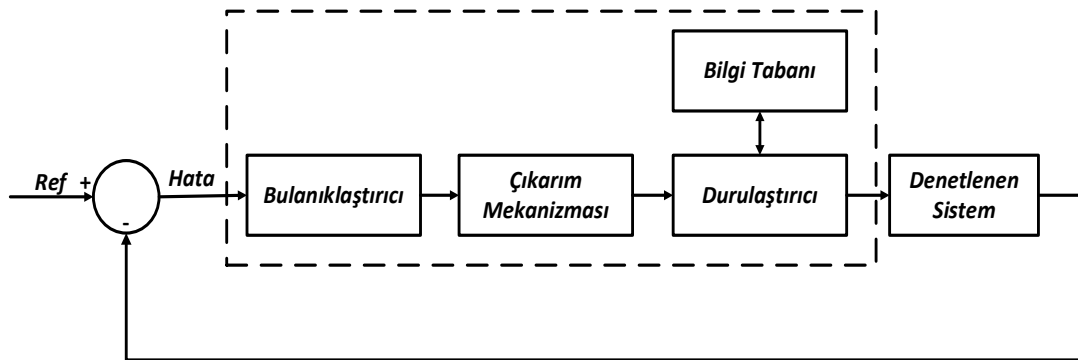
Bulanık denetleyici, doğrusal olmayan kontrol tekniklerindendir ve insan düşünce yapısını taklit eden bir yaklaşımdır [74]. Bulanık mantıkta, geleneksel kontrol tekniklerinin aksine analitik fonksiyonların, karmaşık matematiksel modellerin ve denklemlerin yerine daha çok dilsel değişkenler ve ifadeler kullanılır [83]. Yani, tasarımcının tecrübe ve uzmanlığıyla belirlediği dilsel ifadelerden oluşan kontrol stratejisini otomatik bir kontrol stratejisine dönüştürülen bir tekniktir. Diğer denetleyici yapılarına göre daha basit yapıda olmasından ötürü maliyeti de diğer yapılara kıyasla daha düşüktür ve son dönemlerde oldukça fazla tercih edilmektedirler. Ayrıca geleneksel kontrol algoritmalarına göre daha iyi sonuçlar verdiği gösterilmektedir. Bulanık mantık denetleyici sisteme ait blok diyagram Şekil 3.5’de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere, bulanık denetleyici sistemi, bulanıklaştırıcı, bilgi tabanı, kural işleme birimi ve durulaştırıcı olmak üzere dört temel birimden oluşmaktadır.

$$E(k)=V_{\text{ref}}(k)-V_0(k) \quad (3.4)$$

$$CE(k)=E(k)-E(k-1) \quad (3.5)$$

$$D(k)=\Delta D(k)-D(k-1) \quad (3.6)$$

Bulanık denetleyicinin iki girişi ve bir çıkışı bulunmaktadır. Burada $V_{\text{ref}}(k)$ referans gerilimi, $V_0(k)$ dönüştürücünün çıkış gerilimi, $E(k)$ hata, $CE(k)$ hata değişimi ve $D(k)$ görev döngüsü, $E(k-1)$ hatanın bir önceki değeri ve $D(k-1)$ bir önceki çevrimdeki görev döngüsünü ifade etmektedir. Denetleyici sistem, üçgen üyelik fonksiyonu ile modellenmiştir. Bu ifadeler Denklem 3.4, 3.5 ve 3.6 da ifade edilmiştir.



Şekil 3.6 : Bulanık denetleyici sisteme ait blok diyagramı.

Bulanık denetleyicilerde sensörden alınan sayısal değerlerin bulanık forma dönüştürülmesi gerekmektedir. Bulanıklaştırıcı, alınan sayısal değerlerin dilsel ifadelerle dönüştürüldüğü kısımdır. Bulanıklaştırıcıya gelen sayısal girişlerin, üyelik derecesi belirlenir. Üyelik fonksiyonları sistem parametrelerini tanımlar ve bu fonksiyonların şekil ve sayısında herhangi bir kısıtlama yoktur. Bulanık denetleyici sistemlerde üçgen, çan eğrisi, trapez ve gauss olmak üzere dört farklı üyelik fonksiyonu vardır [84].

Bulanık denetleyicilerde, bulanık veriler ve bulanık kontrol kuralları bilgi tabanında tanımlanır. Elde edilen veriler uzmanların ve operatörlerin tecrübelerine bağlıdır. Bulanık denetleyicilerde; bilgi tabanı, kural tabanı ve veri tabanı olmak üzere iki birimden oluşmaktadır. [84]. Çıkarım mekanizması karar verme işlemini gerçekleştirirken üyelik fonksiyonlarına ilişkin bilgileri bilgi tabanından alır. Farklı giriş değerleri için belirlenmiş olan çıkış bilgisi ise kural tabanından elde edilir. Kural tabanında, giriş ve çıkış arasındaki ilişki eğer – o halde gibi dilsel ifadeler kullanılarak oluşturulan kurallarla kurulur. Veri tabanında bulanık kümelerde kullanılacak olan üyelik fonksiyonları belirlenir [74].

Denetleyici sistemin en önemli kısımlarından biride çıkarım mekanizmasıdır. Çıkarım mekanizması, insan tecrübesi ve uzmanlığına bağlı olarak bilgi tabanı ile senkron bir şekilde çalışır. Burada belirlenmiş olan zaman aralığındaki giriş değerleri kullanılarak kural tabanında belirlenen her bir kuralın ne kadar ateşlendiği tespit edilir ve çıkış değerleri hesaplanır. Klasik mantıkta, verilen önermelerden elde edilen sonuç çıkarım olarak ifade edilmektedir. Klasik mantıktaki önermeler kesinlik ifade etmektedirler ancak bulanık mantıkta girişler yani önermeler çok hızlı, hızlı, yavaş vb. dilsel değişkenlerden oluştuğu için, girişler hakkında çıkarım yapma ve karar verme koşul belirten dilsel değişkenlerin kullanılmasıyla sağlanır.

Bulanık denetleyici sistemin en son adımı durulaştırıcıdır. Çıkarım merkezinden gelen bulanık çıkışların kesin bir değere dönüştürülmesine durulaştırıcı denmektedir. Durulaştırıcı da temel amaç çıkarım merkezi tarafından sağlanan bulanık kontrol işaretlerini, net sayısal kontrol ifadelerine dönüştürmektir. Durulaştırma için sistem gereksinimleri göz önüne alınarak en uygun yöntemin seçimi büyük önem arz etmektedir.

3.6.1 Bulanık Mantık Denetleyici Sistemin Avantajları

Kompleks bir yapının matematiksel modelinin çıkarılması oldukça zahmetli olduğu zamanlarda başvurulmuş en önemli bilgi kaynağı sensörler ve uzman kişiler olur. Sensörler, kullanıcıya sayısal ölçümleri verir, uzmanlar ise sistemde kullanılacak dilsel ifadeleri ve gerekli olan tanımlamaları yapar. Daha basit ifade edecek olursak algılayıcılardan elde edilen bilgili sayısal, uzmanlardan elde edilen bilgiler ise dilsel bilgi olarak tanımlanır. Bulanık denetleyici sistem serbest model yaklaşımını referans almaktadır [83]. Bulanık kontrolün en önemli avantajlarından biri karmaşık matematiksel modellere ihtiyaç duymamasıdır. Günümüzde kompleks tasarımlarla ve farklı problemlerle oldukça fazla karşılaştığımız göz önünde bulundurulursa, serbest model yaklaşımının ne denli bir öneme sahip olduğu görülebilmektedir. Bulanık mantık denetleyici sistem tarafından yapılan kontrol lineer yapıda değildir. Bu sayede sadece lineer olmayan sistemlerde bulanık mantık denetleyici sistemler ile kolaylıkla kontrol edilebilir. Bulanık denetleyici sistemlerin en önemli avantajlarından bazıları aşağıdaki gibidir.

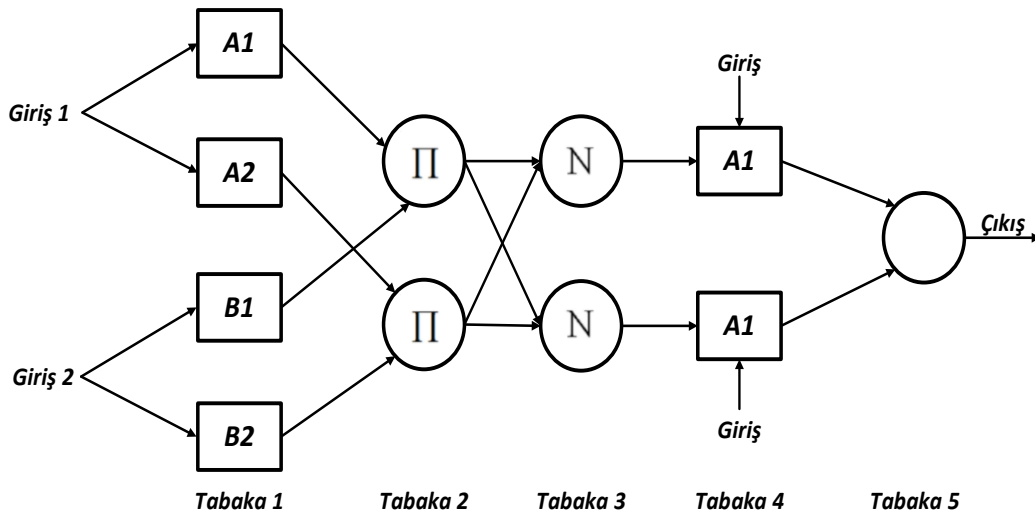
- İnsanın analiz etme ve karar verme mekanizmasını taklit ettiği için, anlaşılması çok zor değildir.
- Tasarlanan sistemin pratik sistemlere uygulanması oldukça kolaydır ve kontrol için kullanılan parametrelerin bir çoğu tek bir sistem ile kontrol edilir.
- Doğrusal kontrol sistemleri ile karşılaştırıldığında yapısı oldukça basit ve ucuz maliyetlidir [85].

Örnek verecek olursak; bir gruptaki kişiler boy uzunluklarına göre sıralanacaklardır. Boyu daha kısa olanlara ise öncelik verilecektir. Klasik mantık anlayışında boyu 160 cm'nin altında olanlar kısa olarak isimlendirilen kümenin elemanları olabilirler. Bulanık mantıkta belirlenen her bir uzunluk değerine karşılık gelen farklı bir üyelik fonksiyonu belirlenebilir. Üyelik fonksiyonu belirlenirken tanım kümesi boy uzunluğu, değer kümesi ise $[0-1]$ aralığında değişebilen bir fonksiyon olarak tanımlanabilir.

3.7 Nöro-Bulanık Kontrolör

Uyarlanabilir nöro-bulanık çıkarım sistemi, mevcut verilere dayalı olarak, bulanık çıkarım sisteminin parametrelerini ve yapısını ayarlamak için bir yapay sinir ağını (YSA) bulanık denetleyici ile birleştiren akıllı bir kontrol yapısıdır. Nöro-bulanık sistemler, bulanık denetleyici sistemler ile birleştirilerek yapının doğruluğunu arttırır. Bulanık denetleyicilerde, girdiler ve çıktılar arasındaki bağlantılar olan kuralların oluşturulması zaman alıcı ve hata olasılığı yüksek bir süreçtir. Ek olarak, küçük gerilim değişimlerinde kuralların belirlenmesi geleneksel bulanık denetleyicilerde zordur ve bu durum sistemin kararlılığını zorlaştırır. Yapay sinir ağlarının doğrusal olmayan modelleme yeteneği, öğrenme yeteneği, paralel veri işleme ve uyarlama gibi bazı avantajları vardır. Yapay sinir ağlarının öğrenme yeteneği, bulanık denetleyicilere eklenir ve bulanık kuralların uyarlamalı olarak ayarlanmasını sağlar [86]. Nöro-bulanık çıkarım sistemine ait blok diyagramı Şekil 3.5’de gösterilmektedir.

Şekilde gösterilen 5 tabakanın her biri kendine özgü işlevi yerine getirmek üzere ayarlanmıştır. Birinci tabakanın görevi, girişe atanacak olan üyelik fonksiyonlarını üretmektir. İkinci tabakada, tüm kuralların tetikleme gücü tanımlanmaktadır. Üçüncü tabakada, belirlenen kuralların tetikleme gücü normalleştirilmektedir. Dördüncü tabakada, giriş sinyallerine göre çıkış sinyalleri hesaplanır. Bu hesabı yapabilmek için dördüncü tabakada elde edilen kuralların normalleştirilmiş ateşleme kuvvetini kullanır. Beşinci tabakada ise gelen kontrol sinyaline göre çıkış üretilir [87].



Şekil 3.7: Uyarlanabilir nöro-bulanık denetleyici sistemin blok diyagramı.

Çizelge 3.1 : Çift yönlü DC-DC dönüştürücülerde kullanılan kontrol yöntemlerinin kısa özeti.

Kontrol Metodları	Esaslar	Kısıtlamalar
PID Kontrolör	-Düşük maliyetli -Hızlı dinamik yanıt -Yüksek güvenilirlik	-Bozulmalara ve belirsizliklere karşı dayanıklı değildir -Verimi düşüktür
Kayan Kipli Kontrolör	-Hızlı dinamik yanıt -Bozulmalara ve belirsizliklere karşı dayanıklılık -Referans takip yeteneği	-Modeli tasarlamak için doğru parametreler ve durum bilgisi gerektirir -Karmaşık matematiksel modellere sahiptir
Bulanık Mantık Kontrolör (FLC)	-Hızlı dinamik yanıt ve sağlamlık -Yüksek verim -Uyarlanabilir özellik	-Uzman bilgisi gereklidir
Faz Kaydırma	-Hızlı dinamik yanıt -Yüksek verim -Geliştirilmiş ölü bant efekti	-Düşük kaliteli çalışma modları -Yüksek verim elde etmek zordur
Yapay Sinir Ağları	-Yüksek stabilite -Hızlı dinamik yanıt -Hızlı referans takip yeteneği	-Denetleyicinin eğitilmesi gereklidir -Çok sayıda veri toplamak gerekmektedir -Uzun zaman gereklidir

4. ANAHTARLAMALI KAPASİTÖR TABANLI ÇİFT YÖNLÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN VE DENETLEYİCİ SİSTEMİN TASARIMI

Bu çalışma, EA’larda kullanılmak üzere yüksek gerilim kazancı ve düşük gerilim stresleri elde etmek ve denetleyici sistemin karmaşıklığını en aza indirmek için anahtarlama kapasitör (SC) tabanlı buck-boost dönüştürücü yapısını sunmaktadır. SC hücrelerinde indüktör ve transformatör gibi manyetik bileşenlere ihtiyaç duyulmadığı için entegre edildikleri dönüştürücülerin hacmi küçüktür. Bu sebeple, düşük hacim ve düşük güç gerektiren tasarımlarda rahatça kullanılabilir. Bununla birlikte, SC hücreleri yapısında yarı iletken aktif anahtar içermediğinden ayrı bir kontrol devresine ihtiyaç duymaz. Bu da dönüştürücünün yapısını oldukça basit hale getirir ve geleneksel topolojilere kolayca entegre edilerek tasarım iyileştirilir ve yüksek verimler elde edilebilir. Ek olarak, tasarlanan yapılara SC hücreleri eklenerek çıkışta elde edilen gerilim kazancının yaklaşık iki katı kadar gerilim kazancı da elde edilebilir.

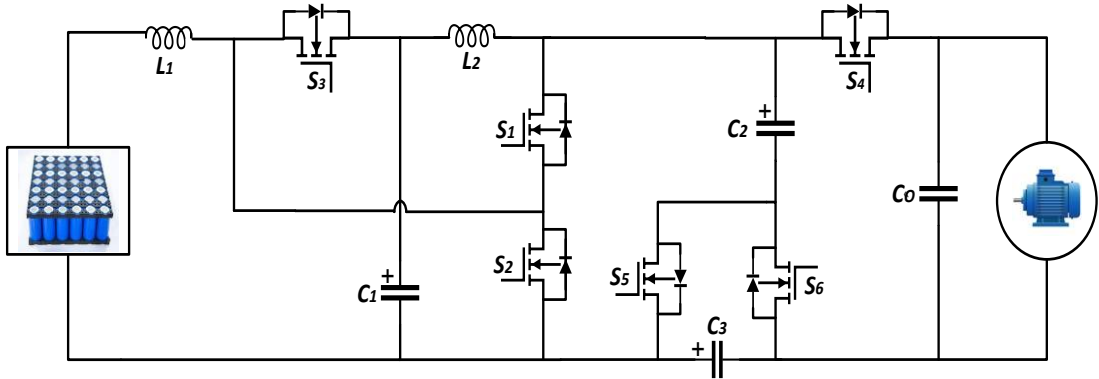
DC-DC güç elektroniği dönüştürücüleri yapısı gereği doğrusal değildir ve anahtarların açma-kapama yapması anında hafif sönümlü dinamikler üretirler. Tasarımcılar dönüştürücü çıkışından gerilim ve akım dalgalanmasını minimum seviyede tutmak isterler. Uygun olan kontrol tekniklerinden faydalanarak elde çıkışta istenilen genlikte gerilim elde edilebilir. Literatürde PI, PID, bulanık mantık kontrolör, yapay sinir ağları, kayan kipli kontrol gibi temel kontrol tekniklerinin yanı sıra bir çok doğrusal ve doğrusal olmayan kontrol teknikleri mevcuttur. Bu çalışmada diğer yöntemlere göre daha basit, anlaşılır ve düşük maliyetli kontrol yapılarında bulanık mantık kontrolör tercih edilmiştir. Ayrıca bulanık denetleyici sistemlerde karmaşık matematiksel işlemlere ve modellere ihtiyaç duyulmadığından sistemin tasarımı daha da kolaydır.

4.1 Önerilen Çift Yönlü DC-DC Dönüştürücü

Önerilen çift yönlü dönüştürücü devre ve kullanılan denetleyici sistemin tasarımına ilişkin tüm detaylar aşağıda verilmektedir. Önerilen çift yönlü dönüştürücü yapısı ile

boost modunda görev döngüsünün 0.5'inde giriş geriliminin yaklaşık 8 katı teorik çıkış gerilimi elde edilmiştir. Ayrıca, hem boost modda hem de buck modda çıkıştaki gerilim dalgalanması oldukça azdır. Çalışmanın devamında önerilen dönüştürücüye ilişkin detaylı bilgi verilmiştir.

Şekil 4.1'de önerilen anahtarlama kapasitör tapanlı çift yönlü DC-DC buck-boost dönüştürücünün devre topolojisi gösterilmektedir. Tasarlanan buck-boost dönüştürücü geleneksel quadratic dönüştürücünün çıkışına SC bloğu eklenerek oluşturulmuştur. Bu yapının tek yönlü topolojisinde iki anahtar (S_1 ve S_2), dört diyot ($D_1 - D_4$), iki indüktör ($L_1 - L_2$), dört kapasitör ($C_0 - C_3$) ve R direncine sahip bir yükten oluşmaktadır. Her iki anahtarda senkron şekilde kontrol edilir ve aynı PWM sinyali ile sürülür. Yapıda SC bloğu kullanılarak daha düşük görev döngüsünde yüksek gerilim dönüştürme oranı elde etmek ve gerilim kazancını daha da arttırmak hedeflenmiştir. Daha sonra devredeki tek yönlü anahtar olan diyotlar çift yönlü akım geçirebilen yarı iletken anahtarlardan olan MOSFET ile değiştirilerek devrenin çift yönlü çalışması sağlanmıştır. Bu sayede devrede çift yönlü güç akışı sağlanmıştır. Yani devre hem buck modunda hem de boost modunda olmak üzere iki ayrı modda çalışabilmektedir. Bunun amacı EA'larda EDS'lerden elektrik motoruna güç sağlamak aynı zamanda faydalı frenleme sırasında elde edilen enerji ile EDS'lere güç aktarımı yapabilmektir.



Şekil 4.1: Önerilen çift yönlü DC-DC buck-boost dönüştürücünün devre topolojisi.

4.2 Bulanık Mantık Kontrolör Tasarımı

Bulanık mantık kontrol yapıları, insan tecrübesinden yararlanılarak elde edilen verilerle algoritmalar oluşturup, oluşturulan bu algoritmaların belirli kurallar çerçevesinde işlenmesine dayanmaktadır. Kontrol işlemi karmaşık matematiksel

algoritmalar ile değil de bilgi ve deneyime dayanan dilsel kurallarla sağlanır. Operatör kural tabanında giriş değerlerini eğer – o halde gibi dilsel ifadelerle dönüştürerek sisteme uygun algoritmalar oluşturur. Bulanık mantık denetleyici sistemler tasarlanırken matematiksel modellerin kullanılması gerekli şart değildir. Bulanık mantıkta klasik mantıkta olduğu gibi (0,1) gibi kesin önermeler değil de, [0,1] aralığında değişen çok seviyeli önermeler kullanılır. Diğer kontrolör yapılarıyla karşılaştırıldığında bulanık mantık kontrol sistemi basit yapısı, düşük maliyeti, hızlı yanıt verme özelliği ve karmaşık matematiksel ifadelerle ihtiyaç duymaması gibi özelliklerinden dolayı bu çalışmada tercih edilmiştir. Kontrol yapılarının açıklandığı kısımda bulanık mantık denetleyici sisteme ait temel teorik bilgiler verildiği için bu kısımda direkt olarak sistemin tasarımına odaklanılmaktadır. Dönüştürücü tasarımı ve analizi Matlab/SIMULINK programı kullanılarak yapılmıştır.

Denetleyici sistemde sensörden alınan sayısal bilgilerin ilk olarak bulanık forma dönüştürülmesi gerekmektedir. Bulanık forma dönüştürmek, bir büyüklüğün 0 – 1 arasındaki sayısal bir değerle temsil edilmesidir. Yani dilsel ifadelerle dönüştürülmesidir. Bulanıklaştırıcıya gelen sayısal girişler, üyelik dereceleri belirlendikten sonra işlenmek üzere çıkarım mekanizmasına gönderilir. Üyelik fonksiyonlarının şeklinde veya sayısında her hangi bir kısıtlama bulunmamaktadır. Bulanık denetleyici sistemler için en uygun üyelik fonksiyonu seçilebilir. Üçgen, trapez, gauss ve çan eğrisi olmak üzere olmak üzere dört farklı üyelik fonksiyonundan en uygun olanı seçilebilir.

Şekil 4.2’de hata değişiminin bulanık ifadesi grafiksel olarak gösterilmektedir. Burada hata değişiminin üyelik derecesi dikey ekseninde 0 – 1 arasında değiştiği görülmektedir. Yatay ekseninde ise (+1) – (-1) arasında hata, hata değişimi ve sistem çıkışına ait üyelik fonksiyonları gösterilmektedir. Üyelik fonksiyonları aşağıdaki gibi kısaltılmıştır ve etiketlenilmiştir.

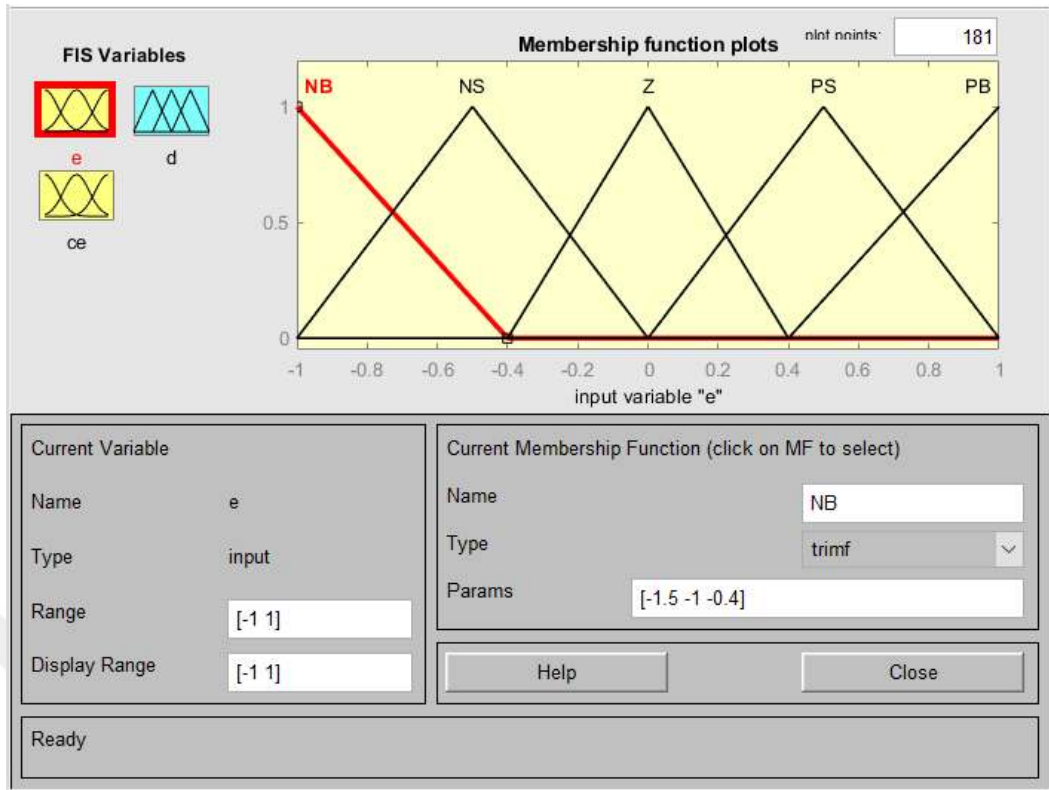
NB — Negatif Büyük

NS — Negatif Küçük

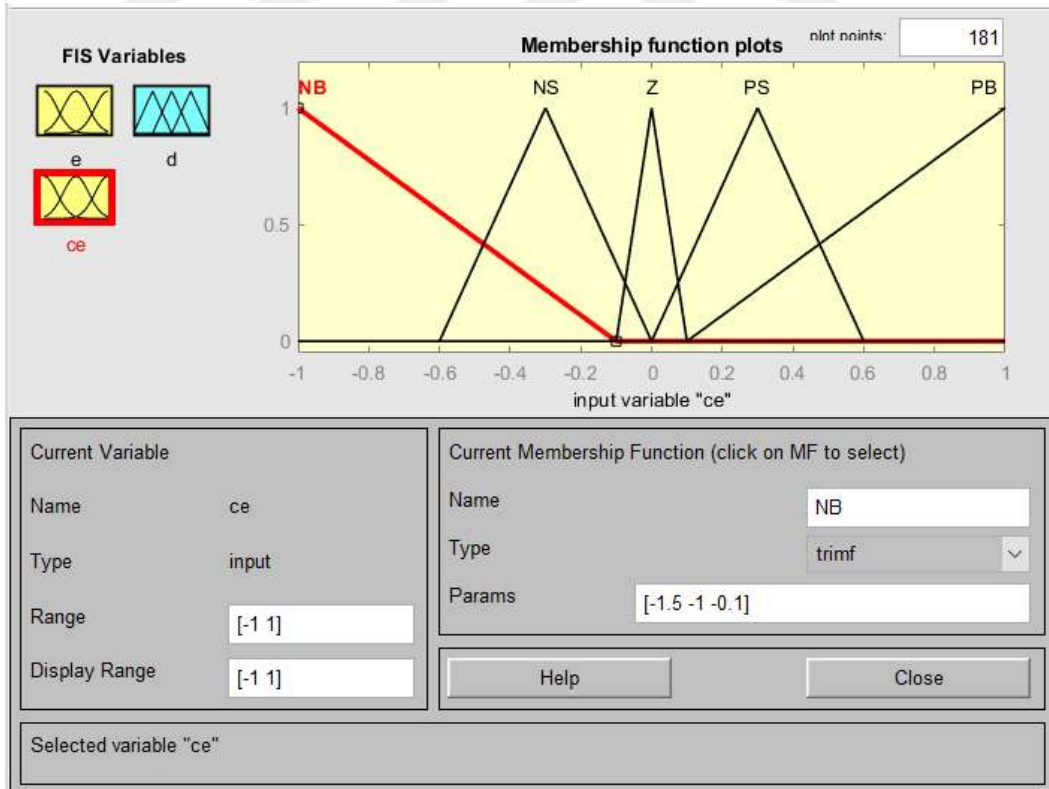
Z — Sıfır

PB — Pozitif Büyük

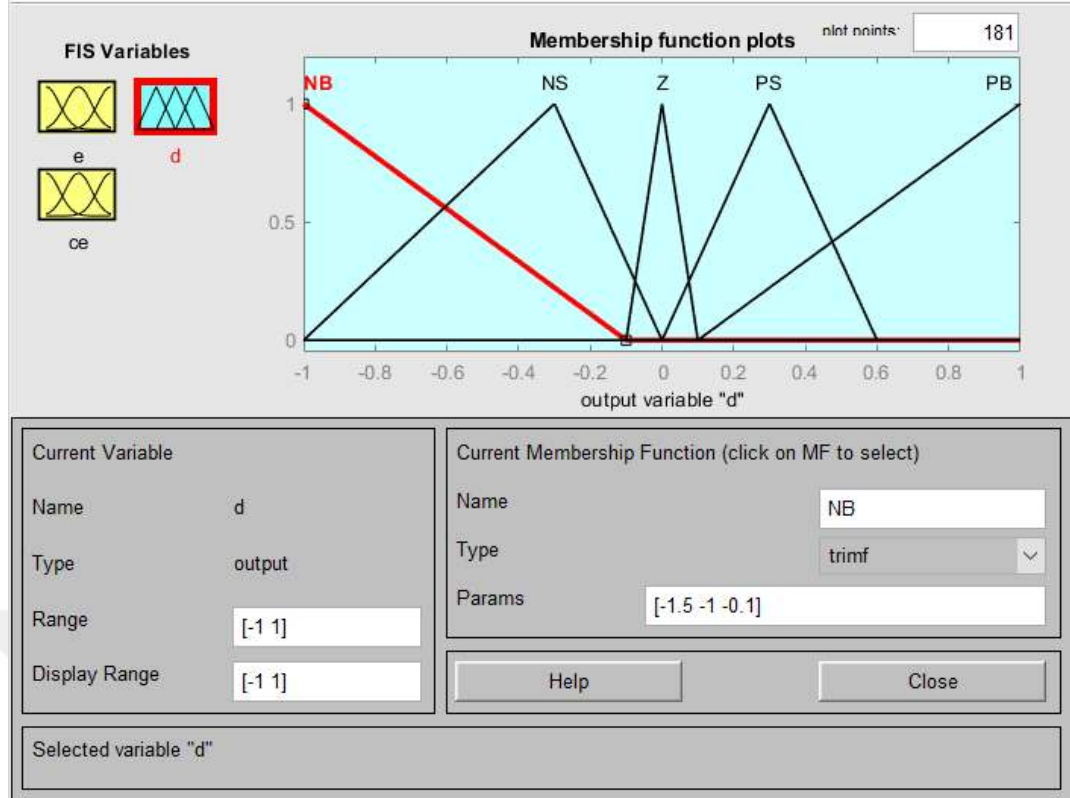
PS — Pozitif Küçük



Şekil 4.2 : Hataya ait üyelik fonksiyonu.



Şekil 4.3 : Hata değişimine ait üyelik fonksiyonu.



Şekil 4.4 : Çıkış değişkenine ait üyelik fonksiyonu.

Kural tabanında kullanılan NB, NS, Z, PB, PS olarak gösterilen etiketler dilsel değişkenleri temsil eder. Geleneksel mantıkta, önermelerden elde edilen sonuca çıkarım denmektedir. Klasik mantıkta yapılan önermeler kesin ve açıktırlar. Bunun aksine bulanık mantıkta girişler “çok sıcak”, “nemli”, “orta hızlı” gibi değişkenlerden oluşmaktadır. Bu değişkenlerden sonuca varma ve karar verme eğer – o halde şeklindeki kurallar kullanılarak yapılır. Burada eğer koşul kısmını, o halde sonuç kısmını ifade eder.

Etki değer tablosu oluşturulmadan önce aşağıdaki hususlara dikkat edilmelidir.

- Denetlenen sistemin çıkışı istenilen seviyede ve hata değişimi sıfır ise denetleyicinin çıkışı sabit tutulmalıdır.
- Denetlenen sistemin çıkışı istenilen seviyede değilse kontrol işlevi hata değişiminin işaretine ve değerine göre değişmektedir. Hata hızlı bir şekilde düzeltilebiliyor ise kontrol işlevi sabit tutulmalıdır. Ters durumda kontrolcünün çıkış sinyali denetlenen sistemdeki hata ve bu hatanın değişim seviyesine bağlı olarak değişmektedir [84].

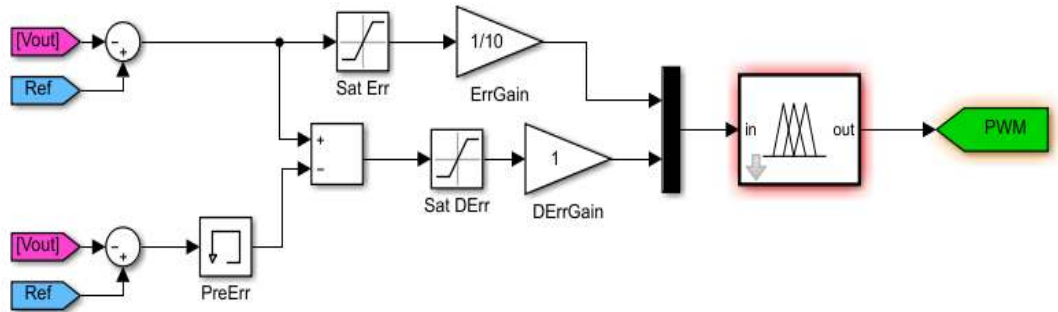
Tek giriş ve tek çıkışlı bir sistem için oluşturulan sistemler aşağıdaki gibi bir kural tablosu ile gösterilebilir.

Çizelge 4.1 : Bulanık denetleyici sisteme ait kural tablosu.

E \ CE	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	Z
NS	NB	NB	S	Z	PS
Z	NB	NS	Z	PS	PB
PB	NS	Z	PS	PB	PB
PS	Z	PS	PB	PB	PB

Tabloda gösterilen E (Error = Hata) ve CE (Change Error = Hata Değişimi) değerlerini temsil etmektedir. Oluşturulan kurallar gözlem ve deneylere bağlı olarak belirlenmiştir. Kuralları deneyim sahibi uzmanlar daha kolay ve daha kullanışlı şekilde yapabilmektedirler.

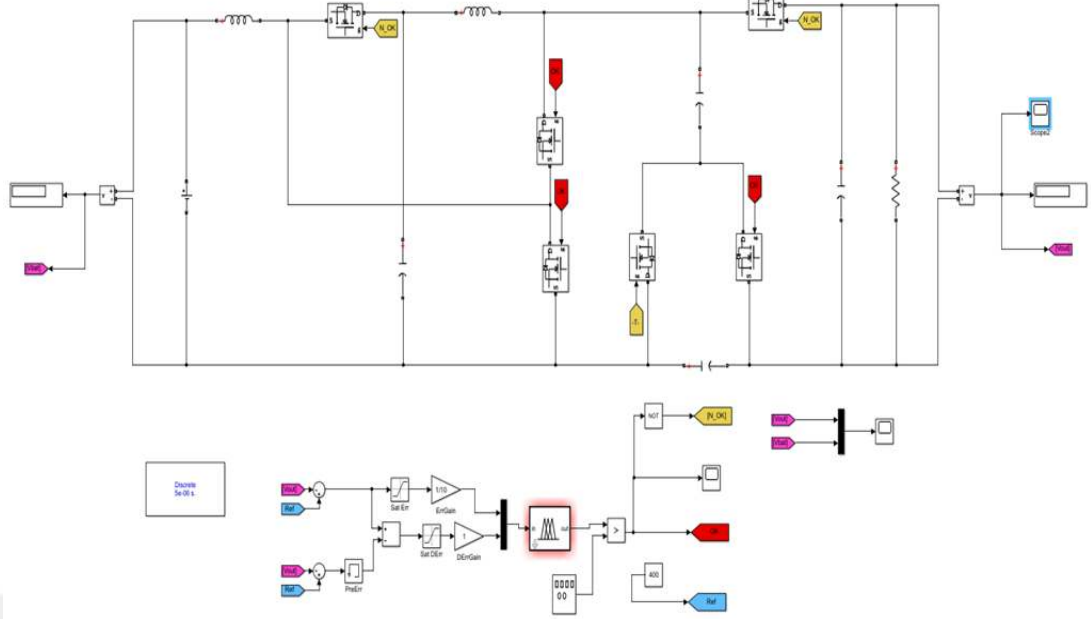
Tasarımda öncelikle DC-DC dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri karşılaştırılarak, giriş ve çıkış arasındaki fark hesaplanır. Bu fark bulanık sistemde hata sinyali olarak adlandırılır ve hata sinyaline bağlı olarak kontrol edilen sistemin girişine uygulanacak olan kontrol sinyali oluşturulur. Bulanık kontrolörün girişine ait blok diyagramının Simulink görüntüsü Şekil 4.5’de gösterilmiştir.



Şekil 4.5 : Denetleyicinin girişine ait blok diyagramı.

Yukarıda da açıklandığı üzere hata ve hatanın değişim aralığı $[-1, 1]$ aralığındadır. Belirlenen aralıkta değer üretmek için tasarım yapılırken kazanç bloğu kullanılır ve bu kazanç bloğu hem hata hem de hata değişiminin önüne yerleştirilir. Şekil 4.5’de kazanç bloklarının önünde görülen saturasyon blokları ise sistemde, girişin istenen sınırı aşmaması için kullanılmıştır. Kullanılan saturasyon bloğunun değeri $[-10, 10]$ aralığındayken hata değişiminin saturasyon bloğu $[-1, 1]$ aralığında olmalıdır. Bu şekilde hata ve hata değişimin aralığı $[-1, 1]$ aralığında ayarlanabilmektedir.

Bulanık kontrolörün çıkışına ait blok diyagramının Simulink görüntüsü Şekil 4.6’da gösterilmiştir. Çıkışında bulunan kazanç bloğu yardımıyla istenen aralıkta çıkış değeri elde edilebilecektir. Çıkıştan alınan değer bir önceki değer ile toplanarak PWM generatör bloğuna girmektedir.

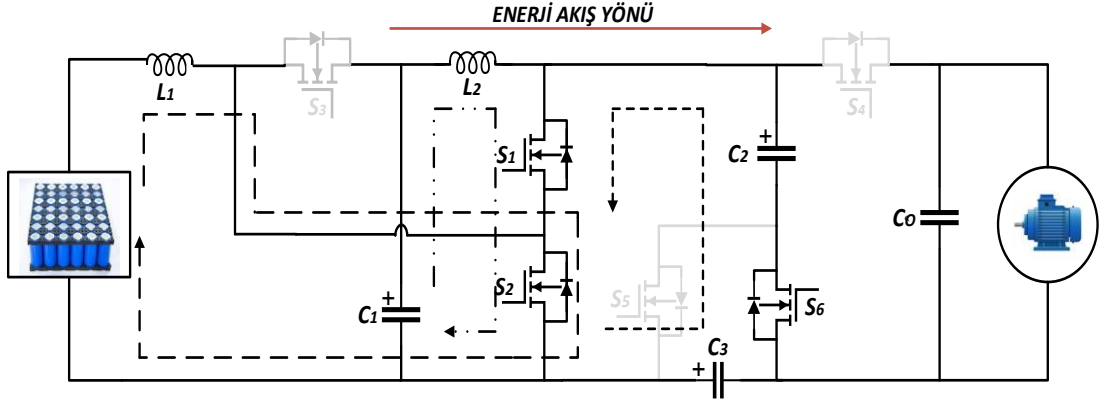


Şekil 4.7 : Tasarlanan dönüştürücü ve devre yapısı.

4.3 Devrenin Boost (Yükseltici) Modda Çalışması

Önerilen dönüştürücü boost modunda görev döngüsünün yaklaşık 0.5'inde giriş geriliminin (48V) yaklaşık sekiz katı (400V) çıkış gerilimi sağlamaktadır. Önerilen dönüştürücü sürekli akım modunda (CCM) anahtarların konumuna göre iki ayrı modda incelenir.

Mod 1: Bu zaman aralığında S_1 , S_2 ve S_6 anahtarları iletimde S_3 , S_4 ve S_5 anahtarları kesim durumundadır. Mod-1 için devre topolojisi Şekil 4.8'de gösterilmektedir. Anahtarların iletimde olduğu zamanda, L_1 ve L_2 indüktörleri şarj edilir. L_1 indüktörünü gerilim kaynağı ve L_2 indüktörü C_1 kondansatörü üzerinden şarj olur. C_2 kondansatörü üzerindeki gerilim ise güç anahtarı (S_1 ve S_2) üzerinden C_3 kondansatörünü şarj eder. Yük akımı ise C_0 kondansatörü üzerinden sağlanır.



Şekil 4.8 : Önerilen dönüştürücünün boost çalışma modları: Mod-1.

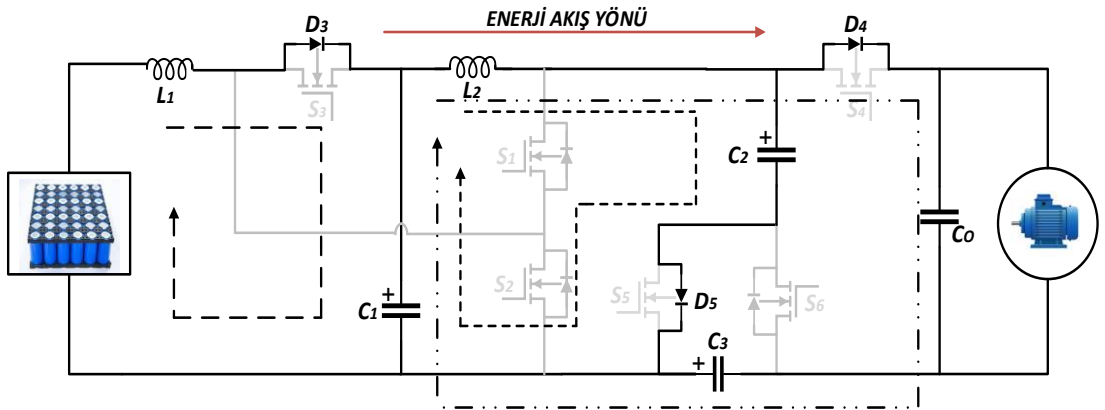
Kirchhoff'un gerilim yasası (KVL) yasaları kullanılarak çalışma moduna ilişkin elde edilen denklemler aşağıdaki gibidir.

$$V_{L1} = V_{in} \quad (4.1)$$

$$V_{L2} = V_{C1} \quad (4.2)$$

$$V_{C3} = V_{C2} \quad (4.3)$$

Mod 2: Bu zaman aralığında, S_1 , S_2 ve S_6 anahtarları kesim durumundadır. Şekil 4.9'da bu moda ilişkin devre topolojisi gösterilmiştir. D_3 , D_4 ve D_5 diyotları üzerinde pozitif yönde bir akım geçtiğinden bu diyotlar iletim durumunda çalışırlar. L_1 indüktörü D_3 diyodu üzerinden C_1 kondansatörünü şarj eder. C_2 kondansatörü ise L_2 tarafından şarj olur. C_3 kondansatörü ise yükü besler.



Şekil 4.9 : Önerilen dönüştürücünün boost çalışma modları: Mod-2.

KVL yasaları kullanılarak çalışma moduna ilişkin elde edilen denklemler aşağıdaki gibidir.

$$V_{L1} = V_{in} - V_{C1} \quad (4.4)$$

$$V_{L2} = V_{C1} - V_{C2} \quad (4.5)$$

$$V_{L2}=V_{C1}+V_{C3}-V_o \quad (4.6)$$

$$V_{C3}=V_{C2}-V_o \quad (4.7)$$

4.3.1 Boost Modunda Bileşen Değerlerinin Hesaplanması

Bu bölümde önerilen dönüştürücünün boost modu için yapısında kullanılan bileşen değerleri hesaplanmıştır.

4.3.1.1 İndüktör Değerlerinin Hesaplanması

Tasarımda indüktör akımı üzerindeki akım dalgalanması çıkış akımının %20 – 40’ı aralığında seçilmiştir. $V_{in}=48$ V, $V_o=400$ V, $P_o=200$ W ($I_o=0.5$ A, $R=800\Omega$), $D\approx 0.5$ ve $f_s=50$ kHz olduğu durumda L_1 ve L_2 indüktörleri için akım dalgalanması 0.8-1.6 A olur. Bu durumda indüktör değerleri ise yaklaşık 300 μ H seçilmelidir.

$$\Delta i_{L1}=\Delta i_{L2}=(0.2-0.4) \frac{2}{(1-D)^2} I_o=(0.8-1.6) \text{ A} \quad (4.8)$$

$$L_1=\frac{DV_{in}}{\Delta i_{L1}f_s}=\frac{0.5 \times 48}{1.6 \times 50k}=300 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.9)$$

$$L_2=\frac{DV_{in}}{\Delta i_{L2}f_s}=\frac{0.5 \times 48}{1.6 \times 50k}=300 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.10)$$

Simülasyon yapılırken L_1 ve L_2 indüktörlerinin değeri 600 μ H seçilmiştir. Bilinmelidir ki daha düşük akım dalgalanması sağlamak için indüktör değerleri daha büyük seçilir.

4.3.1.2 Kapasitör Değerlerinin Hesaplanması

Dönüştürücü çıkışındaki gerilim dalgalanmasını minimum seviyeye indirmek için çıkış kapasitörleri kullanılmaktadır. Denklem 4.11, gerilim dalgalanmasının %1’i için minimum 10 μ F değerinde bir kapasitöre ihtiyaç duyulduğunu göstermektedir. Pratikte durum böyle değildir ve pratik çalışmalarda gerilim dalgalanmaları daha da fazla olabilir. Daha yüksek değerlerde kapasitör seçerek dalgalanmaları azaltabiliriz. Yaptığımız tasarımda kondansatör değeri 470 μ F seçilmiştir.

$$\Delta V_o=\Delta V_{C_o}=\frac{V_o D}{RC_o f_s} \rightarrow C_o=\frac{V_o D}{\Delta V_o R f_s}=\frac{400 \times 0.5}{1 \times 800 \times 50k}=10 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.11)$$

C_1 kondansatörünün değeri hızlı şarj işlemini gerçekleştirebilmek için indüktör değerinden daha küçük seçilmelidir. Yaptığımız simülasyon sonuçlarından elde ettiğimiz sonuçlara göre bu değer 100 μ F olarak belirlenmiştir.

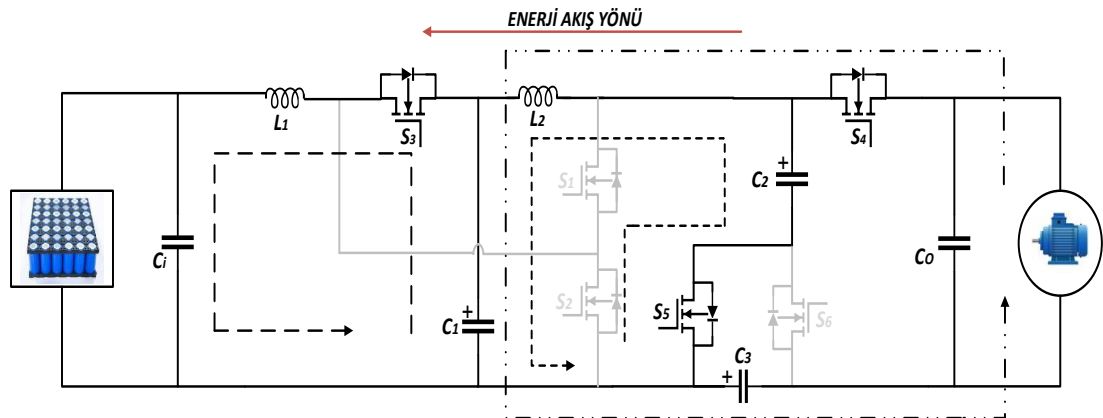
Anahtarlama kapasitörlerin kapasite değerleri ise Denklem 4.12’de 10 μ F olarak hesaplanmıştır. Unutulmamalıdır ki bu kapasitör değeri, minimum kapasitör değeridir. Ancak dalgalanmaların seviyesini azaltmak için bu değerden daha büyük kapasitör değerleri seçilebilir.

$$C_2=C_3=\frac{I_o}{f_s\Delta V_o}=\frac{0.5}{1\times 50k}=10\ \mu F \quad (4.12)$$

4.4 Devrenin Buck (Düşürücü) Modda Çalışması

Önerilen dönüştürücü buck modunda görev döngüsünün yaklaşık 0.5’inde motor tarafından sağlanan 400V gerilimi bataryaya 48V olarak iletmektedir. Önerilen dönüştürücü sürekli akım modunda (CCM) anahtarların konumuna göre iki ayrı modda incelenir.

Mod 1: Bu çalışma modunda S_1 , S_2 ve S_6 anahtarları kesim, S_3 , S_4 ve S_5 anahtarları ise iletim modunda çalışmaktadır. Mod-1 için devre topolojisi Şekil 4.10’de gösterilmektedir. Anahtarın iletimde olduğu bu zaman aralığında, L_1 ve L_2 indüktörleri şarj edilir. L_2 indüktörü motor tarafından şarj edilir L_1 indüktörü ise C_1 kondansatörü üzerinden şarj olur. C_1 ise bataryaya güç sağlamak için deşarj olur.



Şekil 4.10 : Önerilen dönüştürücünün buck çalışma modları: Mod-1.

KVL yasaları kullanılarak çalışma moduna ilişkin elde edilen denklemler aşağıdaki gibidir.

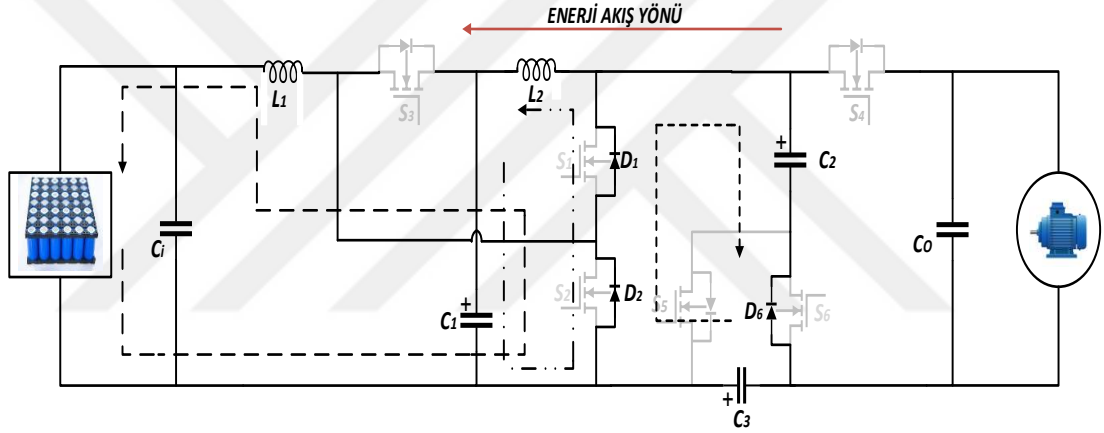
$$V_{L1}=V_{C1}-V_{C1} \quad (4.13)$$

$$V_{L2}=V_{C1}-V_{C2} \quad (4.14)$$

$$V_{L2}=V_{C1}+V_{C3}-V_o \quad (4.15)$$

$$V_{C3}=V_{C2}-V_o \quad (4.16)$$

Mod 2: Bu zaman aralığında S_1 , S_2 ve S_6 anahtar diyotları iletim modunda, S_3 , S_4 ve S_5 anahtarları ise iletim durumundadır. Mod-2 için devre topolojisi Şekil 4.11’de gösterilmektedir. D_1 , D_2 ve D_6 diyotları üzerinde pozitif yönde bir akım geçtiğinden bu diyotlar iletim durumunda çalışırlar. L_1 indüktörü C_1 kondansatörünü şarj eder. C_1 kondansatörü ise batarya için şarj gerilimini sağlar. C_1 kondansatörü ise L_2 tarafından şarj olur.



Şekil 4.11 : Önerilen dönüştürücünün buck çalışma modları: Mod-2.

Bu çalışma moduna ilişkin denklemler Kirchhoff’un gerilimler yasasından yararlanılarak aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_{L1}=V_{C1} \quad (4.17)$$

$$V_{L2}=V_{C1} \quad (4.18)$$

$$V_{C3}=V_{C2} \quad (4.19)$$

4.4.1 Buck Modunda Bileşen Değerlerinin Hesaplanması

Bu bölümde önerilen dönüştürücünün buck modu için yapısında kullanılan bileşen değerleri hesaplanmıştır.

4.4.1.1 İndüktör Değerlerinin Hesaplanması

Tasarımda indüktör akımı üzerindeki akım dalgalanması çıkış akımının %20 – 40'ı aralığında seçilmiştir. $V_{bat}=48$ V, $V_o=400$ V, $P_o=115$ W($I_o=2.4$ A, $R=20\Omega$), $D\approx 0.5$ ve $f_s=50$ kHz olduğu durumda L_1 ve L_2 indüktörleri için akım dalgalanması 0.8-1.6 A olur. Bu durumda indüktör değerleri ise yaklaşık 600 μ H seçilmelidir.

$$\Delta i_{L1}=\Delta i_{L2}=(0.2-0.4)\frac{2}{(1-D)^2}I_o=(3.84-7.68) \text{ A} \quad (4.20)$$

$$L_1=\frac{(1-D)V_o}{\Delta i_{L1}f_s}=\frac{0.5\times 400}{7.68\times 50k}=520 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.21)$$

$$L_2=\frac{(1-D)V_o}{\Delta i_{L1}f_s}=\frac{0.5\times 400}{7.68\times 50k}=520 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.22)$$

Simülasyon yapılırken L_1 ve L_2 indüktörlerinin değeri 600 μ H olarak seçilmiştir. Bilinmelidir ki daha düşük akım dalgalanması sağlamak için indüktör değerleri daha büyük seçilir.

4.4.1.2 Kapasitör Değerlerinin Hesaplanması

Dönüştürücü çıkışındaki gerilim dalgalanmasını minimum seviyeye indirmek için çıkış kapasitörleri kullanılmaktadır. Denklem 4.24, gerilim dalgalanmasının %1'i için minimum 5 μ F değerinde bir kapasitöre ihtiyaç duyulduğunu göstermektedir. Pratikte durum böyle değildir ve pratik çalışmalarda gerilim dalgalanmaları daha da fazla olabilir. Daha yüksek değerlerde kapasitör seçerek dalgalanmaları azaltabiliriz. Yaptığımız tasarımda kondansatör değeri 470 μ F seçilmiştir.

$$\Delta V_{bat}=\Delta V_{Ci}=\frac{V_o(1-D)}{8LC_i f_s^2} \quad (4.23)$$

$$C_i=\frac{V_{bat}(1-D)}{\Delta V_{bat}8Lf_s^2}=\frac{48\times 0.5}{1\times 8\times 600\times 10^{-6}\times 50\times 10^3}=5 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.24)$$

C_1 kondansatörünün değeri hızlı şarj işlemini gerçekleştirebilmek için indüktör değerinden daha küçük seçilmelidir. Yaptığımız simülasyon sonuçlarından elde ettiğimiz sonuçlara göre bu değer 100 μ F olarak belirlenmiştir.

Anahtarlama kapasitörlerin kapasite değerleri ise Denklem 4.25'de 10 μ F olarak hesaplanmıştır. Unutulmamalıdır ki bu kapasitör değeri, minimum kapasitör

değeridir. Ancak dalgalanmaların seviyesini azaltmak için bu değerden daha büyük kapasitör değerleri seçilebilir.

$$C_2=C_3=\frac{I_o}{f_s\Delta V_o}=\frac{2.4}{1\times 50k}=48 \mu F \quad (4.25)$$

4.5 Sürekli Akım Modunda Kazancın Teorik Olarak Hesaplanması

Yarı iletken bir güç anahtarı için görev döngüsü aşağıdaki gibidir:

$$D=\frac{T_{on}}{T} \quad (4.26)$$

Burada T_{on} , DT 'ye eşittir ve bu sürede anahtar iletim durumunda çalışmaktadır. T anahtarlama periyonunu ifade etmektedir. Kararlı durumda, bir indüktör üzerindeki gerilim bileşeninin ortalama değerinin sıfır olduğu unutulmamalıdır. Denklem 4.1 ve 4.4 dikkate alınarak bu yasa L_1 indüktörü için uygulanırsa:

$$\int_0^{DT} V_{in} dt + \int_{DT}^T (V_{in} - V_{C1}) dt = 0 \quad (4.27)$$

C_1 kondansatörü üzerindeki gerilim ise aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \quad (4.28)$$

Bu yasa Denklem 4.2 ve 4.5 dikkate alınarak L_2 indüktörü için uygulanırsa:

$$\int_0^{DT} V_{C1} dt + \int_{DT}^T (V_{C1} - V_{C2}) dt = 0 \quad (4.29)$$

C_2 ve C_3 kondansatörlerinin üzerindeki gerilim ise aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$V_{C2}=V_{C3}=\frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (4.30)$$

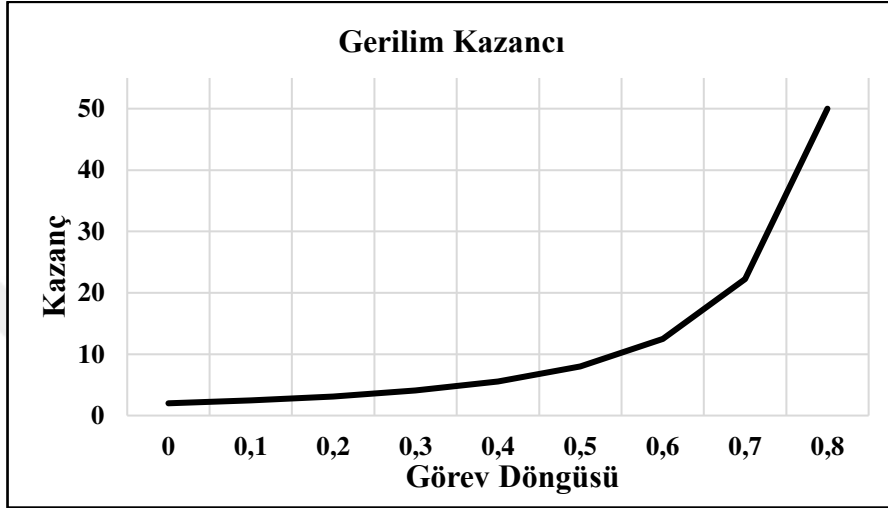
Denklem 4.2 ve 4.6 dikkate alınarak bu yasa tekrar uygulanırsa:

$$\int_0^{DT} V_{C1} dt + \int_{DT}^T (V_{C1} + V_{C3} - V_o) dt = 0 \quad (4.31)$$

Sürekli akım modu için önerilen dönüştürücünün kazancı Denklem 4.32'deki gibi bulunur.

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{(1-D)^2} \quad (4.32)$$

Bu denklemde, önerilen dönüştürücünün gerilim kazancı M_{CCM} , görev döngüsü D , giriş gerilimi V_{in} ve çıkış gerilimi V_o 'dır. Önerilen buck-boost dönüştürücünün görev-döngüsü kazanç grafiği Şekil 4.12'de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere 0.5 görev döngüsünde giriş geriliminin 8 katı kadar bir gerilimi çıkışta verdiği görülmektedir. Görev döngüsünü arttırarak daha yüksek kazançlar elde edebiliriz. Görev döngüsü 0.5'den daha büyük seçildiğinde kazanç değeri ondan daha büyük olmaktadır.



Şekil 4.12 : Önerilen dönüştürücünün kazanç-görev döngüsü eğrisi.

4.6 Simülasyon ve Deneysel Sonuçlar

Tasarlanan dönüştürücünün simülasyonu Matlab/SIMULINK kullanılarak yapılmıştır. Çizelde 4.2'de simülasyon çalışmalarında kullanılan elemanların değerleri gösterilmektedir ve bu elemanlar idealdir. Bu değerler buck mod ve boost modu için bileşen değerleri ayrı ayrı hesaplandıktan sonra her iki durumda sağlayacak şekilde ortak karar verilmiştir ve her iki çalışma modunda da çizelgede belirtilen değerler kullanılmıştır.

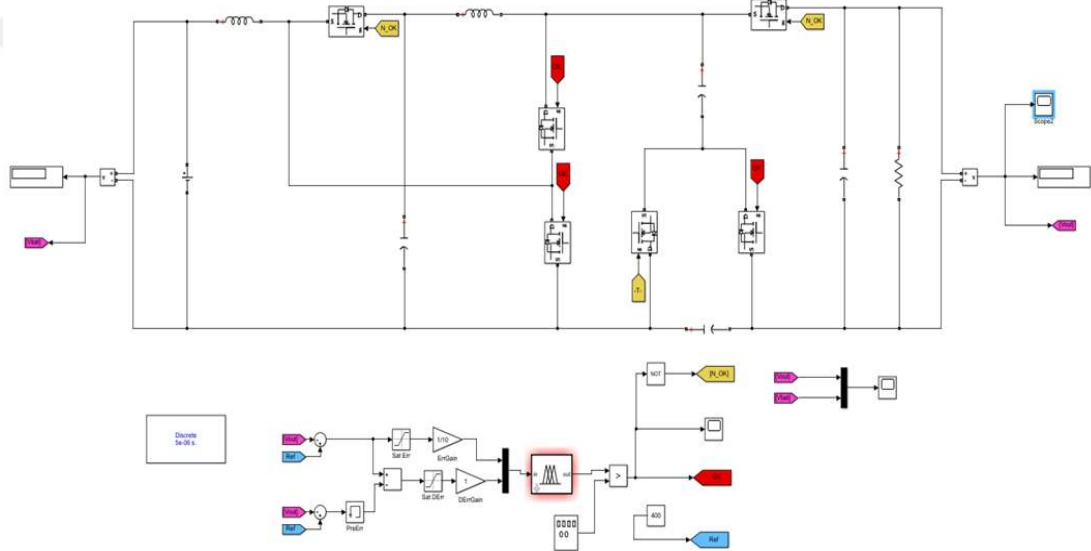
Çizelge 4.2 : Simülasyonda kullanılan bileşen değerleri.

Parametreler	Değerler
Giriş Gerilimi V_{in}	48 V
Çıkış Gerilimi V_o	400 V
İndüktörler L_1, L_2	600 μ H
Kapasitör C_o	470 μ F
Kapasitör C_1	100 μ F

Kapasitörler C_2, C_3	220 μ F
Anahtarlama Frekansı f_s	50 kHz

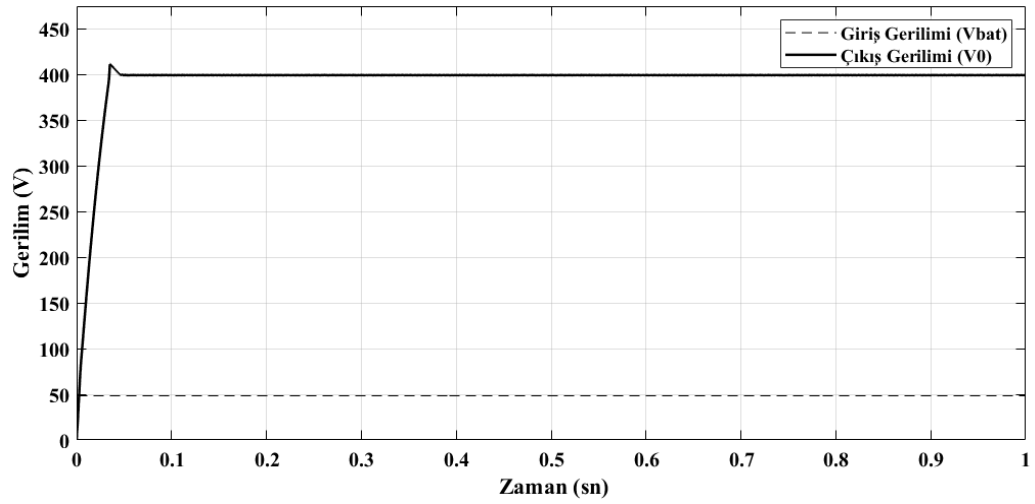
4.6.1 Boost Moddaki Simülasyon Sonuçları

Boost modundaki devre ve denetleyicinin SIMULINK modeli Şekil 4.13’de gösterilmiştir. Simülasyonda kullanılan tüm komponentler ideal seçilmiştir. Önerilen dönüştürücünün boost modunda kaynak yani bataryadan aldığı 48V gerilimi motor tarafında inverterin bağlı olduğu DC baraya 400V sabit gerilim olarak iletmesi sağlanmıştır. Yapılan matematiksel hesaplamalar ve simülasyon sonuçlarıyla devrenin çalışması doğrulanmıştır.



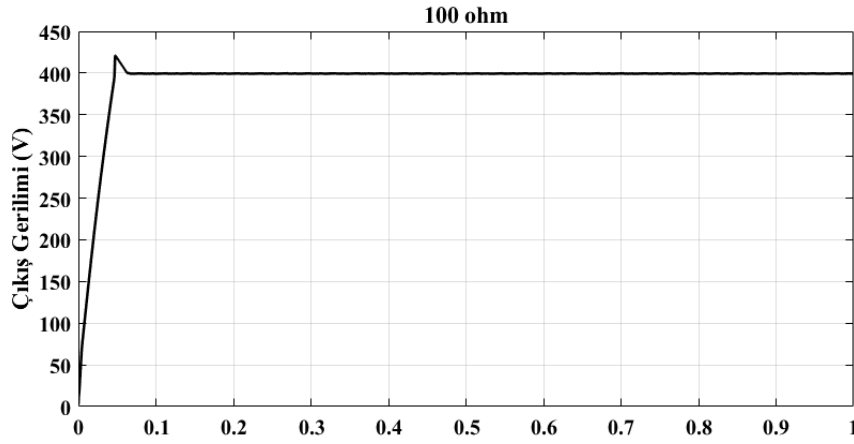
Şekil 4.13 : Tasarlanan dönüştürücünün boost çalışmadaki SIMULINK modeli.

Şekil 4.14’de 48V giriş geriliminde dönüştürücünün 400V sabit çıkış gerilimi sağladığı görülmektedir. Şekilden de görüldüğü üzere bulanık denetleyici istenilen çıkış değerine çok kısa sürede yerleşir ve kontrolörün kararlılığı oldukça yüksektir. Tasarlanan dönüştürücüye SC yapısı eklenerek gerilim kazancı iki katına çıkarılmıştır ve SC yapısı kayıplardan kaynaklanan aşımaları önler. Bununla birlikte bileşen değerleri küçük seçildiğinden dolayı iç dirençlerden kaynaklanan kayıplar azaltılarak oldukça sabit bir çıkış gerilimi elde edilir.

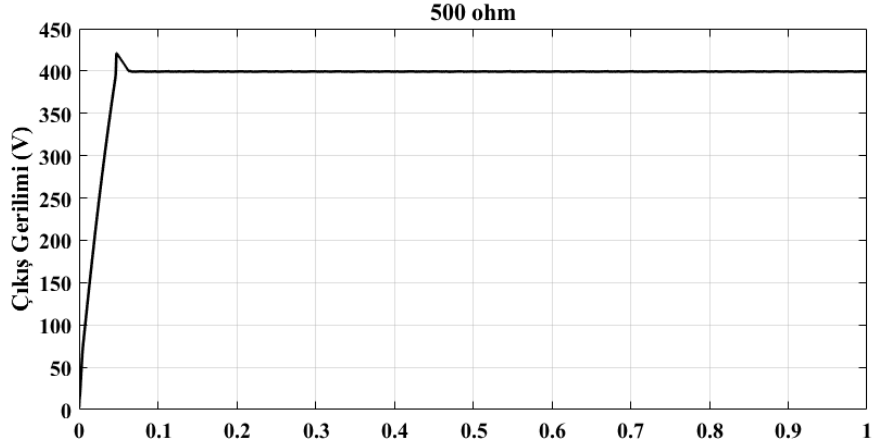


Şekil 4.14 : Önerilen dönüştürücünün boost modundaki giriş-çıkış gerilimleri.

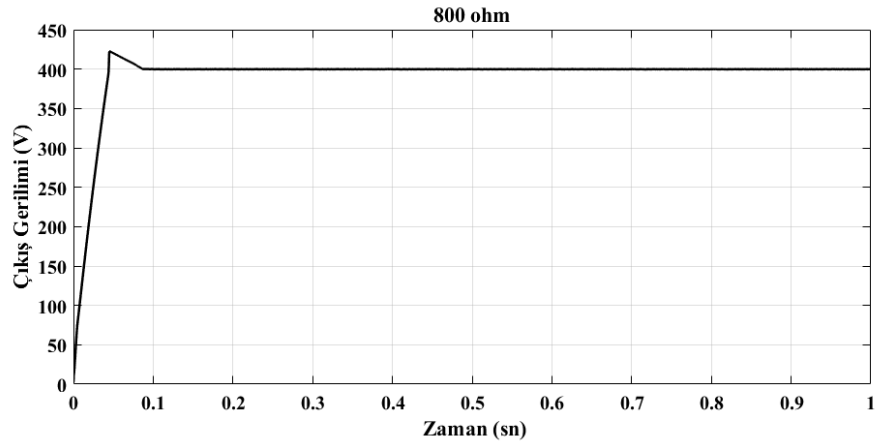
İyi tasarlanmış bir güç elektroniği dönüştürücüsü yük değişimlerinden etkilenmemelidir ve değişken yük koşullarında çalışmasında devam edebilmelidir. Şekil 4.15’de 100 ohm, 500 ohm ve 800 ohm yük değerlerindeki çıkış gerilim grafikleri gösterilmektedir. Simülasyon sonuçları göz önüne alındığında dönüştürücü değişken yük koşulları altında kararlılığını korumuş, ani gerilim değişimlerini sönümlemiş ve ayarlanan değere çok hızlı bir şekilde yerleşmiştir.



(a)



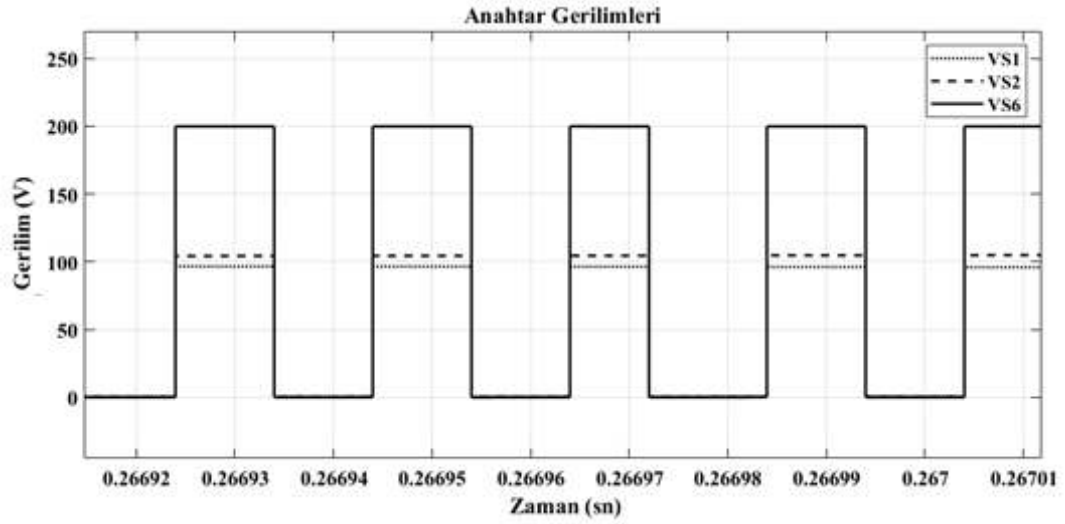
(b)



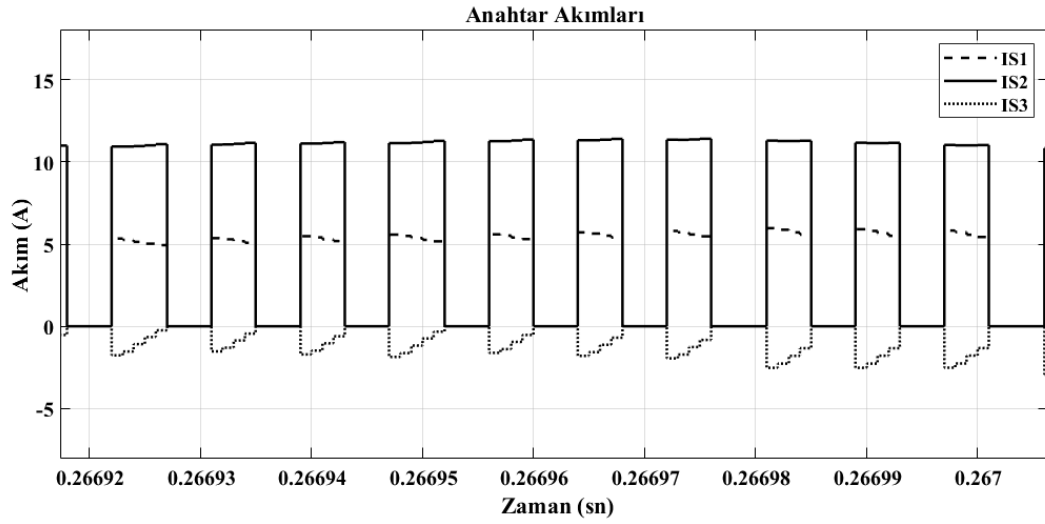
(c)

Şekil 4.15 : Değişken yük koşulları altında dönüştürücünün çıkış gerilimi: (a) 100 ohm, (b) 500 ohm ve (c) 800 ohm.

Şekil 4.16’da boost modunda devrede aktif anahtarlar üzerindeki gerilim ve akımları göstermektedir. S_6 anahtarı üzerindeki gerilim stresi S_1 ve S_2 anahtarları üzerindeki gerilim streslerinin toplamına eşittir. S_2 anahtarı, iletim sırasında S_1 anahtarından daha fazla akım geçirir (yaklaşık iki katı kadar). Grafiklerden anahtarlar üzerindeki akım streslerinin düşük olduğu görülebilmektedir.



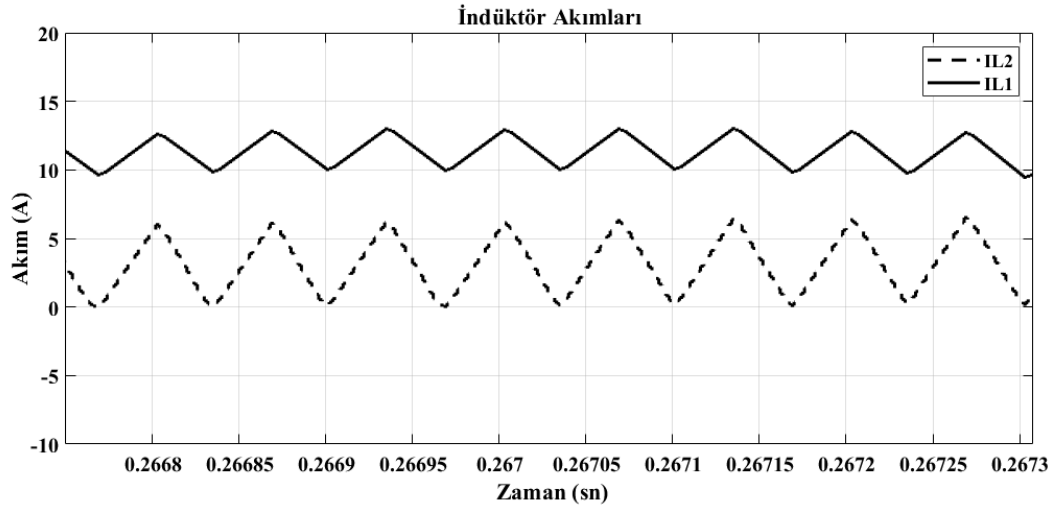
(a)



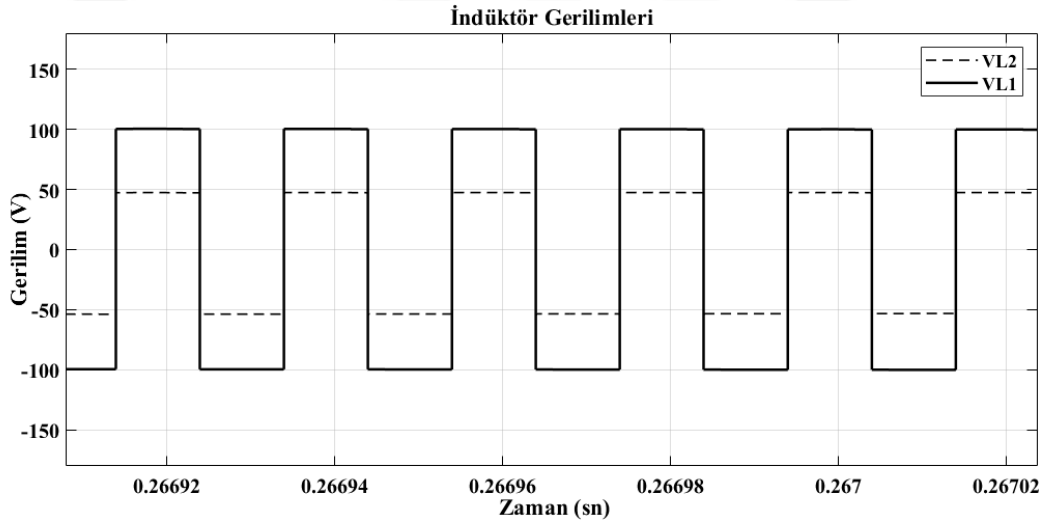
(b)

Şekil 4.16 : Güç anahtarları üzerindeki akım ve gerilimlerin dalga şekilleri.

Şekil 17 a ve b, çıkış yükü olarak 800 ohm altındaki indüktörlerin gerilim ve akım dalgalanmalarını göstermektedir. L_1 indüktöründe ortalama 11A akım için gerilim dalgalanması maksimum 1.25A'dır. L_2 indüktöründe ortalama 2.75A akım için akım dalgalanması yaklaşık olarak 2.25A olduğu görülmektedir. Mevcut dalgalanmaların uygun seviyelerde olduğu görülmektedir. Aynı zamanda indüktör gerilimleri incelendiğinde, ortalama gerilim değerinin sıfır olduğu grafikten görülmektedir.



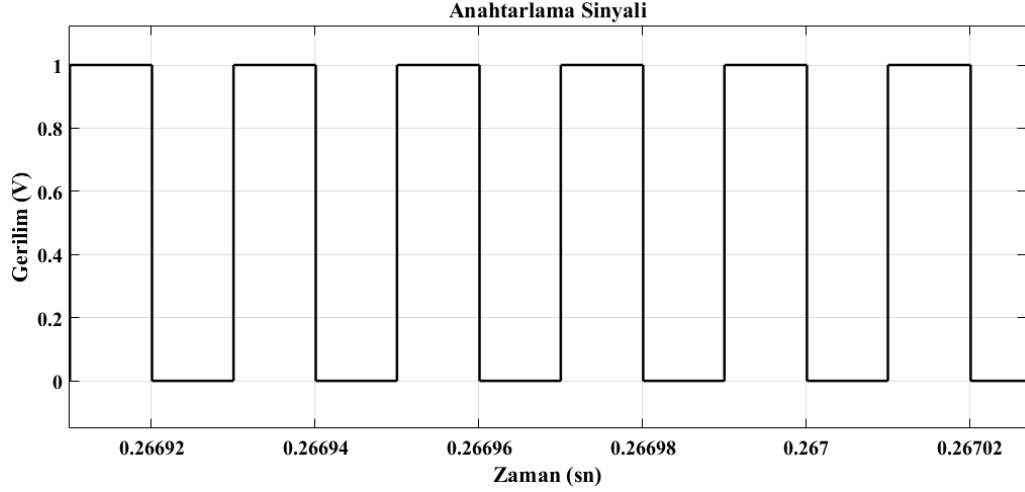
(a)



(b)

Şekil 4.17 : İndüktör akım ve gerilimlerinin dalga şekilleri.

Şekil 4.18’da bulanık denetleyici tarafından üretilen PWM sinyali gösterilmektedir. Çıkıştan istenilen 400V sabit gerilimi elde etmek için MOSFET’lerin gate ucuna uygulanmaktadır. Dönüştürücüde giriş geriliminin az olması durumunda daha büyük darbe sinyali, giriş geriliminin daha büyük olması durumunda ise daha küçük darbe sinyali uygulanarak çıkış geriliminin sabit 400V değerinde kalması sağlanmaktadır. Pratikte anahtarlama kayıplarının azaltılması nedeniyle daha küçük genişlikler tercih edilmektedir. Önerilen topolojide darbe genişliği 400V için 0.5 değerinde olup oldukça uygun bir değerdedir.



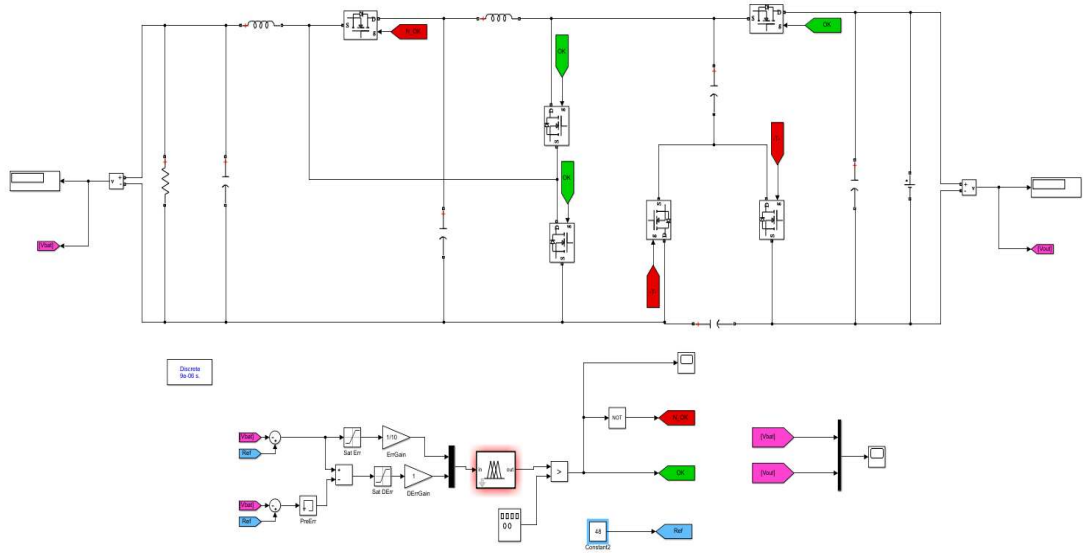
Şekil 4.18 : Bulanık denetleyici tarafından üretilen anahtarlama sinyali.

4.6.2 Buck Moddaki Simülasyon Sonuçları

Tasarlanan dönüştürücü $X \rightarrow \frac{1}{X}$ tür dönüştürücülerden olması nedeniyle buck modunda kazanç denklemi aşağıdaki şekilde hesaplanabilir :

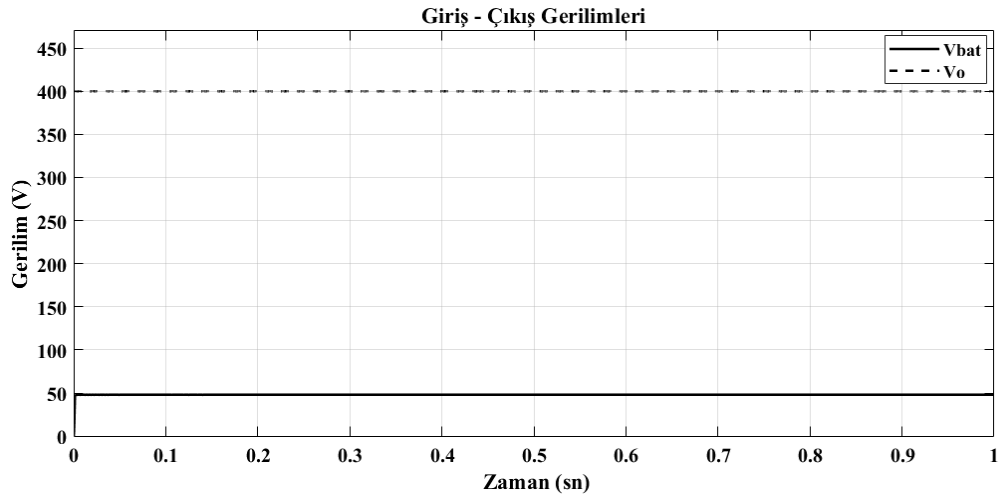
$$M_{\text{CCM-Buck}} = \frac{1}{M_{\text{CCM-Boost}}} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(1-D)^2}{2} \quad (4.33)$$

Buck modundaki devre ve denetleyicinin SIMULINK modeli Şekil 4.19’da gösterilmiştir. Devrede kullanılan elemanlar boost dönüştürücüde kullanılan eleman değerleri ile aynı değerdedir ve idealdir. Önerilen dönüştürücünün buck modunda motor tarafındaki 400V gerilimi kaynak yani bataryaya 48V olarak iletmesi sağlanmıştır. Yapılan matematiksel hesaplamalar ve simülasyon sonuçlarıyla devrenin çalışması doğrulanmıştır.



Şekil 4.19 : Tasarlanan dönüştürücünün buck çalışmadaki SIMULINK modeli.

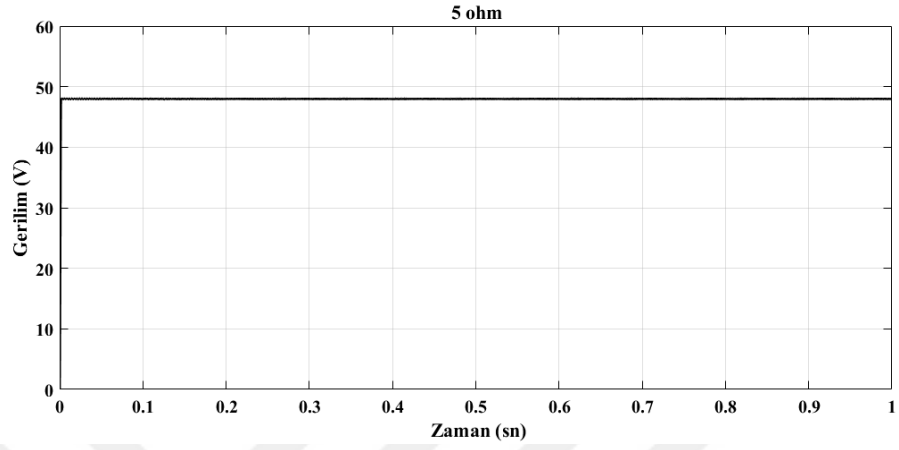
Şekil 4.20’de 400V giriş geriliminde dönüştürücünün 48V sabit çıkış gerilimi sağladığı görülmektedir. Şekilden de görüldüğü üzere bulanık denetleyici istenilen çıkış değerine çok kısa sürede neredeyse hiç beklemeden yerleşti. Bu bize kontrolörün kararlılığının oldukça yüksek olduğunu göstermektedir. Önerilen dönüştürücüde bileşen değerleri küçük seçildiğinden dolayı iç dirençlerden kaynaklanan kayıplar azaltılarak oldukça sabit bir çıkış gerilimi elde edilir.



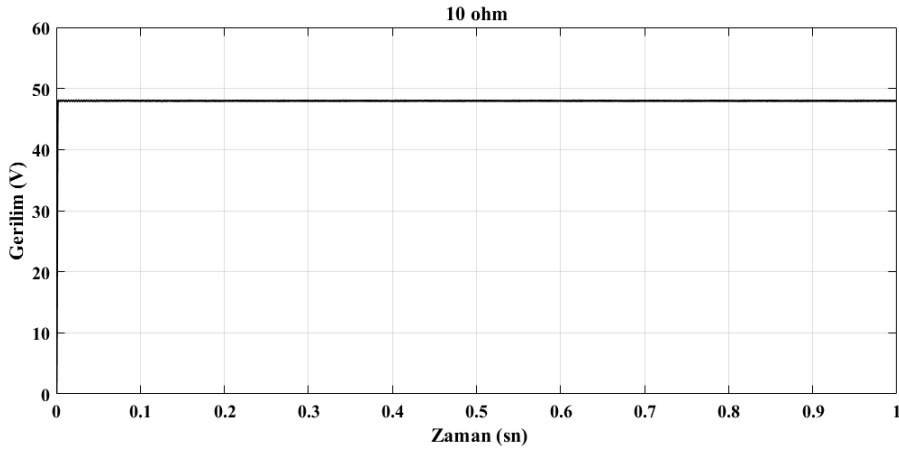
Şekil 4.20 : Önerilen dönüştürücünün buck modundaki giriş-çıkış gerilimleri.

Şekil 4.21 a, b ve c sırasıyla dönüştürücünün 5 ohm, 10 ohm ve 20 ohm yük değerlerindeki çıkış gerilimini göstermektedir. Burada batarya iç direnç değerlerine yakın direnç değerleri tercih edilmiştir. İyi bir dönüştürücü değişken yük koşullarında nominal çalışma koşullarını sağlamalıdır. Kullanılan denetleyeci sistem

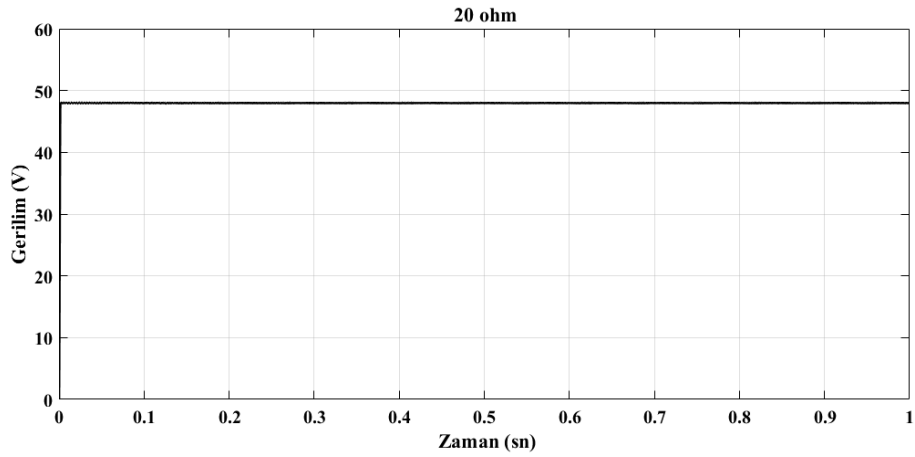
sayesinde dönüştürücünün farklı yük koşullarında kararsız kalmadan çalışmasını sürdürmesi sağlanmıştır. Simülasyon sonuçları göz önüne alındığında dönüştürücü değişken yük koşulları altında kararlılığını korumuş, ani gerilim değişimlerini sönümlemiş ve ayarlanan değere çok hızlı bir şekilde yerleşmiştir.



(a)



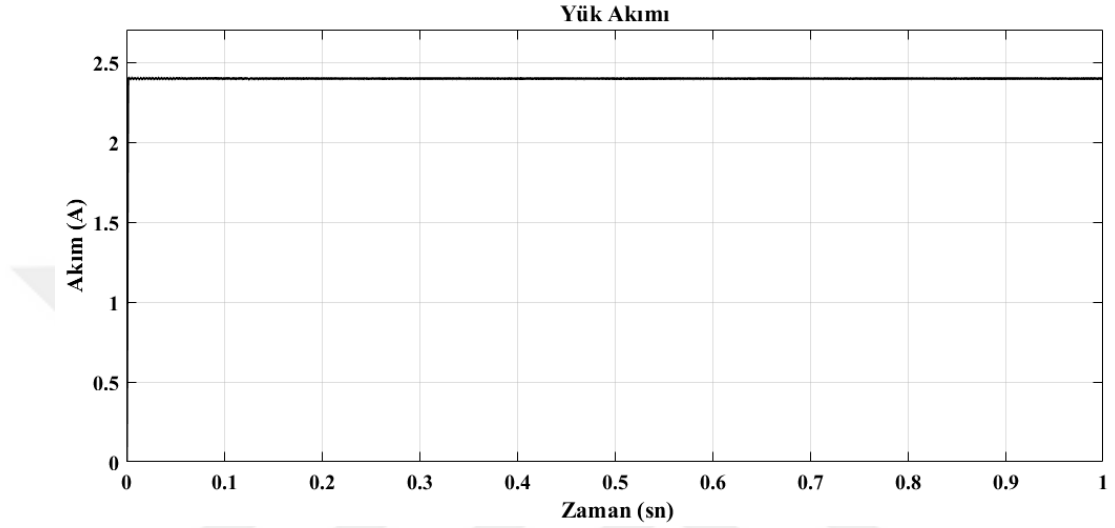
(b)



(c)

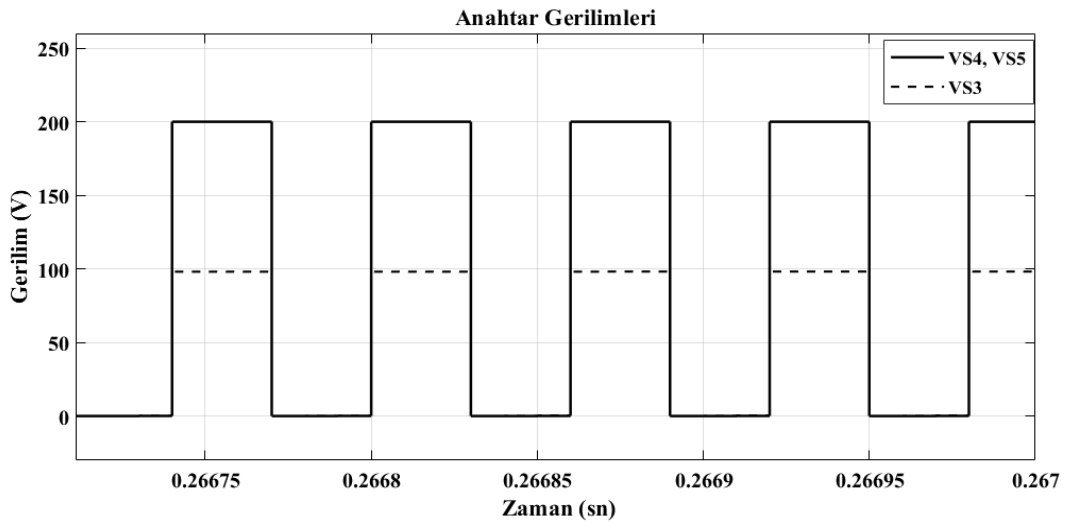
Şekil 4.21 : Değişken yük koşulları altında dönüştürücünün çıkış gerilimi: (a) 5 ohm, (b) 10 ohm ve (c) 20 ohm.

Şekil 4.22’de önerilen dönüştürücünün 48V giriş gerilimi ve 20 ohm yük değerinde 2.4A çıkış akımı sağlamaktadır. İyi tasarlanmış bir dönüştürücünün özelliklerinden biri de yük akımının değerini ve stabilitesini korumasıdır. Önerilen dönüştürücünün yüke sabit ve sürekli bir akım sağladığı şekilden görülmektedir.

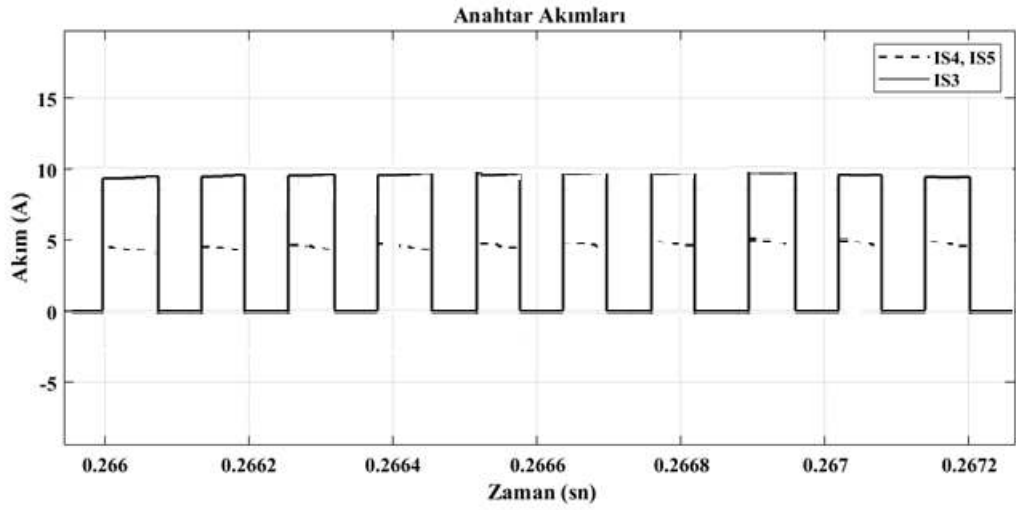


Şekil 4.22 : Buck moddaki yük akımı.

Şekil 4.23 a ve b, buck çalışma modunda devrede aktif anahtarlar üzerindeki gerilim ve akımları göstermektedir. S_1 anahtarı, iletim sırasında S_2 anahtarından daha fazla akım geçirir (yaklaşık iki katı kadar). Şekilden anahtarlar üzerindeki akım streslerinin düşük olduğu görülebilmektedir.



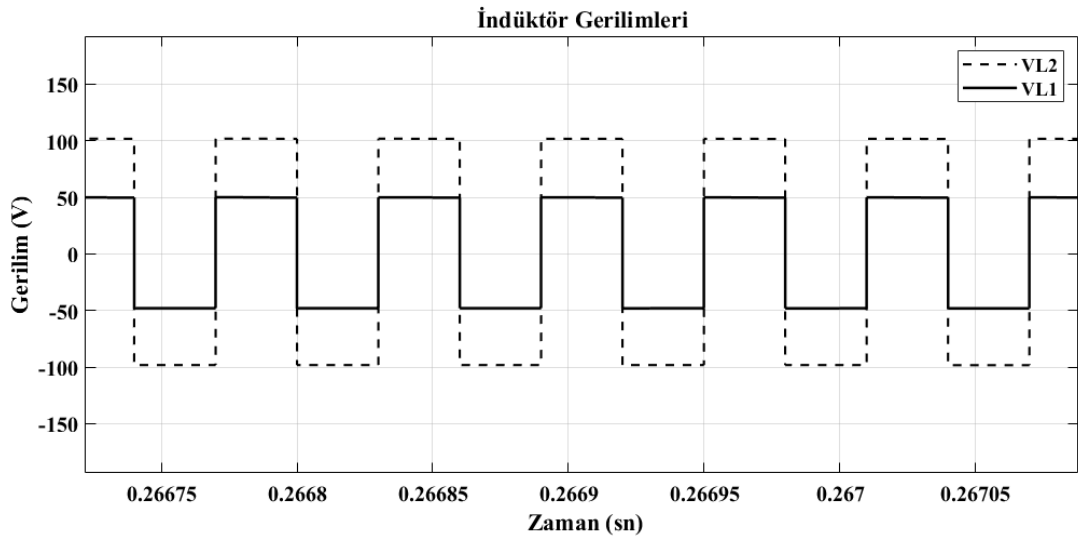
(a)



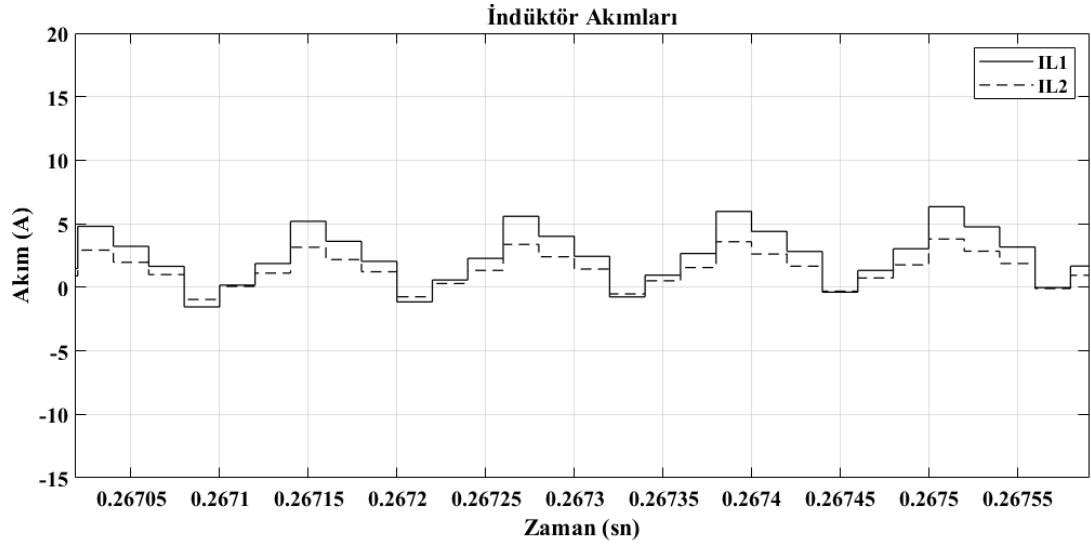
(b)

Şekil 4.23 : Güç anahtarları üzerindeki akım ve gerilimlerin dalga şekilleri.

Şekil 2.24’de 10 ohm yük direncinde L_1 ve L_2 indüktörleri üzerindeki gerilimlerin ve akımların dalga şekli gösterilmektedir. Şekilde görüldüğü üzere indüktör gerilimlerinin ortalama değeri sıfırdır. Akım dalgalanmasının ise oldukça küçük bir değerde olduğu grafikten görülebilir.



(a)



(b)

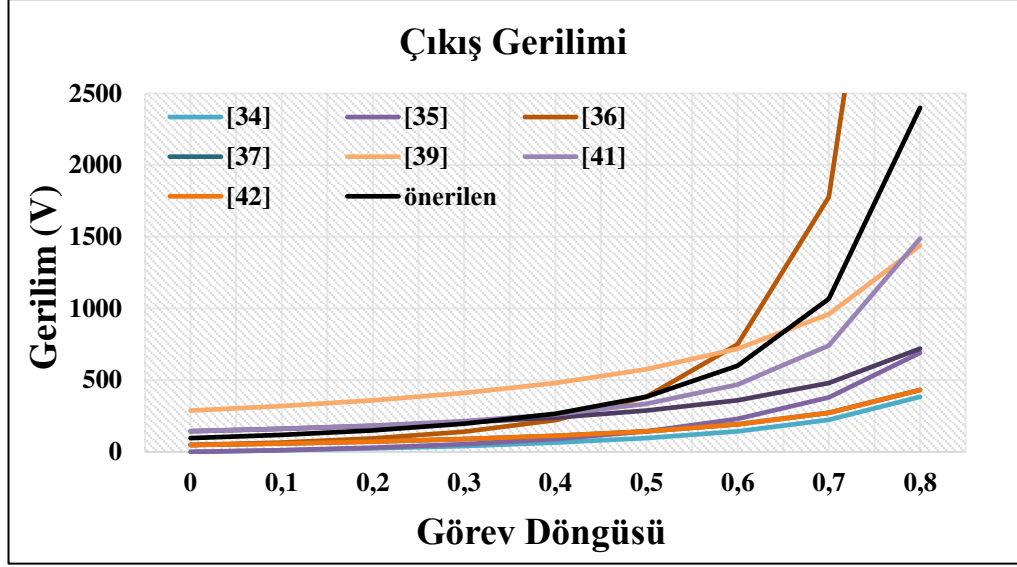
Şekil 4.24 : İndüktör akım ve gerilimlerinin dalga şekilleri, (a) akımlar, (b) gerilimler.

Literatürde DC-DC dönüştürücüler için oldukça fazla çalışma bulunmaktadır. Bunların içerisinde çalışmamızda kullandığımız yöntemle yakın olan güncel çalışmalara ilişkin karşılaştırmalar Çizelde 4.3’de gösterilmektedir. Endüstride küçük boyutlu, güvenilir, hafif, düşük maliyetli ve yüksek verime sahip DC-DC dönüştürücülere oldukça fazla ihtiyaç vardır. Ancak bir dönüştürücü yapısında yukarıda bahsedilen tüm özelliklerin sağlanması oldukça zordur. Bu nedenle tasarımcılar uygulama gereksinimleri, zaman ve maliyet gibi faktörleri göz önünde bulundurarak tasarımlarını gerçekleştirirler. DC-DC dönüştürücülerde kullanılan güç anahtarları, diyot ve indüktör gibi elemanlar devredeki kayıpların azaltılmasında büyük rol oynarlar. Bu sebeple kayıpları azaltmak ve devrenin verimini arttırmak için minimum indüktör ve yarı iletken anahtara sahip DC-DC dönüştürücü yapıları tercih edilmektedir.

Çizelge 4.3 : Önerilen dönüştürücünün literatürdeki diğer dönüştürücülerle karşılaştırılması.

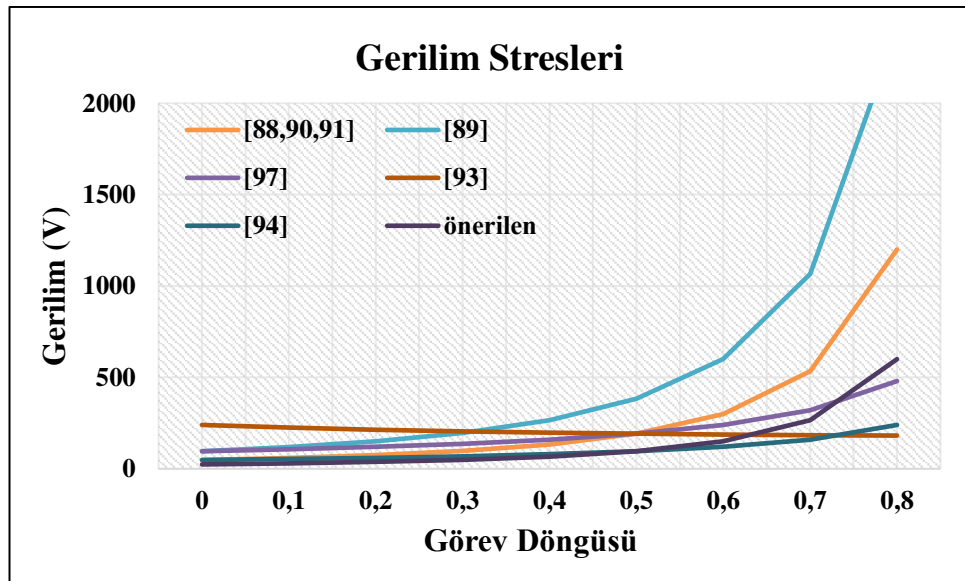
Topoloji	İndüktör Sayısı	Kapasitör Sayısı	Diyot Sayısı	Anahtar Sayısı	Gerilim Kazancı	Anahtar üzerindeki Gerilim Stresi	Anahtar Üzerindeki Akım Stresi	Verim (%)
[88]	2	2	2	2	$\frac{1}{(1-d)^2}$	$\frac{V_{in}}{(1-d)^2}$	$\frac{d}{1-d} I_o$	94,8
[89]	3	3	5	1	$\frac{2}{(1-d)^2}$	$\frac{2V_{in}}{(1-d)^2}$	$\frac{2d}{(1-d)^2} I_o$	91,5
[90]	2	2	2	2	$\frac{1}{(1-d)^2}$	$\frac{V_{in}}{(1-d)^2}$	$\frac{d}{(1-d)^3} I_o$	91,66
[91]	2	2	2	2	$\frac{1+d-d^2}{(1-d)^2}$	$\frac{V_{in}}{(1-d)^2}$	$\frac{2d-d^2}{(1-d)^2} I_o$	93,7
[92]	1	3	4	2	$\frac{3-2d}{1-2d}$	$\frac{2V_{in}}{1-2d}$	$\frac{I_o}{3d-2d^2}$	96,5
[93]	4	5	7	2	$\frac{(3-d)(1+d)}{(1-d)^2}$	$\frac{V_o}{(3-d)(1+d)}$	$\left(\frac{1}{2} - \frac{(1-d)^2}{2(3-d)(1+d)}\right) I_{in}$	92
[94]	2	3	3	1	$\frac{2}{1-d}$	$\frac{V_o}{2}$	$\frac{2}{1-d} I_o$	93,4
[95]	4	6	6	4	$\frac{3+d}{1-d}$	$\frac{V_{in}}{1-d}$	--	97
[96]	4	1	8	3	$\frac{4d+3}{1-2d}$	$\frac{4+2d}{1-2d} V_{in}$	$\frac{I_{in}+5I_o}{4}$	94,3
Proposed	2	4	0	6	$\frac{2}{(1-d)^2}$	$\frac{V_{in}}{2(1-d)^2}$	$\frac{1}{(1-d)^2} I_o$	97,3

Önerilen dönüştürücü ile literatürde bulunan diğer DC-DC dönüştürücülerin farklı görev oranlarındaki çıkış gerilimlerinin karşılaştırılması Şekil 4.25’de grafiksel olarak gösterilmektedir. Şekilden de görüleceği üzere önerilen dönüştürücü yapısında görev oranının 0.5’inde yaklaşık 8 kat kazanç sağlayarak çıkışta 400 V elde edilmektedir. Ek olarak önerilen dönüştürücünün Çizelge 4.3’de gösterilen diğer dönüştürücülere kıyasla daha yüksek çıkış gerilimi sağladığı gösterilmektedir.

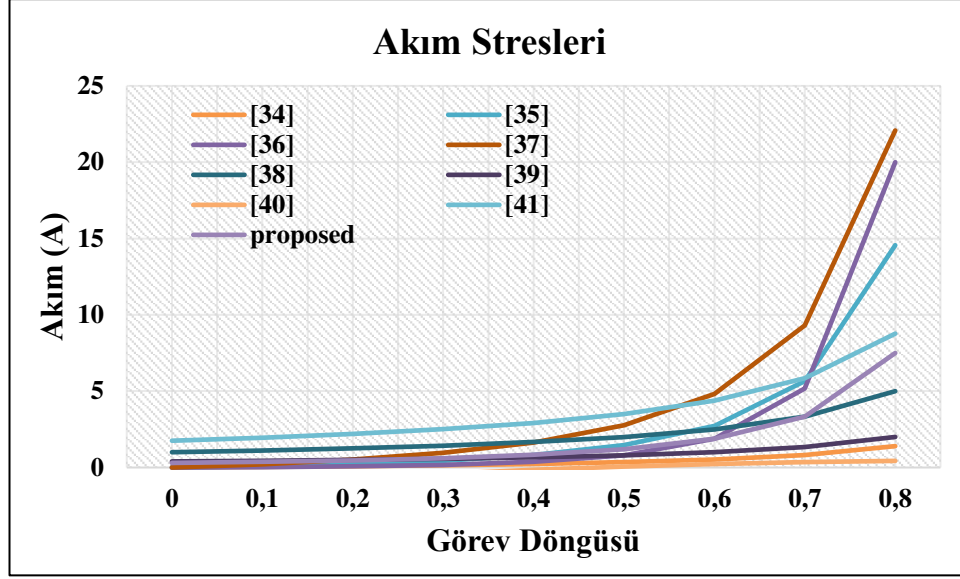


Şekil 4.25 : Dönüştürücülerin görev döngüsü-çıkış gerilimi grafiği.

Şekil 4.26 (a) ve (b) sırasıyla önerilen dönüştürücü ile literatürdeki diğer dönüştürücülerin yarı iletken güç anahtarları üzerindeki gerilim ve akım streslerinin karşılaştırılması gösterilmektedir. Şekilden de görülebileceği gibi 0,5'in altındaki görev döngülerinde yarı iletken anahtarlar üzerindeki gerilim stresleri oldukça düşük seviyededir. Daha yüksek görev döngülerinde ise önerilen dönüştürücü diğer bir çok dönüştürücüye kıyasla gerilim stresi daha düşük seviyededir. Yine Şekil 4.26 (b)'de önerilen dönüştürücünün diğer dönüştürücüler ile akım streslerinin karşılaştırılması gösterilmektedir. Bu şekil incelendiğinde anahtarlar üzerindeki akım streslerinin de diğer dönüştürücü yapılarına kıyasla daha düşük seviyelerde olduğu görülmektedir.



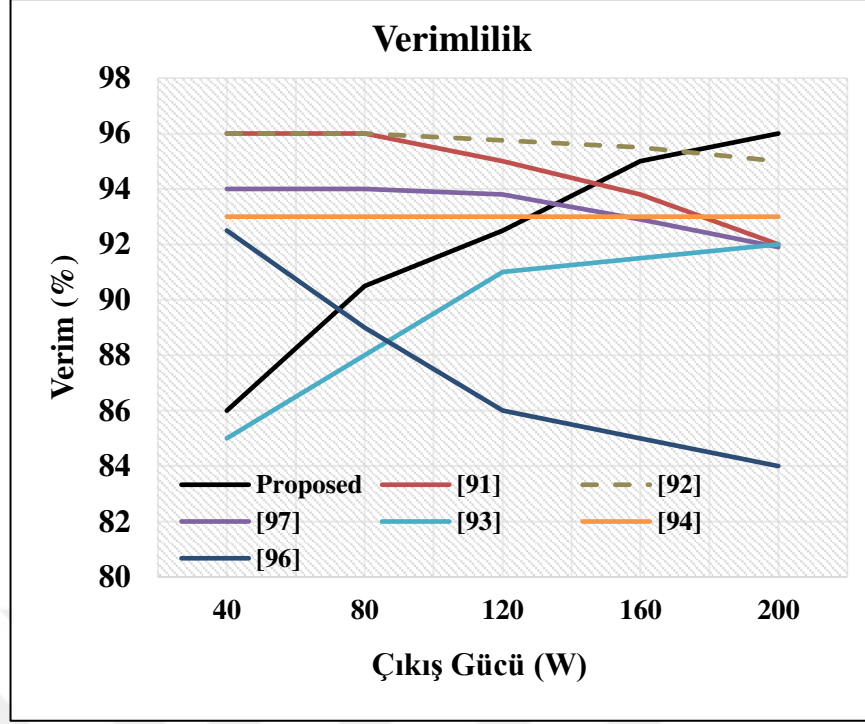
(a)



(b)

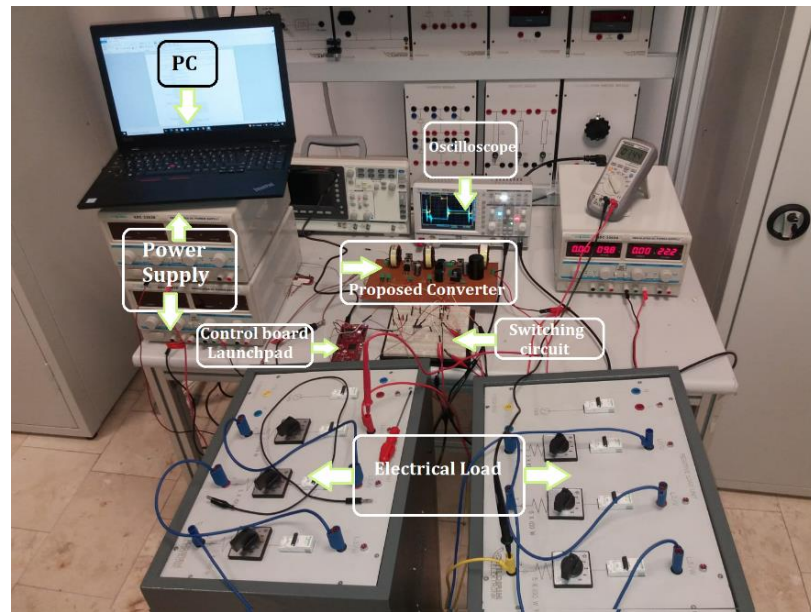
Şekil 4.26 : Farklı görev döngülerinde çalışan yarı iletken anahtarlar üzerindeki ; (a) gerilim streslerinin, (b) akım streslerinin karşılaştırılması.

Şekil 4.27’de dönüştürücülerin 0 – 200W arasındaki güç değerleri için verimlilik eğrileri gösterilmektedir. Daha doğru ve adil bir karşılaştırma için karşılaştırılmada kullanılan tüm dönüştürücüler SC hücrelerini kullanan DC-DC dönüştürücülerden seçilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere önerilen dönüştürücünün veriminin 170W seviyelerinde %96 olduğu görülmektedir. 170 W’tan daha yüksek değerlerde de önerilen dönüştürücünün verimi oldukça yüksektir. [91] ve [92]’deki dönüştürücü yapılarının düşük güçlü uygulamalarda verimi oldukça yüksektir. [97]’da önerilen dönüştürücünün 120 W üstündeki güçlerde verimi azalmaktadır ve yüksek güçlerde de veriminin oldukça düşük olduğu görülmektedir. [96]’deki dönüştürücü 35 – 75 W arasındaki çıkış güçlerinde çalışmak için uygundur. Eğrinin geriye kalan kısmı, bu çalışmanın sonuçlarına ve diğer eğrilere bakılarak tahmin edilmiştir.



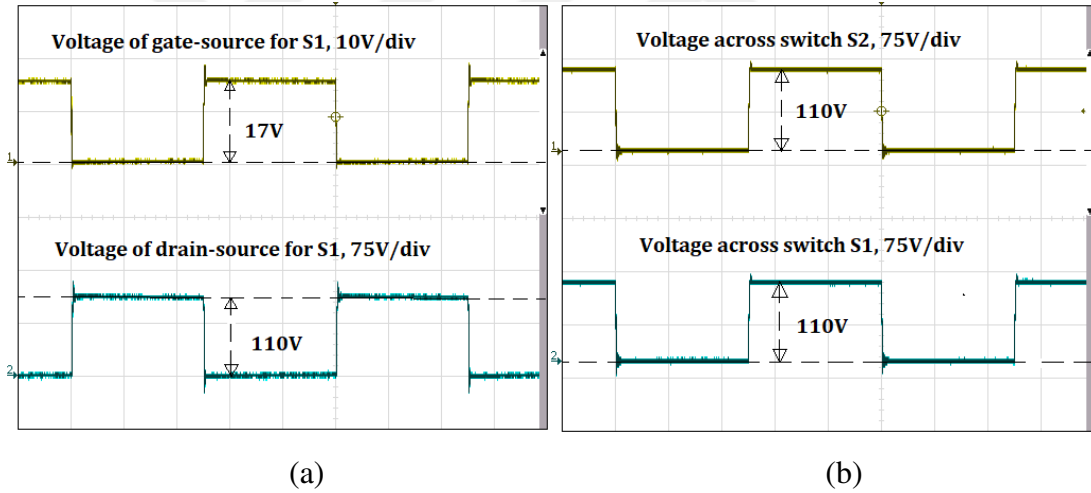
Şekil 4.27 : Çıkış gücü – verim karşılaştırması.

Çalışmanın son kısmında yaptığımız hesaplamaları ve simülasyon ortamında aldığımız ölçümleri doğrulamak amacıyla güç elektroniği laboratuvarında dönüştürücün boost kısmı için yaklaşık olarak 200 W çıkış gücüne sahip prototip yapılmıştır. Şekil 4.28’de tasarlanan prototip dönüştürücüyü ve test düzeneğini gösterilmektedir. Kontrol işlemi için Texas Instrument’a ait olan Launchpad kontrol kartı kullanılmıştır.



Şekil 4.28 : Önerilen prototip dönüştürücü ve test düzeneği.

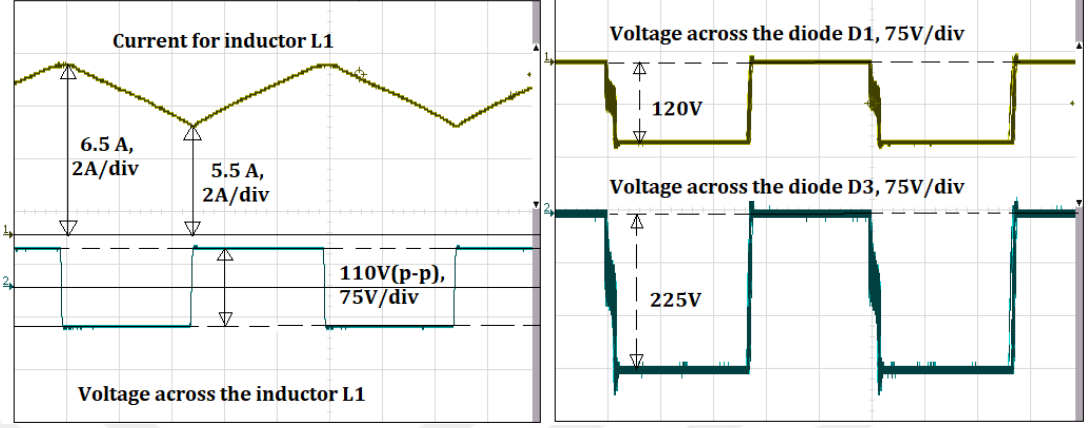
Şekil 4.28 (a), S_1 anahtarının gate-source ve drain-source pinleri arasındaki gerilimleri göstermektedir. Şekilden de görüldüğü gibi anahtarın gate pinine pozitif bir gerilim geldiği zaman, drain-source pinleri kısa devre olur ve anahtar iletime geçer. Simülasyon sonuçlarında, drain pininde yaklaşık olarak 100 V bir gerilimin beklediğini göstermektedir. Yapılan prototip dönüştürücü üzerinde alınan ölçümlerde bu değer 110 V olarak ölçülmüştür. Ayrıca, Şekil 4.28 (b), aynı anda S_1 ve S_2 anahtarları üzerindeki drain-source gerilimini göstermektedir. Her iki anahtar aynı kontrol sinyali ile aynı anda açılıp kapandığı için drain-source pinlerinden alınan ölçüm değerleri ve dalga şekilleri de aynı olmaktadır. Simülasyon sonuçları ve deneysel sonuçlar arasındaki yaklaşık 10 V fark, pratik çalışmalarda kullanılan elemanların simülasyonda kullanılan değerleri sağlayamaması ya da simülasyon çalışmalarında ideale yakın elemanların kullanılması şeklinde yorumlanabilir. Bununla birlikte, kullanılan ölçü aletleri ve çevresel koşullarda ölçümün sonucunu etkileyen diğer parametrelerdir.



Şekil 4.29 : Anahtar gerilimleri; (a) S_1 anahtarı, (b) S_1 ve S_2 anahtarları.

Şekil 4.28 (a) da, L_1 indüktörüne ait akım ve gerilimi göstermektedir. İndüktör üzerindeki şarj ve deşarj işlemi şekilden rahatlıkla görülebilmektedir. Simülasyon sonuçlarında, indüktör üzerinde tepeden tepeye yaklaşık 100 V bir gerilim olduğu ölçülmüştü. Yaptığımız deneysel ölçümlerde bu gerilimin yaklaşık 110 V seviyesinde olduğu görülmektedir. Şekil 4.28 (b)'de ise, D_1 ve D_2 diyotları üzerindeki gerilimler gösterilmektedir. Bu iki diyotun aynı anda açılıp kapandığı da deneysel sonuçlarla doğrulanmaktadır. Simülasyon sonuçlarında diyotlar üzerinde sırasıyla 100 V ve 200 V değerinde gerilim ölçülmüştü. Yaptığımız deneysel

Çalışmalarda bu gerilimlerin 120 V ve 225 V olarak ldrrlmektedir. Deneysel testlerde kullandığımız elemanların parametreleri ve diğerk farklılıktan kaynaklı bu gibi farkların olması doğal karşılanmaktadır ve dikkate alınmamıştır.



(a)

(b)

Şekil 4.30 : (a) L_1 indüktör akım ve gerilimi anahtarı, (b) diyot gerilimleri.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Yapılan bu tez çalışmasında geniş bir literatür taramasından sonar, EA uygulamalarında kullanılmak üzere çift yönlü anahtarlama kapasitör tabanlı buck-boost dönüştürücü ve denetleyici sistem tasarımına ilişkin detaylara ve analiz sonuçlarına yer verilmiştir. Önerilen dönüştürücüde bulanık mantık kontrol (fuzzy logic controller) yapısı tercih edilmiştir. Tasarımı yapılan çift yönlü dönüştürücü hem buck hem de boost modunda çalışabilen, literatürde buck-boost dönüştürücü olarak adlandırılan bir dönüştürücü topolojisidir. Devre 48V giriş gerilimini görev döngüsünün 0.5'inde yaklaşık 8 kat yükselterek 400V sabit DC gerilime dönüştürmektedir. Aynı şekilde 400V çıkış gerilimini batarya şarjında kullanmak üzere 48V sabit giriş gerilimine dönüştürmektedir. Devrenin ve denetleyicinin tasarımı ve analizi hem matematiksel olarak hesaplanmış hem de bilgisayar ortamında simülasyonu yapılarak doğruluğu kanıtlanmıştır. Önerilen yapı değişken yük koşullarında ve giriş gerilimindeki ani değişimlere karşın istenilen çıkış gerilimini sağladığından dolayı oldukça kullanışlıdır.

Önerilen devre topolojide kullanılan eleman sayısı az olduğundan düşük maliyetlidir. Aynı zamanda yapısında çok fazla manyetik bileşen bulunmadığından devrenin hacmi küçüktür ve EMI sorunlarına yol açmaz. Aynı zamanda devrede bulunan güç anahtarlarının gerilim ve akım stresleri düşük seviyededir. Bu da devrenin ömrünü ve verimini arttırmaktadır. Bununla birlikte kullanılan bulanık mantık kontrolör sistemi karmaşık matematiksel işlemler ve modellemeler içermez. Bulanık denetleyiciler, kullanılan diğer bir çok yöntemle göre daha basit yapıda, uygulaması daha kolay ve daha düşük maliyetli olmasından dolayı oldukça fazla tercih edilmektedir.

Devrede çift yönlü güç aktarımı olmasından dolayı yarı iletken güç anahtarlarının sayısı biraz fazladır ve bu kayıpların büyük bir kısmı bu elemanlarda oluşur. Devam edilen çalışmalarda yumuşak anahtarlama metodları ve snubber devreleri kullanılarak anahtarlama kayıpları azaltılabilir.

Yukarıda bahsedilen avantajlarından dolayı önerilen yapı yüksek verim ve yüksek gerilim kazancı gerektiren başta EA uygulamalarında olmak üzere çift yönlü enerji akışı gerektiren bir çok yükseltici dönüştürücünün yerine kullanılabilir.



KAYNAKLAR

- [1] **Greenhouse Gas Emissions from Transport in Europe.** (2020). *May 15, 2020, from* <https://www.eea.europa.eu/data-and-maps/indicators/transport-emissions-of-greenhouse-gases/transport-emissions-of-greenhouse-gases-12>.
- [2] **Dilara, P. & Fontaras, G.** (2012). The evolution of European passenger car characteristics 2000–2010 and its effects on real-world CO₂ emissions and CO₂ reduction policy, *Energy Policy*, 49, 719-730.
- [3] **Baghdadi, M.E., Chahroborty, S., Hasan, M.M., Hegazy, O., Tran, D.D. & Vu, H.N.** (2019). DC-DC Converter Topologies for Electric Vehicles, Plug-in Hybrid Electric Vehicles and Fast Charging Stations: State of the Art and Future Trends, *Energies*, 12(8),1569.
- [4] **Ansari, S., Ayop, A., Faisal, M., Hannan, M.A., Hussain, A., Karim, T.F., Lipu, M.S.H., Miah, M.S. & Saad, M.H.M.** (2021). Review of Electric Vehicle Converter Configurations, Control Schemes and Optimizations: Challenges and Suggestions, *Electronics*, 10(4), 477.
- [5] **Manzetti, S. & Mariasiu, F.** (2015). Electric vehicle battery technologies: From present state to future systems, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 51, 1044-1012.
- [6] **Davat, B., Rael, S. & Thounthong, P.** (2009). Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications, *Jurnal of Power Sources*, 193(1), 376-385.
- [7] **Al-Alawi, B.M. & Bradley, T.H.** (2013). Review of Hybrid, Plug-in Hybrid, and Electric Vehicle Market Modeling Studies, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 21, 190-203.
- [8] **Brodd, R.J. & Winter, M.** (2004). What Are Batteries, Fuel Cells, and Supercapacitors, *Chemical Reviews*, 104(10), 4245-4270.
- [9] **Gao, X., Li, B., Li, J. & Yuan, C.** (2014). Life Cycle Environmental Impact of High-Capacity Lithium Ion Battery with Silicon Nanowires Anode for Electric Vehicles, *Environmental Science & Technology*, 48(5), 3047-3055.
- [10] **Affam, A., Buswig, Y.M., Julai, N.B., Othman, A.K.B.H. & Qays, O.** (2021). A review of multiple input DC-DC converter topologies linked with hybrid electric vehicles and renewable energy systems, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 135, 110186.
- [11] **Sayed, K.** (2019). Zero-voltage soft-switching DC-DC converterbased charger for LV battery in hybrid electric vehicles, *IET Power Electronics*, 12, 3389-3396.

- [12] Elsayad, N., Mohammed, O.A. & Moradisizkoohi, H. (2019). Experimental Verification of a Double-Input Soft-Switched DC-DC Converter for Fuel Cell Electric Vehicle with Hybrid Energy Storage System, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(6), 6451-6465.
- [13] Janaki, M., Thirumalaivasan, R. & Xu, Y. (2017). Power control with z-source converter based unified power flow controller, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(12), 9413-9423.
- [14] Bhat, V.S., Dayanand, N., Kumar, V., Nikhitha & Shettigar, A. (2020). Comparative study of PID control algorithms for an electric vehicle. In Proceedings of the AIP Conference Proceedings, American Institute of Physics Inc., Jaipur, India, 5–6 March.
- [15] Ali, J.A., Hannan, M.A., Hussain, A., Ker, P.J., Lipu, M.S.H. & Mohamed, A. (2018). Switching Techniques and Intelligent Controllers for Induction Motor Drive: Issues and Recommendations, *IEEE Access*, 6, 47489–47510.
- [16] Al-Saffar M.A. & Ismail E.H. (2015). A High Voltage Ratio and Low Stress DC-DC Converter With Reduced Input Current Ripple for Fuel Cell Source, *Renewable Energy*, 82, 35-43.
- [17] Ghaderi, D., Guerrero, J.M. & Qi, Q. (2021). Sliding mode controller-based switched-capacitor-based high DC gain and low voltage stress DC-DC boost converter for photovoltaic applications, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 125, 106496.
- [18] Kumar, P. & Veerachary, M. (2020). Analysis and design of Quasi-Z-Source equivalent DC–DC boost converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(6), 6642-6656.
- [19] Genc, N. & Uzmuş, H. (2019). Digital Control of Bridgeless Interleaved PFC Boost Converter Based on Predicted Input Current, *IETE Journal of Research*, 68(3), 1914-1928.
- [20] Chien, J.Y., Hwu, K.I. & Jiang, W.Z. (2016). Isolated High Voltage-Boosting Converter Derived From Forward, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 44(2), 280-304.
- [21] Lascu, D., Lie, I., Mirsu, R., Pop-Calimanu, I.M. & Popescu, S. (2019). A new hybrid inductor-based boost DC-DC converter suitable for applications in photovoltaic systems, *Energies*, 12(2), 252.
- [22] Ho, C.Y., Ling, B.W., Liu, Y., Tam, P.K. & Teo, K. (2008). Optimal PWM control of switched-capacitor DC–DC power converters via model transformation and enhancing control techniques, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 55(5), 1382-1391.
- [23] He, Y., Tang, Y. & Wang, T. (2014). A switched-capacitor-based active-network converter with high voltage gain, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6), 2959-2968.
- [24] Abramovitz, A., Cheng, H. & Smedley, K.M. (2009). A wide-input–wide-output (WIWO) DC–DC converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(2), 280-289.

- [25] **Abutbul, O., Berkovich, Y., Gherlitz, A. & Ioinovici, A.** (2003). Step-up switching-mode converter with high voltage gain using a switched-capacitor circuit, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 50(8), 1098-1102.
- [26] **Axelrod, B., Berkovich, Y. & Ioinovici, A.** (2008). Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC–DC PWM converters, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 55(2), 687-696.
- [27] **Fardoun, A.A. & Ismail, E.H.** (2010). Ultra step-up DC–DC converter with reduced switch stress, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(5), 2025-2034.
- [28] **Bauman, J. & Sadeghpour, D.** (2022). High-efficiency coupled-inductor switched-capacitor boost converter with improved input current ripple, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(8), 7940-7951.
- [29] **Bulut, K., Ertekin, D., Moschopoulos, G. & Tekin, H.** (2022). A Design for Switched Capacitor and Single-Switch DC–DC Boost Converter By a Small Signal-Based PI Controller, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 50(5), 1620-1651.
- [30] **Indragandhi, V. & Jagadeesh, I.** (2019). Review and comparative analysis on dc-dc converters used in electric vehicle applications. In Proceedings of the IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, Institute of Physics Publishing: Bristol, UK, 17–19 May.
- [31] **Bellur, D.M. & Kazimierczuk, M.K.** (2007). DC-DC converters for electric vehicle applications. In Proceedings of the 2007 Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo (pp. 286-293). Nashville, TN, USA, 22–24 October.
- [32] **Anbazhagan, L., Jayachandran, D.N., Krishnaswamy, V. & Ramiah, J.** (2019). A comprehensive Review on Bidirectional Traction Converter for Electric Vehicles, *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 65, 635-649.
- [33] **Krithika, V. & Subramani, C.** (2018). A comprehensive review on choice of hybrid vehicles and power converters, control strategies for hybrid electric vehicles, *International Journal of Energy Research*, 42(5), 1789-1812.
- [34] **Janabi, A. & Wang, B.** (2020). Switched-Capacitor Voltage Boost Converter for Electric and Hybrid Electric Vehicle Drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(6), 5615-5624.
- [35] **Gao, Y., Sumner, M. & Zhang, Y.** (2018). A Switched-Capacitor Bidirectional DC-DC Converter with Wide Voltage Gain Range for Electric Vehicles with Hybrid Energy Sources, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(11), 9459-9469.
- [36] **Calvente, J., Gonzalez-Castano, C. & Vidal-Idiarte, E.** (2017). Design of a bidirectional DC/DC converter with coupled inductor for an electric vehicle application. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, (pp.688-693). Institute of

Electrical and Electronics Engineers Inc.: New York, NY, USA, 19–21 June.

- [37] Kascak, S. (2016). Analysis of Bidirectional Converter with Coupled Inductor for Electric Drive Application. *In Proceedings of the International Conference on Mechatronics, Control and Automation Engineering, Bangkok, Thailand*, (pp.229-232). Atlantis Press: Amsterdam, The Netherlands, 24–25 July 2016.
- [38] Chen, L., Sun, K., Xing, Y., Wu, H. & Zhu, L. (2016). High Step-Up/Step-Down Soft-Switching Bidirectional DC-DC Converter with Coupled-Inductor and Voltage Matching Control for Energy Storage Systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 2892-2903.
- [39] Li, J., Liu, Q., Sumner, M. & Zhang, Y. (2018). A Common Ground Switched-Quasi- Z -Source Bidirectional DC–DC Converter with Hybrid Energy Sources, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65, 5188-5200.
- [40] Bhattacharya, T., Giri, V.S., Mathew, K. & Umanand, L. (2009). Multiphase Bidirectional Flyback Converter Topology for Hybrid Electric Vehicles, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56, 78-84.
- [41] Bacha, F., Djerdir, A., Farhani, S. & N'Diaye, A. (2020). Design and practical study of three phase interleaved boost converter for fuel cell electric vehicle. *Journal of Power Sources*, 479, 228815.
- [42] Aamir, M., Kim, H.J. & Mekhilef, S. (2015). High-Gain Zero-Voltage Switching Bidirectional Converter with a Reduced Number of Switches, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 62(8), 816-820.
- [43] Gargies, S., Mi, C. & Wu, H. (2006). Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Hybrid Electric Vehicle Application, *Journal of Asian Electric Vehicles*, 4(1), 851-856.
- [44] Hawes, M. (2017). Emerging Solutions to Hybrid & Electric Vehicle DC:DC Converter Design and Test, Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, USA.
- [45] Uğur, E. *Prototip Bir Elektrikli Araç Üzerinde Enerji Yönerim Sisteminin Uygulanması* (Yüksek lisans tezi). Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [46] Alkaya, A., Teke, A. & Turksoy, A. (2020). A comprehensive overview of the dc-dc converter-based battery charge balancing methods in electric vehicles, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 133, 110274.
- [47] Ibrahim, O., Kannan, R., Meraj, S.T., Mumtaz, F. & Yahaya, N.Z. (2021). Review on non-isolated DC-DC converters and their control techniques for renewable energy applications, *Ain Shams Engineering Journal*, 12(4), 3747-3763.
- [48] Ahn, J., Kim, I., Ko, J., Nho, E. & Paeng, S. (2007). New bidirectional ZVS PWM sepic/zeta DC-DC converter, *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, (pp.555-560). Vigo, Spain, July.

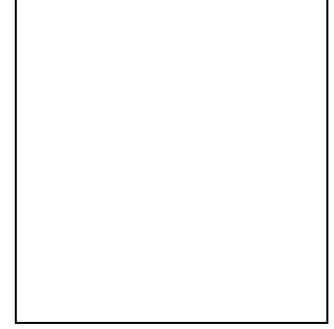
- [49] Lee, K.H., Son, Y.D. & Song, M.S. (2014). Non-isolated bidirectional softswitching SEPIC/ZETA converter with reduced ripple currents, *Journal of Power Electronics*, 14(4), 649-660.
- [50] Yılmaz, A. *Tepe Akım Kontrolü Yöntemiyle Sürekli İletim Modunda Çalışan Zeta Tipi DA-DA Dönüştürücünün Modellenmesi ve Kararlılık Analizi* (Yüksek lisans tezi). Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [51] Abu-Rub, H., Babaei, E. ve Suryawanshi, H.M. (2018). Z-Source Converters: Topologies, Modulation Techniques, and Application–Part I, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6), 5092-5095.
- [52] Aydemir, M.T., Dağ, B., Tamyürek, B. & Turan E. (2021). Yeni Nesil Yüksek Gerilim Kazançlı ve İzoleli Z-Kaynak DA-DA Dönüştürücü için K-Faktör Tasarım Yöntemi ile Analog Denetleyici Tasarımı ve Uygulaması, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C Tasarım ve Teknoloji*, 9(2), 317-334.
- [53] Gao, Y., Sumner, M., Zhang, Y. & Zhou, L. (2018). A Switched-Capacitor Bidirectional DC–DC Converter With Wide Voltage Gain Range for Electric Vehicles With Hybrid Energy Sources, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(11), 9459-9469.
- [54] Bradley, T.H. & Frank, A.A. (2009). Design, demonstrations and sustainability impact assessments for plug-in hybrid electric vehicles, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13(1)115-128.
- [55] Ehsani, M., Miller, J.M. & Yimin, G. (2007). Hybrid Electric Vehicles: Architecture and Motor Drives, *Proceedings of the IEEE*, 95(4), 719-728.
- [56] Ektesabi, M., Gorji, S.A., Rad, A.B. & Sahebi, H.G. (2019). Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC–DC Power Converters: An Overview, *IEEE Access*, 7, 117997-118019.
- [57] Kong, L., Wen, X. & Xu, H. (2004). Dual-Phase dc-dc converter in fuel cell electric vehicles, *9th IEEE International Power Electronics Congress* (pp.92-97). Celaya, Mexico, June-6.
- [58] Hart, D.W. (2011). *Power Electronics*, Valparaiso, Indiana.
- [59] Joeri, V.M., Omar, H. & Philippe, L. (2011). Control and Analysis of an Integrated Bidirectional DC/AC and DC/DC Converters for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Applications, *Journal of Power Electronics*, 11(4), 408-417.
- [60] Özer, O. *İki yönlü izoleli iki köprü dc-dc dönüştürücünün tasarımı ve analizi* (Yüksek lisans tezi). Konya Teknik Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Konya.
- [61] Peng F. Z., Qian Z. & Zhang F. (2002). A Magnetic-Less DC-DC Converter For Dual Voltage Automotive Systems. Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting, (pp.1303-1310), Pittsburgh, PA, USA.

- [62] Al-Olimat, K., Patil, S. & Vemuru, S. (2013). Comparison of multilevel DC-DC converter topologies, *IEEE International Conference on Electro-Information Technology* (pp. 1-5). Rapid City, SD, USA, May 9-11.
- [63] Eroğlu, F., Kurtoğlu, M. & Vural, M. (2021). Bidirectional DC-DC converter based multilevel battery storage systems for electric vehicle and large-scale grid applications: A critical review considering different topologies, state-of-charge balancing and future trends, *IET Renewable Power Generation*, 15(5), 915-938.
- [64] Ho, C.Y., Ling, B.W., Liu, Y., Tam, P.K. & Teo, K. (2008). Optimal PWM control of switched-capacitor DC-DC power converters via model transformation and enhancing control techniques, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 55(5), 1382-1391.
- [65] He, Y., Tang, Y. & Wang, T. (2014). A switched-capacitor-based active-network converter with high voltage gain, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6), 2959-2968.
- [66] Kwon, B. & Kwon, J. (2009). High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(1), 108-115.
- [67] Arias-Thode, Y.M., Babauta, J.T., Chadwick, D.B., Hsu, L., Kerber, M. & Phipps, A. (2018). Scaling up benthic microbial fuel cells using flyback converters, *Journal of Power Sources*, 395, 98-105.
- [68] Genc, N., Mamizadeh, A. & Taneri, M.C. (2019). Analyzing and Comparing of Variable and Constant Switching Frequency Flyback DC-DC Converter. In *Proceedings of the 4th International Conference on Power Electronics and their Applications, ICPEA*, (pp. 1-6). Elazığ, Turkey, 25–27 September.
- [69] Deshmukh, S.H., Giri, M.M., Sheikh, A. & Tutakne, D.D.R. (2016). High Input Power Factor High Frequency Push-Pull DC/DC Converter, *Journal of Electronics Engineering*, 11(4), 42-47.
- [70] Geng, Y., Liu, X. & Pang, H. (2022). Dual-Layer Inductor Active Equalization Control for Series-Connected Lithium-Ion Batteries Based on SOC Estimation, *Electronics*, 11(8), 1169.
- [71] Kahveci, H., Kırıkçı, F.M. & Öztürk M. (2022). İki Yönlü Çift Aktif Köprü DA-DA Dönüştürücünün Tasarımı ve Kontrolü, *ELECO Elektrik-Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı*, Bursa, Türkiye, 24-26 Kasım.
- [72] Sayed, K. (2019). Zero-voltage soft-switching DC-DC converterbased charger for LV battery in hybrid electric vehicles, *IET Power Electronics*, 12, 389-3396.
- [73] Ashfaq, M.H., Rahim, N.A. & Selvaraj, J. (2021). Control Strategies for Bidirectional DC-DC Converter: An Overview, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, International Scientific Forum*, Malacca, Malaysia, 16-17 December.

- [74] Bulut, K. *Bulanık mantık tabanlı anahtarlama kapasitörlü (SC) DC-DC yükseltici dönüştürücü tasarımı* (Yüksek lisans tezi). Bursa Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Bursa.
- [75] Ang, K.H., Chong, G. & Li, Yun. (2005). PID Control System Analysis, Design, and Technology. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 13(4), 559-576.
- [76] Feng, Y., Han, F. & Yu, X. (2013). High-Order Terminal Sliding-Mode Observer for Parameter Estimation of a Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(10), 4272-4280.
- [77] Eker, İ. & Furat, M. (2014). Second-order integral sliding-mode control with experimental application, *ISA Transactions*, 53(5), 1661-1669.
- [78] Deng, Y., Li, H., Liu, J., Tian, D. & Wang, J. (2019). Adaptive sliding mode current control with sliding mode disturbance observer for PMSM drives, *ISA Transactions*, 88, 113-126.
- [79] Eker, I. & Furat, M. (2014). Second-order integral sliding-mode control with experimental application, *ISA Transaction*, 53(5), 1661-1669.
- [80] Cao, J., Chen, Q., Zhang, L. & Quan, S. (2018). Sliding mode control of bidirectional DC-DC converter, *2018 33rd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC)*.
- [81] Bergna, G., D'Arco, S., Guillaud, X., Freytes, J. & Saad, H. (2017). State-space modelling with steady-state time invariant representation of energy based controllers for modular multilevel converters, *2017 IEEE Manchester PowerTech* (pp. 1-7), Manchester, UK, June 18-22.
- [82] Jeremy, L.J., Ooi, C..A. & Teh, J. (2020). Non-isolated conventional DC-DC converter comparison for a photovoltaic system: A review, *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 12(1).
- [83] Ilıca, A. *Bulanık mantık yöntemi ile sıvı seviye kontrolü* (Yüksek lisans tezi). Dumlupınar Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kütahya.
- [84] Arınç, R. *Bulanık mantık yöntemiyle asenkron motor hız kontrolü ve simülasyonu* (Yüksek lisans tezi). Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [85] Kosko, B. (1993). *Neural network and fuzzy systems*, Academic Pres.
- [86] Jain, D.K., Singh, M. & Saroha, J. (2018). ANFIS-Based Add-On Controller for Unbalance Voltage Compensation in a Low-Voltage Microgrid, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 14(12), 5338-5345.
- [87] Jang, S.R. (1993). ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 23(3), 665-685.
- [88] Chen, X., Jin, X., Mu, X. & Li, G. (2020). A novel quadratic Boost converter with low current and voltage stress on power switch for fuel-cell system applications, *Renewable Energy*, 5(1), 1-10.
- [89] Abbasi, V. & Rezaie, M. (2020). Effective combination of quadratic boost converter with voltage multiplier cell to increase voltage gain. *IET Power Electronics*, 13: 2322-2333.

- [90] Wang, F. (2017). A novel quadratic Boost converter with low current and voltage stress on power switch for fuel-cell system applications, *Renewable Energy*, 115, 836,-845.
- [91] Ahmad, M., Asim, M., Alamri, B., Lin, C.H., Zaid M, Sarwar, A., Satpathi, K., Tariq, M. & Yadav R.K. (2021). A New High-Gain DC-DC Converter with Continuous Input Current for DC Microgrid Applications, *Energies*, 14(9), 2629.
- [92] Duong, T., Lim, Y. & Nguyen, M. (2018). Switched-Capacitor-Based Dual-Switch High-Boost DC–DC Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33, (5), 4181-4189.
- [93] Babaei, M., Heris, C., Saadatizadeh, P. & Sabahi, Z. (2019). A new switched-capacitor/switched-inductor–based converter with high voltage gain and low voltage stress on switches, *Int J Circ Theor Application*, 47, 591– 611.
- [94] Natarajan, S. & Padmavathi, P. (2020). Single switch quasi Z-source based high voltage gain DC-DC converter, *Int Trans Electr Energ Syst.*, 30, 12399.
- [95] Abulanwar, S., Chen, J., Ding K., Deng, F. & Zhong, Y. (2020). A double input-parallel-output-series hybrid switched-capacitor boost converter, *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 6, (4), 15-27.
- [96] Bayat, M., Faridpak, B., Farrokhifar, M., Nasiri, M. & Samanbakhsh, R. (2021). Improved Hybrid Switched Inductor/Switched Capacitor DC–DC Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36, (3), 3053-3062.
- [97] Do, H. & Lee, S. (2019). Quadratic Boost DC–DC Converter With High Voltage Gain and Reduced Voltage Stresses, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34,(3), 2397-2404.

ÖZGEÇMİŞ



Ad-Soyad : Hakan TEKİN

Doğum Tarihi ve Yeri :

E-posta :

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2020, Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2023, Bursa Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Anabilimdalı

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- Seger Ses ve Elektrikli Gereçler San. A.Ş. – Ar-Ge Mühendisi (Donanım Tasarım Mühendisi)

TEZDEN TÜRETİLEN ESERLER, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Bulut, K., Ertekin, D. & Tekin, H.** (2022). A novel switched-capacitor and fuzzy logic-based quadratic boost converter with mitigated voltage stress, applicable for DC micro-grid, *Electr Eng*, 104, 4391–4413 <https://doi.org/10.1007/s00202-022-01631-3>.

DİĞER ESERLER, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Bulut, K., Ertekin, D., Moschopoulos, G. & Tekin, H.** (2022). A Design for Switched Capacitor and Single-Switch DC–DC Boost Converter By a Small Signal-Based PI Controller, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 50(5), 1620-1651.