

BURSA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ❖ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BULANIK MANTIK TABANLI ANAHTARLAMALI KAPASİTÖRLÜ (SC)
DC-DC YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Kübra BULUT

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

HAZİRAN 2020

BURSA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ❖ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BULANIK MANTIK TABANLI ANAHTARLAMALI KAPASİTÖRLÜ (SC)
DC-DC YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Kübra BULUT
(181278034006)
ORCID: 0000-0002-0336-8383**

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

**Tez Danışmanı: Dr.Öğr.Üyesi Davood GHADERI
ORCID: 0000-0003-2234-3453**

HAZİRAN 2020



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 aboneliği olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Fen Bilimleri Enstitüsü’nün belirlemiş olduğu ölçütlere göre uygun rapor alınmıştır.

Bu tez, Bursa Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi 190Y018 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

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: Kübra BULUT

İmzası :

ÖNSÖZ

Bu tezde, Bulanık Mantık Tabanlı Anahtarlamaalı Kapasitörlü (SC) DC-DC Yükseltici Dönüştürücü Tasarımı konusunda elde ettiğim araştırma bulgularını paylaşmaktayım. Tez çalışmamı hazırladığım süreçte danışmanlığımı yaparak, bilgi ve tecrübesiyle her konuda yardımcı olup yol gösteren saygıdeğer hocam Dr. Öğr. Üyesi Davood Ghaderi'ye sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Tezin oluşmasında maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen ve tüm hayatım boyunca beni destekleyen aileme, varlıkları için teşekkürü borç bilirim.

Haziran 2020

Kübra BULUT

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ	v
İÇİNDEKİLER	vi
KISALTMALAR	viii
SEMBOLLER	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ŞEKİL LİSTESİ	xii
ÖZET	xiv
SUMMARY	xv
1. GİRİŞ	1
1.1 Literatür Araştırması	2
1.2 DC-DC Dönüştürücüler ve Çeşitleri.....	4
1.2.1 Endüktanslı ve izolesiz DC-DC dönüştürücü çeşitleri	5
1.2.1.1 Yükseltici dönüştürücüler	5
1.2.1.2 Düşürücü dönüştürücüler	7
1.2.1.3 Düşürücü – yükseltici dönüştürücü.....	10
1.2.1.4 Cuk DC-DC dönüştürücüler.....	12
1.2.2 Endüktanslı ve İzoleli DC-DC Dönüştürücüler	15
1.2.2.1 İleri yönlü DC-DC dönüştürücüler	15
1.2.2.2 Geri dönüşlü DC-DC dönüştürücü.....	17
1.3 DC-DC Yükseltici Dönüştürücü Çeşitleri	19
1.3.1 Klasik yükseltici dönüştürücü.....	19
1.3.1.1 Yükseltici dönüştürücünün sürekli (CCM) ve süreksiz akım (DCM) çalışma modları	20
1.3.1.2 Yükseltici dönüştürücü kayıpları	23
1.3.2 Kuplajlı - indüktans yükseltici dönüştürücü	25
1.3.3 Gerilim çarpanlı konvansiyonel yükseltici dönüştürücü	26
1.3.4 Çok çıkışlı, kuplaj indüktörlü yükseltici dönüştürücü	28
1.3.5 Aralıklı yükseltici dönüştürücü.....	29
1.3.6 Yüksek step-up aralıklı yükseltici dönüştürücü.....	29

1.3.7 Yüksek step-up DC-DC dönüştürücü	30
1.3.8 Yumuşak anahtarlamaalı yükseltici dönüştürücü	31
1.4 Dönüştürücü Kontrol Metodları	32
1.4.1 Oransal kontrol(P).....	35
1.4.2 Integral kontrol(I)	36
1.4.3 Türevsel kontrol (D)	37
1.4.4 Oransal-integral kontrolü (PI).....	38
1.4.5 Oransal-türev kontrol(PD)	39
1.4.6 Oransal-integral-türev kontrol(PID)	40
1.4.7 ON/OFF kontrol.....	42
1.4.8 Bulanık mantık kontrol	43
1.4.8.1 Bulanıklaştırıcı	44
1.4.8.2 Bilgi tabanı	45
1.4.8.3 Çıkarım mekanizması	45
1.4.8.4 Netleştirici	47
1.4.8.5 Bulanık Mantığın Avantajları	50
2.TASARIM.....	53
2.1 Önerilen Dönüştürücünün Yapısı	53
2.1.1 Önerilen dönüştürücü avantajları ve tercih sebepleri	53
2.1.2 Önerilen dönüştürücünün işleyişi	56
2.2 Önerilen Dönüştürücünün Küçük Sinyal Analizi.....	60
2.3 Gerilim Kazanç Analizi	63
3.MATERYAL ve YÖNTEM.....	65
3.1 Bulanık Mantık Kontrolör Tasarımı	66
3.2 Önerilen Dönüştürücünün Bulanık Mantık Kontrollü Matlab / Simulink Modeli	71
4.TESTLER	72
4.1 Devre Eleman Değerleri	72
4.1.1 Mosfet ve diyot	72
4.1.2 İndüktör	72
4.1.3 Çıkış kapasitörü	73
4.1.4 Anahtarlamaalı kapasitörler.....	73
4.2 Klasik Dönüştürücü ve Önerilen Dönüştürücü Kayıplarının Kıyaslaması	75
4.3 Simülasyon Sonuçları	77
5.SONUÇ VE ÖNERİLER.....	84
KAYNAKLAR	86
ÖZGEÇMİŞ.....	91

KISALTMALAR

CCB	: Akım Şarj Dengesi (Current Charge Balance)
CCM	: Sürekli Akım Modu (Continuous Current Mode)
D	: Türevsel Etki (Derivative)
DC	: Doğru Akım (Direct Current)
DCM	: Süreksiz Akım Modu (Discrete Current Mode)
EMI	: Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
I	: İntegral Etki (Integral)
NB	: Negatif Büyük (Negatif Big)
NS	: Negatif Küçük (Negatif Küçük)
P	: Oransal Etki (Proportional)
PB	: Pozitif Büyük (Positive Big)
PD	: Oransal-Türev (Proportional-Derivative)
PI	: Oransal-İntegral (Proportional-Integral)
PID	: PID (Proportional Integral Derivative)
PS	: Pozitif Küçük (Positive Big)
PV	: Fotovoltaik Panel (Photovoltaic Panel)
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
SC	: Anahtarlamalı Kapasitör (Switched Capacitor)
VS	: Volt İkinci Denge (Volt Second Balance)
ZO	: Sıfır (Zero)

SEMBOLLER

a	: Trafo Dönüşüm Oranı
C	: Kapasitör
CE	: Hata Değişimi (Change Error)
C_o	: Çıkış Kondansatörü
D	: Görev Döngüsü, Darbe Genişliği (Duty Cycle)
D(k-1)	: Geçmiş Görev Çevrimi
ξ	: Çıkış Gerilimi Dalgalanma Oranı
E(k)	: Hata
E(k-1)	: Geçmiş Hata
ξ_L	: Bobin Gerilimi Dalgalanma Oranı
e(t)	: Anlık Hata
f	: Anahtarlama Frekansı
f_p	: Dönüştürücü Çalışma Frekansı
G	: Gerilim Kazancı
I_{DC}	: Giriş Akımı
I_{eff}	: Kapasitör Akımı Efektif Değeri
I_L	: Bobin Akımı
I_o	: Çıkış Akımı
K_d	: Türevsel Denetim Kazanç Katsayısı
K_i	: İntegral Denetim Kazanç Katsayısı
K_p	: Oransal Denetim Kazanç Katsayısı
L	: Endüktans
L_p	: Dönüştürücü Primer Endüktansı
L_s	: Dönüştürücü Sekonder Endüktansı
η	: Verim
N_m	: Mıknatıslanma Sargısı
N_p	: Trafo Primer Sarım Sayısı
N_s	: Trafo Sekonder Sarım Sayısı
P_{boost}	: Toplam Güç Kaybı

P_{cap}	: Kapasitör Kayıpları
P_d	: Diyot Tarafından Harcanan Toplam Güç
P_{ind}	: İndüktör Tarafından Harcana Toplam Güç
P_{ON}	: İletim Kaybı
P_{SW}	: Anahtarlama Kaybı
P_Q	: MOSFET'in Toplam Harcadığı Güç
R_{DS}	: MOSFET'in İletim Direnci
R_L	: Sabit Eşdeğer Seri Direnç
R_{on}	: Mosfet İletim Direnci
R_{YÜK}	: Yük Direnci
T	: Çalışma Periyodu (Time)
t_{iletim}	: İletim Süresi
T_{SWOFF}	: Kesime Girme Süresi
T_{SWON}	: İletime Girme Süresi
u(t)	: Denetim Sinyali
V_{DC}	: Giriş Gerilimi
V_f	: Diyottaki İleri Gerilim Düşüşü
V_L	: Bobin Gerilimi
V_o	: Dönüştürücü Çıkış Gerilimi
V_{ref}	: Referans Gerilim
V_{yük}	: Yük Üzerindeki Gerilim
W	: Watt
Δi_c	: Kapasitör Akım Dalgalanması
Δi_{Liletim}	: Bobin Dalgalanma Akımı
ΔV_C	: Çıkış Gerilimi Dalgalanması

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 1.1 : PID katsayılarının etkisi.....	41
Çizelge 2.1 : 0.5 darbe genişliği ve 200W'ta DC-DC yükseltici dönüştürücüler arasındaki performans karşılaştırması.....	64
Çizelge 3.1 : Bulanık mantık kontrolör kural tablosu.....	69
Çizelge 4.1 : Dönüştürücü eleman değerleri.....	75
Çizelge 4.2 : Sürekli iletim modunda klasik ve önerilen yapının kayıpları.....	76

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Yükseltici dönüştürücü yapısı.	5
Şekil 1.2 : Yükseltici dönüştürücü iletim durumunda devre şeması.	6
Şekil 1.3 :Yükseltici dönüştürücü kesim durumunda devre şeması.	6
Şekil 1.4 : Yükseltici dönüştürücü dalga şekilleri : (a) İletim-kesim durumu (b) Bobin akımı (c) Bobin gerilimi (d) Çıkış gerilimi. ...Hata! Yer işareti tanımlanmamış.	
Şekil 1.5 : Düşürücü dönüştürücü yapısı.	8
Şekil 1.6 : Düşürücü dönüştürücü iletim durumunda devre şeması.	8
Şekil 1.7 : Düşürücü dönüştürücü kesim durumunda devre şeması.	9
Şekil 1.8 : Düşürücü dönüştürücü temel dalga şekilleri : (a) İletim-kesim durumu (b) Bobin akımı (c) Bobin gerilimi (d) Çıkış gerilimi.	9
Şekil 1.9 : Düşürücü-yükseltici dönüştürücü devre şeması.	10
Şekil 1.10 : Düşürücü-yükseltici dönüştürücü iletim durumunda devre şeması.	11
Şekil 1.11 : Düşürücü-yükseltici dönüştürücü kesim durumunda devre şeması.	11
Şekil 1.12 : Düşürücü yükseltici dönüştürücü temel dalga şekilleri: (a) İletim-kesim durumu (b) Bobin akımı (c) Bobin gerilimi (d) Çıkış gerilimi.	12
Şekil 1.13 : Cuk türü dönüştürücü devre şeması.	13
Şekil 1.14 : Cuk Türü dönüştürücü iletim durumunda devre şeması.	13
Şekil 1.15 : Cuk Türü dönüştürücü kesim durumunda devre şeması.	13
Şekil 1.16 : Cuk türü dönüştürücü temel dalga şekilleri : (a) İletim-kesim durumu (b) L_1 Bobin akımı (c) L_0 Bobin akımı (d) Çıkış gerilimi.	14
Şekil 1.17 : İleri yönlü DC-DC dönüştürücü devre modeli.	15
Şekil 1.18 : İleri yönlü dönüştürücü temel dalga şekilleri : (a) İletim-kesim durumu (b) Bobin akımı (c) Bobin gerilimi (d) Çıkış gerilimi.	16
Şekil 1.19 : Geri dönüşlü DC-DC dönüştürücü devre modeli.	17
Şekil 1.20 : Geri dönüşlü dönüştürücü temel dalga şekilleri: (a) İletim-kesim durumu (b) V_{LS} (c) Çıkış gerilimi.	18
Şekil 1.21 : Klasik DC-DC dönüştürücü.	19
Şekil 1.22 :Yükseltici DC-DC dönüştürücü dalga formları.	23
Şekil 1.23 : Kapasitör akım dalga şekli.	24
Şekil 1.24 : Birleşik indüktörlü yüksek kazançlı kademeli dönüştürücüsü.	26
Şekil 1.25 : Çok çıkışlı, yüksek kazançlı yükseltici dönüştürücüsü.	27
Şekil 1.26 : Gerilim çoğaltıcılı, yüksek kazanç, kuplajlı indüktans kullanan yükseltici dönüştürücü.	28
Şekil 1.27 : Aralıklı yükseltici dönüştürücü yapısı.	29
Şekil 1.28 : Yüksek Step-Up AralıklıYükseltici Dönüştürücü.	30
Şekil 1.29 : Yüksek Step-Up DC-DC Dönüştürücü.	31
Şekil 1.30 : Yumuşak Anahtarlama Yükseltici Dönüştürücü Topolojisi.	32
Şekil 1.31 : Açık çevrim kontrol sistemi.	34
Şekil 1.32 : Kapalı çevrim kontrol sistemi.	34

Şekil 1.33 : Oransal kontrol matematiksel modeli.....	36
Şekil 1.34 : Integral kontrol matematiksel modeli.....	37
Şekil 1.35 : Türevsel kontrol matematiksel modeli.....	37
Şekil 1.36 : PI kontrol matematiksel modeli.....	39
Şekil 1.37 : PD kontrol matematiksel modeli.....	40
Şekil 1.38 : PID kontrol matematiksel modeli.....	41
Şekil 1.39 : ON/OFF kontrol eğrisi.....	43
Şekil 1.40 : Bulanık mantık denetim sistemi bileşenleri.....	44
Şekil 1.41 : Bulanıklaştırıcı yapısı.....	44
Şekil 1.42 : Çıkarım mekanizmasında kuralların işlenişinin bulanık kümelerle gösterilişi.....	46
Şekil 1.43 : Takagi-sugena çıkarım sistemi modeli.....	47
Şekil 1.44 : Netleştirici metotları.....	48
Şekil 1.45 : Ağırlık merkezi netleştirici yöntemi.....	48
Şekil 1.46 : Ağırlık ortalaması netleştirici yöntemi.....	49
Şekil 1.47 : Maksimumların ortalaması metoduna göre netleştirici yöntemi.....	49
Şekil 1.48 : Maksimum netleştirici metodu.....	50
Şekil 2.1 : Önerilen yükseltici dönüştürücü topolojisi.....	56
Şekil 2.2 : Önerilen yükseltici dönüştürücü iletim durumu.....	57
Şekil 2.3 : Önerilen yükseltici dönüştürücü kesim durumu.....	57
Şekil 2.4 : Önerilen yükseltici dönüştürücü kararlı durum dalga şekilleri.....	57
Şekil 2.5 : Önerilen yükseltici dönüştürücü iletim durumunda eşdeğer devre modeli.....	59
Şekil 2.6 : Önerilen yükseltici dönüştürücü kesim durumunda eşdeğer devre modeli.....	59
Şekil 3.1 : Bulanık mantık kontrolör blok şeması.....	66
Şekil 3.2 : Kontrolör hata üyelik fonksiyonu [9].....	67
Şekil 3.3 : Kontrolör hata değişim üyelik fonksiyonu [9].....	67
Şekil 3.4 : Kontrolör çıkış değişkeni üyelik fonksiyonu [9].....	68
Şekil 3.5 : Bulanık mantık kontrolörün 3 boyutlu gösterimi.....	69
Şekil 3.6 : Kontrolör girişi blok diyagramı.....	70
Şekil 3.7 : Kontrolör çıkışı blok diyagramı.....	70
Şekil 3.8 :Tasarlanan dönüştürücü yapısı.....	71
Şekil 4.1 : 35V, 60V, 45 ve 80V giriş gerilimlerine göre çıkış güçleri.....	77
Şekil 4.2 : Farklı giriş gerilimlerine göre çıkış akımı.....	77
Şekil 4.3 : Farklı giriş gerilimleri göre C1,C2 kapasitör gerilimleri.....	78
Şekil 4.4 : Sırasıyla 35V, 45V, 60V ve 80V giriş geriliminde bobin akım dalgalanması (100ohm).....	79
Şekil 4.5 : Farklı giriş gerilimlerinde PWM : (a) 35V (b) 80V.....	79
Şekil 4.6 : Farklı giriş gerilimlerinde farklı darbe genişliklerine göre kazanç değişimi: (a) 45V (b) 60V ve (c) 80V.....	80
Şekil 4.7 : Farklı giriş gerilimlerinde farklı darbe genişliğine göre verim değişimi: (a) 45V (b) 60V ve (c) 80V.....	81
Şekil 4.8 : Farklı giriş gerilimlerine göre çıkış gerilimi: (a) 35V (b) 45V (c) 60V ...	82
Şekil 4.9 : Farklı giriş gerilimlerine göre çıkış gerilimleri.....	83
Şekil 4.10 : 45V giriş gerilimine göre farklı yüklerde çıkış gerilimleri.....	83

BULANIK MANTIK TABANLI ANAHTARLAMALI KAPASİTÖRLÜ(SC) DC-DC YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

ÖZET

Güneş enerjisinden maksimum verim sağlamada DC-DC dönüştürücülerin ne derece önemli olduğu aşikardır ve fotovoltaik panellerde yükseltici DC-DC dönüştürücüler daha çok tercih edilmektedir. Bu dönüştürücüler girişteki doğru akım gerilimini daha yüksek seviyedeki başka bir doğru akım gerilimine çevirmektedir. Yüksek frekansta, yüksek güç ve daha iyi performans sağlarlar. Fotovoltaik paneller tek başlarına yetersiz güç üretir. Bu gücü istenilen seviyeye getirmek için DC-DC yükseltici dönüştürücü kullanmak gereklidir.

Bu çalışmada 2 kademeli anahtarlama kapasiteli DC-DC yükseltici dönüştürücü yapısına bulanık mantık kontrolör uygulanarak güneş enerji sistemlerinin dönüştürücü kısmının denetimi amaçlanmıştır. Aynı zamanda, çeşitli DC-DC dönüştürücü yapılarının ve diğer kontrol metodlarının avantaj ve dezavantajları incelenmiş, önerilen yapının tercih sebepleri sunulmuştur. Tasarım aşamalarında ilk olarak sistem gereksinimleri ve çalışmanın amaçları belirlenmiştir. Sonra matematiksel analizler yapılmış ve dönüştürücü kontrolünde hızlı ve güvenilir sonuç veren bulanık mantık kontrolör kullanılarak yapının verimini yüksek seviyelere çıkaracak şekilde tasarım gerçekleştirilmiştir. Dizayn edilen yapının fotovoltaik paneller için maksimum güç elde etmede uygunluğu test edilmiştir. Aynı zamanda tasarlanan dönüştürücünün performans analizi farklı giriş gerilimleri ve değişken yük koşulları altında Matlab /Simulink ortamında simule edilmiştir. Tasarlanan yapı değişken yük ve giriş gerilimlerinde sabit çıkış gerilimi sağladığı için iyi tasarlanmış yükseltici DC-DC dönüştürücü özelliklerini taşımaktadır. Simülasyon sonuçları bu durumu kanıtlar niteliktedir.

Bu çalışmadaki sonuçlar, tasarlanan yapının hem güneş enerjisi hem de diğer güç elektroniği uygulamaları için yüksek performansa sahip olduğunu göstermektedir.

Anahtar kelimeler: Anahtarlama kapasitör (SC), DC-DC yükseltici dönüştürücüler, güneş enerjisi, bulanık mantık, kontrol metodları

DESIGN OF DC-DC BOOST CONVERTERS WITH SWITCHED CAPACITOR (SC) BASED ON FUZZY LOGIC CONTROL

SUMMARY

It is evident how important DC-DC converters are in providing maximum efficiency from solar energy, and boost DC-DC converters are more preferred in photovoltaic panels. They provide high power and better performance in high frequency. Photovoltaic panels alone produce insufficient power. To bring this power to the desired level, it is necessary to use a DC-DC boost converter.

In this study, it is aimed to control the converter part of the solar energy systems by applying fuzzy logic controller to DC-DC boost converter structure with 2-stage switched capacitor. At the same time, the advantages and disadvantages of various DC-DC converter structures and other control methods are examined. The system requirements and objectives of the study were determined. Then mathematical analyzes were made and the design was carried out to increase the efficiency of the structure to high levels by using the fuzzy logic controller which gives fast and reliable results in the control of the converter. The suitability of the designed structure to obtain maximum power for photovoltaic panels has been tested. At the same time, the performance analysis of the designed converter is simulated in Matlab / Simulink environment under different input voltages and variable load conditions. As the designed structure provides a constant output voltage at the variable load and input voltages, the well-designed boost has the characteristics of the DC-DC converter. Simulation results prove this.

The results in this study show that the designed structure has high performance for both solar and other power electronic applications.

Keywords: Switched capacitor (SC), DC-DC boost converter, solar energy, fuzzy logic, control methods.

1. GİRİŞ

Günümüzde artan enerji talebi ve kaynakların tükenebilir olması sebebiyle yenilenebilir enerji önem kazanmaktadır. Enerji eldesinde kullanılan fosil yakıtların gerek insan gerekse çevreye verdiği zararlar ortadır. Bu zararların başında küresel ısınma, iklim değişiklikleri, deniz seviyesindeki yükselmeler gelmektedir. Tüm bu olumsuz etkileri azaltmada yenilenebilir enerji önem arz etmektedir. Hidroelektrik, güneş, jeotermal, rüzgar, birer temiz enerji kaynaklarıdır, fakat içlerinde en gözde olanı güneş enerjisidir. Güneş enerjisi tükenmeyen enerji kaynağıdır ve küresel ısınma, CO₂ salınımı gibi olumsuzluklara sebep olmaz. Güneşten gelen ışınlar direkt olarak elektrik enerjisine dönüştürülür. Güneş enerjisinden elektrik elde etmede fotovoltaik paneller kullanılır. Türkiye güneş ışınımı bakımından zengin bir ülkedir ve ülkemize ait güneş enerjisi potansiyeli ele alındığında, yıllık ışınım 1,311kWh/m² olup bu değer 3,6 kWh/m².gün'lük bir enerjiye tekabül etmektedir [1]. Güneş enerjisi, temiz, kirlilik içermeyen, sınırsız olması ve çevreyi rahatsız etmeden bizim enerji talebimizi karşılayabildiği için birçok araştırmacının üzerinde çalıştığı en popüler enerji kaynağından biridir. Geleneksel enerji kullanımını azaltmak için, PV kaynağı yükseltici dönüştürücüler aracılığıyla şebekeye entegre edilmektedir [2].

Güneş enerjisi yeryüzünde sınırsız olarak bulunan enerji kaynağıdır. Kırsal alanda şebeke gücünün bulunmaması, güneş enerjisini daha iyi bir alternatif haline getirmektedir. Bu nedenle kırsal yerlerde bağımsız PV sistemler kullanılabilir. Solar fotovoltaik sistem PV gücünü kullanmak için şebekeye de bağlanabilir. Fotovoltaik paneller ışınım, sıcaklık, gölgelenme gibi faktörlerden dolayı sistem çıkış gücünün stabilitesini sağlayamaz. Aynı zamanda güneş paneli verimliliği, güneş pili malzemelerine ve kullanılan kontrol mekanizmasına bağlıdır. Bu nedenlerden dolayı, PV dizisinden maksimum gücü elde etmek için yüksek verimliliğe sahip olan dönüştürücüler kullanılır. Bu, güneş modüllerinin verimliliğinin artmasını, sistem performansının iyileşmesini sağlar [3].

Güneş enerjisinden maksimum verim sağlamada DC-DC dönüştürücülerin ne derece önemli olduğu aşıkardır ve fotovoltaik panellerde yükseltici DC-DC dönüştürücüler daha çok tercih edilmektedir. Bu dönüştürücüler girişteki doğru akım gerilimini daha yüksek seviyedeki başka bir doğru akım gerilimine çevirmektedir. Yüksek frekansta, yüksek güç ve daha iyi performans sağlarlar. Fotovoltaik paneller tek başlarına yetersiz güç üretir. Bu gücü istenilen seviyeye getirmek için DC-DC yükseltici dönüştürücü kullanmak gereklidir.

Çeşitli DC-DC yükseltici topolojileri mevcuttur. Araştırmacılar dönüştürücülerden daha yüksek performans alabilmek ve gerilim kazancını artırmaya yönelik araştırmalara devam etmektedir. Bu tezde geleneksel yükseltici dönüştürücüye 2 kademeli anahtarlama kapasitör (SC) hücresi eklenerek performans analizi yapılmıştır. Önerilen dönüştürücünün gerilim kazancına etkisi ve verimliliği analiz edilmiştir.

DC-DC yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimini sabitlemek, verim bakımından yüksek performans elde etmek amacıyla dönüştürücü kontrolü önem taşır. Bulanık mantık, PI (Proportional Integral), PID (Proportional Integral Derivative), yumuşak anahtarlama gibi kontrol metodları mevcuttur ve sistemin mekanik titreşimler gibi dış faktörlerin etkisini azaltmak amacıyla kullanılır. Bulanık mantık kontrol metodu kolay uygulanabilirliği ve hızlı cevap verme yeteneği nedeniyle daha çok tercih edilmektedir. İnsan tecrübe ve uzmanlığına dayanmaktadır. Diğer kontrol metodları gibi matematiksel modele ihtiyaç duymaması nedeniyle sistem karmaşıklığına yer verilmez.

Bu tezde fotovoltaik sistemin dönüştürücü kısmı ve kontrolü detaylı olarak incelenmiştir. Fotovoltaik panelden maksimum gücü almak için farklı yük ve giriş gerilimlerine göre sabit çıkış gerilimini koruyan bir yükseltici dönüştürücü modeli tasarlanmış ve kontrol metodu olarak bulanık mantık uygulanmıştır.

1.1 Literatür Araştırması

Bu çalışmada, bulanık mantık tabanlı anahtarlama kapasitörlü (SC) DC-DC yükseltici dönüştürücü tasarımı sunulmuştur. Literatürde, anahtarlama kapasitör hücrelerinin kullanıldığı farklı tip yapılarla dönüştürücü performansını iyileştirmeye yönelik çalışmalar mevcuttur.

Bir araştırmada, 300V'un üzerindeki gerilim uygulamaları için genişletilebilir anahtarlama kapasitör hücreleri (SC) olan transformatörsüz yükseltici DC-DC dönüştürücüler ve yüksek kazanç üzerinde çalışmıştır. Burada, SC'lerin temel yükseltici dönüştürücüye uygun bir şekilde entegre edilmesiyle, daha az kayıpla yüksek gerilim kazancı elde edilmiş ve anahtarlama elemanları üzerinde düşük gerilim stresi elde etmek için önerilen yapıdaki SC hücreleri artırılmıştır [4].

PV tabanlı konut uygulamaları için farklı görev çevrimleriyle çalışan yeni bir yüksek kazançlı trafosuz ve tek anahtarlı güç artırma dönüştürücüsü tasarlanmıştır. Önerilen dönüştürücü, giriş indüktörü ile güç anahtarı arasındaki gerilim yükseltici bloğu tarafından herhangi bir ekstra güç anahtarı olmadan basit bir yapı ile oluşturulmuştur. Ayrıca, dönüştürücünün çıkışına bir kademeli anahtarlama kapasitör (SC) blok bağlantısı eklenerek daha yüksek miktarda DC gerilim kazancı elde edilmesine olanak sağlamıştır [5].

Başka bir çalışmada, bir temel yükseltici dönüştürücünün ve 2 aşamalı SC'li bir yükseltici dönüştürücünün teorik gerilim kazancı ve verimliliği analiz edilmiş ve karşılaştırılmıştır. Volt-ikinci denge ve akım şarj prensibi kullanılarak, temel yükseltici ve 2 kademeli SC tabanlı güç yükseltici dönüştürücüler için teorik olarak gerilim kazancı ve verimliliği elde edilir. 2 kademeli SC tabanlı yükseltici dönüştürücü için övgüye değer bir verimlilikle büyük ölçüde artan gerilim kazancı, önerilen sistemin orijinalliğini doğrulamaktadır [6].

Anahtarlama kapasitörlü (SC) yükseltici dönüştürücünün yüksek gerilim kazancının ve anahtarlama modlu DC-DC dönüştürücünün avantajlarını entegre etmek için, iki tip dönüştürücüyü birleştirme yöntemi önerilmifitir. Temel amaç, anahtar iletim durumundayken, indüktör şarj edildiği ve kapasitörlerin yükü beslemek için seri olarak bağlanması; anahtar kesim durumunda ise, indüktörün gerilimleri olan birden fazla kapasitörü paralel olarak şarj etmek için enerji serbest bırakmasıdır. Böylece, iyi bir düzenleme ile yüksek gerilim kazancı elde edilmiştir [7].

Yenilenebilir enerji ve elektrikli araç sistemleri gibi güç elektroniği uygulamaları için yeni, izole edilmemiş yüksek kazançlı bir yükseltici dönüştürücü tasarlanmıştır. Dönüştürücüye yüksek çıkış gerilimi sağlamak için bir indüktör çifti ve anahtarlama kapasitör entegre edilmiştir. Yapıdaki anahtarlama kapasitör ile birlikte, diyotlar üzerindeki gerilim stresini azalmış; böylece devrenin performansı

artmıştır. Ayrıca, yarı iletken anahtar gerilim stresi, çıkış geriliminin üçte birinden daha azına düşürülmüştür. Sonuç olarak, devre yüksek verimlilik performansı sergilemiştir [8].

Temel yükseltici DC-DC dönüştürücünün dinamik performansını önemli ölçüde iyileştirmek için çıkış gerilimini kullanarak bir bulanık mantık denetleyicisi tasarlanmıştır. Bu çalışmada DC-DC dönüştürücüye bulanık mantık entegresi ile denetim sağlanmıştır. Bulanık mantık denetleyicisi, bulanık mantık kontrol algoritması geliştirilerek sisteme uygulanmıştır. Özellikle bileşenlerin tasarımı ve hesaplanması, dönüştürücünün sürekli iletim modunda çalışmasını sağlamak için yapılmıştır. Simülasyon sonuçları, bu kontrol yöntemi kullanılarak DC-DC dönüştürücü çıkış gerilimini artırmak için kararlı durumda kontrol edilebildiğini göstermiştir [9].

1.2 DC-DC Dönüştürücüler ve Çeşitleri

DC-DC dönüştürücüler doğru akım gerilimini başka bir doğru akım gerilimine çeviren elektronik devrelerdir. Piller, anahtarlamalı güç elemanları, otomotiv, yenilenebilir enerji, kontrol uygulamaları sıklıkla kullanıldığı alanlardır.

Çıkış gerilimi güç anahtarının iletim ve kesim süresi ayarlanarak değiştirilebilir. Güç ve kontrol olmak üzere iki bölüme ayrılır. Güç bölümünde elektriksel işaret üretilirken, kontrol bölümünde elektriksel işaret için kontrol sinyali üretilir. Yarı iletken elemanlar güç bölümünde yer alır [10].

DC-DC dönüştürücüler yüksek frekansta çalıştırılan güç elektroniği devreleridir. Dönüştürücülerin frekansının yükselmesi, dönüştürücü boyutunu küçültür ve maliyetin azalmasını sağlar. Yüksek frekans, boyut ve dolayısıyla maliyet açısından avantaj sağlamakla beraber devre üzerinde bazı dezavantajlı durumlara da sebep olmaktadır. Hızlı anahtarlama ve yüksek frekans nedeniyle elektromanyetik girişim (EMI), akım gerilim yükselme hızları, akım ve gerilimin maksimum değerleri ile anahtarlama güç kayıpları artar [11].

DC-DC dönüştürücülerde genellikle PWM (Pulse Width Modulation) yöntemi ile iletim süresi değiştirilerek kontrol sağlanmaktadır. D (görev döngüsü) 0-1 arasında değer alır. D düşükse dönüştürücüden alınan güç de düşüktür, D yüksek olduğunda alınan güç de yükselir. PWM de anahtarlamanın hızlı yapılması önemlidir. Bunun

için frekansı artırmak daha fazla verim almayı sağlar. D (görev döngüsü) Denklem 1.11’de ifade edilmiştir.

$$D = \frac{t_{iletim}}{T} \quad (1.1)$$

t_{iletim} : iletim süresi

T : çalışma periyodu

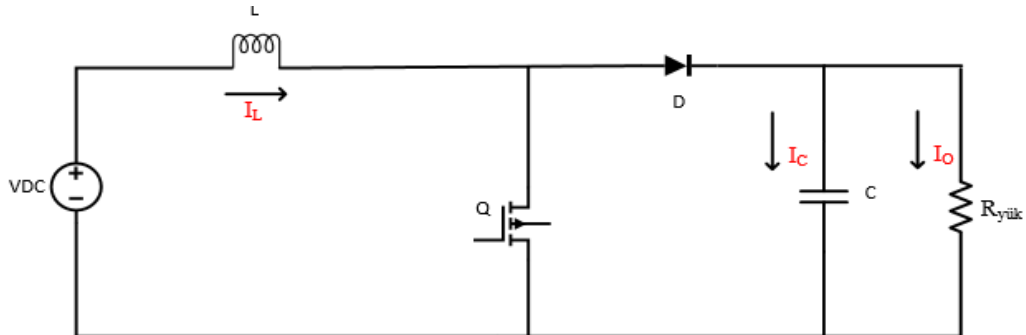
DC-DC dönüştürücüler endüktanslı izolesiz ve endüktanslı izoleli olarak iki grupta incelenir. Bu tezde yükseltici dönüştürücü yapısı incelenerek, Matlab/Simulink yazılımıyla simule edilmiştir.

1.2.1 Endüktanslı ve izolesiz DC-DC dönüştürücü çeşitleri

Endüktanslı ve izolesiz dönüştürücüler, anahtarın iletim durumunda endüktansı enerjilendirmesi, kesim durumundayken ise bu enerjinin yüke aktarılması prensibiyle çalışır. Yükseltici, Düşürücü, Düşürücü-Yükseltici ve Cuk dönüştürücüler sıklıkla kullanılan türleridir. Genel olarak bir bobin, kondansatör, direnç ve bir anahtarın değişik şekillerde bağlantısından oluşurlar.

1.2.1.1 Yükseltici dönüştürücüler

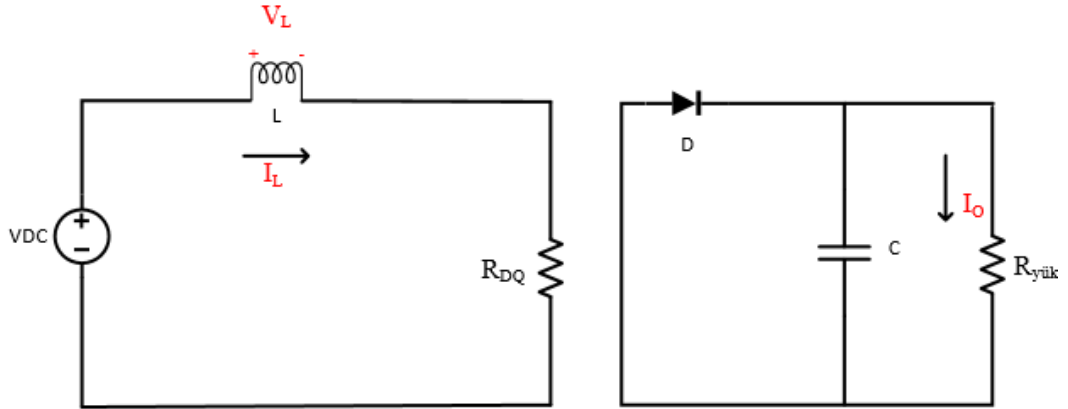
Yükseltici dönüştürücüler, uygulanan giriş gerilimini çıkışta daha büyük gerilime dönüştürür. Bobin, diyot, yarı iletken (MOSFET), kapasitör olmak üzere dört elemandan oluşur. Kapasitör çıkış gerilimini filtre etmek amacıyla kullanılır. Şekil 1.1’de yükseltici dönüştürücü yapısı gösterilmektedir.



Şekil 1.1: Yükseltici dönüştürücü yapısı.

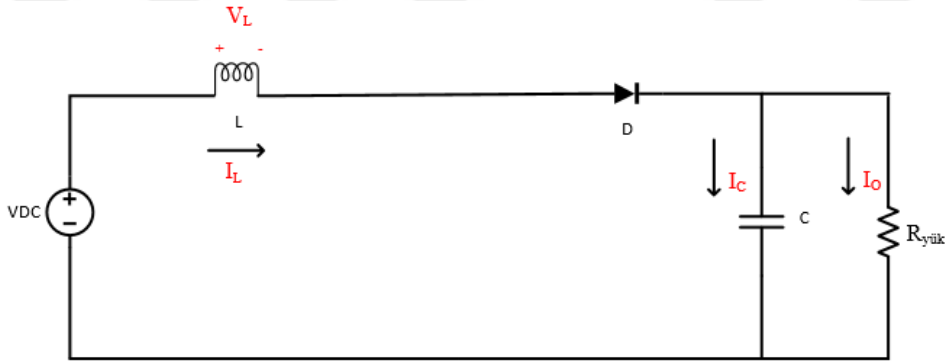
Yükseltici dönüştürücünün çalışma prensibi ise şu şekildedir. Anahtar iletim durumundayken bobin, gerilim kaynağı tarafından şarj edilir ve bobin enerjisi artar.

Kondansatör ise yükü beslemeye başlar. Şekil 1.2’de yükseltici dönüştürücü iletim durumunda devre şeması gösterilmektedir.



Şekil 1.2: Yükseltici dönüştürücü iletim durumunda devre şeması.

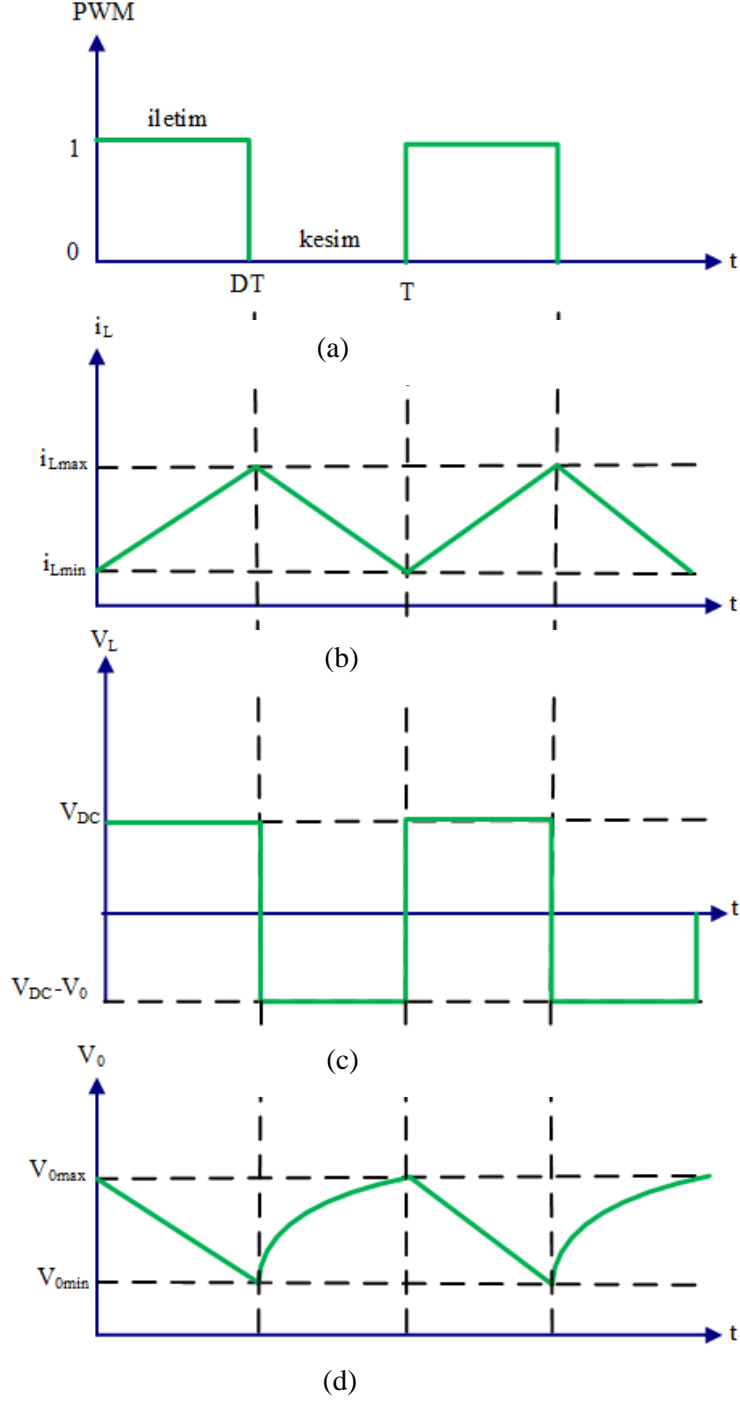
Anahtar kesimdeyken, boşalan kondansatör tekrar dolmaya başlar ve bobin üzerinde biriken enerji diyot üzerinden yükü besler. Bobindeki enerji tükendiğinde, bobin ve gerilim kaynağının üzerlerindeki gerilim polaritesi aynı olur. Çıkış gerilimi, bobin üzerindeki gerilim ile gerilim kaynağı üzerindeki gerilimin toplamına eşit olur. Dolayısıyla çıkıştaki gerilim yükseltilmiş olur. Şekil 1.3 kesim durumu devre şeması göstermektedir [12].



Şekil 1.3 : Yükseltici dönüştürücü kesim durumunda devre şeması.

Şekil 1.4’te yükseltici DC-DC dönüştürücü temel dalga şekilleri $D=2/3$ doluluk oranına göre gösterilmektedir. Çıkış geriliminin giriş gerilimine oranının D göre döngüsüne bağlı ifadesi Denklem 1.2’ deki gibi yazılabilir.

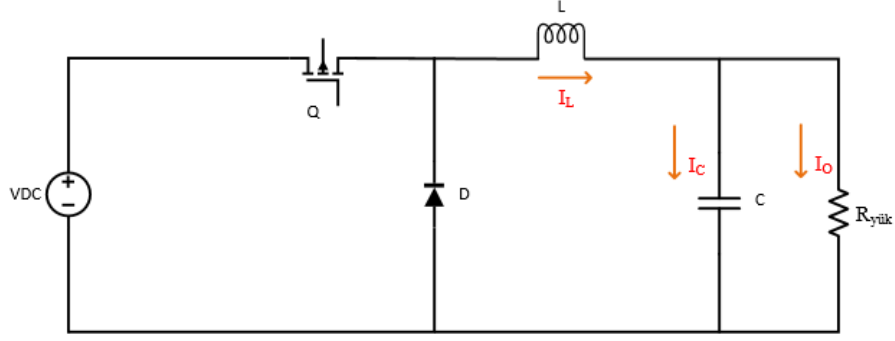
$$\frac{V_{yük}}{V_{DC}} = \frac{1}{1-D} \quad (1.2)$$



Şekil 1.4 : Yükseltici dönüştürücü dalga şekilleri : (a) İletim-kesim durumu (b) Bobin akımı (c) Bobin gerilimi (d) Çıkış gerilimi.

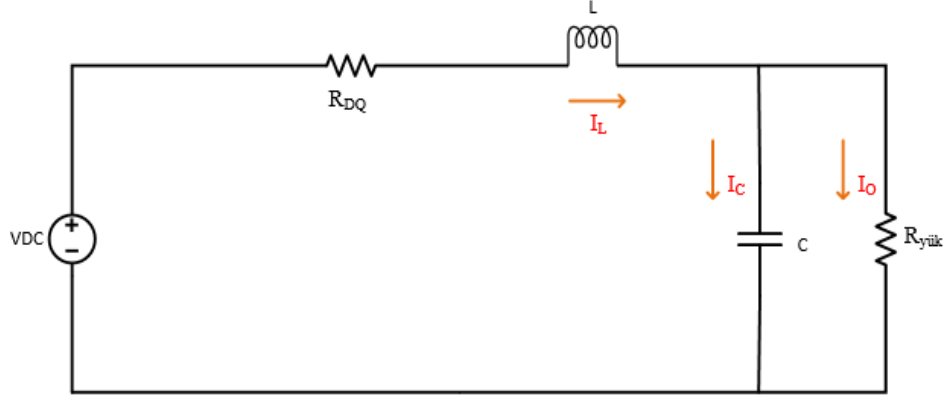
1.2.1.2 Düşürücü dönüştürücüler

Düşürücü dönüştürücüler gerilim kaynağındaki gerilimin çıkış değerinin azaltılmasını sağlar. Yapısındaki elemanlar yükseltici dönüştürücü ile aynıdır. Şekil 1.5'te düşürücü dönüştürücü topolojisi gösterilmektedir.



Şekil 1.5 : Düşürücü dönüştürücü yapısı.

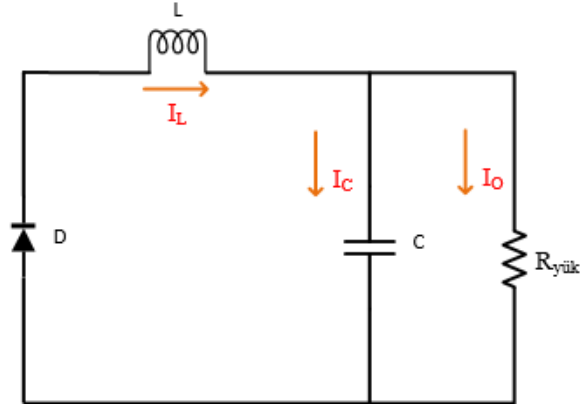
Düşürücü dönüştürücünün iletim ve kesimdeyken çalışma prensibi şu şekilde açıklanabilir. Anahtar iletimdeyken bobin yükü besler, üzerindeki akım ve enerji artar. Şekil 1.6'da düşürücü dönüştürücü iletim durumunda devre şeması gösterilmektedir.



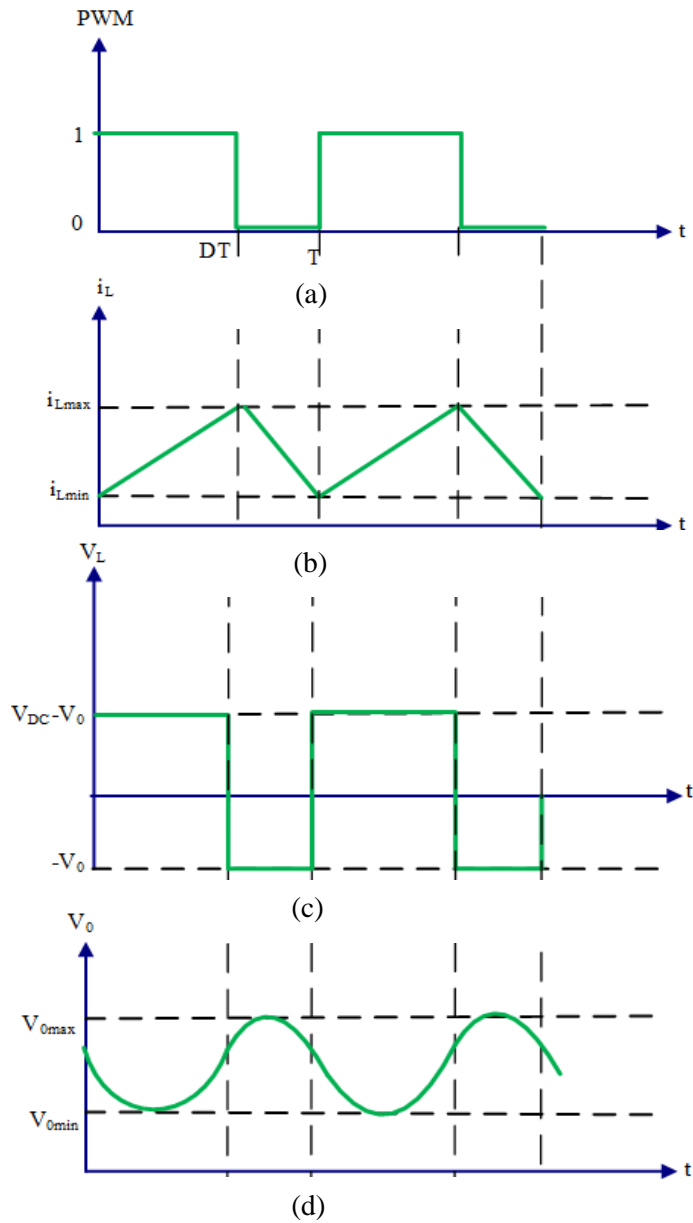
Şekil 1.6 : Düşürücü dönüştürücü iletim durumunda devre şeması.

Anahtar kesimdeyken ise bobinde depolanan enerji diyot üzerinden yüke aktarılmaya devam eder. Şekil 1.7'de düşürücü dönüştürücü kesim durumunda devre şeması sunulmaktadır [13].

Şekil 1.8'de düşürücü dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri $D=2/3$ alınarak gösterilmektedir. Burada indüktör gerilimi dalga formundan yararlanarak giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve anahtar görev oranı D arasındaki ilişki türetilir.



Şekil 1.7 : Düşürücü dönüştürücü kesim durumunda devre şeması.



Şekil 1.8 : Düşürücü dönüştürücü temel dalga şekilleri : (a) İletim-kesim durumu (b) Bobin akımı (c) Bobin gerilimi (d) Çıkış gerilimi.

Sürekli modda bobin üzerindeki V_L geriliminin iletim ve kesim durumu için integralleri toplamı sifıra eşittir. Dolayısıyla, düşürücü dönüştürücü için;

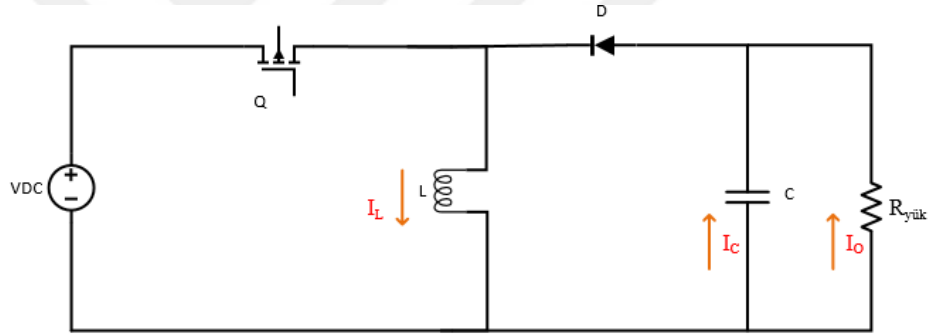
$$(V_{DC} - V_{yük}) DT = -V_{yük} (1-D)T \quad (1.3)$$

Denklem 1.3 yazılabilir. Buradan, çıkış geriliminin giriş gerilimine oranının D görev döngüsüne bağlı ifadesi Denklem 1.4 olarak bulunur.

$$\frac{V_{yük}}{V_{DC}} = D \quad (1.4)$$

1.2.1.3 Düşürücü – yükseltici dönüştürücü

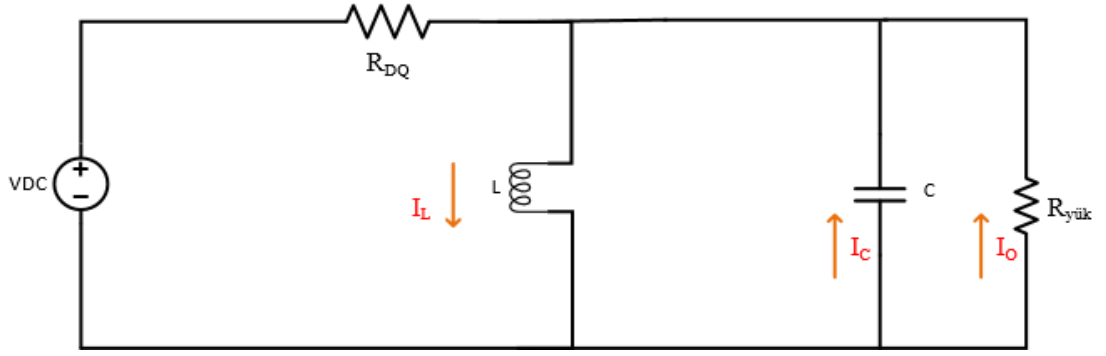
Düşürücü – yükseltici dönüştürücüler, görev döngüsüne göre hem düşürücü hem de yükseltici olarak çalışabilen dönüştürücülerdir. Şekil 1.9’da basit bir düşürücü–yükseltici dönüştürücü devresi gösterilmektedir.



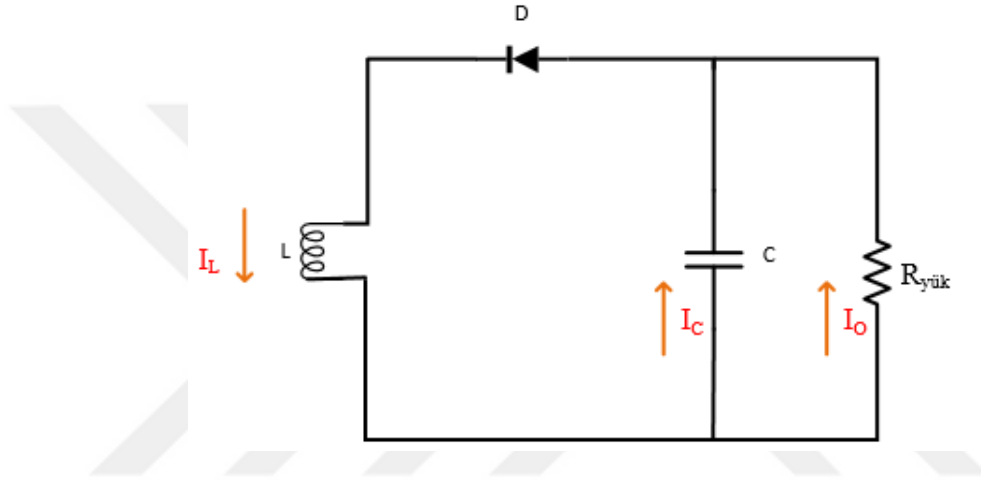
Şekil 1.9 : Düşürücü-yükseltici dönüştürücü devre şeması.

Dönüştürücünün çalışma prensibi düşürücü ve yükseltici dönüştürücüler ile benzerdir. Anahtar iletim durumundayken gerilim kaynağı tarafından bobin enerji kazanır. Kondansatör ise yükü besler, dolayısıyla kondansatör üzerindeki gerilim azalır. Şekil 1.10 düşürücü - yükseltici dönüştürücü iletim durumunda devre şemasını göstermektedir.

Anahtar kesim durumunda iken, enerjilenmiş olan bobin yükü besler ve gerilim kaynağı gibi davranır. Şekil 1.11’de düşürücü-yükseltici dönüştürücü kesim durumunda devre şeması gösterilmektedir.



Şekil 1.10 : Düşürücü-yükseltici dönüştürücü iletim durumunda devre şeması.



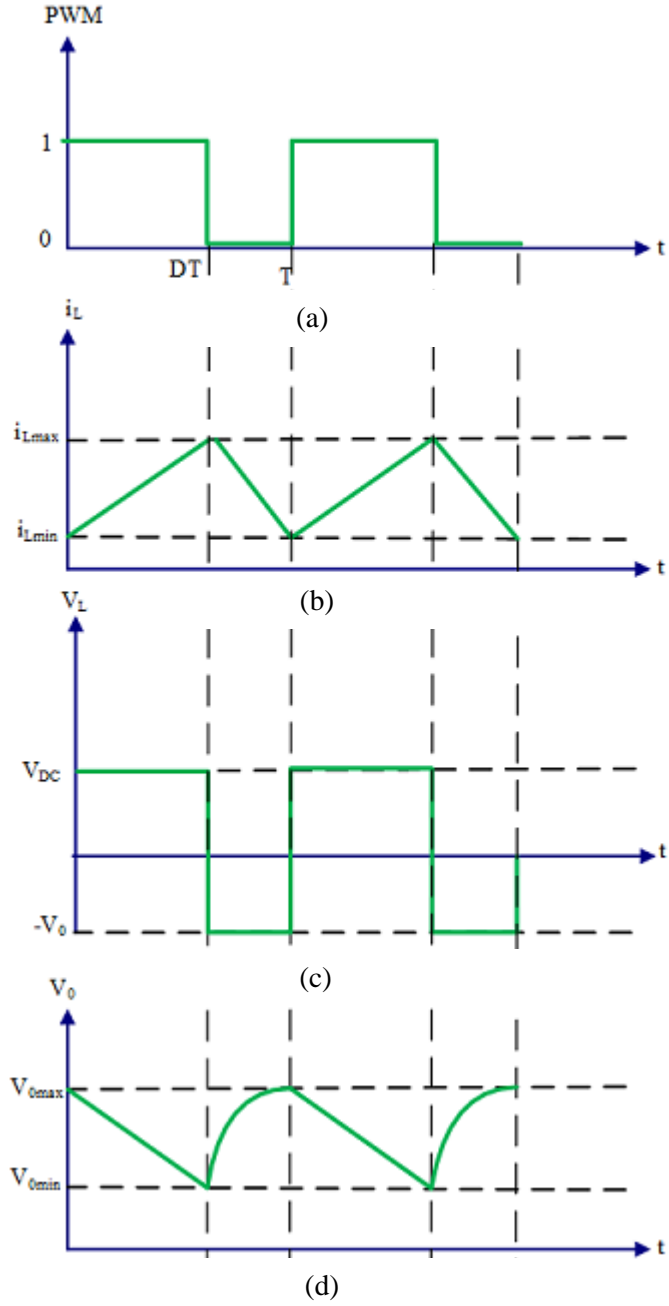
Şekil 1.11 : Düşürücü-yükseltici dönüştürücü kesim durumunda devre şeması.

Şekil 1.12’de $D=2/3$ doluluk oranına göre düşürücü-yükseltici temel devre modeli sunulmaktadır. Burada indüktör gerilimi dalga formu için giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve anahtar görev oranı D arasındaki ilişki türetilebilir. Sürekli modda bobin üzerindeki V_L geriliminin iletim ve kesim durumu için integralleri toplamı sıfıra eşittir. Dolayısıyla, düşürücü dönüştürücü için;

$$V_{DC} \cdot DT = -V_{yük} (1-D)T \quad (1.5)$$

Denklem 1.5 ifadesi yazılabilir. Buradan, çıkış geriliminin giriş gerilimine oranının D görev döngüsüne bağlı ifadesi Denklem 1.6 olarak bulunur.

$$V_{yük} = \frac{-D}{1-D} V_{DC} \quad (1.6)$$

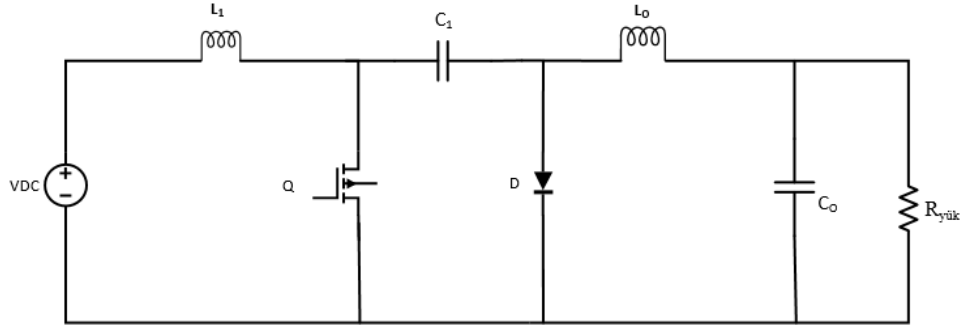


Şekil 1.12 : Düşürücü yükseltici dönüştürücü temel dalga şekilleri : (a) İletim-kesim durumu (b) Bobin akımı (c) Bobin gerilimi (d) Çıkış gerilimi.

1.2.1.4 Cuk DC-DC dönüştürücüler

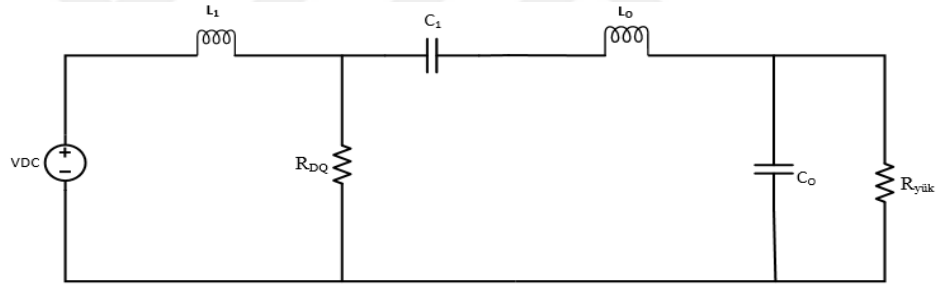
Cuk türü dönüştürücüler düşürücü-yükseltici dönüştürücülerden geliştirilmiştir. Eleman sayıları diğer dönüştürücülere göre daha fazladır. İki bobin, iki kondansatör, bir diyot ve anahtar (MOSFET) elemanlarından oluşur. İçerisindeki bobinler giriş ve çıkıştaki akımı filtre etmeyi sağlar. Yük üzerindeki gerilimin polaritesi, gerilim kaynağı üzerindeki gerilimin polaritesiyle zıt yönlüdür. Şekil 1.13 bu dönüştürücü

topolojisini göstermektedir. Diğer dönüştürücüler gibi, iletim ve kesim durumu olmak üzere iki çalışma modu vardır.



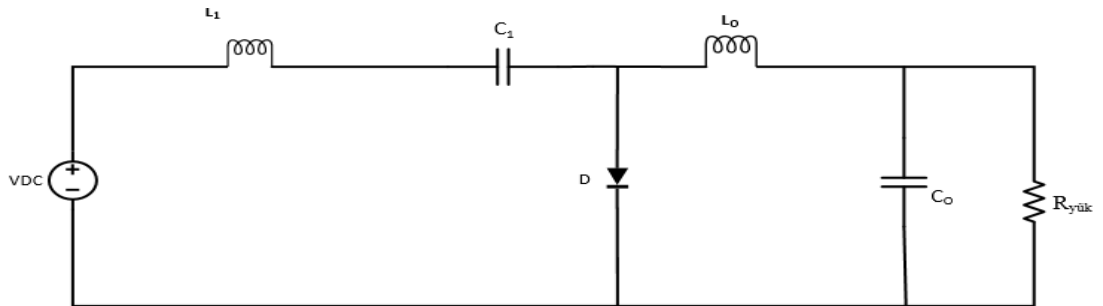
Şekil 1.13 : Cuk türü dönüştürücü devre şeması.

Anahtar iletim durumundayken, bobin gerilim kaynağı tarafından enerjilendirilir. C_1 kondansatörü üzerindeki gerilim, diyodu ters polarladığından diyottan akım akmaz. C_1 kondansatörü ise L_0 bobini üzerinden yükü besler. Devre, yükseltici dönüştürücü gibi çalışır. Şekil 1.14'te Cuk türü dönüştürücü iletim durumunda devre şeması sunulmaktadır.



Şekil 1.14 : Cuk Türü dönüştürücü iletim durumunda devre şeması.

Anahtar kesimdeyken ters yönde kutuplanan diyottan akım akar. Gerilim kaynağı ile L_1 bobini birlikte C_1 kondansatörünü besler ve L_1 bobini iletim durumunda kazandığı enerjiyi harcar. L_0 bobini ve C_0 kondansatörü ise yükü besler. Cuk dönüştürücü, kesim durumunda düşürücü dönüştürücü gibi çalışır. Şekil 1.15 Cuk türü dönüştürücü kesim durumunda devre şemasını göstermektedir.

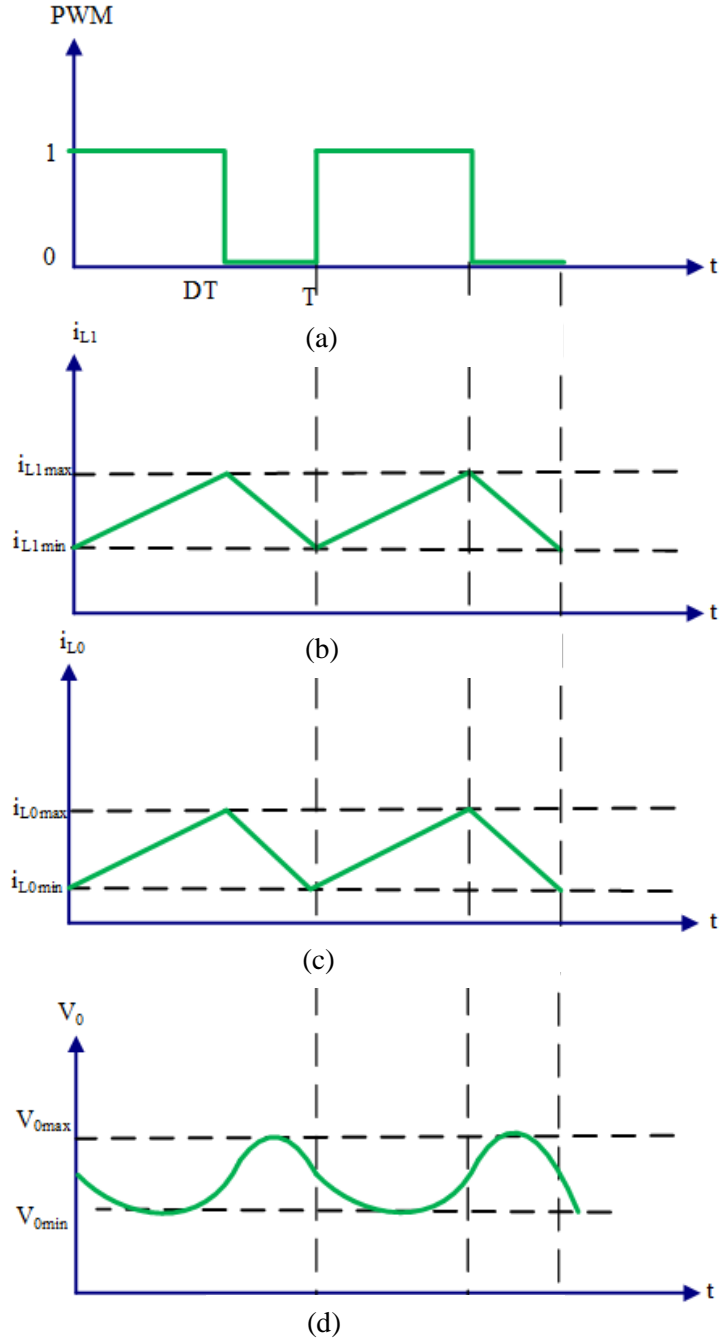


Şekil 1.15 : Cuk Türü dönüştürücü kesim durumunda devre şeması.

Cuk dönüştürücü çıkış gerilimi D doluluk oranına bağlıdır ve aşağıdaki denklemle ifade edilir.

$$V_{yük} = \frac{-D}{1-D} V_{DC} \quad (1.7)$$

Şekil 1.16'da Cuk türü dönüştürücü $d=2/3$ doluluk oranıyla temel dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 1.16: Cuk türü dönüştürücü temel dalga şekilleri : (a) İletim-kesim durumu (b) L_1 Bobin akımı (c) L_0 bobin akımı (d) Çıkış gerilimi.

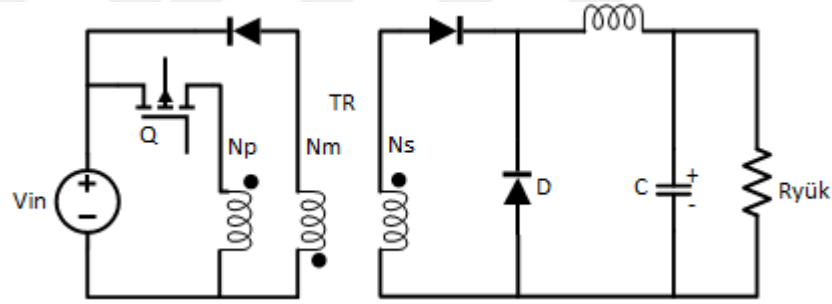
1.2.2 Endüktanslı ve İzoleli DC-DC Dönüştürücüler

Bu dönüştürücülerde, elektriksel izolasyon bir trafo tarafından sağlanır. Yükseltici dönüştürücülerin izoleli çeşidi yoktur. Düşürücü dönüştürücünün izoleli türünü ileri yönlü DC-DC dönüştürücüler oluştururken, düşürücü-yükseltici dönüştürücü ise geri dönüşlü dönüştürücüler oluşturmaktadır.

İzoleli dönüştürücüler, çalışma şekilleri bakımından izolesiz dönüştürücülere benzerler. Temel fark izolasyonu sağlamada kullanılan transformatörün B-H özellikleri, kaçak endüktansların sebep olduğu olumsuzluklar, akımın hangi akıda elde edildiği gibi durumların önem arz etmesidir.

1.2.2.1 İleri yönlü DC-DC dönüştürücüler

Düşürücü dönüştürücü türünün izoleli çeşididir. Şekil 1.17’de $D=1/3$ için ileri yönlü DC-DC dönüştürücü devre modeli gösterilmektedir.



Şekil 1.17 : İleri yönlü DC-DC dönüştürücü devre modeli.

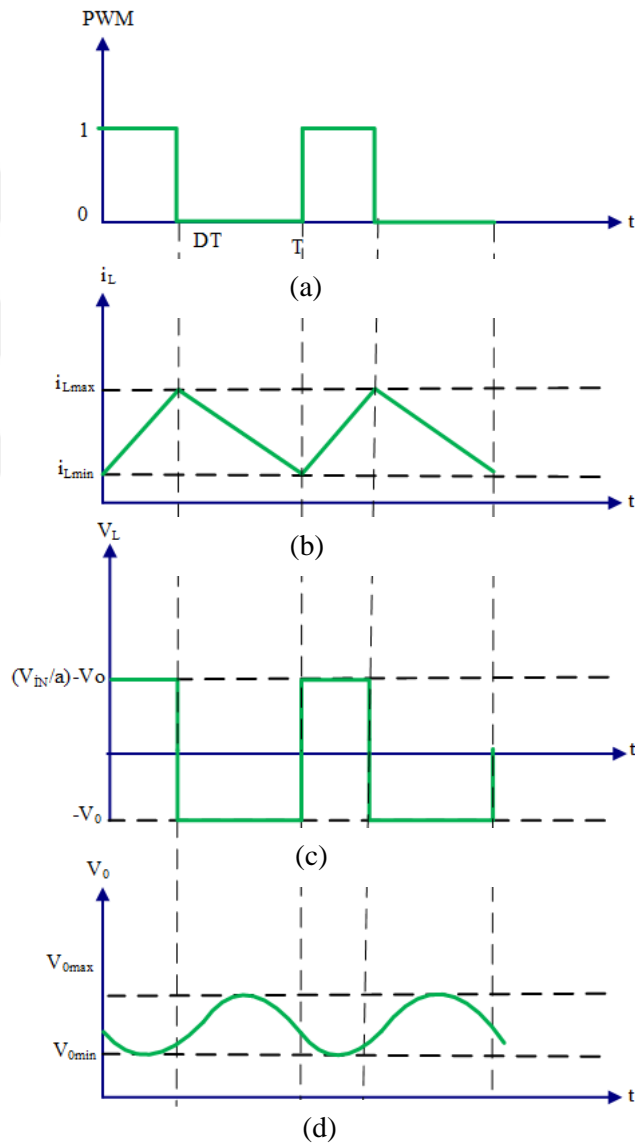
İleri yönlü dönüştürücüler iletim durumundayken, giriş gerilimi trafo tarafından izole edilerek indüktöre uygulanır. Transformatörün giriş kısmında yarı iletken anahtar yer alırken, çıkışında ise diyot ve indüktör yer alır. İletim durumundayken, giriş gerilimi V_{in}/a , transformatör aracılığıyla ve D diyotu üzerinden indüktör ve yükü besler. Kesim durumunda ise, enerjilenmiş olan L indüktörü diyot üzerinden yükü beslemeye devam eder [11]. Denklem 1.8’de N_p primer, N_s sekonder sarım sayısı olmak üzere trafo dönüşüm oranı (a) ifadesi açıklanmaktadır.

$$a = \frac{N_p}{N_s} \quad (1.8)$$

Ortalama DC çıkış gerilimi ise Denklem 1.9 ile ifade edilir.

$$V_O = D \frac{V_{in}}{a} \quad (1.9)$$

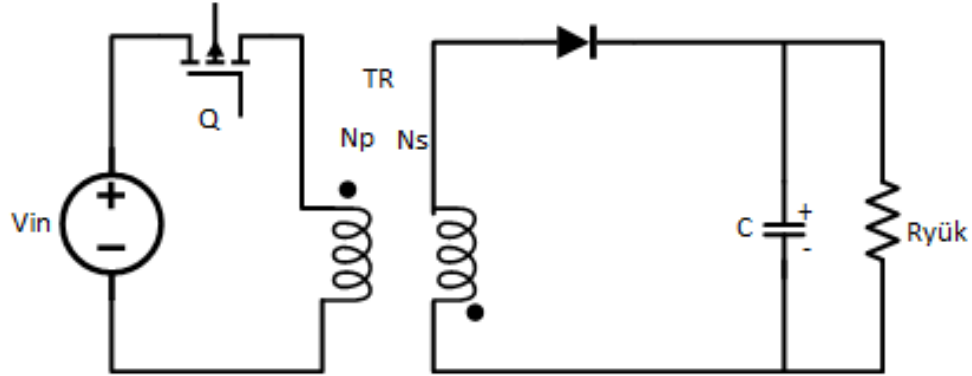
Trafo dönüşüm oranı a değeri 1 alındığında, çıkış gerilim denklemi düşürücü dönüştürücü çıkış gerilim denklemi ile aynı olur. Trafo yalnızca iletim durumundayken enerji aktarır. Bu modda trafonun primer sargısında oluşan emk kesim durumundayken N_m üzerinden resetlenir. Yarıiletken eleman kesim moduna geçiş sırasında trafonun primer sargısında kaçak endüktanstan dolayı yüksek gerilim darbesine maruz kalır. Bu durumu önlemek amacıyla D doluluk oranı 0 ile 0.5 arasında kontrol edilmelidir. 100W ve 500 W arasındaki uygulamalarda tercih edilir [11]. Şekil 1.18’de ileri yönlü dönüştürücü dalga şekilleri $D=1/3$ doluluk oranına göre gösterilmiştir.



Şekil 1.18 : İleri yönlü dönüştürücü temel dalga şekilleri: (a) İletim-kesim durumu (b) Bobin akımı (c) Bobin gerilimi (d) Çıkış gerilimi.

1.2.2.2 Geri dönüşlü DC-DC dönüştürücü

Düşürücü-yükseltici dönüştürücünün izole edilmiş şeklidir. Tek farkı indüktör yerine transformatör konulmuş olmasıdır. Şekil 1.19 'da geri dönüşlü DC-DC devre şeması gösterilmektedir.



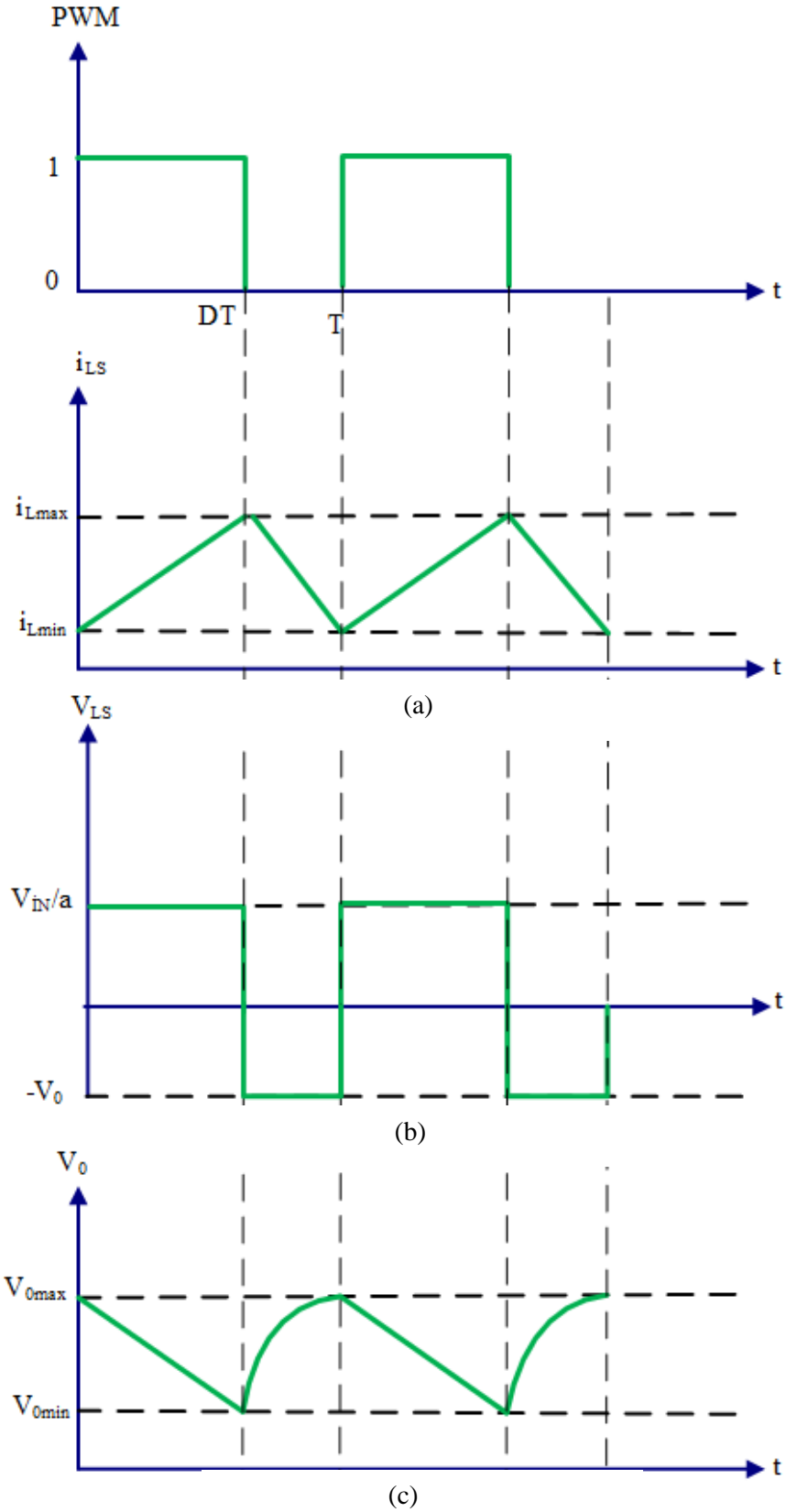
Şekil 1.19 : Geri dönüşlü DC-DC dönüştürücü devre modeli.

İletim durumunda giriş gerilimi primer sargısındaki L_p indüktörünü besler. Kesim durumunda ise kuplajlı sekonder sargısındaki L_s indüktörü diyot üzerinden çıkış yükünü besler. Kuplajlı endüktans, hem izolasyon sağlar hem de endüktans görevi görür. Trafo sınırlamaları nedeniyle 100 W'a kadar olan uygulamalarda tercih edilmektedir [11]. Çıkış gerilimi Denklem 1.10 ile hesaplanır.

$$V_o = \frac{D}{1-D} \frac{V_{in}}{a} \quad (1.10)$$

Günümüzde endüstri alanında sıklıkla tercih edilen geri dönüşlü DC-DC dönüştürücülerin en önemli basit bir yapısı olması ve buna bağlı olarak da maliyetinin düşük olmasıdır. Ayrıca giriş ve çıkış sargıları arasında elektriksel izolasyon olması bir diğer avantajıdır. Bu dönüştürücülerde yaşanan en büyük problem iletim durumundan kesim durumuna geçildiğinde anahtar üzerinde gerilim stresinin oluşmasıdır.

A trafo dönüşüm oranı 1 alınırsa denklem, düşürücü-yükseltici çıkış gerilimi ile aynı olur. Şekil 1.20'da geri dönüşlü dönüştürücü dalga şekilleri $D=2/3$ doluluk oranına göre gösterilmiştir.



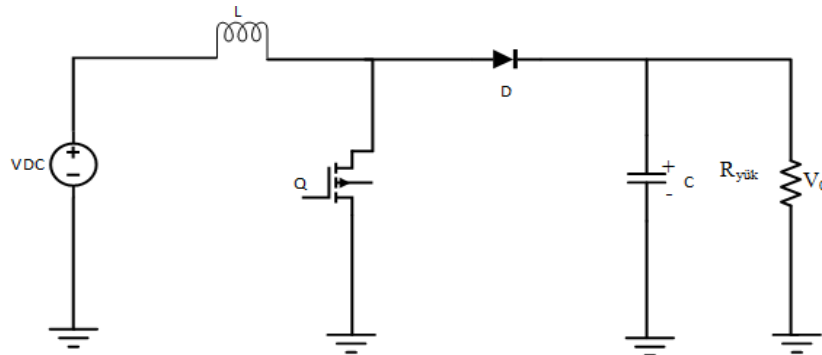
Şekil 1.20 : Geri dönüşlü dönüştürücü temel dalga şekilleri: (a) İletim-kesim durumu (b) V_{LS} (c) Çıkış gerilimi.

1.3 DC-DC Yükseltici Dönüştürücü Çeşitleri

Yükseltici DC-DC dönüştürücüler giriş gerilim seviyesini yüke bağlı olarak istenen çıkış seviyesine yükselten dönüştürücülerdir. Güç faktörü düzeltme ve güneş enerjisi uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Örneğin fotovoltaik uygulamalarda gölgelenme, güneş radyasyonu, değişken giriş gerilimi ve yük gibi çeşitli faktörlere bağlı olarak elektrik enerjisi üretmektedir. Bu sınırlamalardan dolayı PV panellerle entegreli olarak çalışan yükseltici dönüştürücülerden yüksek verim elde etmek son derece önem arz etmektedir. Yüksek verimlilik dönüştürücü kayıplarının azalmasını ve boyutlarının küçülmesi için gereklidir. Kayıpların azalması kullanılan parçaların aşırı ısınmasını ve bunlardan doğabilecek tahribatları önlerken, boyutlarının küçük olması maliyetin düşük olmasını sağlar. Yükseltici dönüştürücüler yüksek verim elde etmek amacıyla farklı yapıda tasarlanmaktadır. Bu bölümde çeşitli yükseltici dönüştürücü yapıları incelenmiştir.

1.3.1 Klasik yükseltici dönüştürücü

Bu dönüştürü iletim ve kesim durumlarında çalışma prensibi şu şekildedir. Anahtar iletim durumundayken bobin, gerilim kaynağı tarafından şarj edilir ve bobin enerjisi artar. Kondansatör ise yükü beslemeye başlar. Anahtar kesimdeyken, boşalan kondansatör tekrar dolmaya başlar ve bobin üzerinde biriken enerji diyot üzerinden yükü besler. Bobindeki enerji tükendiğinde, bobin ve gerilim kaynağının üzerlerindeki gerilim polaritesi aynı olur. Çıkış gerilimi, bobin üzerindeki gerilim ile gerilim kaynağı üzerindeki gerilimin toplamına eşit olur. Dolayısıyla çıkıştaki gerilim yükseltilmiş olacaktır. Şekil 1.21’de klasik DC-DC dönüştürücü topolojisi gösterilmektedir.



Şekil 1.21: Klasik DC-DC dönüştürücü.

1.3.1.1 Yükseltici dönüştürücünün sürekli (CCM) ve süreksiz akım (DCM) çalışma modları

Yükseltici dönüştürücülerin sürekli ve süreksiz çalışma olmak üzere iki ayrı çalışma modu vardır. Sürekli ve süreksiz akım modları arasındaki temel fark, sürekli akım modunda indüktör akımının sıfır değerine düşmemesi, süreksiz akım modunda ise indüktör akımının sıfır seviyesine düşebilmesidir. İndüktör üzerindeki akımın sürekli veya süreksiz olması durumlarında geri beslemeli kontrol metodu birbirinden farklıdır, bu sebepten dolayı dönüştürücünün DCM ve CCM modları arasında geçişini önlemek gerekir.

Çıkış akımının ortalama değeri (yüksek R) ve/ya anahtarlama frekansı f düşük olduğunda, dönüştürücü süreksiz iletim moduna (DCM) girebilir. Süreksiz iletim modunda, anahtarlama süresinin bir bölümünde indüktör akımı sıfırdır. CCM, yüksek verimlilik ve yarı iletken anahtarların ve pasif bileşenlerin iyi performansı nedeniyle tercih edilir. DCM, özel kontrol gerektiren uygulamalarda kullanılabilir, çünkü dönüştürücünün dinamik cevabı azaltılır (indüktörde depolanan enerji, her bir anahtarlama periyodunun başında ve sonunda sıfırdır) [14].

Eğer indüktör akım dalgalanmalarının maksimum değer noktası indüktör akımının DC bileşeninden daha düşükse, diyot akımı daima pozitifdir ve diyot, Q anahtarını kapalı olmaya zorlamaktadır. Öte yandan, eğer indüktör akım dalgalanmalarının maksimum değeri DC bileşeninden daha fazla olursa, diyotun iletkenlik toplam akımı sıfır değerine düşer. Bu şekilde, diyot iletimi keserek Q anahtarının tersi kutuplaşma nedeniyle tekrar kapatılana kadar indüktör akımı sıfır değerinde kalacaktır [15]. Dolayısıyla bu durum süreksiz akım moduna sebep olacaktır. Öte yandan indüktör akımının süreksiz akım moduna gelmesine sebep olan diğer etken yüküdür. Dönüştürücülerden sabit çıkış gerilimi elde etmek istenmektedir. Bu çıkış gerilimi etkisinde yük değerinin artması çıkış akımının azalmasına neden olur. Ancak çıkış akımı indüktör üzerindeki akımdan sağlanmaktadır. Buradaki akım değeri de düşünce PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu)'in bir döngüsünde akım değerinin sıfır seviyesinde kalma süresi uzar ve bu da süreksiz akım moduna sebep olmaktadır. Böylece dönüştürücü DCM modunda çalışmakta olduğu halde, istenen çıkış akımını sağlayamaz ve bu durum kayıpların artmasına neden olur.

Sürekli Akım Modu (CCM): İletim durumunda bobin dalgalanma akımı Denklem 1.11 ile ifade edilir.

$$\Delta i_{L\text{iletim}} = \frac{V_{DC}}{L} \cdot DT \quad (1.11)$$

Kesim durumunda ise bobin dalgalanma akımı ise Denklem 1.12 olarak yazılabilir.

$$\Delta i_{L\text{kesim}} = \frac{V_0 - V_{DC}}{L} \cdot (1-D)T \quad (1.12)$$

Sürekli modda bobin üzerindeki V_L geriliminin iletim ve kesim durumu için integralleri toplamı sifıra eşittir. Dolayısıyla Denklem 1.13 yazılabilir.

$$V_{DC} \cdot DT + (V_{DC} - V_0)(1-D)T = 0 \quad (1.13)$$

Bu eşitsizliğin her iki tarafını T 'ye bölersek Denklem 1.14 elde edilir.

$$\frac{V_0}{V_{DC}} = \frac{1}{1-D} \quad (1.14)$$

Endüktans ise Denklem 1.12 ve Denklem 1.14 ortak çözümünden Denklem 1.15 olarak ifade edilir.

$$L = \frac{V_0 \cdot (1-D) \cdot D}{f_p \cdot \Delta i_L} \quad (1.15)$$

Konverter giriş gücü çıkış gücüne eşit olacağından, giriş ve çıkış akımları arasında Denklem 1.16'daki ilişki bulunur [13].

$$\frac{I_0}{I_{DC}} = (1-D) \quad (1.16)$$

Gerilimdeki dalgalanmaların azaltılmasında çıkış kondansatörü büyük önem taşır. Anahtar iletim durumundayken çıkış kondansatörü yükü beslemektedir. Kesim durumunda ise kondansatör yeniden dolar. Kondansatör çıkış değeri Denklem 1.17 ile ifade edilmektedir.

$$C = \frac{I_0 \cdot D}{f_p \cdot \Delta V_C} \quad (1.17)$$

ξ_L bobin akımının dalgalanma oranı olmak üzere, Denklem 1.18 ile formülize edilmektedir.

$$\xi_L = \frac{\Delta i_L / 2}{i_L} = \frac{DT \cdot V_{DC}}{(1-D) 2LV_O / R} = \frac{D}{2} \cdot \frac{R}{f_p \cdot L} \quad (1.18)$$

Genel olarak ξ_L değeri olarak 1 den çok küçüktür. Bu nedenle dönüştürücünün sürekli akım modunda çalışması garantilenmektedir. Çıkış gerilimindeki dalgalanma ise Denklem 1.19'deki gibidir.

$$\Delta V_O = \frac{I_0(1-D)T}{C_O} = \frac{(1-D) V_O}{f_p C_O R} \quad (1.19)$$

Çıkış gerilimi dalgalanma oranı ise Denklem 1.20 ile belirlenmektedir. Dönüştürücü frekans değeri kilo hertz ve çıkıştaki kondansatör mikro farad değerlerinde olduğundan, gerilim varyasyon oranı genellikle %1'den düşüktür.

$$\xi = \frac{\Delta V_O / 2}{V_O} = \frac{1-D}{2Rf_p C_O} \quad (1.20)$$

Sürekli Akım Modu(DCM): Sürekli modda bobin üzerindeki V_L geriliminin iletim ve kesim durumu için integralleri toplamı sıfıra eşittir. Buradan Denklem 1.21 yazılabilir.

$$V_{DC} \cdot DT + (V_{DC} - V_O) \Delta i_L T = 0 \quad (1.21)$$

Denklem 1.21 ifadesinin her iki tarafını T 'ye bölersek Denklem 1.22 elde edilir.

$$\frac{V_O}{V_{DC}} = \frac{\Delta i_L + D}{\Delta i_L} \quad (1.22)$$

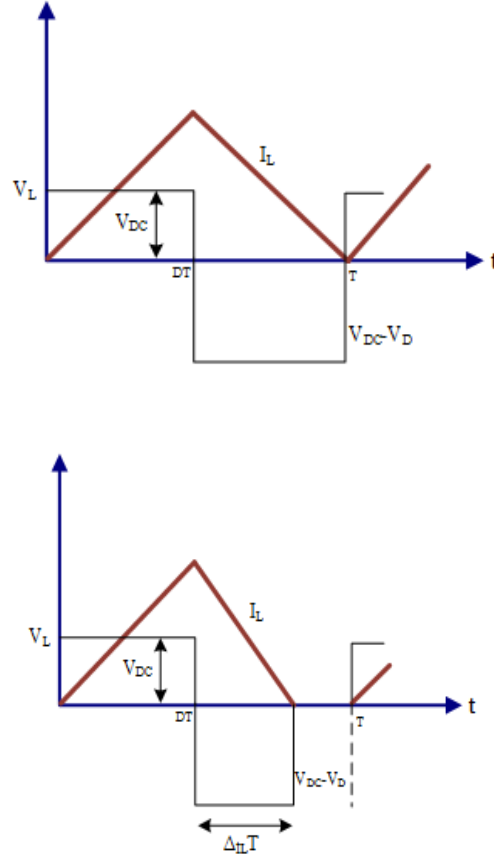
Konverter giriş gücü çıkış gücüne eşit olacağından, giriş ve çıkış akımları arasında Denklem 1.23'deki ilişkisi bulunur [13].

$$\frac{I_O}{I_{DC}} = \frac{\Delta i_L}{\Delta i_L + D} \quad (1.23)$$

Dönüştürücü giriş ve çıkış akımları ise Şekil 1.22'e göre Denklem 1.24 ve Denklem 1.25 ile formülize edilir [16].

$$i_L = \frac{V_{DC}}{2L} DT(D + \Delta i_L) \quad (1.24)$$

$$I_O = \left(\frac{T}{2L} \right) D \Delta i_L \quad (1.25)$$



Şekil 1.22: Yükseltici DC-DC dönüştürücü dalga formları.

1.3.1.2 Yükseltici dönüştürücü kayıpları

Bir dönüştürücü dizayn edilirken en önemli hususlardan biri yüksek verim elde etmektir. Bunun için en önemli etken kayıpları azaltmaktır. Dönüştürücülerde oluşan kayıpları iletim, anahtarlama ve tutma kayıpları olarak gruplandırabiliriz. Burada tutma kayıpları ihmal edebilecek kadar küçük olduğundan dikkate alınmaz. Bu bölümde yarıiletken eleman ve pasif elemanlar üzerlerindeki kayıpları analiz edilmiştir.

Anahtarlama Kayıpları : MOSFET'in toplam harcadığı güç P_Q ; iletim kaybı P_{ON} ve anahtarlama kaybından P_{SW} ' den oluşmaktadır ve Denklem 1.26 ile ifade edilmektedir [17].

$$P_Q = P_{ON} + P_{SW} \quad (1.26)$$

Buradan Denklem 1.27 ve Denklem 1.28 yazılabilir.

$$P_{ON} = \left(\left(\frac{I_O}{1-D} \right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) D R_{DS} \quad (1.27)$$

$$P_{SW} = (V_C - V_f) \left(\frac{I_O}{(1-D)} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) T_{SWON} \cdot f_s + (V_C - V_f) \left(\frac{I_O}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) T_{SWOFF} \cdot f_s \quad (1.28)$$

Burada $I_O/(1 - D)$, MOSFET ortalama akımını, T_{SWON} ve T_{SWOFF} sırasıyla iletim ve kesime geçiş sürelerini temsil eder. T_{SWON} ve T_{SWOFF} zamanları geçit sürücüsüne ve MOSFET özelliklerine bağlıdır, R_{DS} MOSFET'in iletim direncini temsil eder ve V_f diyottaki ileri gerilim düşüşünü temsil eder. Diyot P_d tarafından harcanan toplam güç Denklem 1.29 ile belirlenmektedir [17].

$$P_d = V_f I_O (1-D) + Q_{rr}^{Schottky} \cdot V_c \cdot f_s \quad (1.29)$$

Pasif Elemanlar Üzerindeki Kayıplar: Bobin, dönüştürücünün enerji tüketiminin önemli bir kısmından sorumludur. Bu pasif elemandaki kayıplar sarım kayıpları ve çekirdek kayıplardan oluşur ve bunlar yaklaşık olarak sabit eşdeğer seri direnç R_L ile karakterize edilebilir. Sonuç olarak, endüktif eleman tarafından harcanan güç Denklem 1.30 eşitsizliği ile bulunur [17].

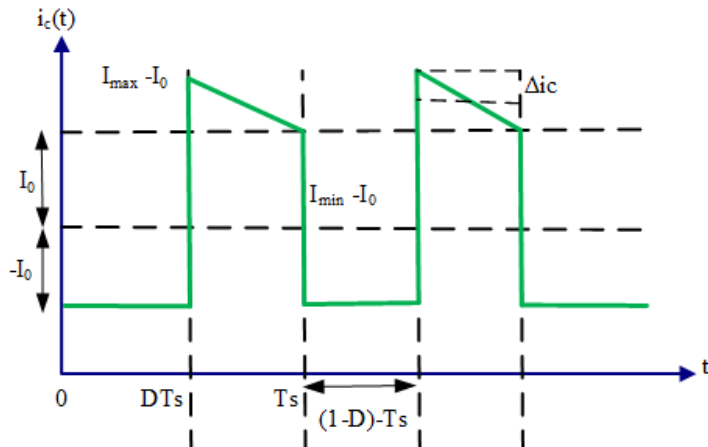
$$P_{ind} = \left(\left(\frac{I_O}{(1-D)} \right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) R_L \quad (1.30)$$

Kapasitör kayıpları ise benzer ifadeyle Denklem 1.31 ile belirlenir.

$$P_{cap} = (I_{effc})^2 \cdot R_C \quad (1.31)$$

Şekil 1.23'de kapasitör akım dalga şekli gösterilmektedir [18]. Kapasitör akımının RMS değeri ise Denklem 1.32 ile formülüze edilir [17].

$$I_{effc} = \sqrt{\int_0^{DT_s} (-I_O)^2 dt + \int_{DT_s}^T \left[-\frac{2\Delta I_c}{(1-D)T_s} t + (\Delta I_c - I_O D) \right]^2 dt} \quad (1.32)$$



Şekil 1.23 : Kapasitör akım dalga şekli.

Toplam Güç Kayıpları: Özellikle Fotovoltaik (PV) veya Yakıt Pilleri gibi düşük güç kaynaklarında ve diğer yenilebilir enerji kaynaklarında, giriş gücünü yüke aktarmak için dönüştürücünün verimliliğini mümkün olduğunca artırmak önemlidir [19]. Toplam güç kaybı Denklem 1.33 ile ifade edilmektedir.

$$P_{\text{boost}} = PQ + P_d + P_{\text{ind}} + P_{\text{cap}} \quad (1.33)$$

Dönüştürücü verimi ise Denklem 1.34 ile formüle edilir.

$$\eta = 100 \frac{P_{\text{yük}}}{P_{\text{yük}} + P_{\text{boost}}} \quad (1.34)$$

Farklı güç değerlerinde yükseltici dönüştürücüler tasarlanabilmektedir. Güç değerini artırmak için anahtarlama frekansını yükseltmek gerekir. Frekansın artması dönüştürücü boyutunun küçülmesini, maliyetin düşmesini ve indüktör akım dalgalanmasının azalmasını sağlamaktadır. Öte yandan anahtarlama kayıplarının artmasına ve endüktans değerinin düşmesine sebep olmaktadır. Endüktans değerinin düşmesiyle gerilim kazancı da düşmektedir.

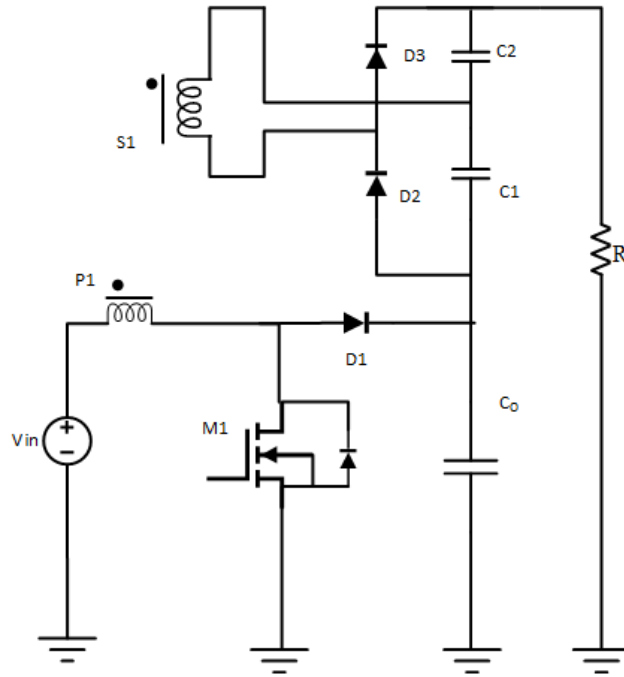
Teorik doluluk oranı 1 olduğunda olarak gerilim kazancı sınırsızdır. Fakat doluluk oranının artması anahtarın açma süresini artıracığından iletim kayıplarına neden olmaktadır. Bu problemi önlemek için yükseltici dönüştürücüler birbirine seri bağlanabilir ve bu sayede yüksek gerilim kazancı elde etmek mümkün olacaktır. Fakat seri bağlantı verimde düşüğe sebep olmaktadır. Yükseltici dönüştürücülerin paralel bağlanması daha fazla verimlilik sağlar. Bu bağlantı giriş akımındaki salınımları azaltma ve daha fazla çıkış gücü elde etmede kullanılır.

Konvansiyonel dönüştürücülerdeki kayıplardan dolayı yeterli verim alınamaz. Bu sebeple endüktif kuplaj yükseltici dönüştürücülere entegre edilmiştir.

1.3.2 Kuplajlı - indüktans yükseltici dönüştürücü

İzole edilmemiş DC-DC dönüştürücülerde, gerilim kazancını artırmak amacıyla sargı dönüş oranını kullanarak trafo gibi kullanılır. Düşük giriş geriliminden yüksek çıkış gerilimi elde etmek için iletim direnci küçük olan bir anahtar kullanılır. Topolojisinde tek anahtar olmasından dolayı yapısı basittir. Konvansiyonel yükseltici dönüştürücüler gerilimleri düşük seviyelerde şebeke seviyesine yükseltmediğinden dolayı kuplajlı - indüktör yükseltici dönüştürücü geliştirilmiştir. Şekil 1.24'te birleşik indüktörlü yüksek kazançlı kademeli dönüştürücüsü gösterilmektedir. Bu

dönüştürücülerin primer (P1) ve sekonder (S1) endüktörlerinin birbirine oranı, darbe genişliği ve gerilim stresini azaltmasının avantaj sağlamasıdır. Dönüştürücünün gerilim kazancı yüksektir. İletkenlik kaybı ve giriş akım dalgalanması düşüktür, bu nedenle yüksek güç uygulamaları için tercih edilir. Sızıntı akımından kaynaklanan enerji kaybı geri dönüştürülebilir. Dezavantajı ise az sayıda bileşenden oluşması nedeniyle düşük güçlerde gerilim stresi oluşur bu da verimi düşürür. Gerilim çoğaltıcı devreler, yarı iletken anahtar ve sekonder güç diyotları üzerindeki gerilim stresini düşürmede kullanılmalıdır [15].

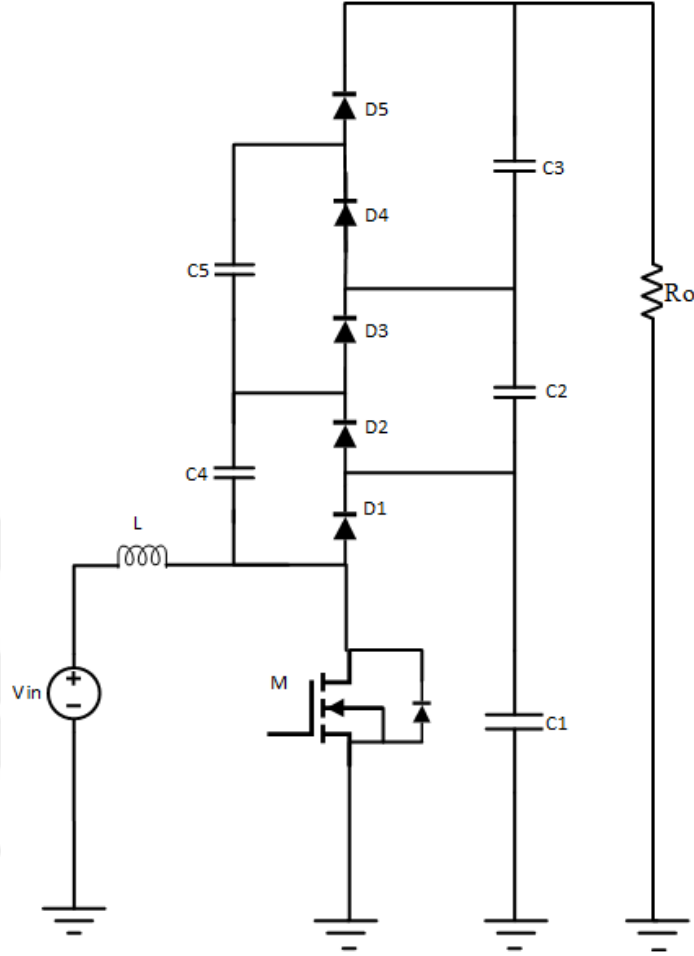


Şekil 1.24 : Birleşik indüktörlü yüksek kazançlı kademeli dönüştürücüsü.

1.3.3 Gerilim çarpanlı konvansiyonel yükseltici dönüştürücü

Çok seviyeli dc-dc dönüştürücüler, yüksek güçlü yüksek gerilim uygulamalarındaki kullanışlılıkları nedeniyle hem endüstride hem de akademide dikkat çekmektedir. Bir dc-dc yapısındaki çok seviyeli dönüştürücüler manyetik bileşenlerin azaltılmasına ya da ortadan kaldırılmasına yardımcı olabilir, bu da dönüştürücü boyutu ve ağırlığını düşürmeyi sağlar [20,21]. Topolojinin bir avantajı, kademe sayısının sadece kapasitörler ve diyotlar eklenerek artırılabilmesi ve ana devrenin değiştirilmesine gerek olmamasıdır. Kademe sayısı, her seviye için iki kondansatör ve iki diyot ekleyerek artırılabilir [28]. Üç kademeli yükseltici dönüştürücü topolojisi Şekil 1.25'te verilmiştir. Bu dönüştürücüde C_1 birinci kademe ve üzerindeki gerilim V_c dir. C_2 ikinci kademe ve $2V_c$ 'lik gerilim, C_3 üçüncü kademe ve $3V_c$ 'lik gerilim

sağlamaktadır. Bunun nedeni dönüştürücüdeki tek anahtarlı yükseltici dönüştürücü çıkışındaki gerilim çarpanının etkisidir.



Şekil 1.25 : Çok çıkışlı, yüksek kazançlı yükseltici dönüştürücüsü.

Sürekli bir giriş akımı, trafosuz yüksek kazanç ve az görev döngüsünde büyük bir dönüşüm oranı sağlaması, anahtarlama frekanslarına uygun olması dönüştürücünün avantajlarındandır. Ayrıca modüler bir şekilde inşa edilebilir ve ana devreyi değiştirmeden daha fazla kademe ilave edilebilir [22].

Dönüştürücünün üçüncü çıkışında D4,D5 diyotları ve C4,C5 kapasitörleri yer almaktadır. N-kademeli çok çıkışlı bir yükseltici dönüştürücüsü gerilim kazancı Denklem 1.35'e eşittir.

$$G = \frac{N}{(1-D)} \quad (1.35)$$

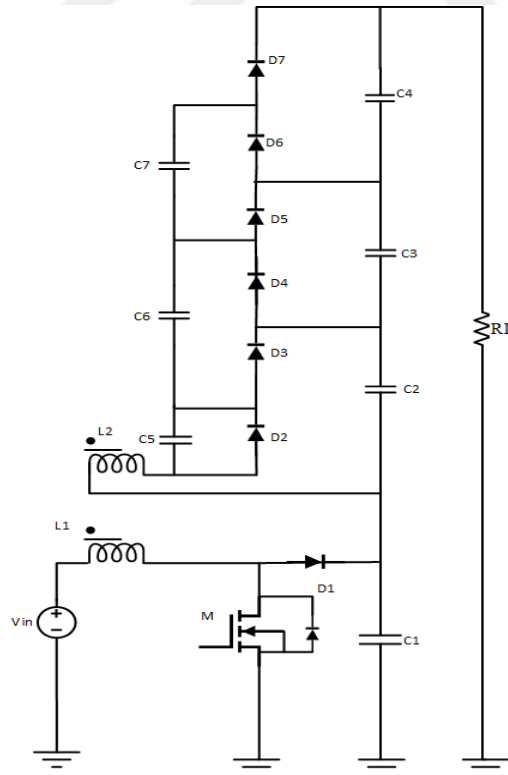
1.3.4 Çok çıkışlı, kuplaj indüktörlü yükseltici dönüştürücü

Kuplaj indüktörü ve anahtarlanmış kapasitörün birbirine entegre edilmesiyle yüksek çıkış gerilimi elde etmek mümkün olmaktadır. Bu dönüştürücü yapısında N kademeli çoklu çıkış sağlamak için (2N-1) adet diyot ve kapasitör, bir yarıiletken anahtar kullanılmaktadır. Şekil 1.26’da üç kademeli kuplaj indüktörlü yükseltici dönüştürücü yapısı gösterilmektedir. Yapının 0.6 darbe genişliği ve üç kademeli olması tavsiye edilmektedir. Arzu edilen güçlerde, çıkış gerilimini artırmak için kondansatör ve diyot sayıları artırılabilir. Bu darbe genişliği ile güç anahtarının kapanma süresi garantilenir ve gerekirse ek kazanç elde etmek için aşırı gerilim streslerini ve esnekliği önler [15].

L1,L2 sırasıyla primer ve sekonder indüktanslarını ifade etmektedir. Dönüştürücünün gerilim kazancı Denklem 1.36’da gösterildiği gibidir.

$$G = \frac{N}{(1-D)} + \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (1.36)$$

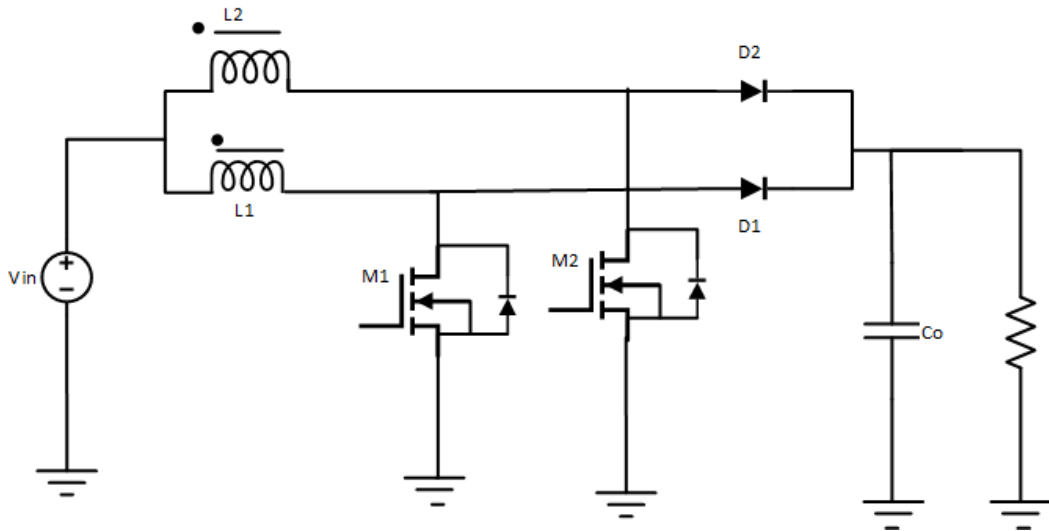
Bu dönüştürücü, gerilim çarpanlı konvansiyonel yükseltici dönüştürücü ile sağladığı olanaklar bakımından benzerdir. Tek farkı daha fazla çıkış gerilimi sağlamasıdır.



Şekil 1.26 : Gerilim çoğaltıcı, yüksek kazanç, kuplajlı indüktans kullanan yükseltici dönüştürücü.

1.3.5 Aralıklı yükseltici dönüştürücü

Aralıklı yükseltici dönüştürücülerde; aynı türden paralel kombinasyonlu dönüştürücüler yarı iletken anahtarların kontrol sinyalleri arasındaki faz farkından yararlanarak akım paylaşılır böylece çıkıştaki salınımlar azaltılır. Aynı zamanda katların paralelliklerinden dolayı anahtarlama frekansında değişiklik yapmadan dönüştürücünün etkin frekansının da artırılması sağlanır [23]. Benzer olarak tek katlı dönüştürücülerin giriş akımı indüktör akımıyla aynı değerdeyken, aralıklı dönüştürücülerde giriş akımı tüm katların indüktör akım değerlerinin toplamına eşittir. Bu dönüştürücüler güç faktörü düzeltme güneş enerjisi uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Topolojisinin basit ve CCM modunda çalışmaya uygun olması nedeniyle aralık yöntemi bütün dönüştürücülere uygulanabilir [24]. En önemli dezavantajı ise yüksek kazanç sağlayamamasıdır. Bunun nedeni ise akımdaki salınımların büyüklüğü, yarı iletken anahtarlar gerilim stresinin büyüklüğü, küçük darbe genişliğinde çalışmaması ve önemli çıkış diyot geri kazanım problemleridir. Şekil 1.27’de aralıklı yükseltici dönüştürücü yapısı sunulmaktadır.



Şekil 1.27 : Aralıklı yükseltici dönüştürücü yapısı.

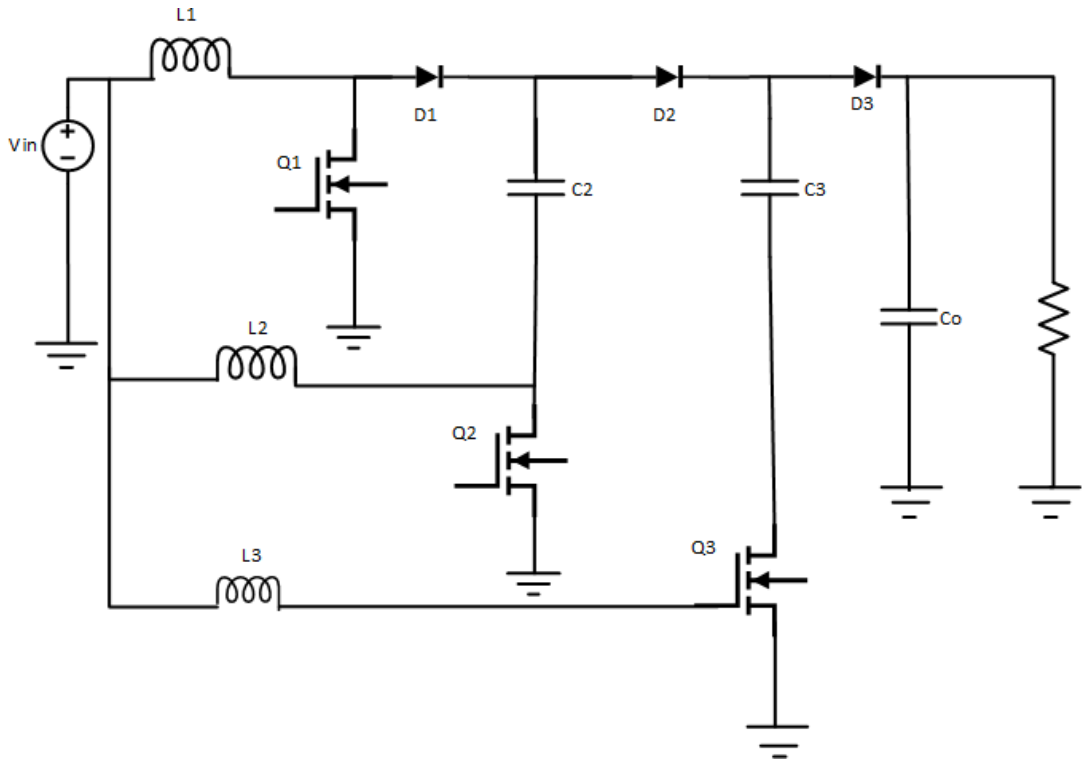
1.3.6 Yüksek step-up aralıklı yükseltici dönüştürücü

Konvansiyonel yükseltici dönüştürücü görev çevrimi 1 olduğunda gerilim kazancı teorik olarak sonludur. Ancak, çalışma çevrimi (D) arttıkça anahtar açma süresi uzar, iletim kayıpları artar. Tek anahtarlı yükseltici dönüştürücünün güç değeri anahtarlama ile sınırlıdır. Daha yüksek kazanç elde etmek için, birkaç yükseltici dönüştürücü kaskad bağlanabilir. Aralıklı paralel topoloji, gücü artırmak ve giriş

akımı dalgalanmasını azaltmak için daha düşük güçteki anahtarların kullanılmasına imkan verir [25].Şekil 1.28 bu yapıyı göstermektedir. Kuplaj indüktörünün aralıklı yükseltici dönüştürücüye entegreli yapısıyla, küçük darbe genişlikleriyle daha fazla çıkış gerilimi, düşük anahtar gerilim stresi sağlanabilir. Doğrultucu diyotlarla gere kazanım problemi çözülebilir. Sızıntı akımından kaynaklanan enerji kaybı dezavantajdır.

Gerilim kazancı ise Denklem 1.37'deki gibidir.

$$G = \frac{2N}{(1-D)} \quad (1.37)$$



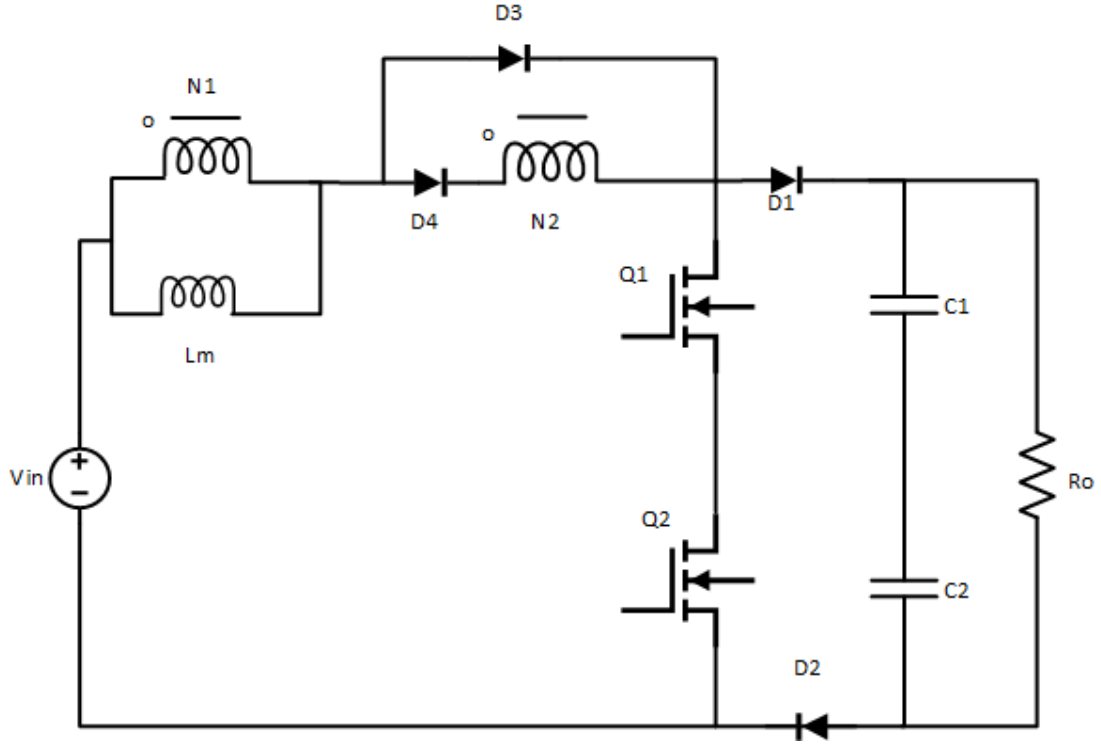
Şekil 1.28 : Yüksek Step-Up Aralıklı Yükseltici Dönüştürücü.

1.3.7 Yüksek step-up DC-DC dönüştürücü

Şekil 1.29'da dönüştürücü topolojisi gösterilmiştir. Bu yapıda direnç, kondansatör ve diyot ile yapılmış snubber devresi kullanılmıştır. Snubber devreleri, anahtarlama kayıplarını minimize etmek ve geçici rejimdeki aşmaları engellemek amacıyla kullanılır. Dönüştürücülerin kademe sayısını artırmak verimin düşmesine sebep olmaktadır. Sızma enerjisinin geri kazanımını sağlamak ve gerilim stresini düşürmek amacıyla bazı metodlar kullanılır, fakat bu metodlar ilave güç anahtarına ihtiyaç duyar. Konvansiyonel boost-flyback veya konvansiyonel boost-sepik gibi tekniklerle

yüksek gerilim kazancı sağlanır. Kuplaj endüktörü sızma enerjisi geri kazanımı ve gerilim stresini azaltma yönünde etki eder. Dönüştürücünün olumsuz tarafı ise anahtar kısa devre çalışması sırasındaki akım değerinin büyüklüğüdür. Dönüştürücünün gerilim kazancı Denklem 1.38 ile formülize edilir.

$$G = \frac{2(1+ND)}{(1-D)} \quad (1.38)$$



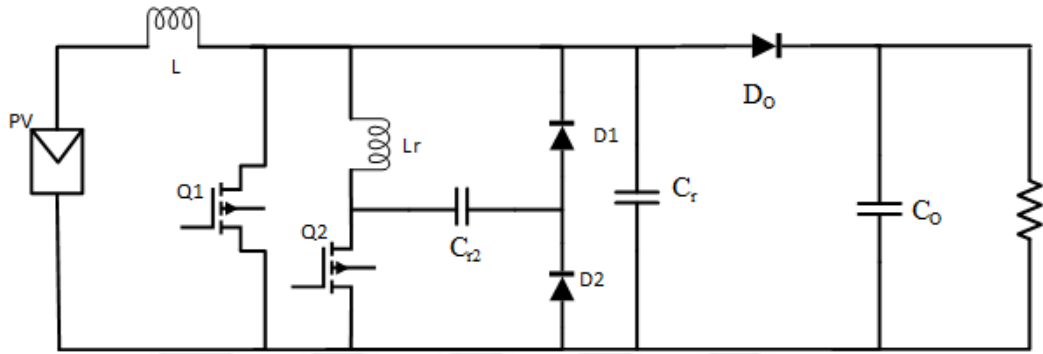
Şekil 1.29 : Yüksek Step-Up DC-DC Dönüştürücü.

1.3.8 Yumuşak anahtarlama yükseltici dönüştürücü

Yumuşak anahtarlama, ek bir bastırma hücresi yardımıyla iletim ve kesime girme durumlarında oluşan anahtarlama kayıplarını azaltır veya tamamen ortadan kaldırır. Klasik bastırma hücrelerinde anahtarlama kayıpları kısmen engellenebilir. Fakat modern bastırma hücrelerinde anahtarlama kayıpları tamamen yok edilir [26]. Anahtarlama kayıplarını minimize etmek için sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) metodu kullanılır. Yüksek frekans gerektiren uygulamalar için uygundur. Çünkü yüksek frekans, devre elemanlarını küçültmek ve yüksek güç elde etme gibi avantajlar sağlarken, anahtarlama kayıplarını ve EMI(Elektromanyetik Girişim) artırma gibi olumsuz yönleri vardır. Yumuşak anahtarlama bu olumsuzları ortadan kaldırmada kullanılır.

Yumuşak anahtarlamaalı yükseltici dönüştürücüler, klasik yükseltici dönüştürücülere göre daha fazla gerilim kazancı sağlarlar. Bu yükselticide anahtarlama sırası karmaşıktır, fakat iki yarı iletken anahtar da aynı toprak potansiyelinde çalışmaktadır [15].Bu yapının olumsuz yanı daha fazla bileşen içermesidir, bu sebeple devre karmaşık bir hal alır. Topoloji Şekil 1.30'daki gibidir. Dönüştürücü gerilim kazancı ise Denklem 1.39 ile belirlenir.

$$G = \frac{1}{1 - (D1 + D2)} \quad (1.39)$$



Şekil 1.30 : Yumuşak Anahtarlamaalı Yükseltici Dönüştürücü Topolojisi.

1.4 Dönüştürücü Kontrol Metodları

Günümüzde insan gücüne olan ihtiyacın azalmasıyla beraber makinelere olan bağlılık her geçen gün artmaktadır. Makinelerin kullanımında insan kontrolü yerine başka makine ya da ekipmanlardan faydalanılmaktadır. İstenilen ürün insan denetiminden uzak, daha önceden belirlenen ölçü ve standartlarda, bilgisayar yazılımları vasıtasıyla kolayca üretilmektedir.

Otomatik kontrol sistemlerin, makinelerin insan gücünü kullanmadan kontrolünü sağlar. Endüstride insan iş gücü fazla, üretim az ve üretimde pahalı yöntemler kullanılmaktadır. Otomatik kontrol ise daha az insan gücü, daha fazla üretim ve daha ekonomik yöntemler sunmaktadır. Kontrol yöntemleriyle denetlenen makineler yardımıyla, daha fazla ürün daha kısa sürede üretilmektedir. Tarihsel süreçte ilk olarak buhar makinelerinde kullanılmış, daha sonra insan çalışmasına elverişli olmayan ortamlarda kullanılmak için uygun hale getirilmiş ve geliştirilmiştir. Bu sayede en basitten en karmaşık sisteme kadar her alanda karşımıza çıkmaya başlamıştır ve her geçen gün önemini artırmaya devam etmektedir.

Kontrol sistemlerinin kullanıldığı alanlardan biri de DC-DC dönüştürücülerdir. Bir DC-DC dönüştürücü, değişen yük ve giriş gerilimi koşulları altında düzenlenmiş bir dc çıkış gerilimi elde etmelidir. Dönüştürücü bileşen değerleri de zaman, sıcaklık, basınç vb. ile değişmektedir. Bu nedenle, çıkış geriliminin kontrolü, negatif geri besleme prensipleri kullanılarak kapalı döngü şeklinde yapılmalıdır [14].

DC-DC dönüştürücüler doğrudan, ayarlanabilir gerilimli bir güç kaynağı uygulaması, arzu edilen gerilim seviyesini elde etme gibi uygulamalarda kullanılırlar. Anahtarlama güç kaynakları, güç ve kontrol katı olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Güç katı, giriş geriliminden istenilen genlikte çıkış gerilimi elde etmek için, yarı iletken anahtarlar ve filtre elemanlarından oluşmaktadır. Kontrol devresi ise, yarı iletken anahtarlar için gerekli olan anahtarlama işaretlerini üretmede kullanılmaktadır. DC-DC dönüştürücüler anahtarlama sinyalini kontrol devrelerinden almaktadır [10].

Yenilenebilir enerji uygulamalarında DC-DC dönüştürücüler yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunun bir örneği de güneş enerjisidir. Güneş enerjisinden elektrik üretiminde verimlilik, güneş ışınması ve hava sıcaklığı gibi faktörlerle değişmektedir. Aynı zamanda PV panelin bağlı olduğu yük ve giriş geriliminin değişken sebebiyle sabit bir çıkış gerilimi elde etmek mümkün değildir. Bu sebeplerden dolayı çıkış gerilimini istenen değerde sabitlemek ve verimliliği artırmak amacıyla kontrol devreleri kullanılması gerekir.

Otomatik kontrol sistemleri;

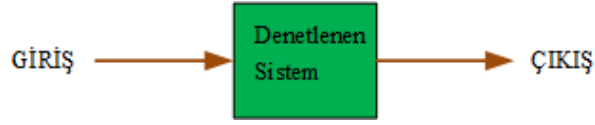
- Sistemin güvenilirliğini ve kararlılığını artırır.
- Kolay uygulanabilir, onarılabilir.
- Sistem verimini arzu edilen seviyelere taşır.
- Ucuzdur.

Kontrol sistemleri için gerekli olan tanımlar şu şekildedir.

a)Sistem: Bir amacı ya da işlevi gerçekleştirmek amacıyla bir araya getirilmiş, parçaları birbiriyle ilintili olarak çalışan bütündür.

b)Referans Girişi: Kontrol edilen sisteme uygulanan giriş işaretidir. Sistem tarafından direkt olarak kullanılır.

c)Açık Çevrim Kontrol: Giriş işareti sistem çıkışından bağımsızdır, çıkış giriş işaretini etkilemez. Fakat, çıkış değeri giriş işaretinin bir fonksiyonudur. Şekil 1.31 açık çevrim kontrol sistemi blok diyagramını göstermektedir.

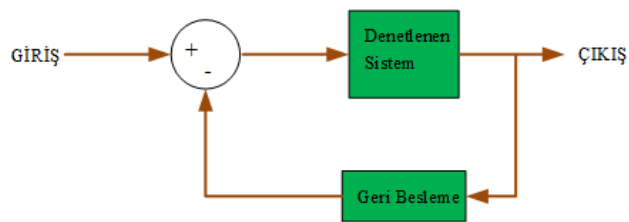


Şekil 1.31: Açık çevrim kontrol sistemi.

d)Kapalı (Geri Beslemeli) Çevrim Kontrol: Çıkış işareti, referans girişi ile geri beslemenin toplamının bir fonksiyonudur. Bu çevrimde, çıkış işareti girişi kontrol eder. Çıkış sinyali ölçülür ve geri besleme yapılarak referans girişiyle karşılaştırılır. Bu sayede bir hata değeri bulunur ve kontrol yapısına göre çıkış elde edilir. İstenen çıkış değeri, giriş değeri değiştirilerek sağlanır. Geri besleme için pozitif geri besleme ve negatif geri besleme olmak üzere iki ayrı yöntem kullanılır.

e)Pozitif Geri Besleme: Pozitif geri beslemede giriş ve çıkış doğru orantılıdır. Çıkış değeri büyüklüğünde oluşan bir artış geri beslemeyle referans giriş ile toplanır ve hata sinyalinin artmasına neden olur. Böylece sistem çıkış değerinde bir artış meydana gelir. Bu artış sistem sınırını aştığında kontrolü sağlamak mümkün değildir. Bu nedenle pozitif geri besleme iç döngüler dışında geri beslemeli sistemlerde kullanılmaya uygun değildir.

f)Negatif Geri Besleme: Negatif geri beslemede giriş ve çıkış işareti birbirine zıt etki gösterir. Çıkış işareti geri beslemeyle referans girişi ile karşılaştırılarak farkı alınır ve bu fark hata sinyalidir. Hata sinyali çıkışı arzu edilen değere sabitler. Çıkış işareti istenen değer üzerindeyse kontrol etkisi azalarak istenen çıkış değeri elde edilir. Aksi durumda çıkış istenen değer altındaysa kontrol etkisi artarak istenen çıkış işareti sağlanır. Negatif geri besleme, endüstriyel sistemde sıklıkla kullanılır ve en önemli özelliği de hatayı minimize etmesidir. Şekil 1.32 kapalı çevrim kontrol sistemini göstermektedir.



Şekil 1.32 : Kapalı çevrim kontrol sistemi.

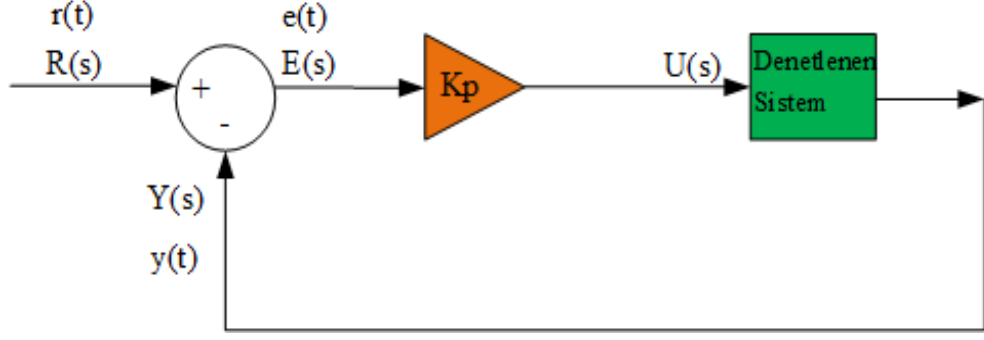
Karşılaştırmacı istenen referans girişi ile ölçülmüş olan gerçek çıkış değeri arasındaki farkı alır ve bir hata sinyali üretir. Hata sinyali denetim organının girişidir ve burada değerlendirilerek bir karar verir. Sonuç denetim sisteminin kontrol sinyalini oluşturur ve burada hatayı minimize edecek biçimde bir değer alır. Giriş ve çıkış birimi aynı türden olmalıdır. Otomatik kontrol sistemlerinde, kontrolörler referans değeri etrafında çalışmayı sağlayacak hassasiyette sistemin denetimini sağlamalıdır. Prosese uygun hassasiyette çalışacak, hatayı minimize edecek çeşitli kontrol türleri şu şekildedir:

- 1) Oransal Kontrol (P)
- 2) Integral Kontrol(I)
- 3) Türevsel Kontrol(D)
- 4) Oransal + Integral Kontrol (PI)
- 5) Oransal + Türevsel Kontrol (PD)
- 6) Oransal + Integral + Türevsel kontrol (PID)
- 7) ON/OFF(Açık- Kapalı) Kontrol
- 8) Bulanık Mantık Kontrol

1.4.1 Oransal kontrol(P)

En basit kontrol algoritmasıdır. Anlık hata ile oransal kazanç değerinin çarpılmasıyla kontrol sinyali üretilir. $u(t)$ denetim sinyalini ifade eder ve anlık hata($e(t)$) büyüklüğüyle doğru orantılıdır. Hata sinyali çok küçük ise kontrolör düzeltici sinyal üretmediğinden kalıcı durum hatası meydana gelir. K_p oransal denetim kazanç katsayısıdır ve bu katsayı değerini artırmak kalıcı durum hatasını minimize eder, sistem cevap süresini kısaltır. Kontrolördeki kalıcı bir hata referans(set) değerinden sapmaya sebep olur. Bu hataya “kalıcı durum hatası” ve ya “oransal offset” denir. Offset değeri, K_p ve yük değişimine doğru orantılı olarak değişir. Denklem 1.40 oransal kontrol sinyali ifadesini göstermektedir. Şekil 1.33’te integral etki blok diyagramı gösterilmektedir.

$$u(t) = K_p(t) \cdot e(t) \quad (1.40)$$



Şekil 1.33: Oransal kontrol matematiksel modeli.

Oransal kontrol avantajları;

- Sistemin cevap hızını artırır.
- Kalıcı durum hatasını azaltır.

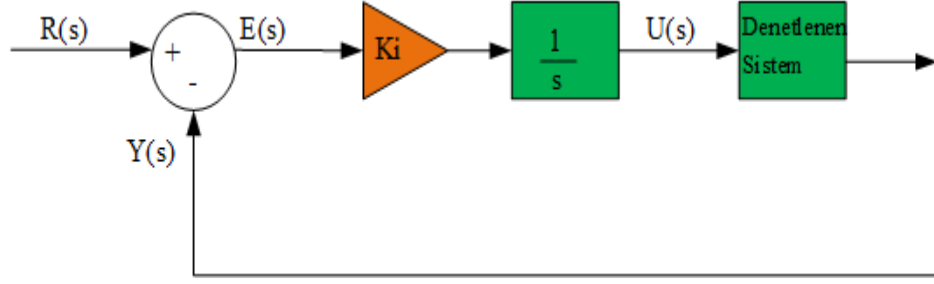
Oransal kontrol dezavantajları;

- Yük değişimi nedeniyle ortaya çıkan hatayı tamamen yok etmez.
- Aşma değeri fazladır.

1.4.2 Integral kontrol(I)

Integral kontrolör devreye girdiği andan itibaren olan tüm hataların toplamının K_i kazanç katsayısıyla çarpılmasıyla kontrol sinyali üretilir. Sistem cevabının set değerine ulaşma süresinin gecikmesi integral kontrol etkisini artırır. Kararlı durum hatasını yok eder. İntegral etkininin temel görevi sistem çıkışında ortaya çıkan salınımları ortadan kaldırmaktır. İntegral etki referans değeri ile sistem çıkış değeri arasında fark yok olana kadar sürer. Kontrol değişkeni referans değerinde sabitlendiğinde integral etkinin işleyeceği bir sinyal yoktur. Sistem değişkenindeki değişimlerde integral etkisi tekrar düzenleyici olarak etki edecektir. Denklem 1.41 integral kontrol sinyali ifadesini belirtmektedir. Şekil 1.34 integral kontrol matematiksel modeli blok diyagramını sunmaktadır.

$$u(t) = K_i(t) \int_0^t e(t) \cdot dt \quad (1.41)$$



Şekil 1.34: Integral kontrol matematiksel modeli.

Integral kontrol avantajı;

- Kararlı durum hatasını yok eder.
- Salınımları azaltır.

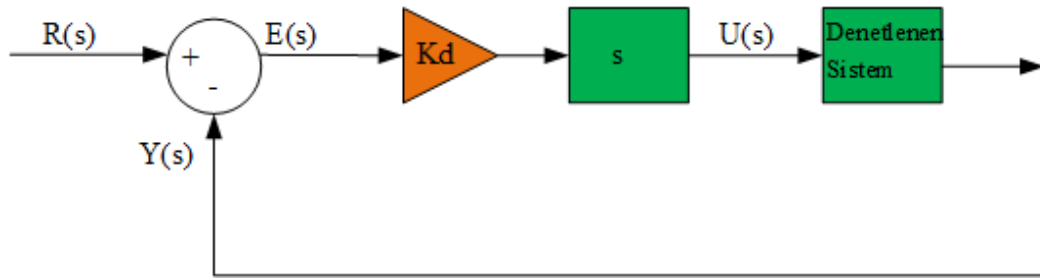
Integral kontrol dezavantajı;

- Kontrol süreci yavaştır.
- Sistemdeki 90° faz gecikmesine sebep olur.

1.4.3 Türevsel kontrol (D)

Türevsel etki, hata değişiminin ne kadar hızlı olduğunu algılayarak gerekli kontrol sinyali üretir. Hata değişimi referans değeri ve/ya sistem çıkış değeri tarafından kaynaklanan değişimdir. Hata değişim hızı arttıkça üst aşma değerinde de artış gözlenecektir. Türevsel etki yalnızca hata değişiminden etkilenir ve hata değişim hızından yararlanarak kontrolü düzenler. Türevsel etki sadece hata değişimiyle aktif olduğundan oransal etki ya da hem oransal hem integral etkiyle ilaveli kullanılır. Hiç bir zaman yalnız kullanılmaz. Denklem 1.42’de türevsel kontrol sinyali ifadesi açıklanmaktadır. Şekil 1.35’ te türevsel etki blok diyagramı gösterilmektedir.

$$u(t) = K_d(t) \frac{de(t)}{dt} \quad (1.42)$$



Şekil 1.35: Türevsel kontrol matematiksel modeli.

Türevsel etki avantajları;

- Sistemi daha kararlı bir hale getirir.
- Meydana gelebilecek hatayı önceden sezinler.
- Kalıcı durum hatası üzerinde etkisi yoktur.
- Hata değişiminin hızının büyüklüğüne bağlı olarak üst aşma değeri de artar. Uygun hata düzeyine ulaşmada türevsel etki uygundur.

Türevsel etki dezavantajları;

- Hiçbir zaman yalnız kullanılmaz.
- Hızlı hata değişimi ve kısa süreli çalışmalarda kullanılmaya uygundur.

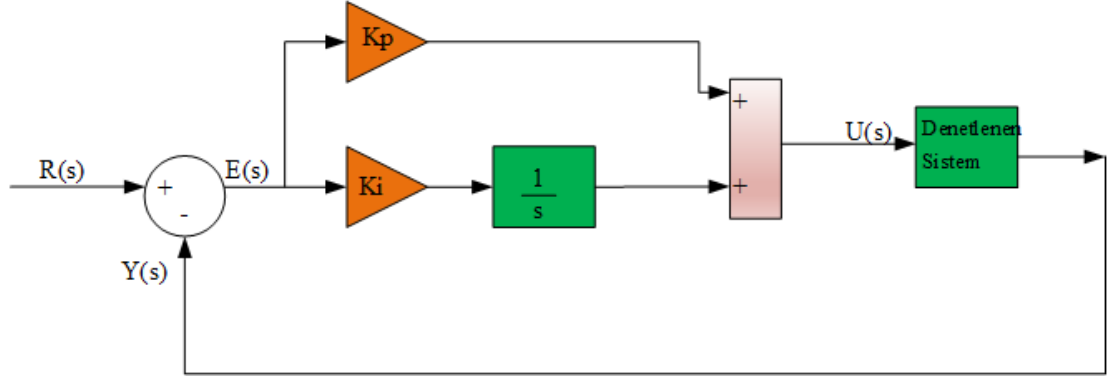
1.4.4 Oransal-integral kontrolü (PI)

PI kontrolü, mevcut hata girişini ve geçmiş hatayı kullanarak kontrol sinyali üreten bir kontrol türüdür. Geçmiş hataların toplamına anlık hatayı da ilave ederek kontrol sinyali üretir. Kararlı durum hatasını sifıra indirerek veya daha küçük bir tolerans sınırına indirerek sistemdeki ani değişimlerden hızlıca cevap elde etmeyi sağlar. Sistemin kararlılığı, örnekleme periyoduna ve kontrolcü katsayılarına bağlı olarak değişir [27].Denklem 1.43’de PI kontrol sinyali ifade edilmektedir.

$$u(t) = K_p(t).e(t) + K_i(t) \int_0^t e(t).d(t) \quad (1.43)$$

İntegral etki, kontrolörün işleyişinden belli bir zaman sonra aktifleşir. Oransal etki kısa bir sürede sistemin cevabını referans değerine yaklaştırdıktan sonra işleyişini kaybeder ve yerini integral etkiye bırakır. İntegral etki ise kararlı durum hatasını ortadan kaldırır ve sistem cevabını oransal etki kadar hızlı olmasa bile referans değerine oturarak kontrol sağlar.

İntegral etki kazanç değerini artırmak cevap hızını artırmakla beraber, fakat bu artış seviyesinin fazla olması sistem kararsızlığına sebep olur. Şekil 1.36’da PI kontrol matematiksel modeli sunulmaktadır.



Şekil 1.36 : PI kontrol matematiksel modeli.

PI kontrol avantajları;

- P kontrole göre maliyeti düşüktür.
- Oransal etkiye integrasyonun eklenmesi kontrol sistemindeki hatayı ortadan kaldırırır [28].

PI kontrol dezavantajı,

- Sistemin ilk başlamasında denetlenen değişken set değerini geçmesidir. Bu ilk salınımdaki yükselmeye üst aşım (overshoot) ve set değerinin altına düştüğü en düşük alçalmaya ise alt aşım (undershoot) denir. Sistemde meydana gelen bu türden ani darbelere engel olunamaz [29].
- Oransal etkiye integral etkinin ilavesi sistem cevap süresi daha da uzatır.
- Osilasyon periyodu oransal etkiye göre daha uzundur.

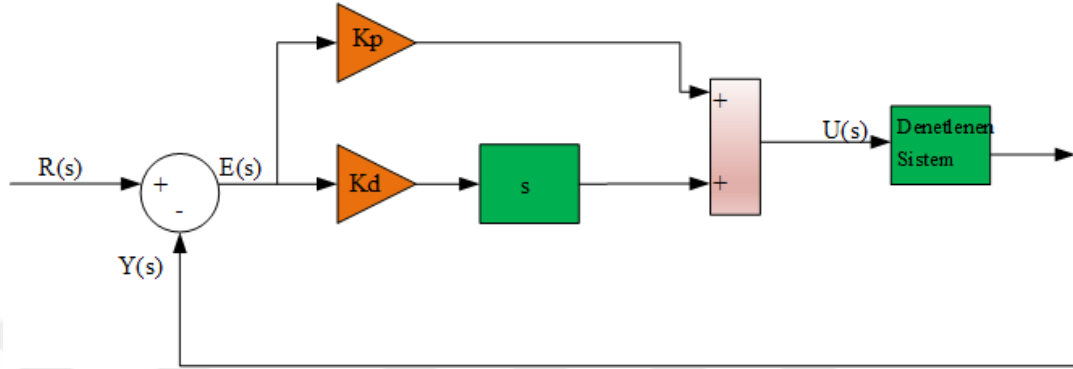
1.4.5 Oransal-türev kontrol(PD)

PD kontrol, oransal etkiye türev etkisinin eklenmesiyle oluşan kontrol türüdür. PD kontrolde referans sinyali ile sistem çıkışı arasındaki farkın türevi alınır ve daha sonra oransal etkiden geçer ve toplayıcıda oransal etki, türevsel etki toplanır. Böylece kontrol sağlanır. Fakat türevsel etkinin temel görevi üst ve alt aşım değerlerini küçültmektir [29]. Oransal kontrol yükselme zamanını düşürmeyi sağlarken, kalıcı durum hatası üzerine bir etkisi olmaz. Türev etkisi ise sistem kararlılığını artırmada, aşım azaltılmasında ve sistem geçici cevabının iyileştirilmesinde etkilidir [30].Şekil 1.37’de PD kontrol matematiksel modeli gösterilmektedir.

PD kontrolde türev etkisi nedeniyle sistem cevabı hızlıdır, aşım, yükselme ve oturma süreleri kısadır, sönüm fazladır. Oturma süresi durum hatasını etkilemez.

Ayrıca türev etkisinin az sönümlü ve kararsız sistemler üzerinde etkisi yoktur [31].Denklem 1.44 PD kontrol sinyali ifadesini belirtmektedir.

$$u(t)=K_p(t).e(t)+K_d(t) \frac{de(t)}{dt} \quad (1.44)$$



Şekil 1.37 : PD kontrol matematiksel modeli.

PD kontrol avantajları;

- Oransal kazanç fazladır.
- Osilasyonlar azdır.
- Ani yük değişimlerinden kaynaklanan hataları minimize etmede oldukça kullanışlıdır.

PD kontrol dezavantajları;

- Hata değişim hızı artışına paralel olarak üst aşım değeri de artar.

1.4.6 Oransal-integral-türev kontrol(PID)

PID kontrol, referans sinyali ile sistem çıkış değerini karşılaştırarak sistem hatasını bulur ve P,I,D etkileriyle ile birlikte sistemin ayarlanan referansta kalmasını sağlar. K_p , K_i ve K_d katsayıları sırasıyla oransal ,integral ve türev kazanç katsayılarını ifade etmektedir. $u(t)$ denetleyici çıkışı Denklem 1.45 ile formülize edilmektedir [32].

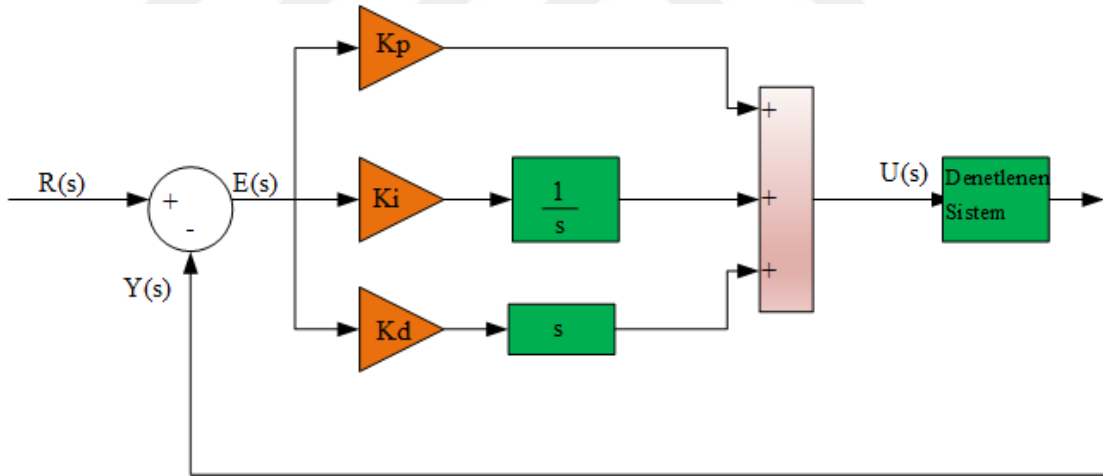
$$u(t)=K_p(t).e(t)+K_i(t)\int_0^t e(t).d(t)+K_d(t) \frac{de(t)}{dt} \quad (1.45)$$

Çizelge 1.1’de PID katsayılarının kapalı çevrim cevabına etkisi gösterilmektedir [33]. Şekil 1.38 ise PID kontrol matematiksel modelini ifade etmektedir. K_p transfer fonksiyonu, oransal kontrol etkisinin kazancıdır ve sistem hızına etki eder.Bu değer

artması sistemin cevap verme hızını artırırken, kalıcı durum hatasının olumsuz etkilenmesine neden olur. K_i/s transfer fonksiyonu integral etkisinin kazanç ifadesidir. Sistem hatasını minimize etmede kullanılır. $K_d s$ ise türev etkisinin transfer fonksiyonudur ve sistem cevabındaki sönümlemeyi artırmaya etki eder. Kalıcı durum hatası üzerinde çok fazla etkisi yoktur.

Çizelge 1.1 : PID katsayılarının etkisi.

Kontrolör	Yükselme Zamanı	Aşma	Oturma Zamanı	Kalıcı Durum Hatası	Kararlılık
K_p artarsa	Kısalır	Artar	Az değişir	Azalı	Azalı
K_i artarsa	Kısalır	Artar	Artar	Ortadan kalkar	Azalı
K_d artarsa	Az değişir	Azalı	Azalı	Az değişir	Artar



Şekil 1.38 : PID kontrol matematiksel modeli.

PID kontrol avantajı;

- Düşük maliyetlidir.
- Üzerinde fazlasıyla çalışma yapılmıştır.
- Kolay uygulanabilir.
- Ziegler-Nichols gibi metodlarla katsayıları bulunabilir.

- Türev eklenmesi salınımı azaltır ve cevap süresini kısaltır.

PID kontrol dezavantajı;

- Genellikle matematiksel model gerektirir.
- Lineer olmayan sistemlerde uygulamayı zorlaştırır.
- Gürültülü sistemler üzerine uygulamada zorluk yaşanır.
- Sistem modeli ne kadar karmaşıksa zorluk o kadar artar.

1.4.7 ON/OFF kontrol

En kolay kontrol metodudur. ON/OFF kontrolör iki konumludur, güç elemanı ya tam enerjilendirilir ya da enerji tamamen kesilir. Yani güç elemanı ya çalışır durumdadır ya da durmuştur. Bu kontrol türünde referans(set) değerinin üst ya da alt değerlerinde ayar değişkenini ya açar ya kapatır. Sistem çıkış değeri ile referans değeri arasında fark meydana geldiğinde kontrolör tahrik sistemi tam güç ile çıkış değerini referans değerine yaklaştırır. Sistem çıkışı iki konumda etkisini gösterecek şekilde değişir. Bu durum da sistem gecikmesinden dolayı salınımına sebep olacak ve sistem referans değeri etrafında salınacaktır. Salınımı önlemek için hata değerine göre değişen PI,PID gibi kontrolörler geliştirilmiştir.

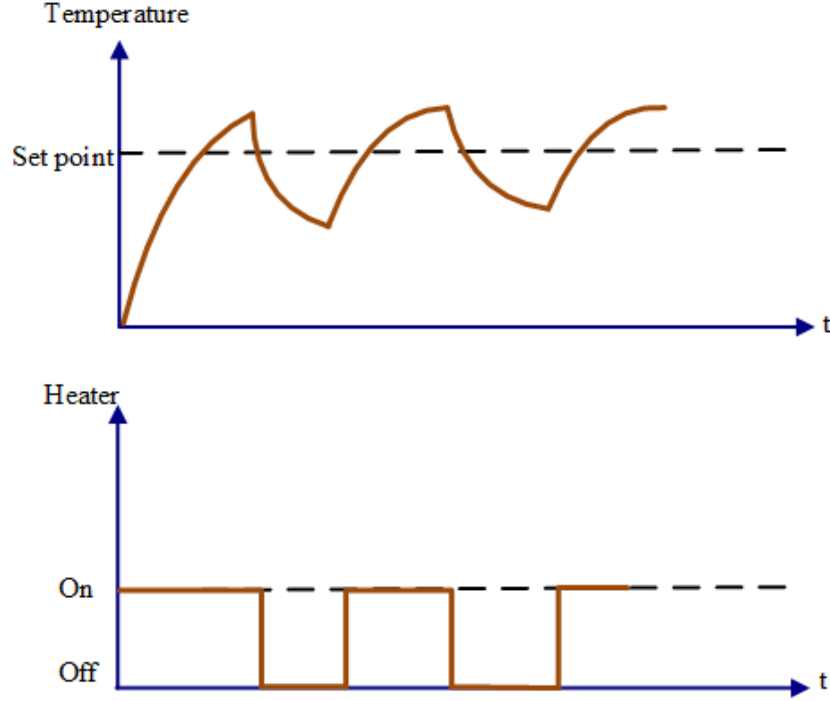
ON/OFF kontrolde elektriksel gürültü gibi etkenlerin neden olduğu osilasyonlardan dolayı, referans değerinde çok fazla açma kapama meydana gelir ve bu da kontrol elemanlarının zarar görmesine neden olur. Bu olumsuz durumu ortadan kaldırmak için geçişlerde sabit band oluşturulur. Kontrol edilen değişken sıcaklık, basınç, debi, sıvı seviyesi, hız gibi değişkenler olabilir. Şekil 1.39'da kontrol altındaki değişken sıcaklık olarak kabul edilmiştir. Bu eğriye göre sıcaklık artarken set değerini geçer geçmez enerjisi kesilmez, bir süre yükselir ve belirli bir değerden sonra kapanır ve sıcaklık düşer. Set değerinden biraz daha aşağıya bir miktar düştükten sonra tekrar açılır. Bu şekilde referans değerinin etrafında sabit band oluşur [34].

ON/OFF kontrol avantajları,

- En kolay kontrolör türüdür.
- Endüstriyel uygulamalar için uygundur, genellikle ısıtma sistemlerinde kullanılır.

ON/OFF kontrol dezavantajları;

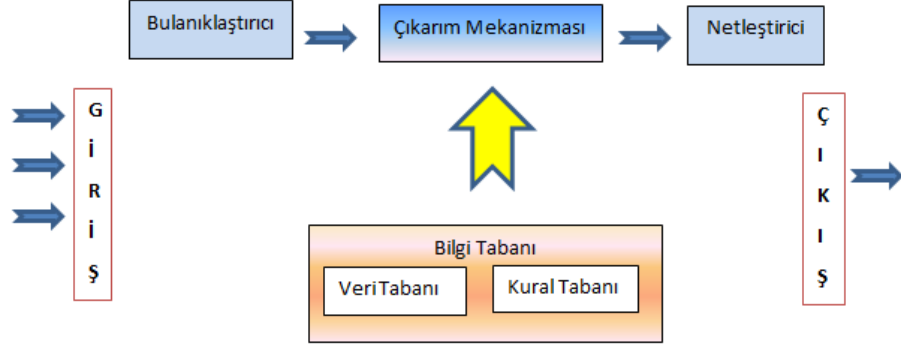
- Sistem çıkışı hiçbir zaman referans değerine sabitlenemez. Sistemde osilasyonlar oluşur. Osilasyonlar fazla enerji tüketimine neden olmaktadır.
- Çok amaçlı kullanımda yetersizdir.



Şekil 1.39 : ON/OFF kontrol eğrisi.

1.4.8 Bulanık mantık kontrol

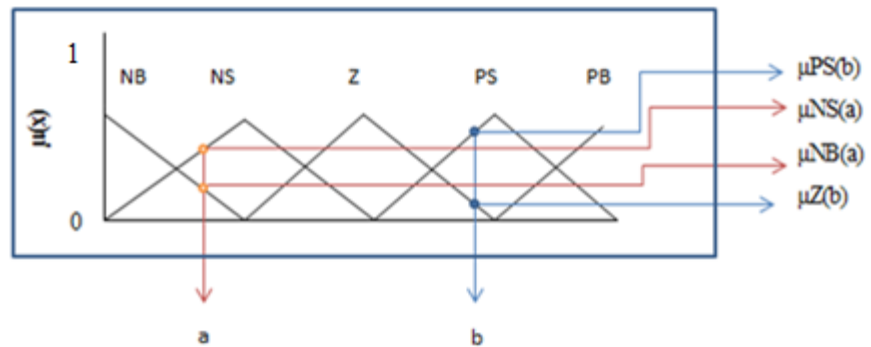
Bulanık denetim sistemleri, insan tecrübesinden, bilgilerinden faydalanarak elde edilen verilerle algoritmalar oluşturup, bu algoritmaların kural tabanlı olarak işlenmesine dayanır. Kural tabanında, giriş değişkenleri EĞER– O HALDE ifadesi yardımıyla uygun algoritmalara dönüştürülür. Bulanık mantıkta analitik fonksiyonlara, denklemlere, matematiksel modellere ihtiyaç duyulmaz, dilsel değişkenlere yer verilir. Bulanık mantık kontrol stratejisi, diğer kontrolör yöntemlerine göre daha basit, anlaşılır ve düşük maliyetli olmasından dolayı daha çok tercih edilmektedir. Bulanık mantık denetim sistemleri bulanıklaştırıcı, bilgi tabanı, kural işleme ünitesi ve durulaştırıcı olmak üzere dört kısımdan oluşur. Şekil 1.40 de bulanık mantık denetim sistemi bileşenleri gösterilmektedir.



Şekil 1.40 : Bulanık mantık denetim sistemi bileşenleri.

1.4.8.1 Bulanıklaştırıcı

Girişlerin bulanıklaştırıcıya uygulandığı bölüm olmasından dolayı denetim sisteminin ilk kısmını oluşturur. Kesin giriş değerleri ilk olarak bu bölümde bulanıklaştırılır yani giriş değerleri bu bölümde dilsel değişkenlere dönüştürülür. İlk aşamada bulanıklaştırıcıya gelen sayısal girişlerin, bulanık kümelerdeki üyelik derecesi belirlenir ve oluşturulan bulanık değerler çıkarım mekanizmasına aktarılır. Şekilde, a giriş sinyalinin NS VE NB bulanık kümelerinde, b giriş sinyalinin de Z ve PS bulanık kümelerinde üyeliğinin olduğu görülür. $\mu_{NS}(a)$ ve $\mu_{NB}(a)$ sırasıyla a sinyalinin oluşturduğu bulanık değerleri, $\mu_Z(a)$ ve $\mu_{PS}(a)$ ise b girişinin oluşturduğu bulanık değerleri temsil eder. Sonraki aşamada bu bulanık değerler çıkarım mekanizmasına işlenmek üzere gönderilir. Çıkarım mekanizmasında if thenelse biçiminde işleme sokulurlar. Bu işlemin sonucunda bulanık bir çıkış işareti elde edilerek netleştiriciye gönderilir. Bulanıklaştırıcıda elde edilen üyelik değerleri, aslında a ve b kesin girişlerinin ait oldukları bulanık kümedeki bulanıklık derecelerini ifade etmektedir [16]. Şekil 1.41’de bulanıklaştırıcı yapısı gösterilmektedir.



Şekil 1.41: Bulanıklaştırıcı yapısı.

1.4.8.2 Bilgi tabanı

Bulanık mantıkta bilgi tabanı diye ayrı bir bölüm yer almaz, ancak teoride kolay anlaşılabilmesi amacıyla veri ve kural tabanları birlikte bilgi tabanını oluşturur. Çıkarım ünitesi karar verme işlemlerinde, bilgi tabanına gidip, veri tabanından üyelik fonksiyonlarıyla ilgili bilgileri, kural tabanından ise değişik giriş değerleri için tespit edilmiş olan kontrol çıkışları bilgisini alır. Bu nedenle bilgi tabanı ve çıkarım sistemi koordineli olarak çalışır [35].

Bilgi tabanını, veri ve kural tabanları oluşturur. Kural tabanında insan tecrübe ve bilgisinden yararlanılarak, EĞER- O HALDE koşul cümlesiyle çeşitli kurallar oluşturulur, giriş ve çıkışlar arasında ilişki kurulur. Veri tabanı ise girişlerin NB, NS, Z, PS, PB gibi bulanık kümelerdeki üyelik fonksiyonlarını belirlemede kullanılır.

1.4.8.3 Çıkarım mekanizması

Çıkarım mekanizması, denetim sisteminin en önemli birimi olmakla beraber insan tecrübe, düşünce yeteneği ve uzmanlığına bağlı olarak ve bilgi tabanı ile senkronize olarak çalışır. Çıkarım mekanizması belirli bir zaman değeri için geçerli olan girişleri dikkate alarak bulanık kural tabanındaki her bir bulanık kuralın bu giriş değişkenleri için ne kadar ateşlendiğini tespit eder ve bulanık kuralları kullanarak çıkışları hesaplar [36]. Bulanık çıkarım sistemi farklı yapılarda olmaktadır. Bunlardan en çok tercih edilen Mamdani ve Sugeno çıkarım sistemidir.

Mamdani Çıkarım Sistemi: İnsan sezgi ve düşünce yapısına çok benzerdir. Bu çıkarım mekanizmasında giriş ve çıkış değerleri bulanıktır. Girişlerin ateşlediği kurallara göre, üyelik dereceleri hesaplanır. Bu kurallar if .. then biçimindeki önermelerden oluşur ve her bir kuralın sonucu bir bulanık kümede tanımlanmaktadır. Üyelik dereceleri, kuralların oluşturulduğu ve/ya bağlaçlarına göre max ve ya min operatörüne aktarılırlar. Eğer kurallar ‘ve’ bağlacıyla oluşturulmuşsa üyelik dereceleri ‘min’ operatörüne, ‘veya’ bağlacıyla oluşturulmuşsa ‘max’ operatörüne gönderilir. Bu operatörler, kendilerine gelen birçok değer arasından en küçüğü ya da en büyüğü döndürürler [37]. Her bir kural için elde edilen bulanık çıkış kümeleri, sistemde eşleşen bir sayı ile tekrar düzenlenir ve bunun sonucunda elde edilen bulanık kümelerin tamamı toplanıp, sonrasında netleştirilmek zorundadır [38]. Şekil 1.42’de a girişinin NS ve NB bulanık kümelerinde, b girişinin ise Z ve PS bulanık kümelerinde üyeliği olduğu görülmektedir. Girişlerin, bulanık kümelerde

sahip oldukları üyelik derecelerine göre, bulanık çıkış kümesinde de üyelik derecesi vardır. Bulanık çıkış kümesinde a ve b giriş değerlerinin uygun olduğu üyelik derecesi insan deneyimlerinden yararlanarak elde edilir. Bilgi tabanındaki kurallar analiz edilerek, bulanık çıkışlar elde edilir. Daha sonra oluşturulan bulanık çıkışlar, nihai sonuç elde etme üzere netleştiriciye aktarılır.

Şekil 1.42’de a ve b girişleri için dört adet bulanık çıkış oluşturulur ve çıkışların netleştiricideki işlemlerinin ardından kesin sonuç elde edilir. Çıkarım mekanizmasındaki kurallar şu şekildedir:

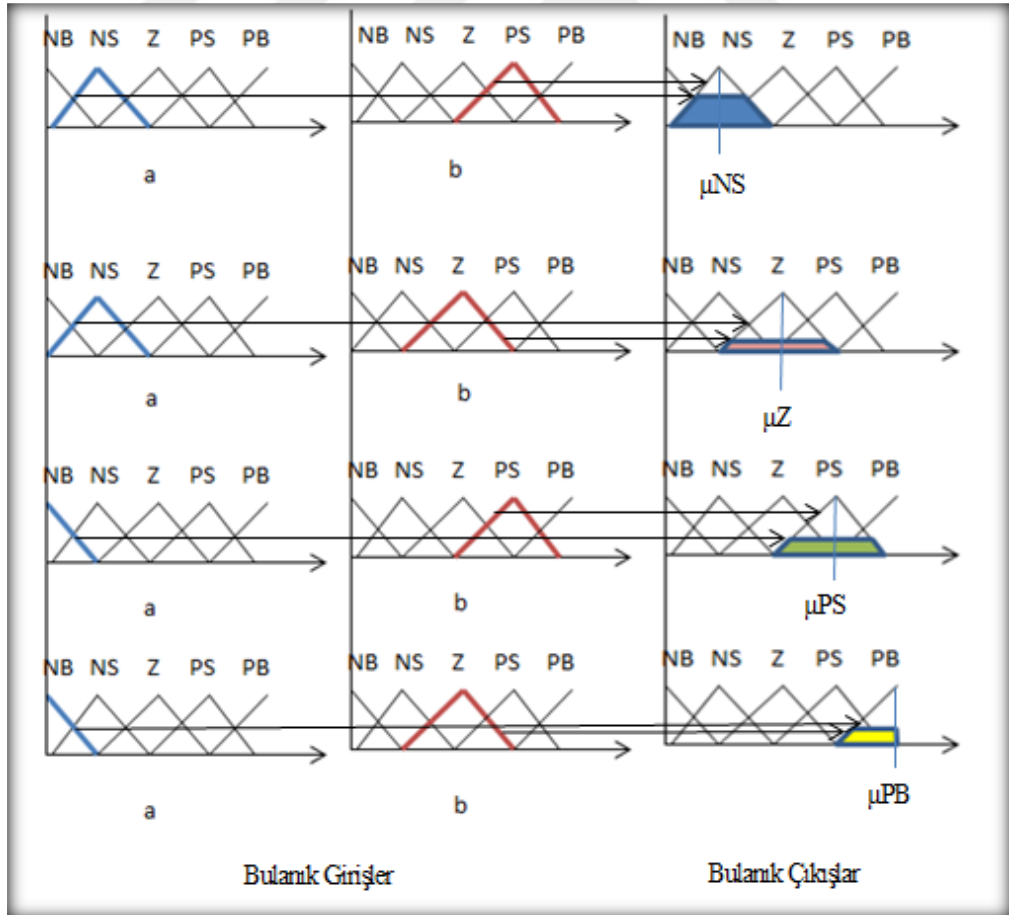
EĞER (a= NS) ve (b=PS) O HALDE bulanık çıkış μ_{NS} ,

EĞER (a= NS) ve (b=Z) O HALDE bulanık çıkış μ_Z ,

EĞER (a= NB) ve (b=PS) O HALDE bulanık çıkış μ_{PS} ,

EĞER (a= NB) ve (b=Z) O HALDE bulanık çıkış μ_{PB}

Her bir koşul cümlesi, bir kuralı ifade eder.



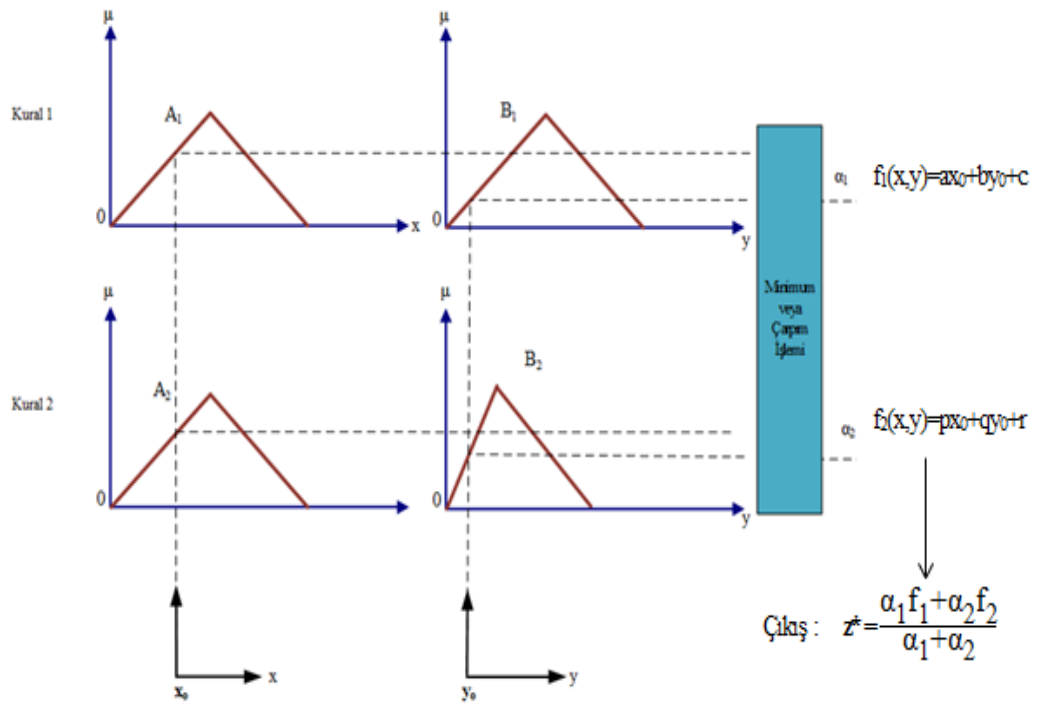
Şekil 1.42: Çıkarım mekanizmasında kuralların işlenişinin bulanık küme gösterimi.

Takagi-Sugeno Çıkarım Sistemi: Mamdani çıkarım sisteminde çıkış bulanık değerlerden oluşurken, Sugeno çıkarım sisteminde çıkış değeri bir fonksiyondur. Bu nedenle bu çıkarım sistemi hem matematiksel hem de sözel model olarak düşünülebilir. Şekil 1.43’de iki giriş ve tek çıkış değişkenli Sugeno çıkarım sistemi modeli gösterilmektedir. Model iki kuraldan oluşmaktadır. Bunlar;

Kural 1: Eğer $x \in A_1$ ve $y \in B_1$ ise o halde $z = f_1(x,y)$ ’dir.

Kural 2: Eğer $x \in A_2$ ve $y \in B_2$ ise o halde $z = f_2(x,y)$ ’dir.

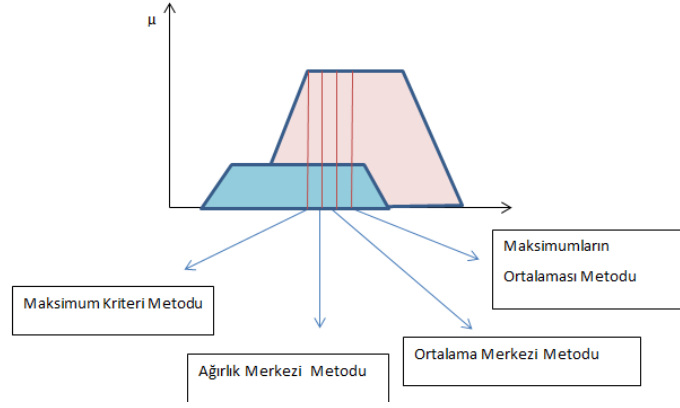
olarak ifade edilebilir [36].



Şekil 1.43 : Takagi-sugena çıkarım sistemi modeli.

1.4.8.4 Netleştirici

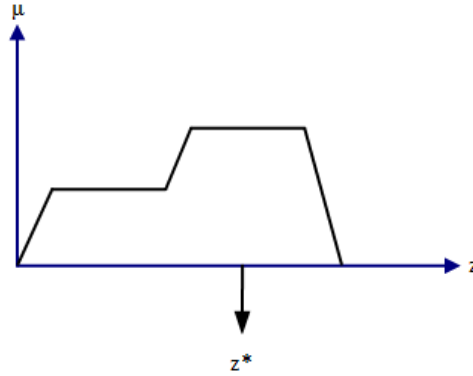
Bulanık denetim sisteminin nihai kısmıdır. Çıkarım merkezinden gelen bulanık çıkışlar, bu bölümde değerlendirilip net sonuçlar elde edilir. Şekil 1.44 netleştirici metotları gösterilmektedir. Uygulamalarda en çok tercih edilen yöntem maksimumların ortalaması ve ortalama merkezi yöntemleridir.



Şekil 1.44 : Netleştirici metotları.

Centroid (Ağırlık Merkezi) Çıkarım Modeli: Bu netleştirici metodu Mamdani çıkarım yönteminde en yaygın olarak kullanılan netleştirici yöntemlerinden biridir. Bu metodda bulanık çıkarım mekanizması sonucunda elde edilen alanların ağırlık merkezi belirlenir. Kural tabanından gelen üyelik değerlerinin, bulanık çıkış kümelerinde denk geldiği alanlar toplanır. Toplanan alanların ağırlık merkezi hesaplanır ve net çıkış elde edilir [36]. Şekil 1.45 ağırlık merkezi netleştirici yöntemi fonksiyonunu göstermektedir. Hesaplama Denklemleri 1.46 kullanılmaktadır.

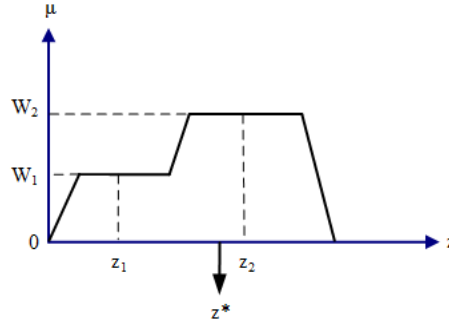
$$z^* = \frac{\int \mu_c(z)zdz}{\int \mu_c(z)dz} \quad (1.46)$$



Şekil 1.45 : Ağırlık merkezi netleştirici yöntemi.

Ağırlık Ortalaması Netleştirici Yöntemi: Bu yöntem yalnızca simetrik çıkışlı üyelik fonksiyonları için kullanılmaktadır. Her bir simetrik üyelik değerinin maksimum değeri belirlenerek, ortalamaların alınmasıyla yapılmaktadır ve Denklem 1.47 kullanılarak çıkış değeri hesaplanır [35].

$$z^* = \frac{\sum \mu_c(z)z}{\sum \mu_c(z)} \quad (1.47)$$

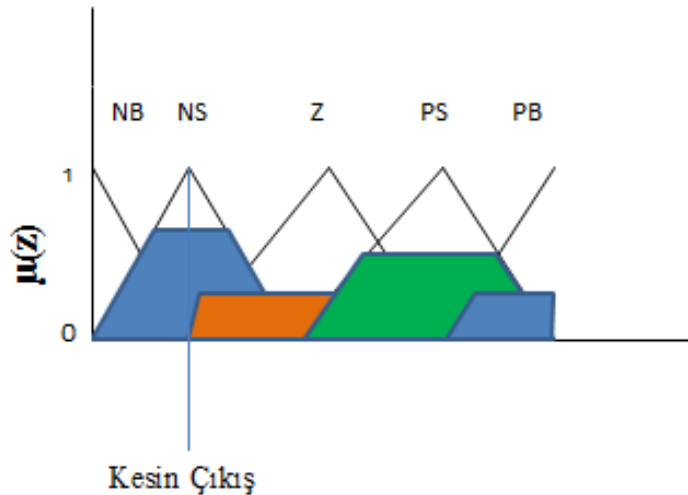


Şekil 1.46 : Ağırlık ortalaması netleştirici yöntemi.

Şekil 1.46'de verilen fonksiyona göre ağırlık ortalaması netleştirici yöntemi kullanılarak Denklem 1.48 ile net çıkış elde edilir.

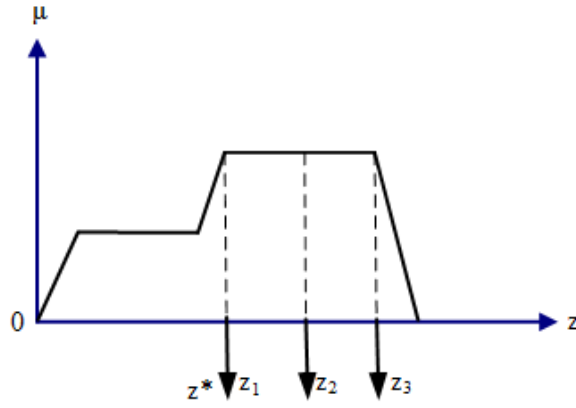
$$z^* = \frac{w_1 \cdot z_1 + w_2 \cdot z_2}{w_1 + w_2} \quad (1.48)$$

Maksimumların Ortalaması Metodu: Bu metotta en büyük üyelik derecesine sahip çıkış değerlerinin ortalaması hesaplanarak bulunur. Örneğin, Şekil 1.47'de NS bulanık kümesi kesin çıkışın ait olduğu kümedir. NS bulanık kümesi; NB, NS, Z, PS ve PB bulanık kümeleri arasında en yüksek üyelik derecesine sahip olup, bu kümedeki en büyük üyelik derecesi nihai sonuç değerini verir.



Şekil 1.47 : Maksimumların ortalaması metoduna göre netleştirici yöntemi.

Maksimum Netleştirici Metodu: Bu netleştirici yönteminde kural tabanından gelen üyelik değerlerinin, bulanık çıkış kümelerinde denk geldiği alanlar toplanır. Birleştirilmiş alanlar içerisinde en yüksek üyelik derecesine sahip olan aralık belirlenir. Daha sonra üç farklı yöntem kullanılarak netleştirme yapılır. İlk metotta en büyük üyelik derecesine sahip aralığın ilk değeri, ikinci metotta bu aralıktaki orta değer ve üçüncü metotta da aralığın son değeri net sonuç değeri olarak elde edilir. Şekil 1.48 maksimum kriteri netleştirici yöntemi ile çıkış değerinin elde edilmesini göstermektedir [36].



Şekil 1.48 : Maksimum netleştirici metodu.

1.4.8.5 Bulanık Mantığın Avantajları

Avantajlar;

- 1.Kontrol stratejisi anlaşılır ve kolay uygulanabilirdir.
- 2.Karmaşık programlara ihtiyaç duymaz, bu nedenle düşük maliyetlidir.
- 3.Güvenilir ve yüksek verime sahiptir.
- 4.Belirsizliklerden net sonuç elde etmeyi sağlar.
- 5.Formül ve analitik denklemler ile sistem kontrolünü karmaşıklaştırmaz.
- 6.Giriş ve çıkış değerleri için sınırlama yoktur. Dolayısıyla birçok giriş ve çıkış arasında analiz yapmak mümkündür.
- 7.Denetlenen sistemin karmaşık olması çalışma hızını etkilemez.
- 8.Doğrusal olmayan fonksiyonlar modellenabilir.
- 9.Giriş değerleri az ise, oluşturulacak kuralların da az olmasından dolayı daha kısa zamanda sonuç elde edilir.

10. Direkt kullanıcı girişini mümkün kılar.
11. Belirlenmiş bir mantığa sahip bütün sistemler için uygundur.
12. Sistem kararlılığını sağlar.
13. Matematiksel modele ihtiyaç duymaz.
14. Sözel ifadeler ve aralarındaki mantıksal ilişkiyle şekillenir.
15. İnsan düşünce yapısı kelimeleri işlemeye odaklıdır, herşeyi sayılardan ziyade kelimelerle ifade eder. Bulanık mantık da aynı şekilde insan düşünme kabiliyetine çok yakındır.
16. Diğer kontrol yöntemleriyle uyumlu olarak çalışabilir.

Bulanık mantık denetiminin her uygulama için daha iyi sonuç vermesi beklenemez. Fakat, klasik yöntemlere göre daha güvenilir olduğu ve problem çözümünde, diğer metotlara göre daha iyi performans sağladığı açıktır.

Dönüştürücüler farklı şekillerde kontrol edilmektedir. Her kontrol türü birbirine kıyasla avantaj ve dezavantajları sahiptir. Kontrol sistemlerinde DC-DC dönüştürücülerde kullanılan kontrol tekniklerinin verimini artırma üzerinde çalışılan bir konu olmakla beraber, analog kontrol metodlarının matematiksel modelleme ve donanım zorluğu gibi olumsuzlukları mevcuttur. Bunun nedeni nonlineer sistemlerde karmaşık matematiksel modele sahip kontrolcü yapımının önemli bir sorun teşkil etmesidir. Bu sorun, her türlü mühendislik uygulamasında kullanılabilen bulanık mantığın, DC-DC dönüştürücülere de uygulanmasıyla ortadan kalkmıştır. Çünkü, bulanık mantık karmaşık matematiksel modele ihtiyaç duymadan sayısal kontrolcü aracılığıyla çözüm olmuş ve donanım maliyeti bakımından da avantaja sahip olmuştur. Bulanık mantık, DC-DC dönüştürücüyü kontrol eder ve düşük maliyetlerin yanı sıra daha iyi bir performansa sahiptir. Klasik kontrolörler, hız ve yük değişimlerinde aşım ve dalgalanmalara sebep olmaktadır [39,40]. Bulanık mantık, yük ve giriş gerilimi değişimi gibi durumlarda hızlıca referans gerilimine ulaşarak sistemi klasik kontrolörlere göre daha kararlı bir hale getirmektedir.

Endüstriyel bir süreç denetiminden sistemin kararlılığını sağlması, sistem performansının istenilen değerlere çıkarılması yatırım ve işletme açısından ucuz olması gerekliliğini karşılayan bir yaklaşım olarak bulanık mantık denetimi önem arz etmektedir [41].

Bu çalışmada, sağladığı büyük avantajlardan dolayı 2 kademeli SC hücreli DC-DC yükseltici dönüştürücü tercih edilmiş ve sonraki adımda bulanık mantık kontrolörü uygulanmış ve incelenmiştir.



2.TASARIM

2.1 Önerilen Dönüştürücünün Yapısı

Gerilim kazancını artırmak amacıyla dönüştürücüye ilave bağlantılar yapmak topolojinin karmaşıklaşmasına ve maliyetin yükselmesine neden olmaktadır. İzole edilmemiş anahtarlama modlu DC-DC dönüştürücünün çıkış düzeni mükemmeldir, ancak gerilim kazancı yüksek bir verimlilik elde etmek için yeterli değildir. Bu çalışmada 2 kademeli SC hücresi temel yükseltici dönüştürücü yapısına entegre edilmiştir. Önerilen dönüştürücüdeki temel yaklaşım, anahtarlama modlu DC-DC dönüştürücülere birden fazla kapasitör sokmaktır. Anahtar kapalı olduğunda, indüktörden serbest bırakılan enerji, kapasitörleri paralel olarak şarj etmek için kullanılır. Anahtar açıkken, kapasitörler yükü beslemek için seri olarak bağlanır. Böylece, gerilim kazancı artar ve görev döngüsü azalır, bu da anahtarın dalgalanma akımı ve anahtar iletim kaybının azalmasını sağlar, böylece verim yükselir [7]. Ayrıca, gerilim kazancı devre yapısı ile önceden belirlenebilir. Anahtarlama kapasitör yapısının anahtarlama modlu DC-DC dönüştürücülere dahil edilmesi, gerilim regülasyonunu sağlar, gerilim kazancı ise uygun görev döngüsü ile önemli ölçüde artırılabilir [42]. Önerilen dönüştürücü daha yüksek gerilim kazancı gerektiren uygulamalar için kademe sayısı artırılabilir, fakat kademe artışı verimliliğin düşmesine sebep olacaktır.

Devre topolojisinde tek anahtar kullanılmasından dolayı, sadece bir kontrol devresi kullanılması yeterli olacaktır. Önerilen dönüştürücüde bulanık mantık kontrolörü entegre edilmiştir. Kontrol devreleri, değişken yük ve giriş gerilimi gibi koşullarda çıkış gerilim seviyesini arzu edilen değerde sabit tutmak için önemlidir.

2.1.1 Önerilen dönüştürücü avantajları ve tercih sebepleri

İlk bölümde çeşitli DC-DC yükseltici yapıları gösterilmiştir. Klasik yükseltici dönüştürücüler yüksek gerilim kazancı elde etmek için yetersiz kalmaktadır. Bunun nedeni gücü yükseltmek için frekansın artırılması buna bağlı olarak da anahtarlama

kayıplarının artmasıdır. Anahtarlama kayıplarının artması da dönüştürücünün endüktans değerinin düşmesine dolayısıyla gerilim kazancının azalmasına neden olmaktadır. Gerilim kazancını artırmak için kuplaj indüktörlü dönüştürücüler tercih edilmektedir. Fakat bu dönüştürücülerin de gerilim stresi ve sızıntı akımları gibi dezavantajları verimin düşmesine sebebiyet vermektedir. Aralıklı dönüştürücülerde kademe sayısının artmasıyla beraber kullanılan anahtar sayısı da artmaktadır ve her anahtarın ayrı ayrı kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu da sistem karmaşıklığının ve maliyesinin artmasına sebep olmaktadır.

Bu önerilen sistemde yükseltici dönüştürücü topolojisi seçilmiştir. Yükseltici dönüştürücü, yüksek verimlilikle güç işleme yeteneğine sahiptir. Ayrıca, giriş tarafında indüktörün varlığından dolayı daha az giriş dalgalanma oranına sahiptir. Böylece giriş filtresi ihtiyacı azalır. Dolayısıyla yükseltici dönüştürücü kolayca ve daha az maliyetli olarak uygulanabilir [43].

Dönüştürücü devre elemanları üzerinde parazitik endüktanslar yer alır. Bu istenmeyen bir durumdur. Devre ne kadar iyi tasarlanmış olsa da, anahtarlama elemanlarının, bağlantı noktaları ve iletkenlerin sahip olduğu bu endüktif etkinin, anahtarlama frekansının artırılması ile birlikte etkinliği artacaktır. Anahtarın kesim moduna geçişi sırasında endüktans içindeki akımda oluşan ani düşüş nedeniyle gerilimde istenmeyen aşımalar meydana gelir. Bu da kayıplara neden olduğu gibi, tasarımı iyi olmayan dönüştürücülerde aşım değerleri daha fazla olacağından kullanılan komponentlerin zarar görmesine neden olur [47].

Klasik DC-DC yükseltici dönüştürücüler yükseltme oranı yüksek olan uygulamalarda kullanılmaz. İdeal olarak, geleneksel bir yükseltici dönüştürücüde görev döngüsü 1'e ulaştığında, yükseltme dönüşüm oranı sonsuz olur. Bununla birlikte, yüksek kazanç kapasitör, indüktör, güç anahtarı ve direnç ile sınırlıdır, çünkü aşırı görev döngülerinde elektromanyetik girişim (EMI) ve geri kazanım sorunlarıyla karşılaşılır. Ayrıca, dönüştürücünün kaçak endüktansı, güç anahtarında yüksek kayıplara ve aşırı gerilim yükselmelerine neden olacaktır. Bu nedenle, birçok çalışma geleneksel bir yükseltici devresinin eksikliklerini gidermek için farklı bir yaklaşımlar geliştirmiştir [45].

Dönüştürücüde kaskad bağlantı kullanılması verimde düşüğe neden olmaktadır. Bunun nedeni artan kademe sayısı ile beraber kullanılan eleman sayısı ve

dönüştürücü boyutunun da büyümesidir. Dolayısıyla dönüştürücü kontrolü karmaşıklaşır, maliyet artar.

İzole edilmiş DC-DC dönüştürücüler, transformatörün dönüşüm oranının artırılmasıyla dönüştürücünün gerilim kazancının da yükseldiği dönüştürücülerden biridir. Buna rağmen, kaçak endüktans, yüksek maliyetler ve transformatör boyutunun büyüklüğü gibi sınırlamalar nedeniyle güç anahtarlarında gerilim yükselmeleri gibi bazı dezavantajlar vardır. Dönüştürücünün endüktansı yüksek gerilim kazançlarında da artacaktır, bu da büyük geçici tepki süresine neden olacaktır [46].

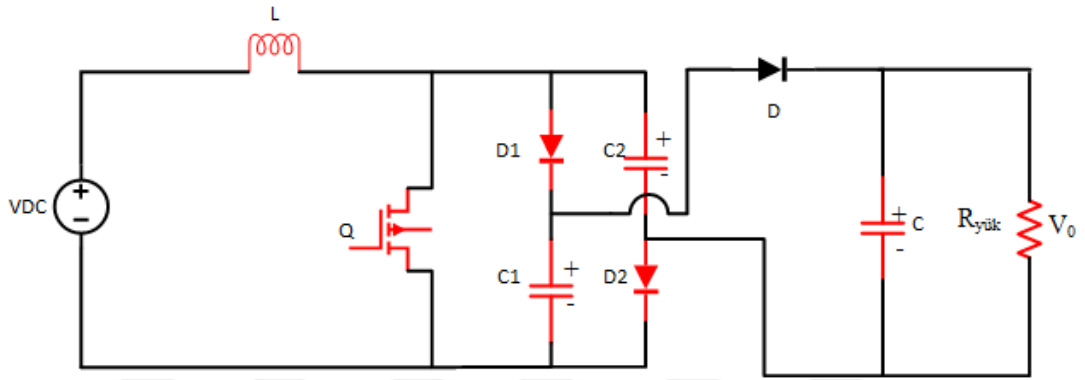
Bu dezavantajlar, kolay kontrol edilebilir, az elemanlı, çok daha verimli bir dönüştürücüye olan ihtiyacı artırmıştır. 2 kademeli SC hücreli yükseltici dönüştürücü yüksek step-up DC-DC dönüştürücü türlerinden biridir. Bu çalışmada bulanık mantık kontrolör kullanılmış ve 2 kademeli SC hücreli yükseltici dönüştürücüye uygulanmıştır. Önerilen dönüştürücü, aşırı görev döngüsü olmadan gerilim kazancını büyütme için alternatif bir yöntem sağlar. Ayrıca dönüştürücü gerilim stresini azaltarak verimi artırabilir. Önerilen dönüştürücü indüktör akım dalgalanmasını minimize eder. Önerilen dönüştürücü topolojisi bir anahtar, bir indüktör, bir kondansatör, anahtarlama kapasitör kısmında iki kapasitör ve iki diyottan oluşmaktadır. Önerilen dönüştürücü fotovoltaik uygulamalarda kolay entegre edilebilir.

Yapı, daha yüksek gerilim kazançları elde etmek amacıyla güç anahtarındaki ve güç diyotlarındaki gerilim stresini azaltmak için daha fazla SC bloğu eklemeye yeteneğindedir. Bir SC bloğunun kullanılması, anahtar bileşenleri üzerindeki gerilimin azaltılmasını sağlar. Önerilen dönüştürücünün genel yapıları, sadece daha yüksek DC gerilim kazancı sağlamakla kalmaz, aynı zamanda güç MOSFET üzerinde daha az stres elde eden daha fazla SC katmanı uygulanmasına izin verir. Önerilen dönüştürücü konvansiyonel dönüştürücüye kıyasla aynı çıkış geriliminin daha düşük bir görev çevriminde elde edilmesini sağlarken, dönüştürücü genel akım seviyelerinde bir azalmaya ve dinamik kayıpların sınırlandırılmasına ve verimliliğin artırılmasına imkan verir. Geliştirilen dönüştürücü, konut PV uygulamaları için oldukça verimli ve pratiktir [5]. Önerilen yapının gerilim kazancı, geleneksel bir dönüştürücüye göre 2 kat daha büyüktür.

2.1.2 Önerilen dönüştürücünün işleyişi

Tasarlanan yükseltici dönüştürücü, klasik yükseltici dönüştürücüye 2 kademeli anahtarlama kapasitör (SC) hücresi eklenerek oluşturulur. 2 kademeli SC hücreli yükseltici dönüştürücüler klasik yükseltici dönüştürücülere göre aynı görev döngüsü için daha fazla çıkış gerilimi elde etmeyi sağlar [42]. Görev döngüsünü kısaltarak, giriş akımı dalgalanmasını azaltır ve bu sayede iletim kayıpları azalmış olur [42].

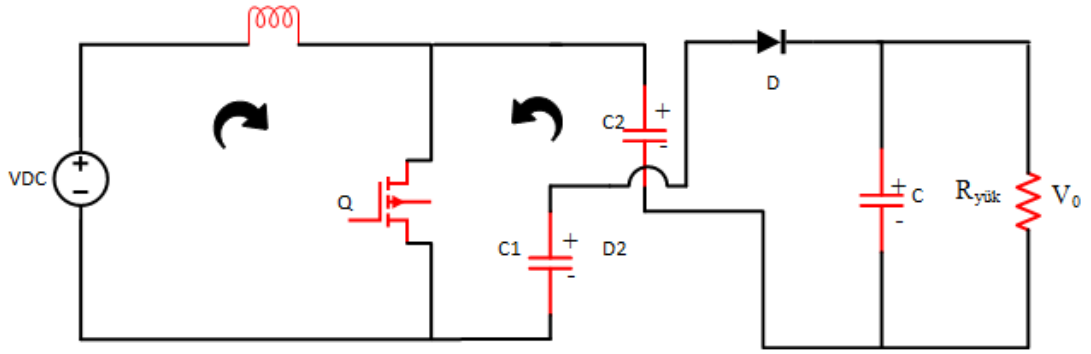
Şekil 2.1'de tasarlanan yükseltici dönüştürücü topolojisi gösterilmektedir ve iki diyot-kapasitör çifti, bir çıkış kapasitörü, bir indüktör, bir anahtarlama elemanından oluşmaktadır.



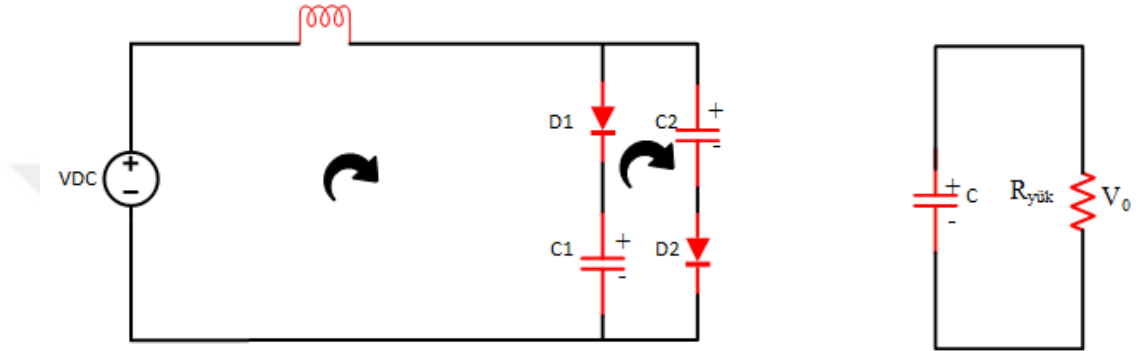
Şekil 2.1 : Önerilen yükseltici dönüştürücü topolojisi.

Tasarlanan dönüştürücü, indüktör sürekli iletimdeyken iletim ve kesim olmak üzere iki moda çalışır. V_{C1} , C_1 kapasitör gerilimi; V_{C2} , C_2 kapasitör gerilimi; i_L ise indüktör akımını temsil etmektedir. İletim ve kesim modu devre şemaları, kararlı durum dalga şekilleri Şekil 2.2, Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'de sırasıyla gösterilmiştir.

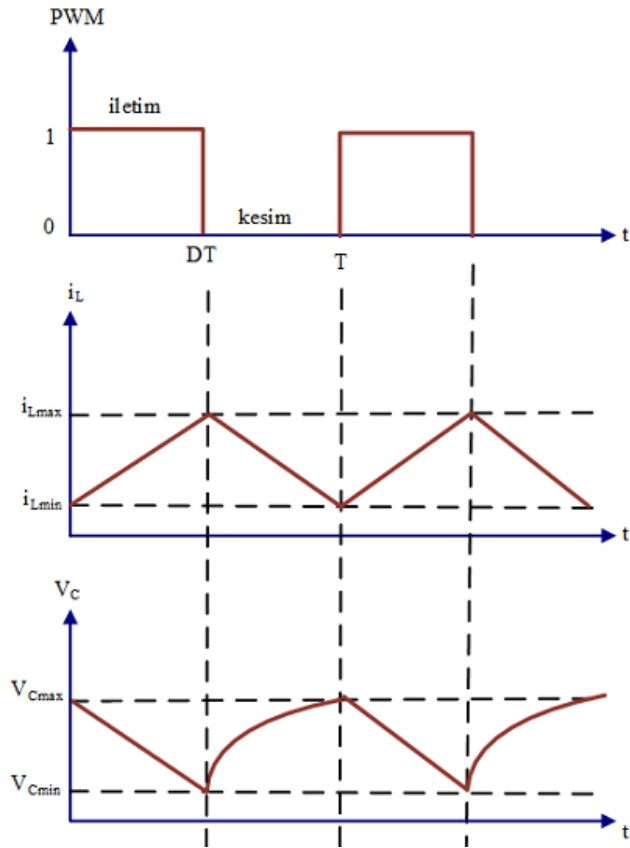
Anahtar iletim durumundayken (0-DT) gerilim kaynağı indüktörü enerjilendirir. C_1 ve C_2 kondansatörleri, yükü MOSFET aracılığıyla beslemek için seri kombinasyon oluşturur. Bu kombinasyondan dolayı C_1 ve C_2 kapasitörleri üzerlerindeki gerilim yarıya düşer. Anahtar kesim durumundayken (DT-T) enerjilenmiş olan indüktör C_1 ve C_2 kondansatörlerini D_1 ve D_2 diyotları üzerinden şarj eder ve C kondansatörü ise yükü besler [42].



Şekil 2.2 : Önerilen yükseltici dönüştürücü iletim durumu.



Şekil 2.3 : Önerilen yükseltici dönüştürücü kesim durumu.



Şekil 2.4 : Önerilen yükseltici dönüştürücü kararlı durum dalga şekilleri.

Şekil 2.5 ve Şekil 2.6 anahtarın iletim ve kesim durumlarındaki eşdeğer devre modellerini göstermektedir. Anahtar iletim durumundayken anahtarlamalı kapasitörler seri olarak bağlanır ve yüke kondansatörler üzerinden gerilim verilir. Kondansatörler seri bağlandığında toplam çıkış geriliminin yarısı ($V_o/2$) anahtarlamalı kapasitörler boyunca düşer, diğer yarısı ise yüke aktarılır. Burada $V_{C1}=V_{C2}$ 'dir. R_{D1} ve R_{D2} 'deki gerilim düşüşü, zıt kutuplar nedeniyle birbirlerinin etkisini iptal eder. Anahtar kesim durumundayken ise C kapasitörü yükü beslerken, R_L indüktörü ise paralel bağlantıdaki C_1 ve C_2 kapasitörlerini besler. Görüldüğü gibi, Şekil 2.5' teki gerilim devresindeki $V_{C1}+V_{C2}$ kapasitörlerinin paralel kombinasyonu üzerindeki gerilim, çıkış kondansatörü V_{C_o} 'daki gerilime eşit olur ve Denklem 2.1 yazılabilir [6].

$$V_{C1}+V_{C2}=V_{C_o} \quad (2.1)$$

VSF (Volt Second Balance) ve CCB (Current Charge Balance) den yararlanılarak indüktör gerilim ve çıkış kondansatörü akım denklemleri sırasıyla Denklem 2.2 ve Denklem 2.3 ile ifade edilir. Burada V_o çıkış gerilimi, I indüktör akımı, V_{DC} giriş gerilimi, D görev döngüsü, $R_{yük}$ yük direnci, R_D diyot direnci, V_D diyot eşik gerilimi, R_L bobin direnci, R_Q güç anahtarı direncini temsil etmektedir.

$$V_L \text{ için } \longrightarrow D.(V_{DC}-I.R_L-I.R_{on})+(1-D).(V_{DC}-I.R_L-2V_D-2I.R_D-V_o/2)=0 \quad (2.2)$$

$$i_c \text{ için } \longrightarrow D.(-V_o/2R_{YÜK})+(1-D).(I-V_o/2R_{YÜK})=0 \quad (2.3)$$

Dönüştürücü iletim ve kesim durumlarındaki bobin gerilimleri toplamı Denklem 2.4 ve aynı durumlarda kondansatör akım değerleri toplamı Denklem 2.5 ile gösterilmektedir.

$$V_{DC} - I.R_L - I.D.R_{on} - (1-D).V_D - 2I.(D-1).R_D - 2(1-D).V_D - (1-D)V_o/2=0 \quad (2.4)$$

$$I.(1-D) - (V_o/2R_{load}) = 0 \quad \longrightarrow \quad I = \frac{V_o}{R_o(1-D)} \quad (2.5)$$

I indüktör akımı Denklem 2.4' te yerine yazılarak gerekli düzenlemeler yapıldığında gerilim kazancı (G) için Denklem 2.6 elde edilir ve parazitik etkiler ihmal edildiğinde genel ifade Denklem 2.7 ile ifade edilebilir.

$$G = \frac{V_o}{V_{DC}} = \left(\frac{2}{(1-D)} \right) \left(1 - \frac{2(1-D)V_D}{V_{DC}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{R_L + D.R_{on} + 2R_D(1-D)}{(1-D)^2.R_{yük}}} \right) \quad (2.6)$$

$$G = \frac{2}{1-D} \quad (2.7)$$

Verim denklemi ise Denklem 2.8 ile bulunur.

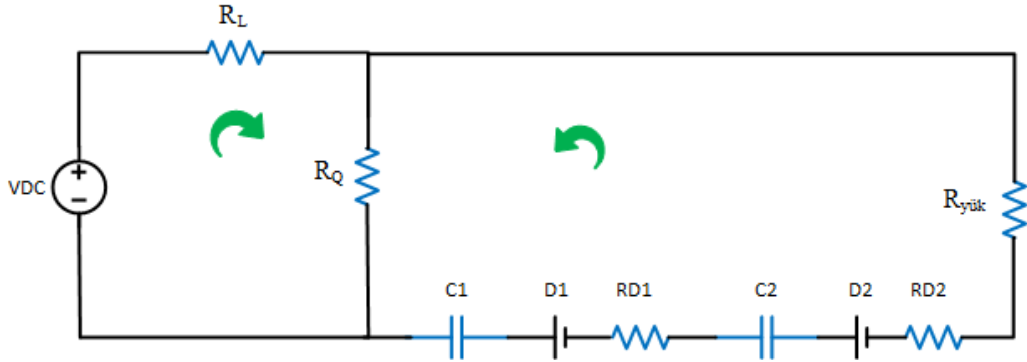
$$\eta = (1-D) \frac{V_{C1,2}}{V_{DC}} \quad (2.8)$$

$V_{C1} = V_{C2} = V_0/2$ olduğundan verim Denklem 2.9 olarak ifade edilebilir [42].

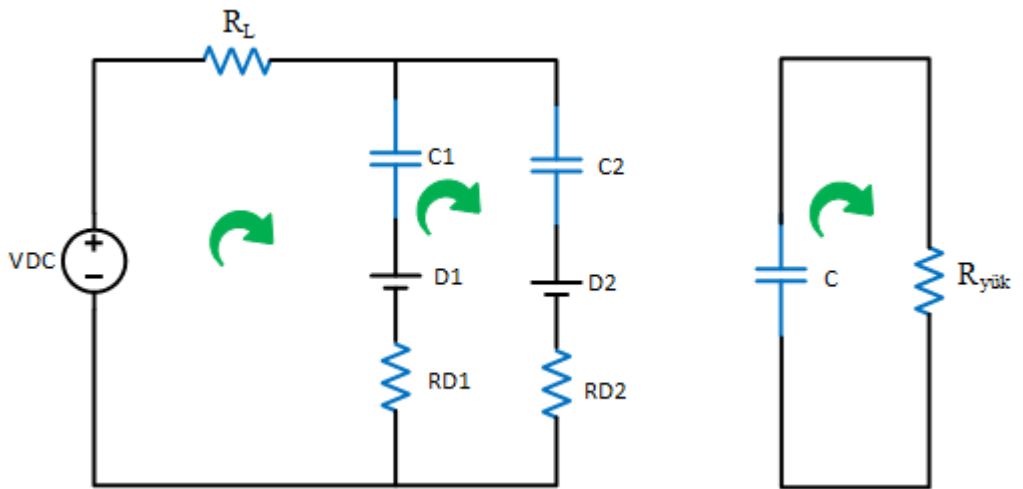
$$\eta = (1-D) \frac{V_0}{2V_{DC}} \quad (2.9)$$

Buradan Denklem 2.10 yazılabilir.

$$\eta = \left(\frac{\left(1 - \frac{2(1-D)V_D}{V_{DC}}\right)}{1 + \frac{R_L + DR_{on} + 2R_D(1-D)}{(1-D)^2 \cdot R_{yük}}} \right) \quad (2.10)$$



Şekil 2.5 : Önerilen yükseltici dönüştürücü iletim durumunda eşdeğer devre modeli.



Şekil 2.6 : Önerilen yükseltici dönüştürücü kesim durumunda eşdeğer devre modeli.

2.2 Önerilen Dönüştürücünün Küçük Sinyal Analizi

Bu bölümde, önerilen dönüştürücünün küçük sinyal modeli kullanılarak analiz edilmiştir. Hesap kolaylığı için MOSFET'in drain-source gerilim değeri V_{O1} olarak alınmıştır ve yapının SC bölümü konverterin gerilim kazancını iki katına çıkardığından $V_O = 2V_{O1}$ 'dir. Anahtar iletim durumundayken indüktör ve kapasitörler üzerindeki, akım ve gerilim dalga şekillerine dayanarak dönüştürücünün durum uzay eşitlikleri Denklem 2.11, kararlı durum matrisi ise Denklem 2.12 ile gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_L}{dt} &= V_{in} & \rightarrow & \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \\
 C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} &= i_L & \rightarrow & \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{i_L}{C_1} \\
 C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} &= i_L & \rightarrow & \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{i_L}{C_2} \\
 C_0 \frac{dV_{O1}}{dt} &= -\frac{V_{O1}}{R} & \rightarrow & \frac{dV_{O1}}{dt} = -\frac{V_{O1}}{RC_0}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_{O1} \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC_0} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{O1} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}] \tag{2.12}$$

Anahtarın kesim modunda durum uzay eşitlikleri Denklem 2.13, kararlı durum matrisi ise Denklem 2.14 ile ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L}{dt} &= (V_{in} - V_{C1})(1-d) & \rightarrow & \frac{di_L}{dt} = \frac{(V_{in} - V_{C1})}{L}(1-d) \\
 C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} &= \frac{i_L}{2}(1-d) & \rightarrow & \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{i_L}{2C_1}(1-d) \\
 C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} &= \frac{i_L}{2}(1-d) & \rightarrow & \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{i_L}{2C_2}(1-d) \\
 C_0 \frac{dV_{O1}}{dt} &= \left(i_L - \frac{V_{O1}}{R}\right)(1-d) & \rightarrow & \frac{dV_0}{dt} = \frac{i_L}{C_0} - \frac{V_{O1}}{C_0 R}(1-d)
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_{O1} \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L & 0 \\ 1/C_O & -1/RC_O & 0 & 0 \\ 1/2C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 1/2C_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{O1} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}] \quad (2.14)$$

Anahtarın hem açık hem kapalı durumları için durum uzay eşitlikleri Denklem 2.15, kararlı durum matrisi ise Denklem 2.16 olarak yazılabilir.

$$\begin{aligned} \frac{dL}{dt} &= \frac{V_{in}}{L} - \frac{V_{C1}}{L} (1-d) \\ \frac{dV_{O1}}{dt} &= -\frac{V_{O1}}{C_0 R} + \frac{i_L}{C_0} (1-d) \\ \frac{dV_{C1}}{dt} &= -\frac{i_L}{C_1} + \frac{i_L}{2C_1} (1-d) \\ \frac{dV_{C2}}{dt} &= \frac{i_L}{C_2} + \frac{i_L}{2C_2} (1-d) \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_{O1} \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -(1-d)/L & 0 \\ (1-d)/C_O & -1/RC_O & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} + \frac{(1-d)}{2C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} + \frac{(1-d)}{2C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{O1} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}] \quad (2.16)$$

Dönüştürücü geçici durum analizinde, hem iletim hem de kesim modundaki büyük sinyal modeli dikkate almak gereklidir. Bu durumda Denklem 2.15'ten yararlanılmalıdır. Denklem 2.17 genel çıkış denklemdir. Burada X indüktör üzerindeki akım türevi ya da kapasitördeki gerilim türev matrisleri iken, C ve D katsayı matrisleridir. u ise giriş kaynağına ait matristir.

$$Y=CX+Du \quad (2.17)$$

Y, gerilim çıkış sinyalidir ve Denklem 2.18 ile ifade edilmektedir.

$$Y=V_o = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ V_{O1} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Dönüştürücüdeki büyük sinyalden daha küçük bir sinyal elde etmek için Denklem 2.19'dan faydalanılır. Burada A,B,C ve D anahtarın açık ve kapalı durumlarıdır.

$$\begin{aligned} \hat{X} &= A\hat{X} + B\hat{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)u]d \\ A &= A_1d + A_2(1-d) \\ B &= B_1d + B_2(1-d) \\ C &= C_1d + C_2(1-d) \\ D &= D_1d + D_2(1-d) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Anahtarın açık ve kapalı durumları birlikte yazıldığında matris genel ifadesi aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{V}_{O1} \\ \hat{V}_{C1} \\ \hat{V}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-d}{L} & 0 \\ \frac{(1-d)1}{C_0} & -\frac{1}{RC_0} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} + \frac{(1-d)}{2C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} + \frac{(1-d)}{2C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{V}_{O1} \\ \hat{V}_{C1} \\ \hat{V}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\hat{V}_{in}] + \begin{bmatrix} \frac{V_{C1}}{L} \\ \frac{i_L}{C_0} \\ \frac{i_L}{2C_1} \\ \frac{i_L}{2C_2} \end{bmatrix} d \quad (2.20)$$

Bu durumda çıkış gerilimi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$Y = \hat{V}_0 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{V}_{O1} \\ \hat{V}_{C1} \\ \hat{V}_{C2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Önerilen dönüştürücünün gerilim kazancı transfer fonksiyonu ise Denklem 2.19 ile bulunabilir.

$$\frac{V_{O1}}{V_{in}} = \frac{\frac{(1-D)^2}{C_1 C_2 L}}{S^4 + S^3 \left(\frac{1}{RC_2} \right) + S^2 \left(\frac{(1-D)^2 (C_1 L + C_2 L)}{C_1 C_2 L} \right) + S \left(\frac{L(1-D)^2 + L}{C_1 C_2 L} \right) + \left(\frac{(1-D)^4}{C_1 C_2 L} \right)} \quad (2.22)$$

2.3 Gerilim Kazanç Analizi

Şekil 2.5 ve 2.6'da, iç dirençli indüktör, diyotlar ve güç anahtarı komponentlerinin gerilim düşüşlerinin, bir V_d değerine sahip olduğu varsayılmıştır. Bu değer, daha basitlik ve analiz karmaşıklığını azaltmak için tüm bileşenler için bir V_d değeri olarak kabul edilmiştir. İndüktörlerin şarj ve deşarj durumlarına bağlı olarak, gerilim kazancı için matematiksel analiz yapılmıştır. Bu amaçla, güç anahtarının iletim ve kesim durumlarındaki indüktör gerilimi dikkate alınmıştır.

Anahtar hem iletim hem kesim durumundayken indüktör üzerindeki gerilim Denklem 2.23'deki gibidir.

$$(V_{in}-2V_d)D + (V_{in} - V_{O1} - 2V_d)(1-D) = 0 \quad (2.23)$$

Hem iletim hem kesim durumlarında C_1 kapasitörü üzerindeki gerilim ise Denklem 2.24'e göre hesaplanır.

$$V_{O1} = \frac{V_{in}}{1-D} - \frac{2V_d}{1-D} \quad (2.24)$$

V_d değeri ihmal edilebilir olduğundan, sonuç olarak gerilim kazancı Denklem 2.25'ten elde edilir ve SC bloğunun topolojinin gerilim kazancını 2 kat artırdığı gözlenmektedir [47,48,19]. 2 kademeli SC hücreli yükseltici dönüştürücü, klasik yükseltici dönüştürücüye eklendiğinde gerilim katlayıcı özelliği gösterir. Bu da aynı darbe genişliğindeki klasik yükseltici dönüştürücülere kıyasla daha fazla gerilim kazancı elde etmeyi sağlar.

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_o}{V_{O1}} \cdot \frac{V_{O1}}{V_{in}} = \frac{2}{1-D} \quad (2.25)$$

Çizelge 2.1'de 0.5 darbe genişliği ve 200W'ta farklı DC-DC yükseltici dönüştürücüler arasındaki performans karşılaştırması gösterilmektedir. Buna göre diğer dönüştürücülere göre, önerilen dönüştürücü performansının daha yüksek olduğu görülmektedir.

Çizelge 2.1 : 0.5 darbe genişliği ve 200W'ta DC-DC yükseltici dönüştürücüler arasındaki performans karşılaştırması.

Konverter Türü	Gerilim Kazancı	Komponent Sayısı	Güç Anahtarı Sayısı	Verim
Temel yükseltici	$G = \frac{1}{1-D} = 2$	5	1	>90
Kuplaj indüktörlü	$G = \frac{1}{1-D} = 2$	10	1	>90
Sepic	$G = \frac{D}{1-D} = 1$	8	1	>85
Önerilen dönüştürücü	$G = \frac{2}{1-D} = 4$	9	1	>90

3.MATERYAL ve YÖNTEM

Fosil yakıtların tükenebilir olması ve çevreye verdiği zararlardan dolayı alternatif enerji kaynaklarına talep artmıştır. Bu kaynaklardan en temiz ve sınırsız olanı güneş enerjisidir. Güneş enerjisinden elektrik elde etmede fotovoltaik paneller kullanılır. Güneş panellerinin çıkışında dc gerilim elde edilmektedir ve bu gerilimin şebekelerde kullanılması için yükseltilmesi gerekir. DC-DC yükseltici dönüştürücüler yenilenebilir enerji kaynaklarında, endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır.

Yüksek güç ve gerilim, dönüştürücü anahtarlama frekansını artırarak sağlanır. Fakat frekansın artırılması anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişim (EMI) gibi olumsuzluklara neden olmaktadır. Dolayısıyla dönüştürücü verimi düşmektedir.

Teoride görev çevrimi 1 olduğunda gerilim kazancı sınırsız olmaktadır. Gerilimi yükseltmek için kullanılan yöntemlerden biri de dönüştürücü görev çevrimini artırmaktır. Fakat görev çevriminin yükseltilmesiyle beraber anahtar daha fazla süre iletimde kalacak ve bu da iletim kayıplarına neden olacaktır. Bu problemi önlemek için yükseltici dönüştürücüler birbirine seri bağlanabilir ve bu sayede yüksek gerilim kazancı elde etmek mümkün olacaktır. Fakat seri bağlantı verimde düşüşe sebep olmaktadır. Yükseltici dönüştürücülerin paralel bağlanması daha fazla verimlilik sağlar. Bu bağlantı giriş akımındaki salınımları azaltma ve daha fazla çıkış gücü elde etmede kullanılır.

Yükseltici dönüştürücülere ilave katlar yaparak daha fazla çıkış gerilimi elde etme yöntemleri hem büyük boyut, hem yüksek maliyet, hem de kontrol açısından karmaşıklığa neden olmaktadır. Bu nedenle komponent sayılarını çok fazla artırmadan ilave katlar uygulamadan dönüştürücü çıkış gerilimi yükseltilmesi önem arz eder.

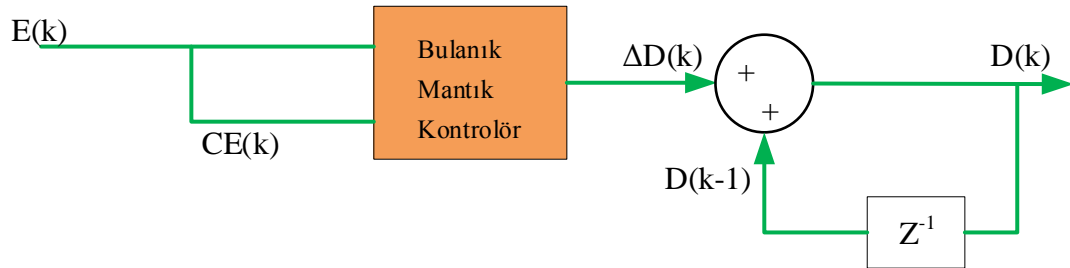
Bu çalışmada 2 kademe anahtarlama kapasitörlü DC-DC yükseltici dönüştürücü kullanılmıştır. SC hücreli yükseltici dönüştürücüler küçük darbe genişliklerinde,

yüksek gerilim sağlamaktadır. Ayrıca topolojisinde yalnız bir anahtar kullanılmasından dolayı bir kontrolör ile denetimi yapılabilmektedir. Buna ek olarak, kaskad dönüştürücüler gibi fazla komponente ihtiyaç duymamasından dolayı maliyet düşmekte, verim ise artmaktadır. Önerilen dönüştürücüye bulanık mantık kontrolör uygulanarak daha kısa sürede çıkış cevabı ve karmaşık matematiksel modeller olmadan dönüştürücüye kolayca entegre etme gibi avantajlar sağlamıştır. Önerilen dönüştürücünün bulanık mantıkla kontrol edilmesi performansı daha da arttırmaktadır.

3.1 Bulanık Mantık Kontrolör Tasarımı

Bulanık mantık kontrolör sistem kararlılığını sağlaması, karmaşık matematiksel modellemeye gerek duymaması, sistem verimliliğini artırması ve düşük maliyetli olması gibi avantajlarından dolayı elzemdir. İşleyici insan tecrübe ve düşünme yeteneğine bağlıdır. Numerik ifadeler yerine sözel ifadeler kullanılır ve bunların mantıksal ilişkisini temel alır.

Bulanık mantık kontrolörünün iki giriş ve bir çıkışı vardır. Şekil 3.1’de bulanık mantık kontrolöre ait blok diyagramı gösterilmektedir. E (error=hata) ve CE (change of error = hata değişimi) giriş, D (duty) çıkış kısmını oluşturur. Kontrolörde, üçgen üyelik fonksiyonu ile modellenerek karşılaştırma yapılmıştır. Vref(k) referans gerilimi, Vo(k) dönüştürücü çıkış gerilimi, E(k) hata, CE(k) hata değişimi, E(k-1) bir önceki hata değeri, D(k) görev çevrimi, D(k-1) bir önceki görev çevrimini ifade etmektedir. Bu değerler Denklem 3.1, Denklem 3.2 ve Denklem 3.3 ile formülize edilmektedir.



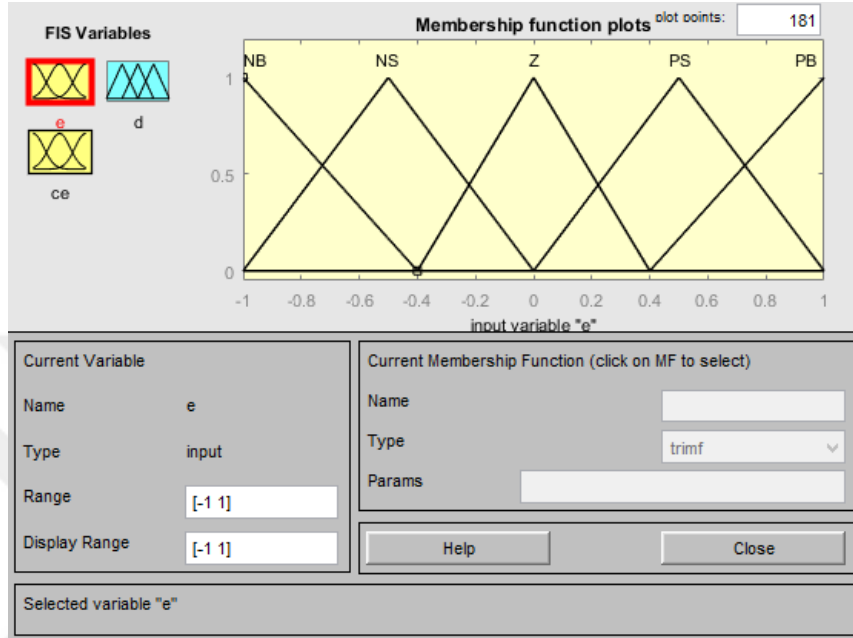
Şekil 3.1 : Bulanık mantık kontrolör blok şeması.

$$E(k) = V_{ref}(k) - V_o(k) \quad (3.1)$$

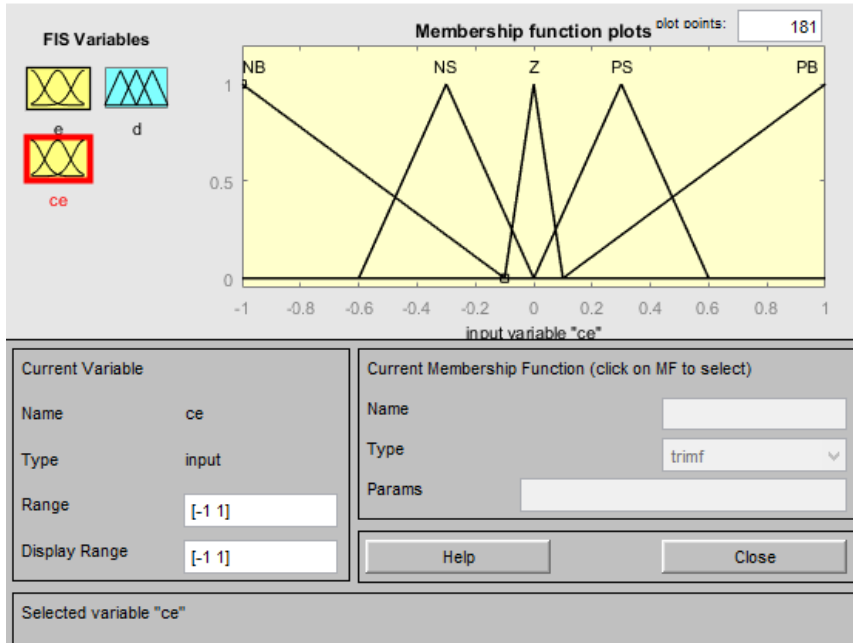
$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (3.2)$$

$$D(k)=\Delta D(k)+ D(k-1) \quad (3.3)$$

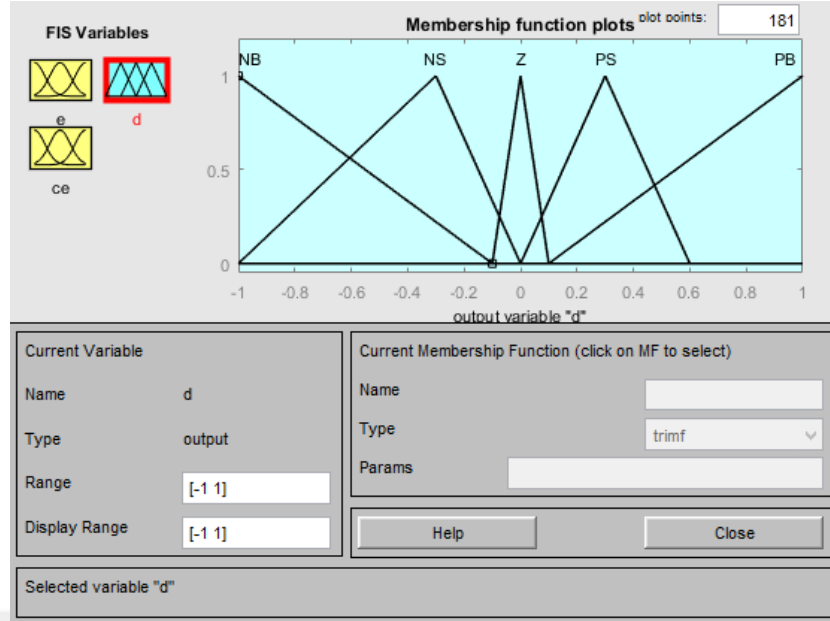
Şekil 3.2, Şekil 3.3 ve Şekil 3.4 sırasıyla hata, hata değişimi ve çıkış için üyelik fonksiyonlarını göstermektedir. Burada NB: Negatif Büyük, NS: Negatif Small, ZO: Sıfır, PB: Pozitif Büyük, Pozitif Küçük üyelik fonksiyonlarını temsil etmektedir.



Şekil 3.2 : Kontrolör hata üyelik fonksiyonu [9].



Şekil 3.3 : Kontrolör hata değişim üyelik fonksiyonu [9].



Şekil 3.4 : Kontrolör çıkış değişkeni üyelik fonksiyonu [9].

Çizelge 3.1’de bulanık mantık kontrolcü için öngörülen kural tablosu gösterilmektedir. Burada hata ve hata değişim değerleri baz alınarak bulanık kontrolcü için çıkış değerleri elde edilmektedir. Bulanık mantık kontrolcü çıkışındaki D değeri ile dönüştürücü çıkış geriliminin nasıl değiştiği gözlemlenir. Bulanık denetleyicinin girişlerine bağlı olarak bir kontrol sinyali oluşturulur. Kural tabanlı bir denetleyicinin uzman olmayan bir kullanıcı tarafından anlaşılması kolaydır [49].Kural tablosu deneme yanılma yoluyla ve insan tecrübesinden yararlanılarak oluşturulmaktadır, belli bir çerçevede hazırlanmaz. Kural tabanında kullanılan NB: Negatif Büyük, NS: Negatif Small, ZO: Sıfır, PB: Pozitif Büyük , Pozitif Küçük dilsel değişkenlerini temsil eder. Kurallar "If Then" biçimindedir ve "If" koşul, "Then" ise sonuç kısmıdır. Kural tablosundan birkaç örnek verilirse;

‘Hata’ NB ve ‘hata değişimi’ NB ise ‘çıkış’ NB,

‘Hata’ PS ve ‘hata değişimi’ NS ise ‘çıkış’ ZO,

‘Hata’ NS ve ‘hata değişimi’ PB ise ‘çıkış’ PS,

‘Hata’ NS ve ‘hata değişimi’ NS ise ‘çıkış’ NB,

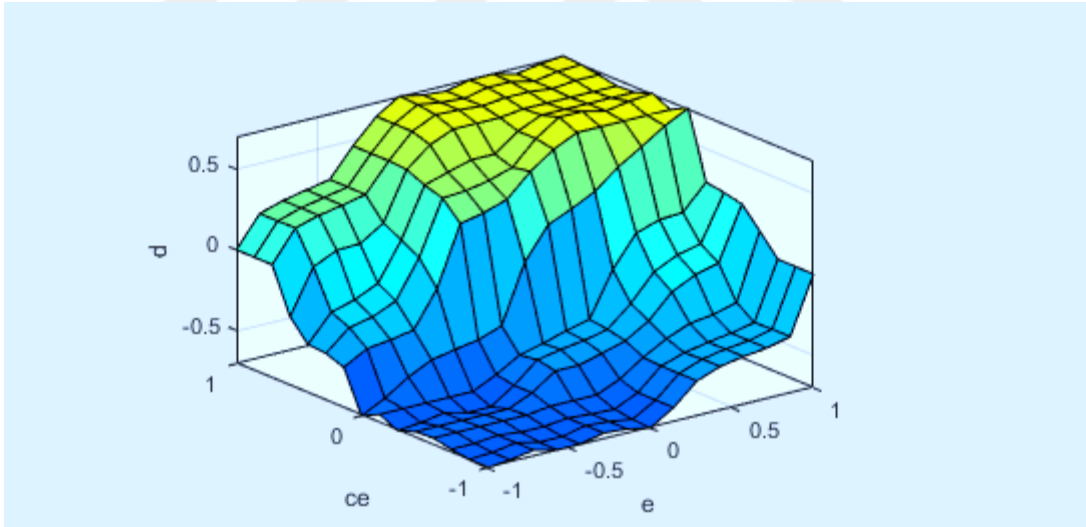
‘Hata’ ZO ve ‘hata değişimi’ ZO ise ‘çıkış’ ZO,

gibi kurallar diğer dilsel değişkenler için de benzer şekildedir. Bu çalışmada kontrolör çıkışındaki görev döngüsünü hesaplamak için Mamdani çıkarım yöntemi

ve netleştirici biriminde ağırlık merkezi metodu kullanılmıştır. Şekil 3.5 bulanık mantık kontrolörün 3 boyutlu halini göstermektedir.

Çizelge 3.1 : Bulanık mantık kontrolör kural tablosu.

E	NB	NS	ZO	PS	PB
CE					
NB	NB	NB	NB	NS	ZO
NS	NB	NB	NS	ZO	PS
ZO	NB	NS	ZO	PS	PB
PS	NS	ZO	PS	PB	PB
PB	ZO	PS	PB	PB	PB



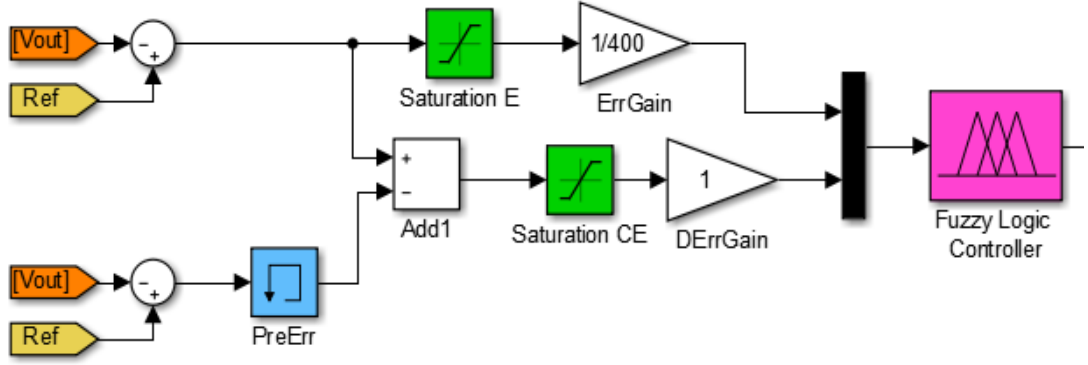
Şekil 3.5 : Bulanık mantık kontrolörün 3 boyutlu gösterimi.

Bulanık mantık kontrolörde referans gerilimi ile dönüştürücü çıkış gerilimi karşılaştırılır ve ikisi arasındaki fark alınır. Bu fark hata sinyalidir ve buna bağlı olarak bulanık kontrolör aracılığıyla denetlenen sistemin girişine uygulanacak olan kontrol sinyali oluşturulur.

Hata, hatanın değişimi giriş aralığı $[-1,1]$ olarak seçilmiştir. Bu değer aralığını sağlamak amacıyla hata ve hata değişimi girişlerinin önüne birer kazanç blokları

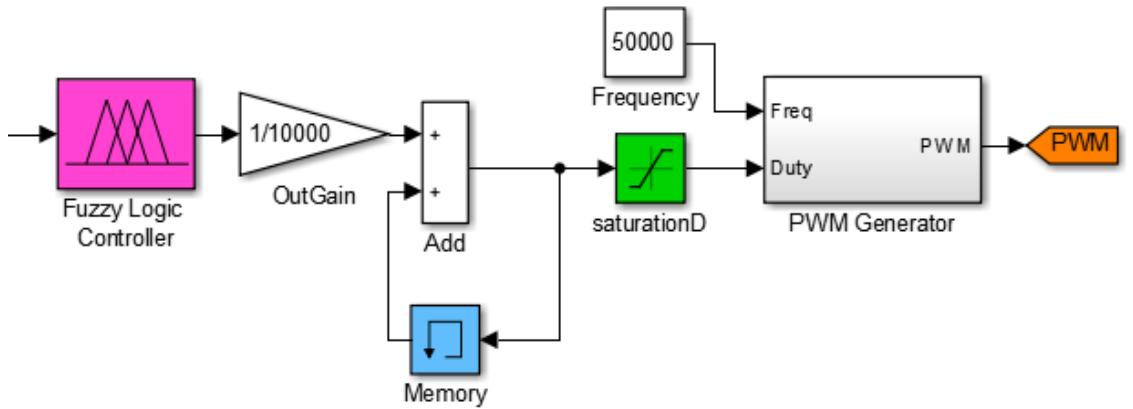
eklenmiştir. Kazanç bloklarından önce ilave edilen “Saturasyon” blokları, girişin istenen sınırı aşmaması için gereklidir.

Şekil 3.6’da gösterilen hata saturasyon bloğu değeri $[-400 \ 400]$ iken hata değişimi saturasyon bloğu $[-1 \ 1]$ olmalıdır. Böylece bu bloklardan gelen değerler ilgili kazançlarla çarpıldığında sonuç $[-1 \ 1]$ aralığında olacaktır.



Şekil 3.6 : Kontrolör girişi blok diyagramı.

Bulanık mantık kontrolörün çıkış değeri de $[-1 \ 1]$ aralığında seçilmiştir. Çıkışında ise çıkış kazanç bloğu bulunmaktadır, bu sayede istenen çıkış aralığını elde etmek mümkün olmaktadır. Çıkan değer bir önceki değerle toplanarak saturasyonlu değeri PWM’in oluşturulduğu bloğa girmektedir. Şekil 3.7’de kontrolör çıkışı blok diyagramı gösterilmektedir.



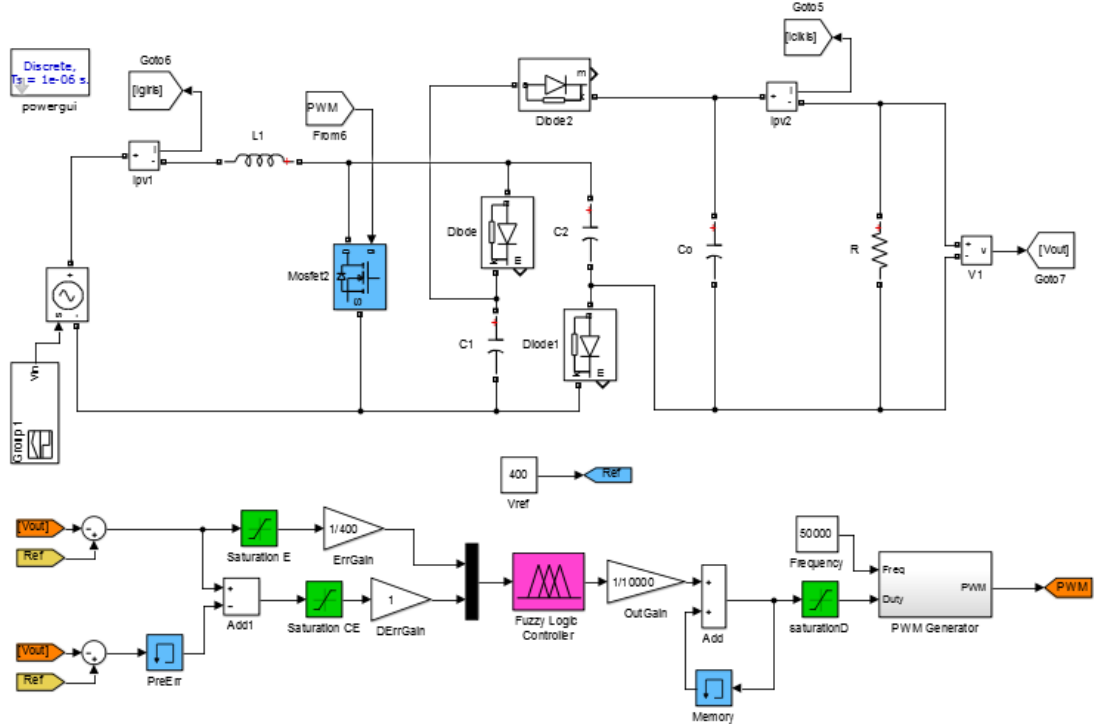
Şekil 3.7 : Kontrolör çıkışı blok diyagramı.

3.2 Önerilen Dönüştürücünün Bulanık Mantık Kontrollü Matlab / Simulink Modeli

Şekil 3.8’de tasarlanan dönüştürücü yapısı gösterilmektedir. Bu dönüştürücüdeki temel amaç farklı giriş gerilimleri ve değişken yük altında çıkış gerilimini 400V ‘ta sabitlemektir.50 kHz frekansta, Matlab/Simulink yazılımıyla gerçekleştirilen simülasyon neticeleri istenen durumu onaylamaktadır. Temel dönüştürücüye anahtarlama kondansatör ilavesinin nedenleri,

- Daha fazla çıkış gücü,
 - Daha düşük darbe genişliklerinde yüksek verim,
 - Yüksek gerilim kazancı,
 - Geniş giriş geriliminde sabit çıkış gerilimi,
- elde etmektedir.

Bulanık mantık entegrasyonu ise önerilen dönüştürücünün daha hızlı tepki cevabı, kontrol kolaylığı, performans iyileştirme gibi avantajlar sağlamıştır.



Şekil 3.8 : Tasarlanan dönüştürücü yapısı.

4.TESTLER

4.1 Devre Eleman Değerleri

Önerilen dönüştürücünün Matlab / Simulink ortamında test edilmesi için gereken eleman değerleri ve hesaplamaları bu bölümde sunulmuştur. Hesaplamalar dönüştürücü parametrelerinin yaklaşık değerlerini vermektedir.

4.1.1 Mosfet ve diyot

Dönüştürücüdeki yarı iletken elemanların, iletim ve kesime geçiş durumlarında oluşan kayıplarının minimize edilmesi dönüştürücünün iyi bir performans sağlaması bakımından önem taşır. Bu sebeple dönüştürücüde kullanılacak yarı iletken elemanlar özenle seçilmelidir. MOSFET ve diyot seçiminde R_{on} dirençlerinin küçük olması anahtarlama kayıplarının azaltılmasında avantaj sağlar. Simülasyonda MOSFET n-kanal ve $R_{on}=0.085$ ohm olarak seçilirken, diyotlar ise $R_{on}= 0.001$ ohm ile $V_f=0.8V$ olarak seçilmiştir.

4.1.2 İndüktör

İndüktör seçiminde dikkat edilmesi gereken nokta indüktörün dalgalanma akımını (ΔI_L), çıkış akımının %20-40'ı arasında tutmaktır. Örneğin 45V giriş gerilimi için dalgalanma akımı %20 ile sınırlanırsa ΔI_L aşağıdaki denklemden 7.1 A olarak bulunur.

$$\Delta I_L=(0.2-0.4)I_{o(max)} \frac{V_{O(max)}}{VDC_{(min)}} \quad (4.1)$$

İndüktör değeri, $\Delta I_L = 7.1A$ ' den yararlanılarak hesaplanır. Giriş gerilimi 45V ile 80V arasında değer alır ve VDC_{max} görev döngüsündeki azalmadan dolayı indüktör akım dalgalanmasının arttığı gerilimdir. Frekans değeri 50 kHz, maksimum çıkış gerilimi 400V, maksimum giriş gerilimi ise 80V 'tur. Denklem 4.2' den indüktör değeri 0.18 mH olarak kolayca hesaplanır [4].

$$L = \frac{V_{DC(max)}(V_{O(max)} - V_{DC(max)})}{\Delta i_L f_s V_{O(max)}} \quad (4.2)$$

4.1.3 Çıkış kapasitörü

Çıkış gerilimindeki dalgalanmayı azaltmak için çıkış kapasitörü kullanmak gereklidir ve uygun şekilde seçilmelidir. Bunun için Denklem 4.3'ten faydalanılır.

$$C = \frac{D I_{o(max)}}{f_s \Delta V_O} \quad (4.3)$$

1600W sistemde, $I_{o(max)}$ maksimum çıkış akımı, ΔV_O ise gerilim dalgalanmasını ifade eder. Gerilim dalgalanmasının %1 olması istenir. Bu nedenle 400V çıkış gerilimi için C kapasitör değeri 4000 μ F olmalıdır [4].

4.1.4 Anahtarlama kapasitörler

Anahtar iletim durumundayken C_1 ve C_2 kapasitörleri, yükü beslemek için kaynağa seri olarak bağlanır. Ayrıca, $I_{o(max)}$ anahtar iletimdeyken tüm anahtarlama kapasitörlerin yüke aktardığı ortalama akımdır. Çıkış gerilim dalgalanması (ΔV_O) 'ın % 1 olması istendiğinden, Denklem 4.4'e göre anahtarlama kapasitörlerin değeri 80 μ F'dir [4].

$$C_1 = C_2 = \frac{i_{o(max)}}{f_s \Delta V_o} \quad (4.4)$$

Hesaplanan bu değerlerle bobin ve çıkış gerilim dalgalanmaları aşağıdaki denklemlerle bulunabilir.

Bobin akımı;

$$I_L = \frac{2I_0}{(1-D)} \quad \Delta i_L = \frac{V_{DC}}{L} .DT \quad (4.5)$$

ξ_L bobin akımının dalgalanma oranı olmak üzere, Denklem 4.6 ile formülize edilmektedir.

$$\xi_L = \frac{\Delta i_L / 2}{i_L} = \frac{D.(1-D).TV_{DC}}{4.L.I_O} = \frac{D(1-D)^2}{4} \cdot \frac{R}{f_p.L} \quad (4.6)$$

Genelde ξ_L değeri olarak 1 den çok küçüktür. Bu nedenle dönüştürücünün sürekli akım modunda çalışması garantilenmektedir. Çıkış gerilim dalgalanması Denklem 4.7 ile ifade edilmektedir.

$$\Delta V_O = \frac{I_O(1-D)T}{C_O} = \frac{(1-D)V_O}{f_p C_O R} \quad (4.7)$$

Çıkış gerilim dalgalanma oranı ise Denklem 4.8 ile belirlenmektedir. Dönüştürücü frekans değeri kilo hertz ve çıkıştaki kondansatör mikro farad değerlerinde olduğundan, gerilim varyasyon oranı genellikle %1'den düşüktür.

$$\xi = \frac{\Delta V_O/2}{V_O} = \frac{1-D}{2Rf_p C_O} \quad (4.8)$$

Aşağıda bulanık mantık denetleyici olmadan bobin akımı ve çıkış gerilimi dalgalanmaları farklı darbe genişliklerinde hesaplanmıştır. 0.5 darbe genişliği için;

$$\xi_L = \frac{\Delta i_L/2}{i_L} = \frac{D(1-D).TV_{DC}}{4.L.I_O} = \frac{D(1-D)^2}{4} \cdot \frac{R}{f_p.L} = \frac{0.5(1-0.5)^2}{4} \frac{100}{50K*0.18m} = 34.7\%$$

$$\xi = \frac{\Delta V_O/2}{V_O} = \frac{1-D}{2Rf_p C_O} = \frac{1-0.5}{2*100*50K*4000\mu} = 0.001\%$$

0.8 darbe genişliği için;

$$\xi_L = \frac{\Delta i_L/2}{i_L} = \frac{D(1-D).TV_{DC}}{4.L.I_O} = \frac{D(1-D)^2}{4} \cdot \frac{R}{f_p.L} = \frac{0.8(1-0.8)^2}{4} \frac{100}{50K*0.18m} = 8.8\%$$

$$\xi = \frac{\Delta V_O/2}{V_O} = \frac{1-D}{2Rf_p C_O} = \frac{1-0.8}{2*100*50K*4000\mu} = 0.0005\%$$

sonuçları elde edilir. Neticede darbe genişliği arttıkça dalgalanmaların azaldığı görülmektedir.

Dönüştürücü elemanlarının parazitik etkileri nedeniyle hesaplanan parametre değerleri ile gerçek değerler arasında farklılıklar mevcuttur. Çizelge 4.1'de tasarlanan dönüştürücü parametre değerleri gösterilmektedir.

Çizelge 4.1 : Dönüştürücü eleman değerleri.

Elemanlar	Simge	Değerler
Giriş gerilimi	VDC	35V,45V,60V,85V
Çıkış gerilimi	V _O	400V
Frekans	F	50 kHz
İndüktör	L	0.01Mh
Diyot	D ₁ ,D ₂ ,D	R _{on} =0.001ohm
Anahtarlamalı kapasitörler	C ₁ ,C ₂	20μF
Anahtar(MOSFET)	Q	R _{on} =0.085ohm
Çıkış kapasitörü	C	900μF
Yük direnci	R _{YÜK}	100ohm

4.2 Klasik Dönüştürücü ve Önerilen Dönüştürücü Kayıplarının Kıyaslaması

Bir dönüştürücü dizayn edilirken en önemli hususlardan biri yüksek verim elde etmektir. Bunun için en önemli etken kayıpları azaltmaktır. Dönüştürücülerde oluşan kayıpları iletim, anahtarlama ve tutma kayıpları olarak gruplandırabiliriz. Tutma kayıpları ihmal edilebilecek kadar küçüktür, bu nedenle göz ardı edilebilir.

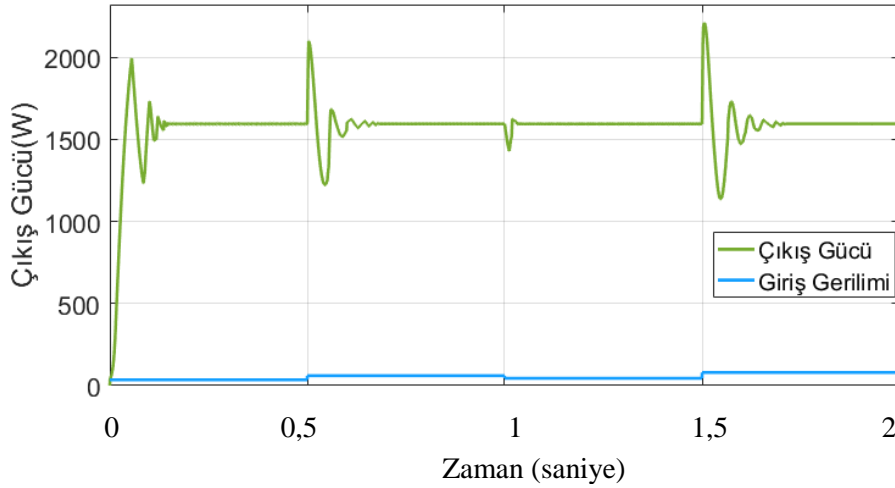
Çizelge 4.2’de sürekli iletim modunda klasik ve önerilen yapının kayıplarının karşılaştırılması gösterilmektedir. Burada, dönüştürücüde kullanılan aktif ve pasif elemanlarda ortaya çıkan iletim ve anahtarlama kayıpları dikkate alınmıştır. Önerilen dönüştürücü daha fazla komponent içerdiğinden, klasik dönüştürücüye kıyasla kayıplar biraz daha fazla olmaktadır. Fakat önerilen dönüştürücü sağladığı kazanç ile bu kayıpların olumsuz etkilerini tolere edebilir.

Çizelge 4.2 : Sürekli iletim modunda klasik ve önerilen yapının kayıpları.

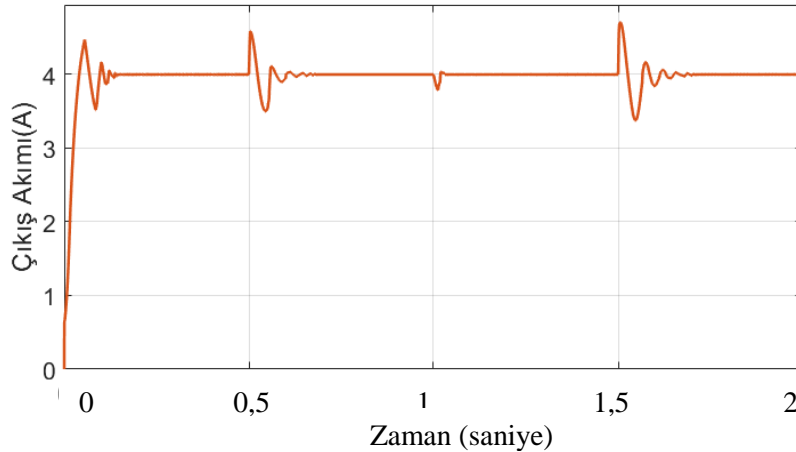
Komponent	Kayıp Türü	Klasik Yükseltici	Önerilen Yükseltici
MOSFET	İletim	$\left(i_L\right)^2+\frac{\Delta I_L^2}{12} DR_{DS}$	$\left(i_L\right)^2+\frac{\Delta I_L^2}{12} DR_{DS}$
MOSFET	Anahtarlama	$(V_C-V_f)\left(i_L-\frac{\Delta I_L}{2}\right) T_{SWON}.f_S+$ $(V_C-V_f)\left(i_L+\frac{\Delta I_L}{2}\right) T_{SWOFF}.f_S$	$(V_C-V_f)\left(i_L-\frac{\Delta I_L}{2}\right) T_{SWON}.f_S+$ $(V_C-V_f)\left(i_L+\frac{\Delta I_L}{2}\right) T_{SWOFF}.f_S$
Bobin	İletim	$\left(i_L\right)^2+\frac{\Delta I_L^2}{12} R_L$	$\left(i_L\right)^2+\frac{\Delta I_L^2}{12} R_L$
Çıkış Kondansatörü	İletim	$(I_{effc})^2.R_C$	$(I_{effc})^2.R_C$
C ₁	İletim	0	$(I_{effc})^2.R_C$
C ₂	İletim	0	$(I_{effc})^2.R_C$
D ₀	İletim	$V_{f0}(i_L)D_O+\left(i_L\right)^2+\frac{\Delta I_L^2}{12} DR_{DS}$	$V_{f0}(i_L)D_O+\left(i_L\right)^2+\frac{\Delta I_L^2}{12} DR_{DS}$
D ₁	İletim	0	$V_{f1}(i_L)D_O+\left(i_L\right)^2+\frac{\Delta I_L^2}{12} DR_{DS}$
D ₂	İletim	0	$V_{f2}(i_L)D_O+\left(i_L\right)^2+\frac{\Delta I_L^2}{12} DR_{DS}$
D ₀	Anahtarlama	$Q_{rr0}^{Schottky}V_{c0}f_S$	$Q_{rr0}^{Schottky}V_{c0}f_S$
D ₁	Anahtarlama	0	$Q_{rr1}^{Schottky}V_{c1}f_S$
D ₂	Anahtarlama	0	$Q_{rr2}^{Schottky}V_{c2}f_S$

4.3 Simülasyon Sonuçları

Şekil 4.1 ve Şekil 4.2’de farklı giriş gerilimlerinde çıkış gücü ve çıkış akımları gösterilmektedir. Giriş gerilimindeki değişimlere rağmen dönüştürücü çıkış gücü ve akımı stabil kalmaktadır. İyi tasarlanmış dönüştürücü özelliklerinden biri de değişen koşullarda çıkış gücü ve akımının stabilitesini sağlamaktır. Önerilen dönüştürücüdeki anahtarlamalı kapasitörler indüktör tarafından paralel olarak şarj edilir ve yüksek gerilim kazancı sağlamak için seri olarak deşarj edilir, böylece kaçak endüktans nedeniyle ortaya çıkan ani gerilim yükselmesi önlenmiş olur. Bu da çıkış diyotundaki akımın düşme hızını azaltarak sabit çıkış akımı sağlar ve bu sayede diyotlardaki anahtarlama kaybı düşer. Ayrıca yarı iletken elemanların küçük değerleri kullanılarak iletim kayıpları da azaltılabilir.

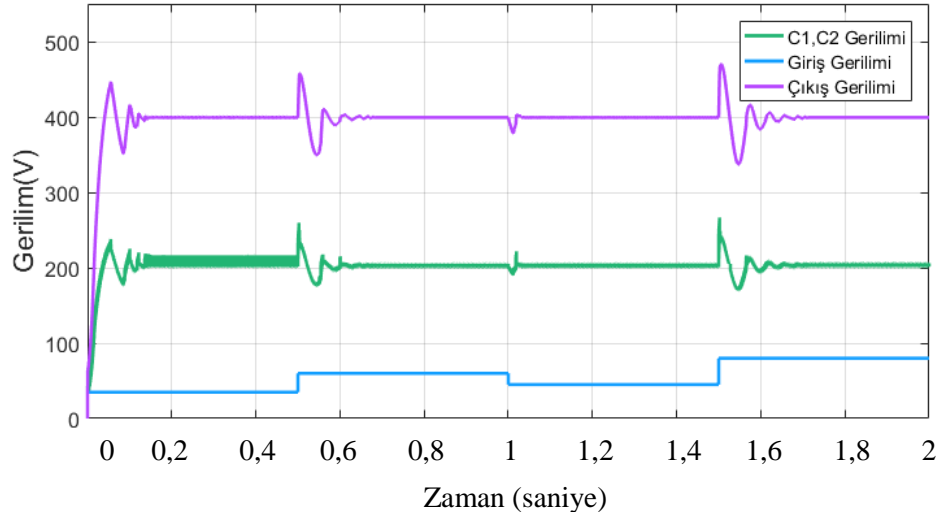


Şekil 4.1 : 35V, 60V, 45V ve 80V giriş gerilimlerine göre çıkış güçleri.



Şekil 4.2 : Farklı giriş gerilimlerine göre çıkış akımı.

Önerilen dönüştürücü çıkış gerilimi 400V'ta sabitlenmiştir. Anahtar iletim durumundayken seri bağlı C_1 ve C_2 kondansatörleri aracılığıyla yüke gerilim verilir. Burada $V_{C_1} = V_{C_2}$ 'dir. Kondansatörler seri bağlandığında dönüştürücü çıkış geriliminin yarısı kondansatörler boyunca düşer, diğer yarısı yüke verilir ve SC hücreli yükseltici dönüştürücülerde C_1 ve C_2 kondansatör gerilimleri toplamı, dönüştürücü çıkış geriliminin yarısına eşit olur. Önerilen yapı çıkış gerilimini ikiye katlamak için klasik dönüştürücüye SC hücresi eklenerek oluşturulur. Şekil 4.3'de farklı giriş gerilimlerine göre çıkış gerilimi ve kapasitör gerilimleri gösterilmektedir. İyi tasarlanan bir kontrolörde çıkış gerilimi farklı giriş gerilimlerinden etkilenmemelidir. Simülasyonda bu durum neticelendirilmektedir.

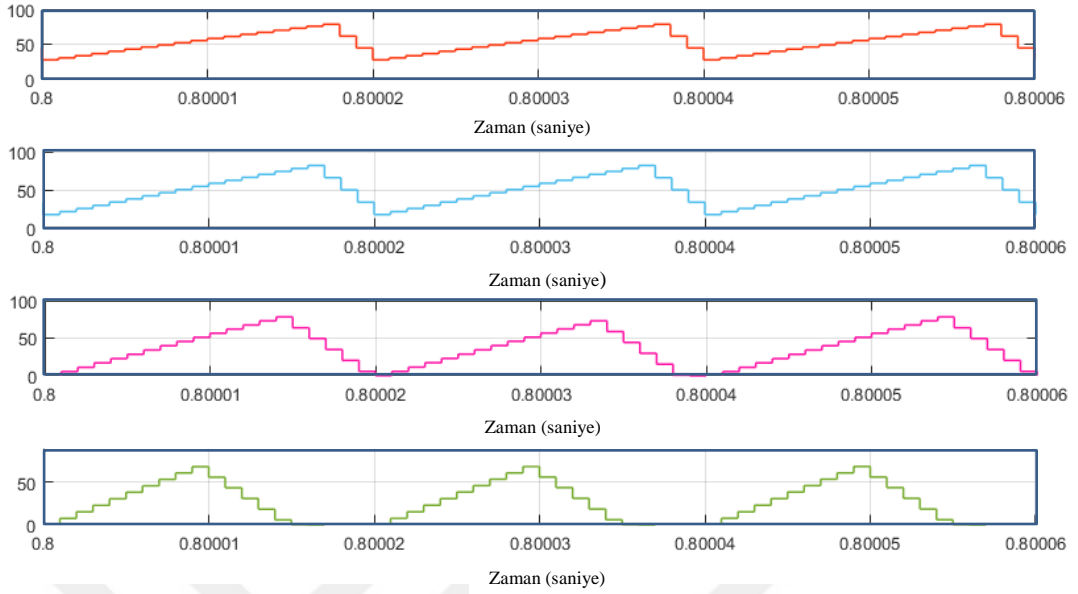


Şekil 4.3 : Farklı giriş gerilimleri göre C1,C2 kapasitör gerilimleri.

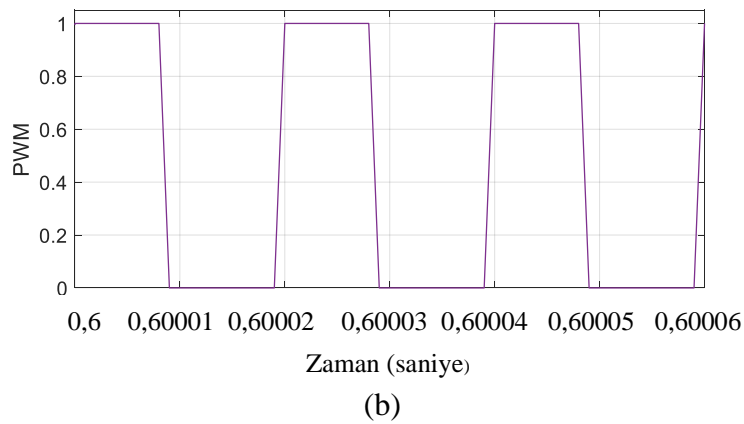
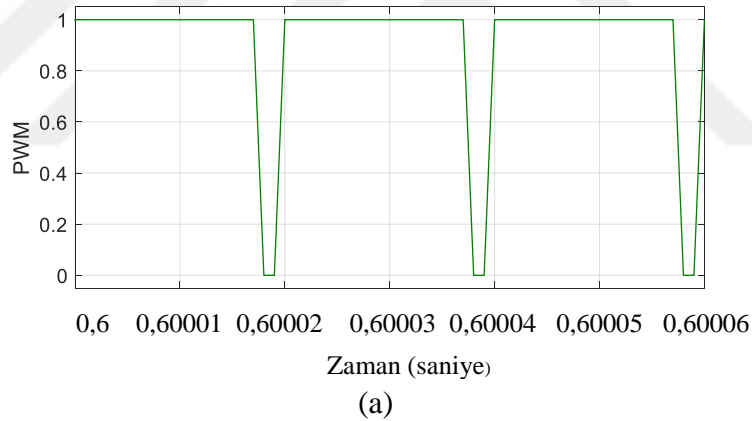
Şekil 4.4 farklı giriş gerilimlerinde bobin salınımları gösterilmektedir. Buna göre, düşük giriş geriliminde anahtarın iletimde olma süre artar ve bu da daha fazla bobin dalgalanmasına ve iletim kayıplarına neden olmaktadır. Simülasyon sonucuna göre büyük giriş geriliminde bobin dalgalanmasının daha küçük olduğu görülmektedir.

Şekil 4.5'te farklı giriş gerilimlerinde kontrolör tarafından üretilen farklı darbe genişlikleri sunulmaktadır. 400V sabit çıkış geriliminde, kontrolör tarafından üretilen farklı darbe genişlikleri MOSFET'e uygulanmaktadır. Dönüştürücülerde düşük giriş geriliminde büyük darbe genişliği, büyük giriş geriliminde ise küçük darbe genişliği üreterek çıkış geriliminin sabit kalması sağlanır. Dönüştürücülerde kaçak endüktans nedeniyle ortaya çıkan ani gerilim yükselmeleri ve anahtarlama kayıplarının minimize edilmesi düşük darbe genişlikleri elde etmeyi sağlar ve uygulamalarda kayıpların küçük olmasından dolayı kısa darbe genişlikleri tercih edilmektedir. Simülasyon

sonuçlarına göre, düşük giriş geriliminde darbe genişliğinin de uzun olduğu görülmektedir.



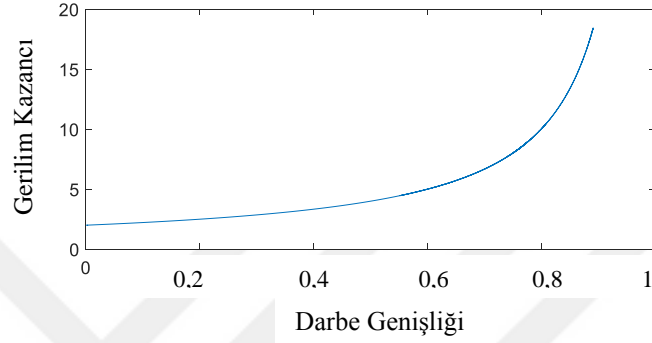
Şekil 4.4 : Sırasıyla 35V, 45V, 60V ve 80V giriş geriliminde bobin akım dalgalanması (100ohm).



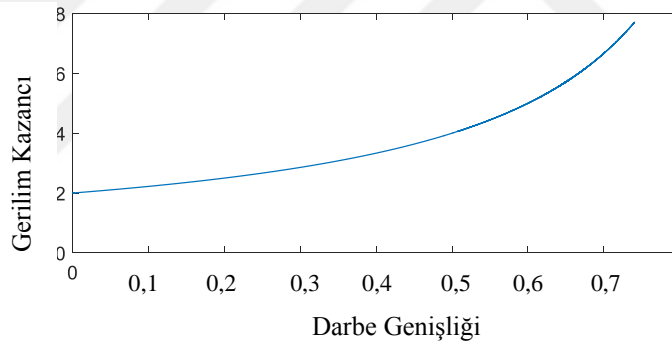
Şekil 4.5 : Farklı giriş gerilimlerinde PWM : (a) 35V (b) 80V.

Şekil 4.6 farklı darbe genişliklerinde gerilim kazancının değişimi gösterilmektedir. Beklendiği gibi, 2 kademeli SC tabanlı yükseltici dönüştürücüsünün gerilim kazancı,

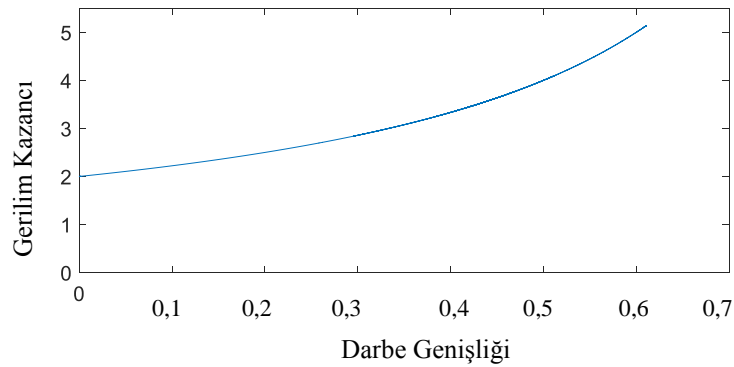
verimin düşük olduğu darbe genişliklerinde daha fazladır. Ancak amaç daha yüksek gerilim kazancı elde etmek ise önerilen dönüştürücü klasik yükseltici dönüştürücüye göre daha kısa darbe genişliğinde istenen gerilim kazancını sağlamaktadır ve böylece verimlilik dengelenmiş olur. Önerilen dönüştürücü sabit çıkış gerilimi elde etmek için düşük giriş gerilimlerinde daha fazla kazanç sağlamaktadır. Büyük giriş gerilimlerinde gerilim kazancının düşmesi dönüştürücüdeki elemanların parazitik etkisinden kaynaklanmaktadır.



(a)



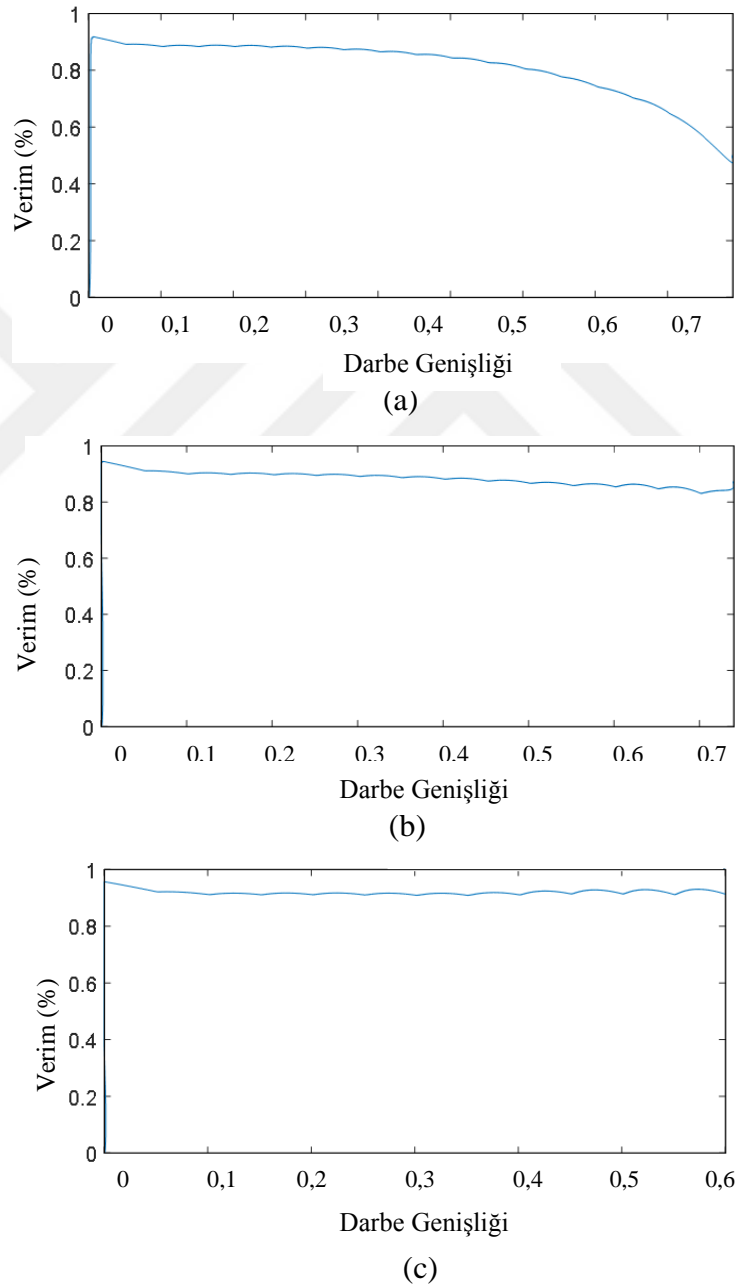
(b)



(c)

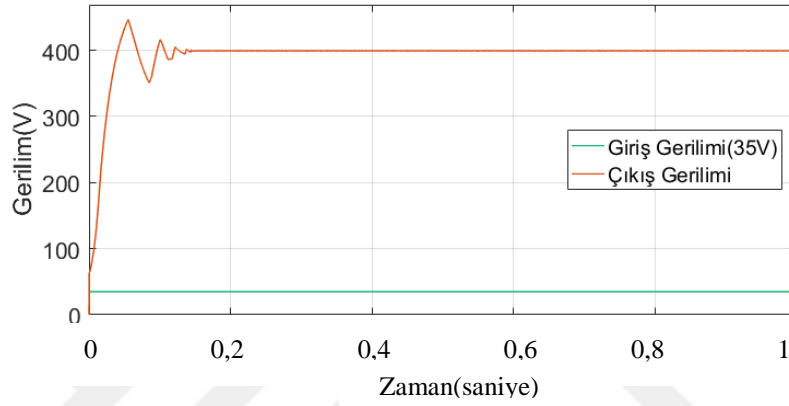
Şekil 4.6 :Farklı giriş gerilimlerinde farklı darbe genişliklerine göre kazanç değişimi:
(a) 45V (b) 60V ve (c) 80V.

Şekil 4.7 farklı darbe genişliklerine göre verimin nasıl değiştiğini göstermektedir. Bu sonuçlardan yararlanarak 0.3 ile 0.4 arasındaki darbe genişliklerinde maksimum verim elde edildiği görülmektedir. SC kapasitörlü yükseltici dönüştürücülerin avantajlarından biri de düşük darbe genişliklerinde yüksek verim sağlamasıdır. Simülasyon sonucu incelendiğinde önerilen dönüştürücünün düşük giriş geriliminde düşük verimliliğe sahip olduğu görülmektedir, bunun nedeni düşük gerilimlerde anahtarın açık kalma süresinin artması ve buna bağlı olarak giriş gerilimindeki artışın yüksek iletkenlik kaybına sebep olmasıdır.

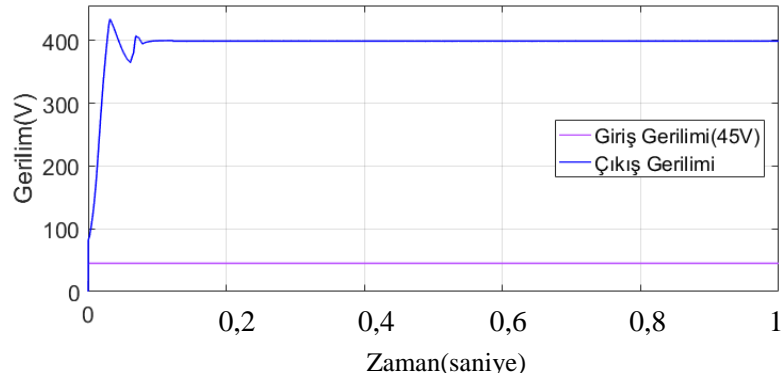


Şekil 4.7 : Farklı giriş gerilimlerinde farklı darbe genişliğine göre verim değişimi: (a) 45V (b) 60V ve (c) 80V.

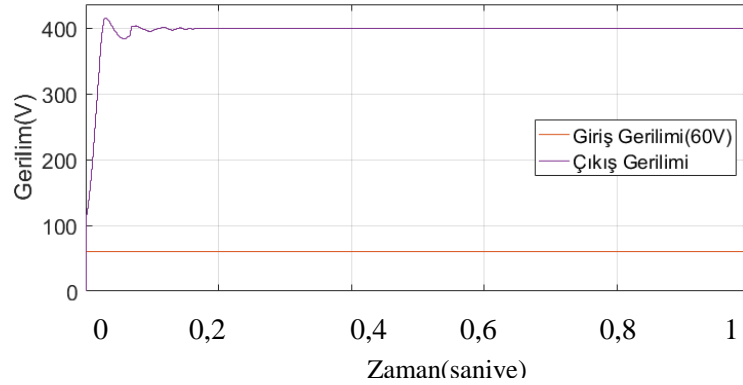
Kontrolü iyi yapılmış yükseltici dönüştürücünün, giriş gerilimindeki değişimlere rağmen çıkış geriliminin stabilitesini sağlaması gerekir. Şekil 4.8 farklı giriş gerilimi ve sabit yük altında çıkış gerilimleri simülasyonlarını göstermektedir. Şekil 4.9 ise bütün sonuçları tek bir grafikte sunmaktadır. Simülasyon sonuçlarına göre dönüştürücü yüksek giriş gerilimlerinde daha yumuşak tepki verir ve ani değişiklikleri önler. Ayrıca farklı giriş gerilimlerinde dönüştürücü başlangıç yaklaşımları da farklıdır. Düşük gerilimlerde üst aşım değeri daha büyüktür, fakat kararlılığa ulaşma süresi daha kısadır.



(a)

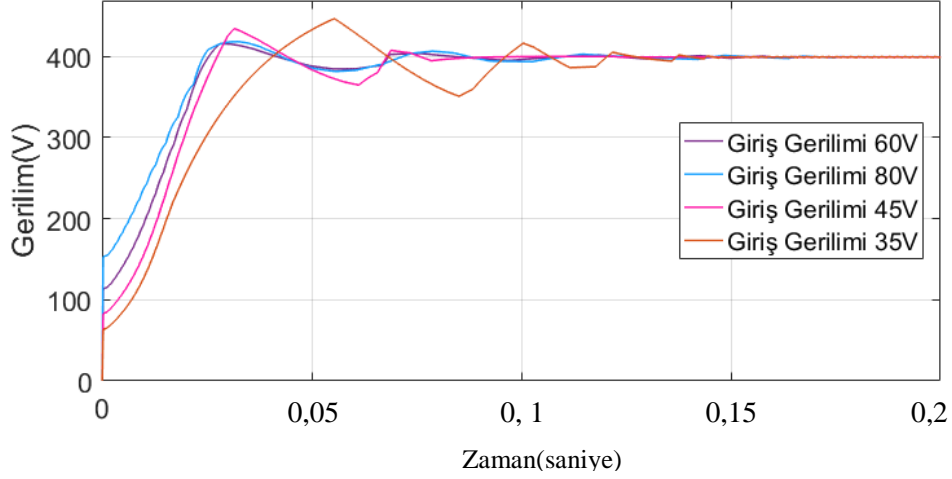


(b)



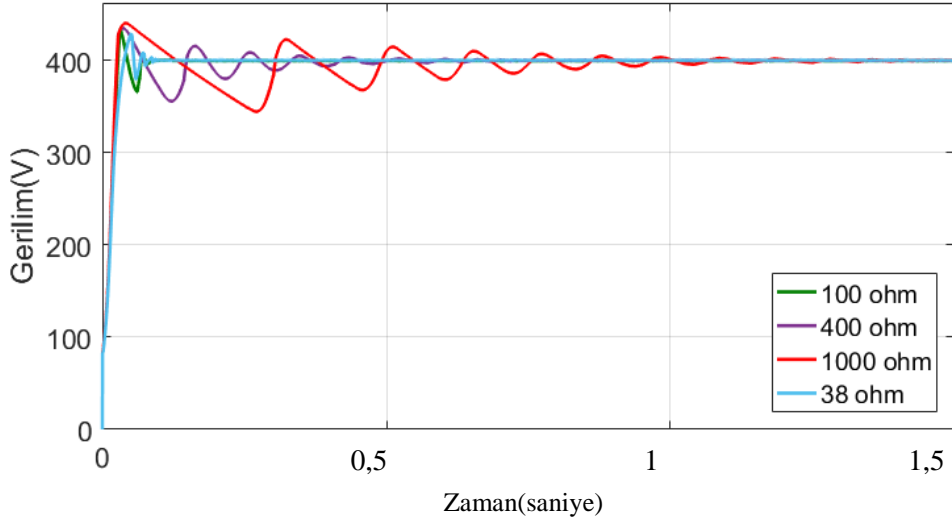
(c)

Şekil 4.8 : Farklı giriş gerilimlerine göre çıkış gerilimi: (a)35V (b) 45V (c) 60V.



Şekil 4.9 : Farklı giriş gerilimlerine göre çıkış gerilimleri.

İyi tasarlanmış yükseltici dönüştürücünün, çıkış yükündeki değişimlerden fazla etkilenmemesi beklenir. Şekil 4.10 yükün 38, 100,400 ve 1000 ohm değerlerindeki çıkış gerilimlerini göstermektedir. Yukarıda elde edilen diğer simülasyonlar 100 ohm yük altında yapılmıştır. Simülasyon sonucundan da anlaşıldığı üzere, tasarlanan dönüştürücü yükün farklı değerlerinde sabit bir çıkış gerilimi sağlamaktadır ve iyi tasarlanmış dönüştürücü özelliği göstermektedir.



Şekil 4.10 : 45V giriş gerilimine göre farklı yüklerde çıkış gerilimleri.

5.SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada 2 kademeli SC hücreli yükseltici dönüştürücüler bulanık mantık metodu ile kontrol edilerek yeni bir yaklaşım sunulmaktadır. Önerilen dönüştürücü Matlab / Simulink ile simule edilmiştir. Simülasyonda çıkış gerilimi 400V'ta sabit tutularak, giriş gerilimi ve yük değişimine modelin tepkileri incelenmiştir. Bulanık mantık entegresi ile yapının giriş gerilimi ve yükün geniş aralığında stabil ve yüksek performans ile çalıştığı gözlenmiştir. Fotovoltaik sistemlerde değişken koşullarda enerji dönüşümün yüksek performansla uygulanması amacıyla önerilen dönüştürücü ve denetim sistemi kullanılmıştır. Sunulan dönüştürücü yapısı ile çıkış gerilimindeki salınım ve kayıplar minimize edilmiştir. Bu sayede, güneş enerjisinden maksimum düzeyde yararlanmak mümkün olmaktadır.

2 kademeli SC hücreli yükseltici dönüştürücünün gerilim kazancı, daha düşük verimlilik olmasına rağmen aynı darbe genişliğindeki yükseltici dönüştürücülerden daha yüksektir. Fakat önerilen dönüştürücü aynı gerilim kazancını daha düşük darbe genişliğinde sağlar, böylece verimlilik dengelenmiş olur. Önerilen dönüştürücü farklı giriş gerilimlerine göre arzu edilen kazancı sağladığından hem düşük hem de yüksek gerilim kazancı uygulamalarında tercih edilebilmektedir. Ayrıca, aynı çıkış gerilimi için, dönüştürücünün daha düşük çalışma döngüsünde çalışmasına izin verir, bu da büyük çalışma döngülerinde çalışan geleneksel dönüştürücülere kıyasla önemli iyileştirmeler sağlar. Aynı zamanda bu dönüştürücü, çıkış yükü ve giriş gerilimindeki ani değişimlerde çıkış geriliminin stabilitesini sağladığı için kontrolü iyi yapılmış bir dönüştürücünün özelliklerine sahiptir.

Önerilen dönüştürücü kaskad yapılara göre daha az komponentten oluştuğu için düşük maliyetlidir, ayrıca yapısındaki tek anahtar olması kontrol kolaylığı sağlamaktadır. Tek anahtar kullanılması bir kontrole ihtiyaç duyulduğunu belirtir ve sistem karmaşasına izin vermez. Ayrıca bulanık mantık denetiminin kural tabanına bağlı olması ve değişen koşullarda hızlı sistem cevabı gibi özelliklerinden dolayı önem arz etmektedir.

Bu önerilen yapı ve kontrolör anahtarlama kapasitörlerle kademe sayıları artırılarak daha yüksek gerilim kazancı gerektiren uygulamalar için analiz edilebilir, daha yüksek güçlerde test edilebilir. DC-DC dönüştürücü yapısına bir inverter eklenerek arzu edilen seviyelerde AC gerilime dönüştürülüp farklı uygulamalarda denenebilir. Önerilen dönüştürücünün dezavantajı giriş akımındaki dalgalanmalardır. Bunu önlemek için ilave çalışmalar yapılabilir.

Tüm bu sebepler 2 kademeli SC hücreli yükseltici dönüştürücünün yüksek performans ve yüksek gerilim kazancı uygulamaları için birçok yükseltici dönüştürücünün yerine tercih edilmesine olanak sağlar.



KAYNAKLAR

- [1] **Varınca, K. B. & Gönüllü , M. T.** (2006).Türkiye’de güneş enerjisi potansiyeli ve bu potansiyelin kullanım derecesi, yöntemi ve yaygınlığı üzerine bir araştırma. I. Ulusal Güneş ve Hidrojen Enerjisi Kongresi , Eskişehir, Türkiye, 21-23 Haziran 2006.
- [2] **Akash, G. &Saida, N.R. & Sushma, G.N.** (2015). Comparison of P&O and Fuzzy Logic Controller in MPPT for Photo Voltaic (PV) Applications by Using Matlab/Simulink. IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE) e-ISSN: 2278-1676,p-ISSN: 2320-3331, Volume 10, Issue 4 Ver. I (July – Aug. 2015), PP 53-62, www.iosrjournals.org, doi: 10.9790/1676-10415362.
- [3] **Swain, N. & Panigrahi, C.K. & Ali, S.M.** (2016). Application of PI and MPPT Controller to DC-DC Converter for Constant Voltage & Power Application. IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE), 2278-1676,p-ISSN: 2320-3331, Volume 11, Issue 5 Ver. III (Sep - Oct 2016), PP 08-15, doi: 10.9790/1676-1105030815.
- [4] **Amir, A. & Elkhateb, A.& Abd Rahim, N. & Che, H.S.** (2018). Transformerless High Gain Boost and Buck-Boost DC-DC Converters Based on Extendable Switched Capacitor (SC) Cell for Stand-Alone Photovoltaic Systems. Solar Energy. 171. 212–222. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2018.06.078>.
- [5] **Ghaderi, D & Bayrak, G.** (2019). Performance Assessment of a High-Powered Boost Converter for Photovoltaic Residential Implementations. Elektronika ir Elektrotechnika. 25. 40-47. doi:10.5755/j01.eie.25.6.24825.
- [6] **Rahim, N. A. & Amir, A. & El Khateb, A. & Che, H. S., & Amir, A.** (2018). Gain and Efficiency Analysis of 2-Stage Switched Capacitor (SC) Boost Based Dc-Dc Converter. In 4th IET International Conference on Clean Energy and Technology (CEAT 2016): Proceedings IET. <https://doi.org/10.1049/cp.2016.1312>.
- [7] **Wu, G. & Ruan, X. & Ye, Z.** (2015). Nonisolated High Step-Up DC–DC Converters Adopting Switched-Capacitor Cell. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. 62. 383-393. doi:10.1109/TIE.2014.2327000.
- [8] **Muhammad, M. & Armstrong, M. & Elgendy, M.A.** (2016). Non-isolated, High Gain, Boost Converter for Power Electronic Applications. 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016). <http://dx.doi.org/10.1049/cp.2016.0211>.

- [9] **Ismail, N. & Musirin, I. & Baharom, R. & Johari, D.** (2010). Fuzzy logic controller on DC/DC boost converter. doi:10.1109/PECON.2010.5697663
- [10] **Ürgün, S. & Coruh, N. & Erfidan, T.** (2008). DA-DA Boost Dönüştürücü Tasarımı ve Gerçeklenmesi. Elektrik, Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO-2008), Kasım 2008, Kocaeli Üniversitesi.
- [11] **Bodur H.** (2010) . Güç Elektroniği Temel Analiz ve Sayısal Uygulamalar. Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [12] **Erdoğan, Y. & Dinçler T. & Kuncan M. & Ertunç H. M.** (2014). Güneş Panelleri için Yüksek Verimli Maksimum Güç Noktası İzleyicisi (MPPT) Tasarımı. TOK 2014 Bildiri Kitabı, 11-13 Eylül 2014 (pp.1055-1060), Kocaeli.
- [13] **Başoğlu, M.E.** (2013). Güneş Enerjisi Sistemlerinde Kullanılan Maksimum Güç Noktası İzleyicili Yükseltici DA-DA Dönüştürücü Analizi ve Gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi.
- [14] **Rashid, M.** (2001). Power Electronics Handbook, Academic Press. New York, NY, USA.
- [15] **Ghaderi, D.** (2017). PI Kontrollü Kaskat DA/DA Boost Dönüştürücülerinin Yük Paylaşımı Metodu ile Verim Analizi. Doktora Tezi, Atatürk Üniversitesi.
- [16] **Macit, A.** (2011). DC-DC Dönüştürücülerin Kontrolünde Bulanık Mantık Kullanımı. Yüksek lisans tezi, Cumhuriyet Üniversitesi.
- [17] **Ribes-Mallada, U. & Leyva, Ramon & Garcés, P.** (2011). Optimization of DC-DC Converters via Geometric Programming. Mathematical Problems in Engineering. 2011. doi:10.1155/2011/458083.
- [18] **Yıldırım, E.** (2018). İki Kademeli Anahtarlamalı DA-DA Yükseltici Devrelerin Konveks Optimizasyon Metotları ve Tasarımı. Yüksek Lisans Tezi, KTO Karatay Üniversitesi.
- [19] **Ghaderi, D. & Çelebi, M.** (2017). Implementation of PI Controlled Cascaded Boost Power Converters in Parallel Connection with High Efficiency. J. Electrical Systems 13-2 (2017): 307-321.
- [20] **Zhang, F. & Peng, F. & Qian, Z.** (2004). Study of the multilevel converters in DC-DC applications. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551), Aachen, Germany, 2004, pp. 1702-1706 Vol.2. doi: 10.1109/PESC.2004.1355682.
- [21] **Peng, F. & Qian, W. & Cao, D.** (2010). Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications. 2010 International Power Electronics Conference - ECCE Asia -, IPEC 2010. 492 - 501. doi: 10.1109/IPEC.2010.5544625.
- [22] **Caro, J. & Ramirez, J.M. & Peng, F. & Valderrabano-Gonzalez, A.** (2008). A DC-DC Multilevel Boost Converter. IET Power Electronics. 3. 10.1049/iet-pel.2008.0253.

- [23] **Coruh, N. & Ürgün, S. & Erfidan, T. & Ozturk, S.** (2011). A Simple and Efficient Implementation of Interleaved Boost Converter. Proceedings of the 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2011. 2364-2368. doi: 10.1109/ICIEA.2011.5975988.
- [24] **Yapıcı, R. & Erfidan T. & Coruh, N. & Bilgin M. Z.** (2014). Çok Katlı Yükseltici Tip DA-DA Dönüştürücü Tasarımı ve Uygulaması Design and Application of Interleaved Boost Converter. Eleco 2014 Elektrik – Elektronik – Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu, 27 – 29 Kasım 2014, Bursa.
- [25] **Tomaszuk, A. & Krupa, A.** (2011). High efficiency high step-up DC/DC Converters. Bulletin of The Polish Academy of Sciences Technical Sciences, Vol. 59, No. 4, 2011 Doi: 10.2478/v10175-011-0059-1.
- [26] **Şahin, Y. & Donuk, H. & Gökcan, A. O.** (2015, Haziran). DC-DC Dönüştürücülerde Optimum Bastırma Hücresi Tasarımı Kriterleri. VI. Enerji Verimliliği Kalitesi Sempozyumu, Haziran 2015.
- [27] **Goksu, O. F. & Acar, V.R.** (2018). Ayrıştırılmalı Yükseltici Tip Güç Dönüştürücüsü için Gerçek Zamanlı Mikrodenetleyicili Kontrolcü Tasarımı. Journal of Engineering Sciences and Design, 6(2), 282-293., doi: 10.21923/jesd.380963.
- [28] **Özdaş, N. & Dinibütün, A.T. & Kuzucu, A.** (1998). Otomatik Kontrol Temelleri, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [29] **Mesleki Eğitim ve Öğretim Sisteminin Güçlendirilmesi Projesi.** (2019). Endüstriyel otomasyon teknolojileri, PID kontrolü, Ankara 2019.
- [30] **Karakoç, H. & Erin, K. & Çağran, R. & Subaşı, A. & Melih, K. & Kaplan, K. ve Ertunç, H. M.** (2015). Uçak Yükseklik Kontrolünde PD Kontrolör ve Bulanık Mantık Kontrolör Performans Karşılaştırması. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK'2015, 10-12 Eylül 2015, Denizli.
- [31] **Yılmaz, S.** PID Denetleyici Tasarımı, Ders Notu, Kocaeli Üniversitesi.
- [32] **Ang, Kiam & Chong, G. & Li, Yun.** (2005). PID Control System Analysis, Design, and Technology. Control Systems Technology, IEEE Transactions on. 13. 559 - 576. doi: 10.1109/TCST.2005.847331.
- [33] **Üstüner, M. & Taşkın, S.** (2015). Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistemlerde Etkileşimin Yok Edilmesi: Proses Kontrol Sistemi Uygulaması. CBÜ Fen Bil. Dergi, Cilt 11, Sayı 2, 225-231s. DOI: <http://dx.doi.org/10.18466/cbujos.74191>.
- [34] **Gürsel, K.** (2011). Otomatik Kontrol ve Ölçme Teknikleri. TMMOB Makine Mühendisleri Odası Endüstriyel Otomasyon Sempozyumu ve Sergisi Bildiriler Kitabı, Ekim 2011, ISBN: 978-605-01-0183-6, Yayın no: E/2011/567, İstanbul.
- [35] **Karadeniz, S.** (2006). Çoklu Kompresör Sisteminin Bulanık Mantık ile Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi.

- [36] **Karasakal, O.** (2012). Bulanık PID Kontrolörleri için Çevrim İçi Kural Ağırlıklandırma Yöntemleri. Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- [37] **Acılar, M.** Necmettin Erbakan Üniversitesi, Bilgisayar Müh., Bulanık Mantık dersi notları.
- [38] **Wang, C.** (2015). A Study Of Membership Functions On Mamdani-Type Fuzzy Inference System For Industrial Decision-Making.(Theses and Dissertations).Theses And Dissertations. Lehigh University. (Paper:1665).
- [39] **Sefa, İ. & Altın, N. & Özdemir, Ş.**(2008). dSPACE Based Fuzzy Logic Controlled Boost Converter.4th International Conference on Technical and Physical Problems of Power Engineering TPE-2008, University of Pitesti, Pitesti, Romania, 2008.
- [40] **Guo, L. & Hung, J.Y. & Nelms, R.M.** (2006). Design and Implementation of Sliding Mode Fuzzy Controllers for a Buck Converter. 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2, 1081-1087.
- [41] **Akyazı, Ö. & Sesli, E.**(2011,Kasım).DA-DA Boost Dönüştürücülerde Çıkış Gerilimi ve Endüktans Akımının Bulanık Mantık ve Oransal İntegral Denetleyicilerle Karşılaştırılması.2.Elektrik Tesisat Ulusal Kongresi Bildirileri,İzmir, Kasım 2011.
- [42] **Ismail, E.H. & Al-Saffar, M.A. & Sabzali, A.J. & Fardoun, A.A.** (2008). A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio.in IEEE Transactions on Circuits and Systems. I: Regular Papers, vol. 55, no. 4, pp. 1159-1171, May 2008.
- [43] **Al-Hanahi, Bassamal.** (2018). Maximum Power Point Tracking Controlled Boost Converter Design for Battery Charger.Yüksek Lisans Tezi,Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- [44] **Uygun, S.** (2011). Fotovoltaik Sistemler için Geliştirilmiş Bir Yumuşak Anahtarlama DA-DA Yükseltici Dönüştürücünün Simülasyonu ve Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- [45] **Wong, Yong-Seng & Chen, J.F. & Liu, Kuo-Bin & Hsieh, Yi-Ping.** (2017). A Novel High Step-Up DC-DC Converter with Coupled Inductor and Switched Clamp Capacitor Techniques for Photovoltaic Systems. Energies. 10. 378. doi:10.3390/en10030378.
- [46] **Mahery, H. & Babaei, E.** (2013). Mathematical modeling of buck–boost dc–dc converter and investigation of converter elements on transient and steady state responses. International Journal of Electrical Power & Energy Systems. 44. 949-963. 10.1016/j.ijepes.2012.08.035.
- [47] **Ghaderi, D.& Pandav, K. & Sanjeevikumar, P. & Holm-Nielsen, J. & Hossain, E. & Nayyar, A.** (2019). A Modified Step-Up Converter with Small Signal Analysis Based Controller for Renewable Resource Applications. Applied Sciences. doi: 10.3390/app10010102.
- [48] **Bayrak, G. & Ghaderi, D.** (2019). An Improved Step-Up Converter with A Developed Real-Time Fuzzy-Based MPPT Controller for PV-Based

Residential Applications. International Transactions on Electrical Energy Systems. Early access. doi:10.1002/2050-7038.12140.

- [49] **Varghese, A. & Paul, S. & John, N.** (2019). Fuzzy Logic Based High Gain DC-DC Boost Converter for Microgrid Application. International Journal of Engineering Science and Computing, Volume 9 Issue No.6, June 2019.



ÖZGEÇMİŞ

TARANMIŞ
VESİKALIK
FOTOĞRAF

Ad-Soyad : Kübra BULUT
Doğum Tarihi ve Yeri : 20.10.1993 GEMLİK
E-posta : kbrabulutt@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2016, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik - Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2020, Bursa Teknik Üniversitesi, Elektrik – Elektronik Mühendisliği