



**PI KONTROLLÜ KASKAT DA/DA
BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNİN
YÜK PAYLAŞIMI METODU İLE VERİM
ANALİZİ**

Davood GHADERI

**Doktora Tezi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Tesisleri Bilim Dalı
Doç. Dr. Mehmet ÇELEBİ
2017
Her hakkı saklıdır**

**ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

DOKTORA TEZİ

**PI KONTROLLÜ KASKAT DA/DA BOOST
DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNİN YÜK PAYLAŞIMI METODU İLE
VERİM ANALİZİ**

Davood GHADERI

**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
Elektrik Tesisleri Bilim Dalı**

**ERZURUM
2017**

Her hakkı saklıdır



T.C.
ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



TEZ ONAY FORMU

**PI KONTROLLÜ KASKAT DA/DA BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNİN YÜK
PAYLAŞIMI METODU İLE VERİM ANALİZİ**

Doç. Dr. Mehmet ÇELEBİ danışmanlığında, Davood GHADERI tarafından hazırlanan bu çalışma 21/07/2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı – Elektrik Tesisler Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak **oybirliği** ile kabul edilmiştir.

Başkan : Doç. Dr. Vagif NEVRUZOĞLU

İmza :

Üye : Prof. Dr. Kenan YAKUT

İmza :

Üye : Doç. Dr. Mehmet ÇELEBİ

İmza :

Üye : Doç. Dr. Bülent ÇAVUŞOĞLU

İmza :

Üye : Doç. Dr. Mehmet Ali YILDIRIM

İmza :

Yukarıdaki sonuç;

Enstitü Yönetim Kurulu 27 / 07 / 2017 tarih ve 30 / 27 nolu kararı
ile onaylanmıştır.

Prof. Dr. Cavit KAZAZ
Enstitü Müdürü

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaklardan yapılan bildirişlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak olarak kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

ÖZET

Doktora Tezi

PI KONTROLLÜ KASKAT DA/DA BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNİN YÜK PAYLAŞIMI METODU İLE VERİM ANALİZİ

Davood GHADERİ

Atatürk Üniversitesi
Fen Bilimler Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı
Elektrik Tesisleri Bilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Mehmet ÇELEBİ

Bu tez çalışmasında PI kontrolörü bloğu kullanılarak DA/DA kaskat boost dönüştürücüsü tasarımı için yeni bir yöntem sunulmuştur. Birinci etabda kaskat yapısı incelenip sonra yapıyı kontrol etmek amacı ile PI kontrolör tasarlanıp ve sonraki etaplarda paralel kaskat dönüştürücüleri PI bloğu ile kontrol edip ve farklı giriş gerilimlerinde ve çıkış yüklerinde denenmiştir. Bu tasarımda, iki veya daha fazla kaskat boost dönüştürücü bloklarını paralel şekilde eşzamanlı aynı voltaj kaynağına bağlayarak çıkışları seri veya paralel halinde kullanılabilir. Bu tasarım, sınırlı miktarda güç ürettikleri yenilenebilir enerji kaynaklarında güç iletiminde etki sağlamaktadır. Bu dönüştürücüde, çıkış voltajı ve akım dalgalanmaları %0.1'in altında olup ve konvensiyonel boost dönüştürücülerle karşılaştırıldığında sağladığı bir avantaj, giriş bloklarında giriş akımının bölünmesi nedeniyle yapının ömrünün uzamasıdır. Bu tasarımda bir PI kontrolör bloğu, darbe genişliğinin değişimi ve MOSFET'lerin tetiklemesi ile hızlı yük veya giriş voltajı değişimine karşı, çıkıştaki voltaj üretimini kontrol edip, bu değeri sabit seviyede tutup ve dalgalanmasını kısıtlamaktadır. Yapılmış olan tüm çalışmalar, *MATLAB / SIMULINK* ve *CADENCE* yazılımların aracılığı ile simüle edilip ve simülasyonun sonuçları, teorik tasarımını onaylamaktadır. Bu tasarım, laboratuvar ölçeklerinde iki kademeli kaskat boost dönüştürücüsü blokları ile paralel bir yapı üzerinde gerçekleştirilip, teorik ve simülasyon sonuçlarını onaylamaktadır. Çalışmanın devamında droop metodu uygulanmıştır. Çalışma, yük paylaşım problemi için doğrusal olmayan PI kontrol tekniği ile paralel kademeli DA/DA boost yükseltici yapısına yönelik droop katsayılar yenileme yöntemine dayalı droop denetleyicisini modellemektedir. Giriş gücü miktarına ve güç iletimi için kaskat katların kapasitelerine göre, katların sayısı ikiden fazla olabilir. Uygulamamızda, aynı katmanlı kaskat boost dönüştürücüler kullanılmıştır. Çıkış voltajında 0,7VDC'lik droop değeri karşılığında, yük olarak iki aynı değerdeki dirençleri kullandığımız için beklediğimiz doğrultusunda, çıkış akımının iki katına yükselmesi gözükmemektedir. Bu teknik, tüm düşük ve yüksek gerilim kazanım uygulamaları için uygundur. Ayrıca bu yapı, çıkış yüklerinde veya giriş voltajlarında ani değişikliğe karşı stabil çalıştığı için, iyi bir boost dönüştürücünün tüm özelliklerini taşımaktadır.

2017, 116 sayfa

Anahtar Kelimeler: DA/DA Boost Dönüştürücüsü, Kaskat Boost Dönüştürücüsü, PI Kontrolör, Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM), Yenilenebilir Enerji Kaynakları.

ABSTRACT

Ph.D Thesis

EFFICIENCY ANALYSIS OF PI-CONTROLLED DC DC POWER BOOST CONVERTERS BY LOAD SHARING METHOD

Davood GHADERİ

Atatürk University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronic Engineering
Department of Electrical Facilities

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Mehmet ÇELEBİ

In this study a novel method is presented for DC/DC Cascade boost converters design using PI controller block. In first step, cascade boost converter structures has investigated and in next steps PI controller block has designed and parallel cascaded boost converters has controlled by using PI controller block and tested by different values of input voltages and output loads. This approach reinforces a same voltage source by using two or more cascade boost converter blocks simultaneously and is very effective in power transmission in renewable energy resources where they produce limited amount of power. In this converter, output voltage and current ripples are lower than 0.1%. One advantage of using this circuit compared to conventional boost converters is its long life because of input current division at the input blocks. A PI block controls voltage production confronting rapid load or input voltage changes by duty cycle changing results of the simulation confirmed the theoretical design. This designing and drive MOSFETs and restrict output voltage ripple. This circuit is simulated by MATLAB/SIMULINK and CADENCE for preparing to instruction and has implemented on a parallel structure with two blocks of cascade boost converters at laboratory scales. This work is modeling droop controller based on droop coefficients refreshing method for parallel cascaded DC/DC boost converters structure by nonlinear PI control technique for load sharing problem. It can expand to more than two parallel cascaded layers according to amount of input power or every cascade capability for power transmission. In our implementation, we used two same layers of cascaded boost converters. For a droop value of 0.7VDC for output voltage, results show that the current is doubled as we use two same resistors as load. Simulation results has obtained in Matlab/SIMULINK and confirming theoretical designing. This technique is suitable for all low voltage and high voltage gain applications. Also it has all specifications of a good boost converter as no changing ability for output voltage according to sudden changes in output loads or input voltages.

2017, 116 pages

Keywords: DC DC Boost Converter, Cascaded Boost Converter, PI Controller, Pulse Width modulation, Renewable Energy Sources.

TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde, dört yıl boyunca değerli bilgilerini bizlerle paylaşan, kullandığı her kelimenin hayatıma kattığı önemini asla unutmayacağım danışman hocam Sayın Doç. Dr. Mehmet ÇELEBİ'ye, doktora öğrenciliğim boyunca yardım ve desteklerini esirgemeyen doktora jüri üyelerine, çalışmam boyunca benden bir an olsun yardımlarını esirgemeyen iş arkadaşlarım Sinan DÖNGEL, Kazım ERDAL, Fatma KARIK ve evlilik hayatım süresince tüm zorlukları benimle göğüsleyen ve hayatımın her evresinde bana destek olan, ayrıca manevi desteğini her an yanımda hissettiğim değerli eşim Niloufar RAJABIYOUN'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca çalışmalarım sırasında manevi desteklerini esirgemeyen aileme teşekkürlerimi sunarım.

Davood GHADERI

Temmuz, 2017

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Çalışmanın Amaçları	3
1.2. Boost Dönüştürücüsünün Temel Yapısı.....	6
1.2.1. Boost dönüştürücüsünün CCM ve DCM çalışma modları	6
1.2.2. Boost dönüştürücüde laplace dönüşümü yöntemi ile CCM modundaki çıkış geriliminin ve indüktörün akımının denklemlerinin çözümü	13
1.2.3. Boost dönüştürücüsünde Z dönüşümü ile indüktör akımı ve çıkış geriliminin başlangıç değerlerinin elde edilmesi	17
1.3. Boost Dönüştürücüsünün CCM Çalışma Modundaki Teorik Analizleri	23
1.4. Boost Dönüştürücüsünün CCM Çalışma Modunda Çıkış Gerilimi ve İndüktör Akımı Değerleri	24
1.4.1. Boost dönüştürücüsünün CCM modundaki çıkış voltajının ortalama değeri.....	24
1.4.2. Boost dönüştürücüsünün CCM modundayken indüktör akımının ortalama değeri.....	26
1.4.3. Boost dönüştürücüsü CCM modundayken çıkış gerilimindeki dalgalanmanın hesaplaması	28
1.4.4. Boost dönüştürücüsü CCM modundayken indüktör akımı dalgalanmasının hesaplaması.....	29
1.5. Boost Dönüştürücüsünün Kayıpları	29
1.5.1. Genel kayıplar	30
1.5.2. Bileşenlerin kayıplarının hesaplamaları	32
1.6. Boost Dönüştürücülerinin Kullanım Alanları.....	36

1.7. Boost Yükseltici Çeşitleri ve Kontrol Analizleri.....	39
1.7.1. Konvansiyonel boost dönüştürücüsü.....	40
1.7.2. Kuplajlı-indüktans boost dönüştürücüsü.....	41
1.7.3. Gerilim çarpanlı konvansiyonel boost dönüştürücüleri.....	43
1.7.4. Çok çıkışlı, kuplaj indüktörlü boost dönüştürücüsü.....	44
1.7.5. Aralıklı boost dönüştürücüsü.....	46
1.7.6. Yüksek step-up aralıklı boost dönüştürücüsü.....	46
1.7.7. Yüksek step-up DA/DA dönüştürücüsü	47
1.7.8. Yumuşak anahtarlama boost dönüştürücüsü	48
1.7.9. Boost yükselticisinde yugulanan kontrol metodları	49
2. KAYNAK ÖZETLERİ.....	58
2.1. Önerilen Boost Dönüştürücüsünün Teorisi	58
2.1.1. Quadratic dönüştürücülerin avantajları ve tercih sebepleri.....	58
2.1.2. Quadratic boost dönüştürücünün yapısının temeli	60
2.1.3. İki kademeli quadratic boost dönüştürücüsü	62
2.1.4. Üç kademeli quadratic boost dönüştürücüsü.....	65
3. MATERYAL ve YÖNTEM.....	68
3.1. İki Kademeli Boost Dönüştürücüsü ve PI Kontrolör Tasarımının Küçük Sinyal Analizi	69
3.2. PI kontrolörün Tasarımı ve Şemaları.....	71
4. ARAŞTIRMA BULGULARI	74
4.1. Yapılan Tasarımda Devredeki Elemanlarının Değerleri ve Hesaplamaları	74
4.2. Konvansiyonel ve Önerilen Güç Dönüştürücülerinin Kayıplarının Karşılaştırmaları	78
4.3. Konvansiyonel ve Önerilen Devrenin Simülasyon Sonuçları.....	80
4.4. Önerilen Topoloji.....	83
4.4.1. Girişte ve çıkışta paralel bağlantılı kaskat boost dönüştürücüler	83
4.5. Paralel Bağlantılar İçin Simülasyon Sonuçları.....	86
4.6. Deneysel Sonuçlar.....	88
4.7. Girişte Paralel ve Çıkışta Seri Bağlantılı Kaskat Boost Dönüştürücüler	92
4.8. DA/DA Boost Dönüştürücüler İçin Droop (gerilim düşümü) Kontrolörü	102
4.8.1. Droop metodunun <i>Matlab/SİMULINK</i> 'te yapılan simülasyon	

aşamaları ve sonuçları.....	104
4.9. Droop Metodunun Deneysel Uygulaması	109
5. SONUÇ	111
KAYNAKLAR.....	113
ÖZGEÇMİŞ	117



SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

L	Boost dönüştürücüsünün bobini
R_L	Boost dönüştürücüsünün yükü
C	Çıkış kondansatörü
v_y	Droop eğimi
β	Eğim açısı
ρ	Elektriksel direnç
$P_{sw} = W_{TOT} \cdot f_{sw}$	Genel dinamik kayıpları
f	Harmonik frekansı
ρ	Hava yoğunluğu
d	İletkenin çapı
Δi_L	İndüktör akımı değişimi
$V'_{d,y}$	Referas gerilimi
V_v	Rüzgarın hızı
P_{fixed}	Sabit kayıplar
N	Sarım sayısı
R_{ESR}	Seri rezistans eşdeğeri
$R_{\theta DA}$	Soğutucu ısıl dirençi

Kısıtlamalar

CCM	Continuous Current Mode
DCM	Discontinuous Current Mode

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. DA/DA boost dönüştürücüsü.....	6
Şekil 1.2. $f(t)$ fonksiyonunun dalga şekli.....	9
Şekil 1.3. (a) $[0,D]$ ve (b) $[D,1]$ zaman aralıklarında <i>boost</i> dönüştürücüsü eşdeğer devresi	11
Şekil 1.4. Boost dönüştürücünün CCM modundaki step ünitesi yanıtı	24
Şekil 1.5. Boost dönüştürücüsünün CCM modunda çıkış geriliminin giriş gerilimine göre oranı	26
Şekil 1.6. Yük değişimi ile dönüştürücü güç kayıplarının değerlerinin değişimi.....	32
Şekil 1.7. PMG jeneratörlü rüzgar türbininin topolojisi	37
Şekil 1.8. MPPT'i gerçekleştirmek için panele bağlı DA/DA boost dönüştürücüsünün şeması.....	38
Şekil 1.9. Yakıt hücresi güç üretim sistemi.....	39
Şekil 1.10. Konvansiyonel boost dönüştürücüsü	40
Şekil 1.11. Birleşik indüktörlü yüksek kazançlı kademeli dönüştürücüsü	42
Şekil 1.12. Çok çıkışlı, yüksek kazançlı boost dönüştürücüsü	43
Şekil 1.13. Gerilim çoğaltıcılı, yüksek kazanç, kuplajlı indüktans kullanan boost dönüştürücüsü	45
Şekil 1.14. Aralıklı boost dönüştürücüsü	46
Şekil 1.15. Yüksek step-up aralıklı boost dönüştürücüsü	47
Şekil 1.16. Yüksek step-up DA/DA dönüştürücüsü.....	48
Şekil 1.17. Yumuşak anahtarlama boost dönüştürücüsü.....	49
Şekil 1.18. Otomatik kontrol sisteminin blok diyagramı halinde gösterimi	52
Şekil 2.1. (a) Temel boost dönüştürücüsü, (b) devre, anahtarın kapalı olduğu durumunda, (c) devre, anahtarın açık olduğu durumunda.....	61
Şekil 2.2. (a) İki kademeli (kaskat) boost dönüştürücüsü, (b) anahtarın kapalı olduğu durum, (c) anahtarın açık olduğu zaman	63
Şekil 2.3. (a) Üç kademeli kaskat boost dönüştürücüsü, (b) anahtarın kapalı olduğu zamanlarda devrenin şeması, (c) anahtarın açık olduğu zamanlarda devrenin şeması.....	66

Şekil 3.1. İki kademeli kaskat boost dönüştürücüsünde anahtarın kapalı olduğu durum.....	69
Şekil 3.2. İki kademeli kaskat boost dönüştürücüsünde anahtarın açık olduğu durum.....	70
Şekil 3.3. Çıkış voltaj regülasyonu kapalı döngüsü	72
Şekil 3.4. İki kademeli boost dönüştürücüsünün gerilim kontrol şeması	73
Şekil 4.1. Önerilen iki kademeli boost dönüştürücüsü	74
Şekil 4.2. Tasarlanmış devrenin ($d=0,35$ 'te) giriş ve çıkış gerilimleri.....	76
Şekil 4.3. Tasarlanmış devrenin ($d=0,35$ 'te) giriş ve çıkış akımları	77
Şekil 4.4. Tasarlanmış devrenin ($d=0,75$ 'te) giriş ve çıkış gerilimleri.....	77
Şekil 4.5. Tasarlanmış devrenin ($d=0,75$ 'te) giriş ve çıkış akımları	78
Şekil 4.6. Darbe genişliği $d=0.5$ ve çıkışın 30W olduğunda, iki konvansiyonel ve önerilen yapılarının giriş akımlarının ve çıkış geriliminin karşılaştırılması.....	81
Şekil 4.7. İki yapının farklı çıkış güçlerinde verimin karşılaştırılmaları	82
Şekil 4.8. Tasarlanmış PI kontrolörün şeması.....	83
Şekil 4.9. Önerilen tasarımın blok şeması	84
Şekil 4.10. Önerilen çift katlı DA/DA dönüştürücüsünde farklı voltaj üretimi	86
Şekil 4.11. Çıkış gücüne göre paralel önerilen ve paralel konvansiyonel boost dönüştürücüler arasındaki verimlilik karşılaştırması	87
Şekil 4.12. Konvansiyonel ve önerilen kaskat boost dönüştürücülerin çıkışın 50W olduğunda $L1$ için akım dalgalanması eğrisi	87
Şekil 4.13. PIC tarafından, V_{in} (a) 20 VDC ve (b) 30VDC olduğunda, farklı darbe genişlikleri ile MOSFET'lerin gatelerine uygulanması için üretilen dalgalar.....	89
Şekil 4.14. Üretilen çıkış voltajı (120VDC) ve MOSFET anahtarlama dalgaları	90
Şekil 4.15. (a) MOSFET'lerin drain-source ve gate-source voltajları, (b) Giriş indüktörünün akım ve gerilim dalga formları	91
Şekil 4.16. Çıkış gücüne göre normal kaskat dönüştürücüsü ve uygulanan prototipin verimlilik karşılaştırması	91
Şekil 4.17. Tasarımın seri çıkışlı blok diyagramı.....	92
Şekil 4.18. Tasarımın çıkışlarının seri olduğu halde şeması	92

Şekil 4.19. Farklı darbe genişliklerine göre çıkış gerilimleri	94
Şekil 4.20. Farklı darbe genişliklerinde verimin değerlendirilmesi, maksimum verim %92,67, darbe genişliği=0,35	94
Şekil 4.21. Farklı darbe genişliklerinde çıkıştaki akımlar	95
Şekil 4.22. Farklı darbe genişliklerinde girişteki bobinin akımları	95
Şekil 4.23. L1 bobininden geçen akımın dalgalanma yüzdesi.....	96
Şekil 4.24. Çıkış gerilimi, referans voltajın değiştirilmesi sonucunda	97
Şekil 4.25. Çıkış gerilimi, iki referans voltajının değiştirilmesi sonucunda.....	97
Şekil 4.26. Çıkış gerilimi, iki referans voltajın değiştirilmesi sonucunda	98
Şekil 4.27. Çıkış gerilimi, 100VDC, R= 50 ohm.....	98
Şekil 4.28. Çıkış gerilimi, 92VDC, R= 10 ohm.....	99
Şekil 4.29. Çıkış gerilimi, 100VDC, R= 300 ohm.....	99
Şekil 4.30. Çıkış gerilimi, 100VDC, R= 1000 ohm.....	100
Şekil 4.31. Yükün farklı değerlerinde devrenin çıkışındaki sağlanan gerilim.....	100
Şekil 4.32. Çıkış gerilimi, $V_{in} = 15VDC$	101
Şekil 4.33. Çıkış gerilimi, $V_{in} = 21VDC$	101
Şekil 4.34. Çıkış gerilimi, $V_{in} = 35VDC$	102
Şekil 4.35. Farklı giriş gerilimlerinde, devrenin sağladığı çıkış gerilim grafiği.....	102
Şekil 4.36. Droop kontrol metodu.....	103
Şekil 4.37. Boost yükselticisine uygulanan droop kontrolör	104
Şekil 4.38. Tasarımın blok diyagramı	105
Şekil 4.39. Her katın içindeki kullanılan kaskat boost dönüştürücüsü	105
Şekil 4.40. Her kata uygulanan droop kontrolörü.....	106
Şekil 4.41. Birinci katın aktardığı güç diyagramı	106
Şekil 4.42. İkinci katın aktardığı güç diyagramı.....	107
Şekil 4.43. Üçüncü katın aktardığı güç diyagramı.....	107
Şekil 4.44. İkinci yükün devreye girmesi ile şebekedeki gerilim düşüşü	108
Şekil 4.45. Droop değeri ve katların güç aktarım grafiği	109
Şekil 4.46. Yük paylaşım problemi ve gerilim düşümü için katmanların katılımı, Droop anında katlardan geçen akım değerlerinin değişimi.....	110

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. DA/DA Boost dönüştürücülerinin giriş geriliminin, 50 VDC ve darbe genişliğinin 0.50 değerindeki karşılaştırmaları	67
Çizelge 4.1. Devredeki kullanılan elemanların değerleri.....	74
Çizelge 4.2. CCM modundaki konvansiyonel ve önerilen yükselticilerin kayıpları	79
Çizelge 4.3. Kullanılan elemanların değerleri	80
Çizelge 4.4. Gerçekleştirilen prototipin ana parametreleri	89
Çizelge 4.5. Önerilen topoloji ve tek katlı yükselticilerinin akım ve gerilim karşılaştırması.....	93
Çizelge 4.6. Uygulanan prototipin ana parametreleri	110

1. GİRİŞ

Anahtarlı mod kaynakları, DA/DA dönüştürücüler dahil birçok amaç için kullanılabilir. Çoğu zaman, bir pil gibi bir DC kaynağı mevcut olmasına rağmen, mevcut voltaj, sistemin ihtiyacı için uygun değildir. Örneğin, elektrikli otomobilleri sürmek için kullanılan motorlar, tek başına bir pil ile sağlanandan 500V'luk alandan daha yüksek gerilimler gerektirir. Bataryalar kullanılmış olsa bile, ekstra ağırlık ve alan ihtiyacı sistemin pratikliğine engel olacak kadar büyük olurdu. Bunun çözümü, daha az pil kullanmak ve mevcut DA voltajını bir yükseltici dönüştürücü kullanarak istenilen seviyeye yükseltmektir. Büyük veya küçük pillerle ilgili bir diğer sorun da, mevcut şarj tükendiğinde çıkış voltajının değişmesi ve pil geriliminin, verilen devreye güç sağlamak için yetersiz kalmasıdır. Bununla birlikte, bu düşük çıkış seviyesi, bir yükseltici dönüştürücü kullanarak tekrar nominal seviyeye yükseltilebilirse, pil ömrü de uzatılabilir.

Bir yükseltici dönüştürücüye DC girişi, şebekeden inverter ile elde edilmiş bir DC olabileceği gibi, güneş panelleri, yakıt hücreleri, dinamo ve DC jeneratörlerden gibi birçok kaynağın yanı sıra katı atık pillerden de olabilir. Boost dönüştürücüsü, çıkış geriliminin giriş gerilimine eşit veya bundan daha büyük olması bakımından Buck Dönüştürücüsünden farklıdır.

DA/DA dönüştürücülerin en önemli kategorilerinden birisi boost dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücü bir ac trafosu gibi belli bir seviyedeki giriş DC gerilimini daha yüksek bir DC seviyesine yükseltir. İstenilen çıkış gerilimini sağlaması ve yüksek verimliliği, sanayi, taşınabilir cihazlar gibi geniş alanlarda kullanımı nedeni ile öneme haizdir. DA/DA boost dönüştürücülerin kullanıldığı temel alanlar; otomotiv uygulamaları, güç amplifikatörü uygulamaları, uyarlamalı kontrol uygulamaları, akü güç sistemleri, tüketici elektroniği ve iletişim uygulamalarıdır.

Günümüzde güneş enerjisi ve rüzgar enerjisi gibi yenilenebilir enerji kaynakları, fosil

yakıtların kısa bir sürede azalıp iklim değişikliğinin ve çevreye verilen ağır hasarın giderek artmasıyla birlikte alternatif bir enerji kaynağı olmuştur. Bununla birlikte, güneş enerjisi ve rüzgar enerjisinin dezavantajı, doğa şartlarından etkilenmeleri ve bu şartlara göre sağladıkları verimin değişmesidir. Güneş paneli, gündüz alabildiği güneş ışını sayesinde daha verimli çalışırken bulutlu havalarda yeterli güneş ışını alamadığı için daha düşük bir verim sağlar. Rüzgar türbünü ise, rüzgarın esme şiddetine göre verimi her zaman değişkendir. DA'nın, ac güç transferi ile karşılaştırıldığında, daha fazla sayıda yenilenebilir enerji kaynağının bir DC hattı ile etkileşime girmesi sonucunda, daha kolay halde kontrol altında alındığı görülmüştür.

Rüzgar türbünü ve deniz dalgası enerjisi gibi yenilenebilir üretim sistemlerinde üç fazlı güç elektroniği dönüştürücülerinin kullanılması gerekmektedir. Bu yenilenebilir enerji sistemlerinde cihazın kinetik enerjisi, üç fazlı senkron veya AC jeneratörler ve güç elektroniği arabirimleri aracılığıyla şebekeden bağımsız veya şebekeye bağlı olarak çalışır. Bu sistemlerde, dinamik olarak devamlı ve verimli enerji transferi, kaynak ve yükün dinamik özelliklerine uyum sağlayabilen gelişmiş güç denetleyicilerinin kullanılmasını gerekmektedir. Enerji transferini sağlamak için; diyotlar ve tristörlerden oluşan konvansiyonel ac/DC dönüştürücüler, gerilim uyumsuzluğu ve düşük güç faktörü gibi sorunlara neden olurlar.

Önerilen topolojiler arasında, üç fazlı DA/DA yükseltici dönüştürücüler, yüksek verimlilik ve düşük elektromanyetik girişim emisyonları sunabildikleri için, yenilenebilir güç kaynaklarından oluşan sistemlerinde enerji dönüşümü amacı ile kullanılmaktadır. Bu dönüştürücülerin verim açısından performansları, uygulanan kontrol yapısına oldukça bağlıdır. Yükselticinin performansını artırmak için, darbe genişlik modülasyonlu (PWM), uzay vektör modülasyonu, yumuşak anahtarlama, doğrusal olmayan ve uyarlanabilir kontrol yöntemlerini kullanılarak farklı kontrol stratejileri literatürde sunulmuştur. Bu metodlar, yenilenebilir güç kaynaklarını içeren uygulamalarda, devrelerin rüzgar, dalga ve mekanik titreşimler gibi zamana göre değişen parametreler sistemin kontrollu halde çalışması ve bu parametrelerden daha az etkilenmesi amacı ile uygulanır.

Rüzgar, dalga ve güneş dahil olmak üzere yenilenebilir enerji kaynaklarında, dönüştürücünün çıkışında sabit gerilim elde etmek ve verimi arttırmak için kontrollü bir dönüştürücünün kullanılması gerekmektedir.

1.1. Çalışmanın Amaçları

Bir önceki bölümde anlatıldığı gibi, yenilenebilir enerji kaynaklarında, dönüştürücünün çıkışında sabit gerilim elde etmek ve sistemi kontrollü halde çalıştırmak son derece önemlidir. Diğer yandan, bu kaynakların ürettiği güç değerlerinin düşük olması nedeni ile bu değerleri yüksek bir verim ile aktarabilecek kontrollü bir topolojinin tasarlanması ayrı bir öneme sahiptir.

Kademe yükseltici (set-up) olarak da tanınan boost dönüştürücüsü, düşük gerilimi yüksek voltaj seviyesine yükseltmek için yaygın olarak kullanılan popüler bir dönüştürücüdür. Çıkış gerilimi Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) anahtarlama sinyali dahilinde düzenlenebilir. Anahtar Modlu Güç Kaynağı (SMPS), Fotovoltaik (PV) sistemi, Elektrikli Araç sistemi (EV) ve şebeke gibi çok geniş uygulamaları kapsayan DA/DA boost konvertörü üzerinde çok sayıda araştırma yapılmıştır. Verimlilik, sistemin cevap verme süresi, çıkış gerilimi ve akım dalgalanması, boyut ve ağırlık açısından performansı optimize etmek için çeşitli tasarımlar araştırılmıştır. Bazı yayınlarda bu dönüştürücüyü kontrollü olarak çalıştırmak için, Bulanık Mantık, Tek Çevrim Kontrolü (Smedley ve Cuk 1995) ve Yapay Sinir Ağı gibi çok sayıda kapalı döngü (close loop techniques) tekniği önerilmiştir. Bunun dışında, bazı araştırmacılar, yeni devre konfigürasyonları, yumuşak anahtarlama tekniği (Bryant and Kazimierczuk 2007), yüksek frekanslı güç anahtarları tasarımı ve dayanıklı ve stabil denetleyici yapıları sunmuşlardır.

Kontrol temelli bu dönüştürücülerde sürekli giriş voltajının veya yükün değişmesi sonucunda çıkış gerilimini sabit değerde tutan ve bu değerden örnek alıp referans gerilimleri ile karşılaştırmak amacı ile kapalı döngülü sistemler kullanılmaktadır. Kapalı döngü sisteminde, PI denetleyicisi temel bir kontrol elemanıdır ve pek çok uygulamada

yaygın olarak kullanılan konvansiyonel doğrusal bir kontrolördür.

Kontrolör tekniği, sırasıyla P, I ve D olarak sembolize eden orantılı, integralli ve türevsel üç ana algoritmayı içerir. P mevcut hata ile orantılıdır, I geçmiş hatanın toplamı ve D gelecekteki hatayı öngören türev operatörüdür.

Bu tez çalışmasında, PI denetleyicili bir boost konvertörünün tasarımı yapılacaktır. PI kontrolör kullanılarak DA/DA boost dönüştürücü kaskat olarak tasarlanacaktır. Bu yaklaşım, aynı anda iki veya daha fazla kaskat boost dönüştürücünün kullanılması ile sistemin performansının ve veriminin artırılması ilkesine dayanmaktadır. Bu dönüştürücüde, çıkış gerimi ve akım dalgalanmalarının %0.1'in altında olduğu gözlenmiştir. Bu durum, devrenin konvansiyonel boost dönüştürücülerle karşılaştırıldığında sağladığı önemli bir avantaj olmakla birlikte, girişte akımının bölünmesi nedeniyle yapının ömrünün uzaması da ikinci önem arz eden avatajıdır. Toplam eleman sayısının daha az olması, bu yapının diğer avantajlarındanır.

Tasarımda kullanılacak PI bloğu, dönüştürücüdeki MOSFET'lere uygulanan darbe genişliklerinin değişimi ile, hızlı yük veya giriş voltajı değişimlerinde, voltaj üretimini kontrol etmekle beraber çıkış gerilimindeki dalgalanmaları en aza indirecektir.

Tasarlanmış olan dönüştürücü kontrol devresi ile birlikte iki üçlü kaskat *MATLAB / SIMULINK* ve *CADENCE* yazılımlar aracılığı ile farklı giriş ve çıkış gerilimlerinde ve farklı yüklerde simülasyonları yapıldığında, neticelerin teorikle bağdaştığı görülmüştür.

Bu yapıda diğer önemli olan husus, yük değişimlerinde her katın performansı ve güç aktarmadaki payıdır. Sabit bir DC giriş geriliminde, akımın kontrolü aslında gücün kontrolü demektir. Her bir dönüştürücünün güç transfer kapasitesinin farklı olmasından dolayı, dönüştürücülerin paralel bağlantılarında aynı gücü aktarmalarına gerek yoktur. Gerilim düşümü kontrol (Droop control) metodunda beslenecek yükün akım değerini her dönüştürücünün özellikleri ve üstündeki gerilim düşüşü ve her dönüştürücünün sağlayabileceği akım değerine göre belirlenir.

Bu şekilde, iki dönüştürücünün gerilim-güç özelliklerine göre iki ayrı birim olarak, şebekeye sağlayabilecekleri güç değerleri gerilim düşüşüne göre kontrol edilmektedir. Her dönüştürücünün güç aktarım miktarı ilgili birimin kapasitesine göre belirlenir ve kontrol edilir. Diğer bir ifade ile, bu metod ile şebeke gücü arttığında, kontrolör her kat için tanımlanan özellikler ve onun kapasitesine dayanarak uzaktan kontrol olmadan gereken ekstra güç miktarını sağlamaktadır.

Gerilim düşümü kontrolü, modülerliği ve uygulama kolaylığı nedeniyle Paralel yapılardan oluşan DA/DA dönüştürücülerde yaygın şekilde uygulanmıştır. Rezistif yüklü elektrik dağıtım hatlarına sahip olan bu tür dönüştürücülerde, Boost dönüştürücülü P-V gerilim düşümü, yük paylaşımı için en yaygın yöntemdir. Dönüştürücülerin paralel çalışmasında akım veya yük paylaşımı en kritik parametredir. Eşit yük paylaşımını garanti eden yöntemlerin çoğu katlar arasındaki bazı iletişim türlerini kullanmakta olup, bu yöntemler, devrenin karmaşıklığını ve gürültüye karşı duyarlılığını artırmaktadır.

Çalışmanın son aşamasında *MATLAB/SIMULINK* ortamında üç katlı bir kaskat yapıyı birbirinden farklı olan güç aktarma kabiliyetli ve farklı droop katsayıları ile paralel halde bağlanıp, her kat için farklı PI kontrolör uygulanmaktadır. Her kat PI kontrolörünün gerilim düşümü katsayısının değerine bağlı olarak girişteki gücün bir kısmını yüke aktarmakta olup yükün ani değişimlerinde her kat farklı güç aktarımına devam etmektedir. *Matlab/SIMULINK*'te yapılan simülasyonlara dayanarak bu yapının, ikinci yükün devreye girmesinden önce toplam 3600 watt'lık bir güç aktarımı gerçekleştirmesi halde ikinci yükün devreye ilave edilmesinden sonra toplam 7200 watt'ın aktarabilmesi gerekmektedir ve bu yapı bu işlemi yüksek bir verim ile uygulamaktadır. Gücün iki katına yükselmesi, aynı yük değerini birinci yüke paralel şekilde bağlanması sonucunda elde edilir. Önemli olan konu, her katın farklı bir güç değerini aktarabilmesi ve birinci durumda toplam üç katın 3600 watt ve ikinci durumda 7200 watt güç aktarma özelliğine sahip olmasıdır. Bu konu genel olarak yük paylaşımı olarak tanımlanır. Bu tasarımda iki katlı bir kaskat dönüştürücü üzerine eşit gerilim düşümü katsayıları ile laboratuvar ölçeklerinde gerçekleştirilmiştir. Çalışmada

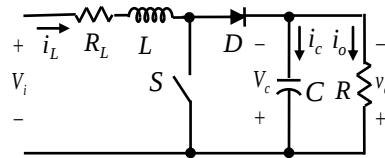
yüksek verim elde edilerek küçük bir gerilim düşüşü karşılığında katlardan geçen akım tam iki katına yükseltilerek yükün akımı sağlanmıştır.

Bu tasarım, laboratuvar ölçeklerinde ikili kaskat boost dönüştürücülü paralel yapı topolojisi temelinde gerçekleştirilmiştir ve tüm deneysel sonuçlar, simülasyon sonuçlarını onaylamaktadır. Bu uygulamada her iki kat PI kontrolör devresi ile kontrol edilip, çıkış gerilimi ve bobin dalgalanma oranları hesapladığımız limitlerde elde edilerek droop metodu aracılığı ile yük paylaşım probleminin çözümü gerçekleştirilmiştir.

Bir sonraki bölüm DA/DA boost dönüştürücülerin CCM ve DCM çalışma modlarını, bu tür dönüştürücülerin matematiksel modellemelerini ve kararlılık analizlerini içermektedir. Aynı zamanda boost dönüştürücülerin kullanıldığı alanlar ve uygulanan kontrol yöntemleri ile ilgili özellikle yenilenebilir enerji kaynaklarındaki araştırmalar özetlenmiştir. İkinci ve üçüncü bölümlerde kaskat dönüştürücüler ve PI kontrolör tasarımları analiz edilip, dördüncü bölümde önerilen yapının teorik ve deneysel sonuçlar sunulmuştur. Beşinci bölüm ise sonuç bölümüdür.

1.2. Boost Dönüştürücüsünün Temel Yapısı

DA/DA boost dönüştürücüsünün temel devresi Şekil 1.1’de gösterilmiştir. Devredeki R_L indüktör eşdeğer direncidir. Bu değerlendirmede S anahtarı ve D diyotu idealdir.



Şekil 1.1. DA/DA boost dönüştürücüsü

1.2.1. Boost dönüştürücüsünün CCM ve DCM çalışma modları

DA/DA dönüştürücüsünün çalışma alanları sürekli iletim (CCM) ve süreksiz iletim

(DCM) modlarından oluşmaktadır. Sürekli iletim modunda, indüktör akımı hiçbir zaman sıfır değerine ulaşmaz. Süreksiz iletim modunda, indüktör akımı DA/DA dönüştürücülerde çok yaygın olan sıfır seviyesine düşer.

Eğer indüktör akım dalgalanmalarının maksimum değer noktası indüktör akımının DC bileşeninden daha düşükse, diyot akımı daima pozitif ve diyot, S 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 S anahtarın tersi kutuplaşma nedeniyle tekrar kapatılana kadar indüktör akımı sıfır değerinde kalacaktır. Bu, DA/DA dönüştürücüde kesikli iletim moduna neden olur. Aslında bir boost dönüştürücüsünün Süreksiz İletim Modu, kapasitör voltajının yada bobin akımının ters polariteye dönüşmesi durumunda meydana gelmektedir ki bu da anahtarlama yapan komponent üzerindeki akım yada voltajın ters polariteye dönüşmesi demektir. Kimi zaman DCM modu sadece düşük akımlarda gözükürken, kimi zaman da tüm çeşitli yükler altında her zaman DCM çalışacak şekilde kullanılabilirler.

Kesintili İletim Modunda, indüktör akımı, tüm döngü boyunca (periyot) kalıcı değildir ve periyodun bitiminden önce sıfıra düşebilir. Kesintili iletim modu endüktans, sürekli iletim modu için endüktansın minimum değerinden daha düşüktür, LDCM < LCCM. Dolayısıyla, bu durum genellikle hafif yük koşulları için ortaya çıkar. Süreksiz iletim modunda endüktans değeri, $LDCM = \xi LCCM$, burada kesintili iletim için $0 < \xi < 1$ 'dir. Burada kesintili iletim modu bobin değeri açısından incelenmiştir. (2-5) formülüne dikkat ederek bobinden geçen akımın dalgalanma limitleri anahtarlama frekansı, yükün değeri ve darbe genişliği gibi diğer parametrelerde bağlıdır.

Kesintili iletim modu genellikle tek anahtardan oluşan dönüştürücülerde oluşmakla birlikte iki anahtara sahip dönüştürücülerde de meydana gelebilir.

İndüktörde depolanan enerji, içinden akan akımın karesiyle orantılıdır. Dönüştürücüyle aynı güce sahip olan sürekli iletim durumunda, sürekli iletim moduna kıyasla, indüktör

akımının gereksinimi daha yüksektir. Bobinin akımı süresiz iletme moduna götüren sebep, aslında yüküdür. Sabit çıkış geriliminde yükün değeri yüksek olunca (yüksüzlüğe doğru), ondan geçen akımın değeri düşer. Öte yandan, bu akımı bobinden geçen akım tedarik etmektedir. Dolayısıyla bu akımın değeri düşünce darbe genişliğinin bir periyodunda akım daha uzun süre sıfır değerinde kalıp ve devre derin süresiz iletme moduna geçmektedir. Bu, süresiz iletim devresinde daha fazla kayıba neden olur. Devre süresiz iletme modunda çalıştığı halde yükün istediği akımını tedarik edemediğinden bir verim sağlayamaz ve kullanımsız bir hale gelir. Devredeki elemanların kayıplarını da dikkate alarak aslında çıkışta akım sağlanamaz.

Dönüşüm oranı sürekli iletim modunda yükten bağımsızdır, ancak kesintili iletim moduna girdiğinde yüke bağlı hale gelir. Bu, DA devresi analizini karmaşıktırır. Çünkü devrenin diferansiyel denklemlerini birinci mertebeden ikinci mertebeye yükseltmektedir.

Uygulamaların çoğunda, sürekli iletim modu kullanılır. Bununla birlikte, kesintili iletim modu, düşük akım ve halka kompanzasyon uygulamaları gibi bazı uygulamalar için de kullanılabilir.

Boost dönüştürücülere ait temel denklemler Şekil (1.1)'e *Kirchhoff* akım ve gerilim kanunlarını uygulayarak aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = f(t)v_o - V_i \quad (1.1)$$

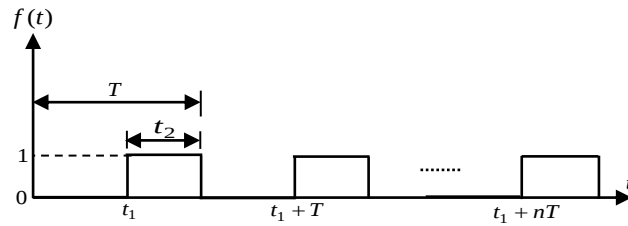
$$C \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R} = f(t)i_L \quad (1.2)$$

Bu devrede en önemli konu güç anahtarının modellemesidir. S anahtarın açık ve kapalı olduğunda dönüştürücü devresinin değişmesini dikkate alarak anahtarın açık modunda formüller kapalı moddan daha farklı olacaktır. Bu nedenle dönüştürücünün

modellemesinde güç anahtarının'da modellenmesi gerekir. Yukardaki (1.1) ve (1.2) formülleri, gerilimin ve akımın genel denklemleridir. Bu denklemlerde $f(t)$ anahtarlama işlevi olarak S anahtarının modellemesine uygulanır. $f(t)$ fonksiyonunun değerinin belli olması ile ve bu değeri (1.1) ve (1.2) formüllerine uygulaması ile her bir anahtarlama aralığıyla ilgili olan denklemler elde edilebilir. $f(t)$ fonksiyonu, dönüştürücünün denklem belirlemesi için, anahtarın kapalı olduğu zaman aralığını (t_1) ve açık olduğu zaman aralığını ($t_2 = T - t_1$) tarif ederek aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [u(t - t_1 - nT) - u(t - T - nT)] \quad (1.3)$$

(1.3) numaralı formülde n anahtarlama aralıklarının sayısı ve T anahtarlama periyotudur. Anahtarlama zaman aralığının anlamı S anahtarının bir kez açık ve bir kez kapalı olduğu süreçtir (Babaei ve Mahmoodieh 2011). Şekil (1.2) $f(t)$ fonksiyonunun dalga formunu göstermektedir. Şekile bakarak 0 ile t_1 zaman aralığında $f(t)$ sıfır değerine sahiptir ve bu değeri (1.1) ve (1.2) formüllerine uygulayarak S anahtarının on (devrede) olduğu formdaki denklemler elde edilebilir. Ayrıca t_1 ve T zaman aralığında $f(t)$ 'nin değeri 1 ile eşittir ve bu değeri yukardaki denklemlere uyguladığımız halde anahtarın devre dışı yani açık olduğu zamanlarla ilgili denklemler elde edilir.



Şekil 1.2. $f(t)$ fonksiyonunun dalga şekli

(1.3) formülünü dikkate alarak $f(t)$ fonksiyonu n anahtarlama aralığının iki adım fonksiyonunun farklık toplamıdır. Dönüştürücünün ayrık zaman alanı analizi için aşağıdaki değişken varyasyonunu kullanabiliriz:

$$t = (n + m)T \text{ for } n = 0, 1, 2, \dots, 0 \leq m < 1 \quad (1.4)$$

Bu değişken varyasyonunu yukarıdaki formüllere uygulayarak, $f(t)$ fonksiyonu n 'e bağlı ayırık zamanlı bir hale dönüşür. m parametresi (1.4) denkleminde zaman birimi değişkenidir ve onun değeri tüm anahtarlama zaman aralıklarında aynıdır ve sürekli sıfır ve bir arasında değişmektedir. Bu değişkeni (1.4) denklemine uygulayarak $f(t)$ fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{n=0}^{\infty} [u(nT + mT - t_1 - nT) - u(nT + mT - T - nT)] \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} [u(mT - t_1) - u(mT - T)] \\ &= nf(m) \end{aligned} \quad (1.5)$$

(1.5) denkleminde $f(m)$ ise,

$$f(m) = u(mT - t_1) - u(mT - T) \quad (1.6)$$

dir.

$u(mT - t_1)$ ve $u(mT - T)$ değerleri (1.6) denkleminde sırayla aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$u(mT - t_1) = \begin{cases} 1 & mT - t_1 \geq 0 \text{ for } m \geq \frac{t_1}{T} \\ 0 & mT - t_1 < 0 \text{ for } m < \frac{t_1}{T} \end{cases} \quad (1.7)$$

$$u(mT - T) = \begin{cases} 1 & mT - T \geq 0 \text{ for } m \geq 1 \\ 0 & mT - T < 0 \text{ for } m < 1 \end{cases} \quad (1.8)$$

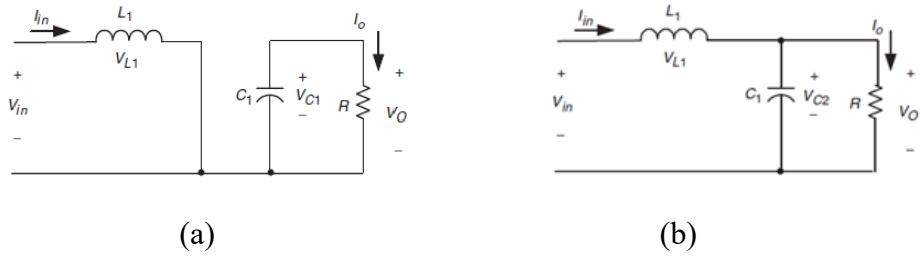
(1.7) denkleminde $\frac{t_1}{T}$ dönüştürücünün *CCM* modunda çalışma sürecidir ve aşağıdaki formül ile tanımlanabilir:

$$D = \frac{t_1}{T} \quad (1.9)$$

(1.7) ve (1.8) denklemlerini (1.6) denklemi yerine koyarak:

$$f(m) = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 \leq m < D \\ 1 & \text{for } D \leq m < 1 \end{cases} \quad (1.10)$$

(1.10) denklemini elde ederiz. Burada $[0,1]$ zaman aralığı iki zaman aralığına $[0,D]$ ve $[D,1]$ 'a bölünmekte olup, S anahtarı $[0,D]$ zaman aralığında iletimde ve $[D,1]$ zaman aralığında kesimdedir. Şekil (1.3) *boost* dönüştürücüsünün eşdeğer devresini $[0,D]$ ve $[D,1]$ zaman aralıklarında göstermektedir.



Şekil 1.3. (a) $[0,D]$ ve (b) $[D,1]$ zaman aralıklarında *boost* dönüştürücüsü eşdeğer devresi

$[0, D]$ zaman aralığında S anahtarı aktif halinde olup ve bu zamanda $f(m)$ fonksiyonu sıfır değerine sahiptir. (1.4) formülünde değişken varyasyonunu ve $f(m)$ değerini (1.1) ve (1.2) denklemlerine uygulayarak S anahtarının aktif (on) olduğu durumunun formülleri aşağıdaki gibi elde edilebilir (Babaei and Mahmoodieh 2011):

$$\frac{di_{L,n}}{dm} = \frac{T}{L}V_i - \frac{R_L T}{L}i_{L,n} \quad (1.11)$$

$$\frac{dv_{o,n}}{dm} = -\frac{T}{RC}v_{o,n} \quad (1.12)$$

Bu denklemler matris halinde yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L,n}}{dm} \\ \frac{dv_{o,n}}{dm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L T}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{T}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L,n} \\ v_{o,n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \text{ for } 0 \leq m < D \quad (1.13)$$

$i_{L,n}(0) = i_{L_{0,n}}, v_{o,n}(0) = v_{o_{0,n}}$

(1.13) denkleminde $i_{L_{0,n}}$ ve $v_{o_{0,n}}$, $[0, D]$ zamanında sıra ile indüktörün akımı ve çıkış geriliminin başlangıç değerleridir. Görüldüğü gibi indüktör akımı ve çıkış gerilimi başlangıç değerleri n değişkenin fonksiyonlarıdır, dolayısıyla bu parametrelerin değerleri her bir anahtarlama zaman aralığında birbirinden farklıdır.

[D,1] Zaman aralığında S anahtarı açık (pasiftir) ve $f(m)$ fonksiyonu bir değerine sahiptir. Yeniden bir kez daha (1.4) formülünde değişken varyasyonunu ve $f(m)$ 'nin yeni değerini (1.1) ve (1.2) denklemlerine uygulayarak, S anahtarın açık modu ile ilgili denklemler aşağıdaki gibi elde edilebilir (Luo and Ye 2007):

$$\frac{di_{L,n}}{dm} = \frac{T}{L}V_i - \frac{TR_L}{L}i_{L,n} - \frac{T}{L}v_{o,n} \quad (1.14)$$

$$\frac{dv_{o,n}}{dm} = \frac{T}{C}i_{L,n} - \frac{T}{RC}v_{o,n} \quad (1.15)$$

Sonuçta bu denklemler matris formunda aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L,n}}{dm} \\ \frac{dv_{o,n}}{dm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L T}{L} & -\frac{T}{L} \\ \frac{T}{C} & -\frac{T}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L,n} \\ v_{o,n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \text{ for } D \leq m < 1 \quad (1.16)$$

$$i_{d,n}(D) = i_{L1,n}, v_{o,n}(D) = v_{o1,n}$$

(1.16) denkleminde $i_{L0,n}$ ve $v_{o0,n}$ ve $[D,1]$ zamanında sırasıyla indüktör akımı ve çıkış gerilimi başlangıç değerleridir.

1.2.2. Boost dönüştürücüde laplace dönüşümü yöntemi ile CCM modundaki çıkış geriliminin ve indüktörün akımının denklemlerinin çözümü

(1.13) ve (1.16)'dan elde edilen denklemler, diferansiyel denklemlerin türündendir. Bu tür denklemlerin çözmesi için laplace dönüşümünden yararlanabiliriz (Camera *et al.* 2010). Laplace dönüşümünü (1.13) ve (1.16) denklemlerine uygulama sonucunda (1.17) ile (1.20) formülleri elde edilebilir:

$$\left(s + \frac{TR_L}{L}\right) I_{L,n}(s) = i_{L0,n} + \frac{T}{LS} V_i \text{ for } 0 \leq m < D \quad (1.17)$$

$$\left(s + \frac{T}{RC}\right) V_{o,n}(s) = v_{o0,n} \text{ for } 0 \leq m < D \quad (1.18)$$

$$\left(s + \frac{TR_L}{L}\right) I_{L,n}(s) = +i_{L1,n} + \frac{T}{LS} V_i - \frac{T}{L} V_{o,n}(s) \text{ for } D \leq m < 1 \quad (1.19)$$

$$\left(s + \frac{T}{RC}\right) V_{o,n}(s) = v_{o1,n} + \frac{T}{C} I_{L,n} \text{ for } D \leq m < 1 \quad (1.20)$$

Bu denklemlerin düzenlemesi ile, çıkış gerilimi ve indüktör akımının matris formu şu

şekilde oluşur:

$$\begin{bmatrix} I_{L,n}(S) \\ V_{0,n}(S) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s + (\alpha - \gamma)T} \left(i_{L0,n} + \frac{T}{L} \frac{V_i}{s} \right) \\ \frac{v_{o0,n}}{s + (\alpha + \gamma)T} \end{bmatrix} \text{ for } 0 \leq m < D \quad (1.21)$$

$$\begin{bmatrix} I_{L,n}(s) \\ V_{o,n}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 + 2\alpha Ts + T^2(\alpha^2 + \omega^2)} \times \begin{bmatrix} s + T(\alpha + \gamma) & -\frac{T}{L} \\ \frac{T}{C} & s + T(\alpha - \gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1,n} + \frac{TV_i}{Ls} \\ v_{o1,n} \end{bmatrix} \text{ for } D \leq m < 1 \quad (1.22)$$

(1.21) ve (1.22) numaralı formüllerde α , ω ve γ aşağıdaki değerlerine sahiptir (Luo and Ye 2007; Maksimovic and Zane 2007):

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R_L}{L} + \frac{1}{RC} \right) \quad (1.23)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} \left(\frac{R_L}{R} + 1 \right) - \alpha^2} \quad (1.24)$$

$$\gamma = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{RC} - \frac{R_L}{L} \right) \quad (1.25)$$

(1.21) ve (1.22) denklemlerine ters Laplace dönüşümünü uygulama sonucunda m alanında çıkış voltaj ve indüktör akımı, (1.26) ve (1.27) fomüllerinden elde edilir.

$$i_{L,n}(m) = \begin{cases} i_{L0,n} e^{-(\alpha+\gamma)mT} + \frac{V_i}{R_L} [1 - e^{-(\alpha+\gamma)mT}] & \text{for } 0 \leq m < D \\ \frac{V_i}{R_L + R} \left[1 - e^{-\alpha(mT-t_1)} \cos \omega(mT-t_1) + \frac{\omega^2 - \alpha\gamma}{\omega(\alpha + \gamma)} e^{-\alpha(mT-t_1)} \sin \omega(mT-t_1) \right] + \\ + i_{L1,n} e^{-\alpha(mT-t_1)} \left[\cos \omega(mT-t_1) + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega(mT-t_1) \right] \\ - \frac{v_{o1,n} e^{-\alpha(mT-t_1)}}{\omega L} \sin \omega(mT-t_1) & \text{for } D \leq m < 1 \end{cases} \quad (1.26)$$

$$v_{o,n}(m) = \begin{cases} v_{o0,n} e^{-(\alpha+\gamma)mT} & \text{for } 0 \leq m < D \\ \frac{RV_i}{R_L + R} \left[1 - e^{-\alpha(mT-t_1)} \cos \omega(mT-t_1) - \frac{\alpha}{\omega} e^{-\alpha(mT-t_1)} \sin \omega(mT-t_1) \right] + \\ + \frac{i_{L1,n}}{\omega C} e^{-\alpha(mT-t_1)} \sin \omega(mT-t_1) + \\ + v_{o1,n} e^{-\alpha(mT-t_1)} \left[\cos \omega(mT-t_1) - \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega(mT-t_1) \right] & \text{for } D \leq m < 1 \end{cases} \quad (1.27)$$

(1.26) ve (1.27) denklemlerinde, $i_{L0,n}$, $v_{o0,n}$, $i_{L1,n}$ ve $v_{o1,n}$ parametreleri bilinmeyenlerdir. Bu denklemlerde bilinmeyen değerli parametrelerin sayısı dört olmasından dolayı bu değerlerin azaltılması için $i_{L1,n}$ ve $v_{o1,n}$ değerleri $i_{L0,n}$ ve $v_{o0,n}$ üzerinden elde edilmektedir.

$$\lim_{t \rightarrow (t_1 + nT)^+} i_L(t) = \lim_{t \rightarrow (t_1 + nT)^+} i_L(t) \quad (1.28)$$

(1.28) denklemi, m parametresinin üzerinden aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\lim_{m \rightarrow (D)^-} i_{L,n}(m) = \lim_{m \rightarrow (D)^+} i_{L,n}(m) \quad (1.29)$$

(1.26) numaralı formülünü (1.29) numaralı denkleme yerleştirerek $i_{L1,n}$ parametresini $i_{L0,n}$ parametrenin üzerinden bu şekilde hesaplayabiliriz.

$$i_{L1,n} = i_{L0,n} e^{-(\alpha-\gamma)t_1} + \frac{V_i}{R_L} [1 - e^{-(\alpha-\gamma)t_1}] \quad (1.30)$$

Ve çıkış gerilimi için:

$$\lim_{t \rightarrow (t_1 + nT)^-} v_o(t) = \lim_{t \rightarrow (t_1 + nT)^+} v_o(t) \quad (1.31)$$

veya

$$\lim_{m \rightarrow \chi(D)^-} v_{o,n}(m) = \lim_{m \rightarrow \chi(D)^+} v_{o,n}(m) \quad (1.32)$$

Yazılabilir. (1.27) denklemini (1.32) denkleminin yerine koyarsak $v_{o1,n}$ değeri (1.33)'ten hesaplanır:

$$v_{o1,n} = v_{o0,n} e^{-(\alpha-\gamma)t_1} \quad (1.33)$$

Son aşamada (1.30) ve (1.33) numaralı denklemleri (1.26) ve (1.27) numaralı formüllerde yerleştirerek, indüktörün akımı ve çıkış gerilimi $i_{L0,n}$ ve $v_{o0,n}$ üzerinden aşağıdaki bağıntılar ile hesaplanır:

$$i_{L,n}(m) = \begin{cases} i_{L0,n} e^{-(\alpha-\gamma)mT} + \frac{V_i}{R_L} [1 - e^{-(\alpha-\gamma)mT}] & \text{for } 0 \leq m < D \\ \frac{V_i}{R_L + R} \left[1 - e^{-\alpha(mT-t_1)} \cos \omega(mT-t_1) + \frac{\omega^2 - \alpha\gamma}{\omega(\alpha + \gamma)} e^{-\alpha(mT-t_1)} \sin \omega(mT-t_1) \right] + \\ + \left[\left(i_{L0,n} - \frac{V_i}{R_L} \right) e^{\gamma t_1 - \alpha mT} + \frac{V_i e^{-\alpha(mT-t_1)}}{R_L} \right] \left[\cos \omega(mT-t_1) + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega(mT-t_1) \right] - \\ - \frac{v_{o0,n} e^{-\gamma t_1 - \alpha mT}}{\omega L} \sin \omega(mT-t_1) & \text{for } D \leq m < 1 \end{cases} \quad (1.34)$$

$$v_{o,n}(m) = \begin{cases} v_{o0,n} e^{-(\alpha+\gamma)mT} & \text{for } 0 \leq m < D \\ \frac{RV_i}{R_L + R} \left[1 - e^{-\alpha(mT-t_1)} \cos \omega(mT-t_1) - \frac{\alpha}{\omega} e^{-\alpha(mT-t_1)} \sin \omega(mT-t_1) \right] + \\ + \frac{1}{\omega C} \left[\left(i_{L0,n} - \frac{V_i}{R_L} \right) \times e^{\gamma t_1 - \alpha m T} + \frac{V_i}{R_L} e^{-\alpha(mT-t_1)} \right] \sin \omega(mT-t_1) + \\ + v_{o0,n} e^{-\gamma t_1 - \alpha m T} \left[\cos \omega(mT-t_1) - \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega(mT-t_1) \right] & \text{for } D \leq m < 1 \end{cases} \quad (1.35)$$

1.2.3. Boost dönüştürücüsünde Z dönüşümü ile indüktör akımı ve çıkış geriliminin başlangıç değerlerinin elde edilmesi

(1.34) ve (1.35) numaralı denklemlerde tek belirlenmeyen değerler $i_{L0,n}$ ve $v_{o0,n}$ parametreleridir ve onların değerlerinin belirlenmesi ile indüktörün akımı ve çıkış gerilimi herhangi bir zamanda elde edilebilir. $i_{L0,n}$ ve $v_{o0,n}$ parametrelerin n parametresine bağlı olmasını ve n 'nin ayrik zamanlı bir değişken olmasını dikkate alarak bu akımın ve gerilimin elde edilmesi için Z dönüşümünden yararlanabiliriz (Camera *et al.* 2010).

İndüktörün akımı ve kondansatörün gerilimi devamlı değerlere sahip olduklarından dolayı, aşağıdaki denklem ($t=nT$) zamanlarında kullanılabilir:

$$\lim_{t \rightarrow (nT)^-} i_L(t) = \lim_{t \rightarrow (nT)^+} i_L(t) \quad (1.36)$$

(1.36) numaralı denklemi m parametresinin üzerinden bu şekilde yazılabilir:

$$\lim_{m \rightarrow 1^-} i_{L,n}(m) = \lim_{m \rightarrow 0^+} i_{L,n+1}(m) \quad (1.37)$$

$$\lim_{t \rightarrow (nT)^-} v_o(t) = \lim_{t \rightarrow (nT)^+} v_o(t) \quad (1.38)$$

$$\lim_{m \rightarrow 1^-} v_{o,n}(m) = \lim_{m \rightarrow 0^+} v_{o,n+1}(m) \quad (1.39)$$

Yukarıdaki limitlerin hesaplanmasında sonra, $t_2 = T - t_1$ dönüşümü ile indüktör akımının ve kondansatör geriliminin başlangıç değerleri $n+1$ aralığında (1.40) ve (1.41)'den elde edilir (Maksimovic and Zane 2007):

$$i_{L0,n+1} = \frac{V_i}{R_L + R} \left[1 - e^{-\alpha t_2} \cos \omega t_2 + \frac{\omega^2 - \alpha \gamma}{\omega(\alpha + \gamma)} e^{-\alpha t_2} \sin \omega t_2 \right] + \left[\left(i_{L0,n} - \frac{V_i}{R_L} \right) e^{\gamma t_1 - \alpha T} + \frac{V_i e^{-\alpha t_2}}{R_L} \right] \left(\cos \omega t_2 + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) - \frac{v_{o0,n}}{\omega L} e^{-\gamma t_1 - \alpha T} \sin \omega t_2 \quad (1.40)$$

$$v_{o0,n+1} = \frac{RV_i}{R_L + R} \left(1 - e^{-\alpha t_2} \cos \omega t_2 - \frac{\alpha}{\omega} e^{-\alpha t_2} \sin \omega t_2 \right) + \frac{\sin \omega t_2}{\omega C} \left[\left(i_{L0,n} - \frac{V_i}{R_L} \right) e^{\gamma t_1 - \alpha T} + \frac{V_i e^{-\alpha t_2}}{R_L} \right] + v_{o0,n} e^{-\gamma t_1 - \alpha T} \left(\cos \omega t_2 - \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \quad (1.41)$$

(1.40) ve (1.41) fark denklemleridir ve onların çözümü için Z dönüşümünü kullanılabilir. Ayrık bir fonksiyon ile ilgili aşağıdaki denklemleri yazarsak,

$$Z\{i_{L0,n}\} = I_{L0}(z) \quad (1.42)$$

$$Z\{v_{o0,n}\} = V_0(z) \quad (1.43)$$

$$x[n+1] = \vec{Z} z X(z) - z x(0) \quad (1.44)$$

(1.44) formülüne dayanarak (1.45) ve (1.46) numaralı denklemler elde edilebilir:

$$Z\{i_{L0,n+1}\} = z I_{L0}(z) - z i_{L0,0} \quad (1.45)$$

$$Z\{v_{0,n+1}\} = zV_0(z) - zv_{0,0} \quad (1.46)$$

(1.45) ve (1.46) denklemlerinde $i_{L0,0}$ ve $v_{0,0}$ sıra ile $t = 0$ zamanında, indüktörün akımının ve kondansatörün geriliminin başlangıç değerleridir.

Z dönüşümünü (1.40) ve (1.41) denklemlerine uygulayarak ve onları matris formunda yazarak $IL_0(Z)$ ve $Vo_0(Z)$ 'ye bağlı olan denklemler aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$[X] \begin{bmatrix} I_{L0}(z) \\ V_0(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{z}{z-1} b_1 + zi_{L0,0} \\ \frac{z}{z-1} b_2 + zv_{0,0} \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

Yukardaki matris'te X, b1 ve b2 parametreleri aşağıdaki bağıntılardan elde edilir:

$$X = \begin{bmatrix} z - e^{-\alpha T + \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) & \frac{e^{-\alpha T - \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega L} \\ -\frac{e^{-\alpha T - \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega C} & z - e^{-\alpha T - \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 - \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

$$b_1 = \left\{ \frac{R_L}{R_L + R} \left[1 - e^{-\alpha t_2} \cos \omega t_2 + \frac{\omega^2 - \alpha \gamma}{\omega(\alpha + \gamma)} e^{-\alpha t_2} \sin \omega t_2 \right] \right. \\ \left. \right\} + (e^{-\alpha t_2} - e^{\gamma t_1 - \alpha T}) \left(\cos \omega t_2 + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \frac{V_i}{R_L} \quad (1.49)$$

$$b_2 = \left[\frac{R}{R_L + R} (1 - e^{-\alpha t_2} \cos \omega t_2 - \frac{\alpha}{\omega} e^{-\alpha t_2} \sin \omega t_2) + \frac{1}{\omega R_L C} (e^{-\alpha t_2} - e^{\gamma t_1 - \alpha T}) \sin \omega t_2 \right] V_i \quad (1.50)$$

(1.47) denkleminin çözümü sonucunda:

$$\begin{bmatrix} I_{L0}(z) \\ V_{o0}(z) \end{bmatrix} = X^{-1} \times \begin{bmatrix} zI_{L0,0} + b_1 \frac{z}{z-1} \\ zV_{o0,0} + b_2 \frac{z}{z-1} \end{bmatrix} \quad (1.51)$$

(1.51) matrisinde X^{-1} (1-52) den elde edilir:

$$X^{-1} = \frac{1}{|X|} \times \begin{bmatrix} z - e^{-\alpha T - \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 - \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) & -\frac{e^{-\alpha T - \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega L} \\ \frac{e^{-\alpha T + \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega C} & z - e^{-\alpha T + \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \end{bmatrix} \quad (1.52)$$

(1.52) de X 'in değeri aşağıdaki formülden hesaplanabilir:

$$|X| = z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos T + e^{-2\alpha a} \quad (1.53)$$

$$\cos T = \cos \omega t_2 \cosh \gamma t_1 + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \sinh \gamma t_1 \quad (1.54)$$

X^{-1} 'i (1.51) denkleminde yerleştirerek $I_{L0}(Z)$ ve $V_{o0}(Z)$ değerleri aşağıdaki eşitliklerden elde edilir.

$$\begin{aligned} I_{L0}(z) = & \frac{z}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos T + e^{-2\alpha a}} \times \left\{ \left[z - e^{-\alpha T - \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 - \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \right] i_{L0,0} - \right. \\ & - \frac{v_{o0,0} e^{-\alpha T - \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega L} + \left\{ \left[z - e^{-\alpha T - \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 - \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \right] b_1 - \right. \\ & \left. \left. - \left\{ \frac{b_2 e^{-\alpha T - \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega L} \frac{1}{z-1} \right\} \right\} \right\} \end{aligned} \quad (1.55)$$

$$\begin{aligned}
V_{o0}(z) = & \frac{z}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos T + e^{-2\alpha\alpha}} \left\{ \left[z - e^{-\alpha T + \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \right] v_{o0,0} + \right. \\
& + \frac{i_{L0,0} e^{-\alpha T + \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega C} + \left. \left\{ \frac{e^{-\alpha T + \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega C} b_1 + \right. \right. \\
& \left. \left. \left\{ \right\} + \left[z - e^{-\alpha T + \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \right] b_2 \frac{1}{z-1} \right. \right. \\
& \left. \left. \left\{ \right\} \right\} \right\}
\end{aligned} \tag{1.56}$$

İndüktörün akımının ve kondansatörün gerilimin başlangıç değerlerini kararlı durumda hesaplamak için Z dönüşümünü kullanabiliriz. Z dönüşümünde :

$$i_{L0,ss} = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) I_{L0}(z) \tag{1.57}$$

$$v_{o0,ss} = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) V_{o0}(z) \tag{1.58}$$

(1.55) ve (1.56) denklemlerini (1.57) ve (1.58) denklemlerine yerleştirerek (1.59) ve (1.60) denklemleri elde edilebilir.

$$i_{L0,ss} = \frac{\left[1 - e^{-\alpha T - \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 - \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \right] b_1 - \frac{e^{-\alpha T - \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega L} b_2}{1 - 2e^{-\alpha T} \cos T + e^{-2\alpha\alpha}} \tag{1.59}$$

$$v_{o0,ss} = \frac{\frac{e^{-\alpha T + \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega C} b_1 + \left[z - e^{-\alpha T + \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \right] b_2}{1 - 2e^{-\alpha T} \cos T + e^{-2\alpha\alpha}} \tag{1.60}$$

(1.59) ve (1.60) denklemlerine dayanarak, (1.55) ve (1.56) denklemlerinin bir kısmı kararlı durum değerlerin üzerine hesaplanabilir ve onları geliştirmek amacı ile kısmi kesirleri kullanarak (1.61) ve (1.62) denklemleri elde edilebilir.

$$I_{d0}(z) = \frac{z[z - e^{-\alpha T} \cos(\gamma T) + ke^{-\alpha T}]}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos(\gamma T) + e^{-2\alpha\alpha}} i_{d0,0} - \frac{ze^{-\alpha T - \gamma t_1} \sin \omega t_2}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos(\gamma T) + e^{-2\alpha\alpha}} \frac{v_{0,0}}{\omega L} + \frac{zi_{d0,0}}{z-1} - \frac{z[i_{d0ss}z - 2i_{d0ss}e^{-\alpha T} \cos(\gamma T) + i_{d0ss} - b_1]}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos(\gamma T) + e^{-2\alpha\alpha}} \quad (1.61)$$

$$V_0(z) = \frac{ze^{-\alpha T - \gamma t_1} \sin \omega t_2}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos(\gamma T) + e^{-2\alpha\alpha}} \frac{i_{d0,0}}{\omega C} + \frac{z[z - e^{-\alpha T} \cos(\gamma T) - ke^{-\alpha T}]}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos(\gamma T) + e^{-2\alpha\alpha}} \frac{v_{0,0}}{\omega C} + \frac{zv_{0ss}}{z-1} - \frac{z[v_{0ss}z - 2v_{0ss}e^{-\alpha T} \cos(\gamma T) + v_{0ss} - b_2]}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos(\gamma T) + e^{-2\alpha\alpha}} \quad (1.62)$$

Ters Z dönüşümü ile indüktör akımı ve kondansatör gerilimi, zaman alanında elde edilebilir (Rim *et al.* 1991). Bunun için aşağıdaki kurallardan yararlanabiliriz:

$$\frac{1 - [r \cos \omega_0] z^{-1}}{1 - [2r \cos \omega_0] z^{-1} + r^2 z^{-2}} \xleftrightarrow{z} [r^n \cos \omega_0 n] u[n] \quad (1.63)$$

$$\frac{[r \sin \omega_0] z^{-1}}{1 - [2r \cos \omega_0] z^{-1} + r^2 z^{-2}} \xleftrightarrow{z} [r^n \sin \omega_0 n] u[n]$$

Bu kuralları kullanarak Ayrık zaman alanında aşağıdaki değerlere ulaşabiliriz:

$$i_{d0,n} = i_{d0ss} + (i_{d0,0} - i_{d0ss}) e^{-\alpha n T} \cos(\gamma n T) + \left[ki_{d0,0} - \frac{e^{-\gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega L} v_{0,0} + \frac{i_{d0ss} e^{-\alpha T} \cos(\gamma T) - i_{d0ss} + b_1}{e^{-\alpha T}} \right] \frac{e^{-\alpha n T} \sin(\gamma n T)}{\sin(\gamma T)} \quad (1.64)$$

$$v_{0,n} = v_{0ss} + (v_{0,0} - v_{0ss}) e^{-\alpha n T} \cos(\gamma n T) + \left[\frac{e^{-\gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega L} v_{0,0} - kv_{0,0} + \frac{v_{0ss} e^{-\alpha T} \cos(\gamma T) - v_{0ss} + b_2}{e^{-\alpha T}} \right] \frac{e^{-\alpha n T} \sin(\gamma n T)}{\sin(\gamma T)} \quad (1.65)$$

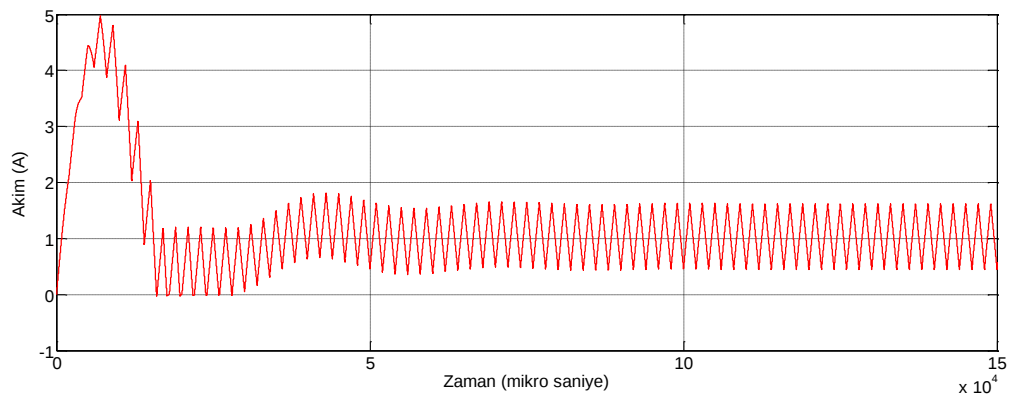
Bir sonraki etabde ve (1.3) bölümünde boost yükselticinin sürekli akım modu analiz edilecek ve bu çalışma modundayken çıkış geriliminin ve bobin akımının değerleri

hesaplanacaktır.

1.3. Boost Dönüştürücüsünün CCM Çalışma Modundaki Teorik Analizleri

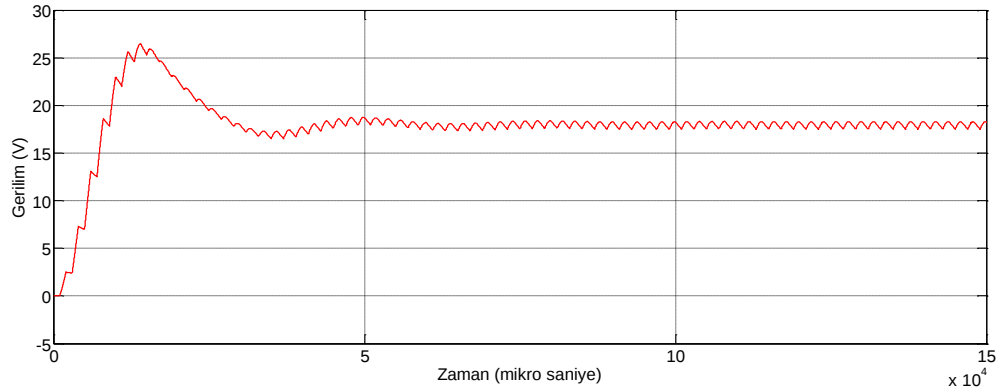
DA/DA dönüştürücüsünün tepki süresi anlık ve kararlı tepkilerden oluşur. Anlık tepki indüktörün akımı ve kondansatörün voltajı kararlılık değerlerine varmadan önceki süredir ve dönüştürücü kararlı performansa ulaşmamıştır (Tricoli 2011).

DA/DA dönüştürücülerde ve genellikle anahtarlama temelli tüm dönüştürücülerde kararlılık durumundaki yanıt başka sistemlerden daha farklıdır. Bu tür dönüştürücülerde kararlılık durum yanıtı benzer ve sabit şekilde ve her zaman aralığında mevcut olan anlık durumlardan oluşmaktadır ve anahtarın devredeki tepkilerinden ve onlardan geçen akımların değerlerinden kaynaklanmaktadır. Anahtarın açık ve kapalı olduğunda devrenin şemasını ve çalışma koşullarının değişmesini dikkate alarak iki farklı durum ile karşılaşabiliriz. Şekil (1.4) indüktör akımını ve kondansatör gerilimini *CCM* modundayken göstermektedir. Bu eğriler $V_i=10V$, $L=4mH$, $C=0.33mF$, $R=35\Omega$, $R_l=0.5\Omega$ ve $f=1KKz$ varsayarak ve (1.34) ve (1.35) denklemlerini kullanarak simüle edilmiştir.



(a)

Şekil 1.4. (devam)



(b)

Şekil 1.4. Boost dönüştürücünün CCM modundaki step ünitesi yanıtı

(a) indüktör akımı (b) çıkış gerilimi

Yukarıda gelen konu dalga formlarından kolayca görülebildiği gibi ve kararlı durum yanıtı geçici durumları ihtiva etmektedir. Buradaki geçici tepkiler, minimum ve maksimum değerlerin arasında ve güç anahtarının açılıp kapanmasının sonucunda oluşmakta olup, indüktörün ve kondansatörün şarj ve deşarjını göstermektedir.

1.4. Boost Dönüştürücüsünün CCM Çalışma Modunda Çıkış Gerilimi ve İndüktör Akımı Değerleri

Burada konvansiyonel boost dönüştürücüsünün sürekli akım modunda çalışması halinde, indüktörden geçen akım ve çıkıştaki gerilimin değerleri hesaplanmaktadır. Bu değerlerin devrede, çeşitli parametlerden etkilenmeleri formüllerde görülebilir.

1.4.1. Boost dönüştürücüsünün CCM modundaki çıkış voltajının ortalama değeri

Bu değerin hesaplanması için aşağıdaki formülden yararlanabiliriz:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_o(\theta) d\theta \quad (1.66)$$

Bu formülde t' herhangi bir rasgele zaman anıdır. (1.4)'teki değişken varyasyonunu (1.66)'daki formüle uygulayarak aşağıdaki sonuç elde edilir:

$$V_o = \int_0^1 v_{o,ss}(m) dm \quad (1.67)$$

$v_{o,ss}$ Çıkış geriliminin kararlı durumundaki değeridir ve (1.59) ve (1.60) formüllerini (1.35) denkleminde uygularsak (Maksimovic ve Zane 2007),

$$v_{o,ss}(m) = \begin{cases} v_{o0,ss} e^{-(\alpha+\gamma)mT} & \text{for } 0 \leq m < D \\ \frac{RV_d}{R_d + R} \left[1 - e^{-\alpha(mT-t_1)} \cos \omega(mT-t_1) - \frac{\alpha}{\omega} e^{-\alpha(mT-t_1)} \sin \omega(mT-t_1) \right] + \\ + \frac{1}{\omega C} \left[(i_{d0,ss} - \frac{V_d}{R_d}) \times e^{\gamma t_1 - \alpha mT} + \frac{V_d}{R_d} e^{-\alpha(mT-t_1)} \right] \sin(\omega mT - \omega t_1) + \\ + v_{o0,ss} e^{-\gamma t_1 - \alpha mT} \left[\cos \omega(mT-t_1) - \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega(mT-t_1) \right] & \text{for } D \leq m < 1 \end{cases} \quad (1.68)$$

Anahtarlama zaman aralığında, çıkış geriliminin ortalama şu şekilde hesaplanır:

$$V_o = \frac{v_{o0,ss}}{(\alpha + \gamma)T} (1 - e^{-(\alpha+\gamma)DT}) + u_1 \left[1 - a_0 \left(a_1 - \frac{\alpha}{\omega} a_2 \right) - 2\alpha a_3 - D \right] + \\ + \frac{i_{L1,ss}}{\omega C} (a_0 a_2 + \omega a_3) + v_{o1,ss} \left[a_0 \left(a_1 - \frac{\gamma}{\omega} a_2 \right) - a_3 (\gamma - \alpha) \right] \quad (1.69)$$

Ve u_1 , a_0 ile a_3 (1.70)'ten (1.74)'te kadar aşağıdaki bağıntıları ile hesaplanır.

$$u_1 = \frac{RV_i}{R_L + R} \quad (1.70)$$

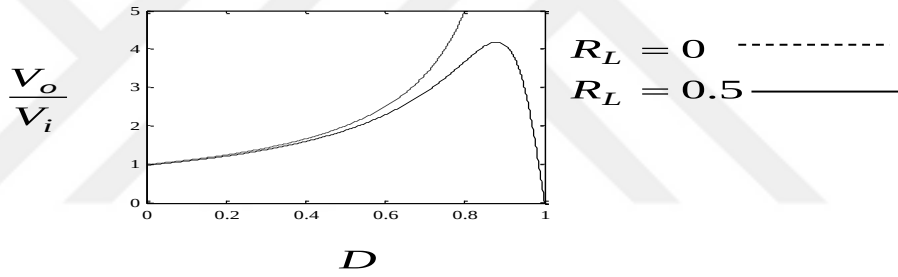
$$a_0 = \frac{e^{-\alpha t_2}}{(\alpha^2 + \omega^2)T^2} \quad (1.71)$$

$$a_1 = -\alpha T \sin \omega t_2 + \omega T \cos \omega t_2 \quad (1.72)$$

$$a_2 = -\alpha T \cos \omega t_2 - \omega T \sin \omega t_2 \quad (1.73)$$

$$a_3 = \frac{1}{(\alpha^2 + \omega^2)T} \quad (1.74)$$

Şekil (1.5), dönüştürücünün kararlı durumundaki çıkış gerilimi ortalamasındaki değişim eğrisini göstermektedir. Bu eğriler iki kayıpsız $RL=0$ ve kayıplı $RL=0.5\Omega$ durumlarında ve $V_i=10V$, $R=35\Omega$, $C=0.33mf$, $L=4mH$ ve $f=1KHz$ varsayarak simüle edilmiştir.



Şekil 1.5. Boost dönüştürücüsünün CCM modunda çıkış geriliminin giriş gerilimine göre oranı

Şekle dikkat edilirse dönüştürücü daha büyük D değerlerinde yüksek bir ortalamaya oranına sahiptir ve kayıpsız devrenin eğrisi kayıplı durumundaki devrenin eğrisinden daha farklıdır. Ayrıca kayıplı durumda D 'nin daha yüksek değerlerinde ortalama değeri daha düşüktür ve bu değer $D=1$ 'de sıfır değerine düşmektedir.

1.4.2. Boost dönüştürücüsünün CCM modundayken indüktör akımının ortalama değeri

Çıkış geriliminin hesaplama metodu bura DA/DA aynı şekilde kullanılabilir (Bryant ve Kazimierczuk 2004; Bryant ve Kazimierczuk 2005; Bryant ve Kazimierczuk 2007):

$$I_L = \int_0^1 i_{L,ss}(m) dm \quad (1.75)$$

Bu denklemde $i_{L,ss}(m)$ 'in değeri aşağıdaki formülden hesaplanabilir.

$$i_{L,n}(m) = \begin{cases} i_{L0,ss} e^{-(\alpha-\gamma)mT} + \frac{V_i}{R_L} [1 - e^{-(\alpha-\gamma)mT}] & \text{for } 0 \leq m < D \\ \frac{V_i}{R_L + R} \left[1 - e^{-\alpha(mT-t_1)} \cos \omega(mT-t_1) + \frac{\omega^2 - \alpha\gamma}{\omega(\alpha + \gamma)} e^{-\alpha(mT-t_1)} \sin \omega(mT-t_1) \right] + \\ + \left[\left(i_{L0,ss} - \frac{V_i}{R_L} \right) e^{\gamma t_1 - \alpha mT} + \frac{V_i}{R_L} e^{-\alpha(mT-t_1)} \right] \left[\cos \omega(mT-t_1) + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega(mT-t_1) \right] - \\ - \frac{v_{o0,ss}}{\omega L} e^{-\gamma t_1 - \alpha mT} \sin \omega(mT-t_1) & \text{for } D \leq m < 1 \end{cases} \quad (1.76)$$

İntegralı bir anhatarlama periyotunda hesaplarken:

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{i_{L0,ss}}{(\alpha - \gamma)T} [1 - e^{-(\alpha-\gamma)t_1}] + \frac{V_i}{R_L} \left[D + \frac{1}{(\alpha - \gamma)T} (e^{-(\alpha-\gamma)t_1} - 1) \right] + \\ &+ i_{L1,ss} \left[a_0 \left(a_1 + \frac{\gamma}{\omega} a_2 \right) - a_3 (\gamma - \alpha) \right] + u_2 [1 - a_0(a_1 - u_3 a_2) + a_3(\omega \omega_3 - \alpha) - D] - \\ &- \frac{v_{o1,ss}}{\omega L} (a_0 a_2 + \omega a_3) \end{aligned} \quad (1.77)$$

Yukarıdaki denklemde:

$$u_2 = \frac{V_i}{R_L + R} \quad (1.78)$$

$$u_3 = \frac{\omega^2 - \alpha\gamma}{\omega(\alpha + \gamma)} \quad (1.79)$$

Boost dönüştürücüsünün dayanıklı ve stabil çalışması için bobinin akım değeri ve

kandansatörün gerilimi en önemli parametrelerdir. Dolayısıyla bu parametrelerin dalgalanma oranlarını hesaplamak ve devredeki komponentleri bu değerlere göre kullanmak ciddi şekilde devrenin performansını etkilemektedir. Burada bu parametrelerin dalgalanma oranları hesaplanmıştır.

1.4.3. Boost dönüştürücüsü CCM modundayken çıkış gerilimindeki dalgalanmanın hesaplaması

Bir dönüştürücünün en belirleyici parametrelerinden birisi çıkıştaki gerilimdalgalanmasıdır ve dikkate alınmalıdır. Bu dalgalanmanın değeri aşağıdaki formülden hesaplanır (Bryant ve Kazimierczuk 2004; Bryant ve Kazimierczuk 2005).

$$\Delta V_o = v_{o0,ss} - v_{o1,ss} \quad (1.80)$$

(1.80) formülünde $v_{o0,ss} (m)$ kararlı durumdayken çıkış geriliminin maksimum değeridir ve (1.60) formülünden hesaplanır. $v_{o1,ss} (m)$ ise bu durumdaki minimum değerdir. (1.60) Formülünü (1.33) denkleminde yerleştirerek:

$$v_{o1,ss} = \frac{\frac{e^{-\alpha T + \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega C} b_1 + \left[z - e^{-\alpha T + \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \right] b_2}{1 - 2e^{-\alpha T} \cos T + e^{-2\alpha a}} e^{-(\alpha + \gamma)t_1} \quad (1.81)$$

elde edilir. Kararlılık durumdaki çıkış gerilimin dalgalanması (1.60) ve (1.81) denklemlerini (1.79) denkleminde uyarlandığında, elde edilir (Maksimovic ve Zane 2007):

$$\Delta V_{o,ss} = \frac{\frac{e^{-\alpha T + \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega C} b_1 + \left[z - e^{-\alpha T + \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 + \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \right] b_2}{1 - 2e^{-\alpha T} \cos T + e^{-2\alpha a}} (1 - e^{-(\alpha + \gamma)t_1}) \quad (1.82)$$

1.4.4. Boost dönüştürücüsü CCM modundayken indüktör akımı dalgalanmasının hesaplaması

Anahtarın kapalı olduğu durumlarda, indüktör akımı anahtarın üzerinden geçmektedir. Ayrıca çıkıştaki yükün akımı da indüktör vasıtasıyla sağlanmaktadır. Bu nedenlerden dolayı indüktör akımının dalgalanması bu dönüştürücülerin tasarımında en önemli konulardandır. Gerilimin dalgalanmasında uygulanan denklemler aynı zamanda indüktör akımı içinde yazılabilir:

$$\Delta I_{L,ss} = i_{L1,ss} - i_{L0,ss} \quad (1.83)$$

Bu formülde $i_{L0,ss}$ ve $i_{L1,ss}$ sırası ile devrenin kararlı durumundayken, akımın minimum ve maksimum değerleridir. $i_{L1,ss}$, aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\Delta I_{L,ss} = \frac{\left[1 - e^{-\alpha T - \gamma t_1} \left(\cos \omega t_2 - \frac{\gamma}{\omega} \sin \omega t_2 \right) \right] b_1 - \frac{e^{-\alpha T - \gamma t_1} \sin \omega t_2}{\omega L} b_2}{1 - 2e^{-\alpha T} \cos T + e^{-2\alpha a}} (e^{-(\alpha - \gamma)t_1} - 1) + \frac{V_i}{R_L} [1 - e^{-(\alpha - \gamma)t_1}] \quad (1.84)$$

Güç aktarımını gerçekleştirmek için DA/DA boost dönüştürücüsünün kayıpları genel verimi etkilemektedir. Bu çalışmada en önemli olan konu boost dönüştürücüsünü en verimli halde çalıştırmaktır. Bu amaca ulaşmak için birinci etapta bu tür konvertörlerde kayıpların hesaplamaları ve onlardan detaylı bilgi elde etmek oldukça önem taşıyor. Burada konvansiyonel boost dönüştürücüsü için kayıpların kaynakları incelenip değerleri formül halinde yazılmıştır.

1.5. Boost Dönüştürücüsünün Kayıpları

Burada konvertörün kayıpları, genel ve detaylı kayıplar olarak incelenmiştir. Genel

kayıplar iletkenlik kayıpları, sabit kayıplar ve anahtarlama kayıpları olarak incelenmiştir ve bir sonraki aşamada devrenin bileşenlerinin detaylı kayıpları hesaplanmıştır.

1.5.1. Genel kayıplar

Dönüştürücü herhangi bir güç kaynağı tarafından üretilen toplam enerjiyi yüke aktarmakta olup, dönüştürücüdeki güç kayıplarının verimliliği en az derecede etkilemesi gerekmektedir. Bu nedenle, dönüştürücünün verimliliğinin geliştirilmesi önem taşır. Ayrıca, dönüştürücü verimliliği giriş gücünün değişmesi ile önemli ölçüde değişir ve bu özellikle yenilenebilir enerji kaynaklarında örneğin rüzgar türbinleri ve güneş panellerinde gerçekleşen bir durumdur. Rüzgar jeneratörünün çıkış gücü, rüzgar hızının değişikliği ile veya güneş panelinin ürettiği güç miktarı çeşitli parametrelere bağlı olduğundan verimi etkilemektedir. Dönüştürücünün veriminin artırılması, sistemin veriminin artmasını sağlar. Dönüştürücünün güç kayıpları üç kısımdan oluşmaktadır. Bunlar: iletken, dinamik ve sabit kayıplardır. Toplam güç kaybı, aşağıdaki gibidir:

$$P_{kayıp} = P_{iletkenlik} + P_{sabit} + W_{toplam} \cdot f_{anahtarlama} \quad (1.85)$$

$f_{anahtarlama}$ Anahtarlama frekansı

$P_{iletkenlik}$ iletkenlik kayıpları direkt olarak yük akımına bağlı olan ve anahtarlama frekansına $f_{anahtarlama}$, çok az bağlı olan kayıplar

P_{sabit} sabit kayıplar, anahtarlama frekansına ve yüke bağımsız olan kayıplar

W_{toplam} tek periyotta dinamik kayıpların toplam enerjisi ($W_{transistor}, W_{diode}, W_{core}$)

$P_{dinamik} = W_{toplam} \cdot f_{anahtarlama}$ genel dinamik kayıplarını temsil eder ve anahtarlama frekansı $f_{anahtarlama}$ ile orantılıdır.

Sabit frekanslı dönüştürücülerde düşük güçlerin dinamik kayıpları, genel kayıpların önemli parçasıdır (Arbetter *et al.* 1995; Erickson *et al.* 2006).

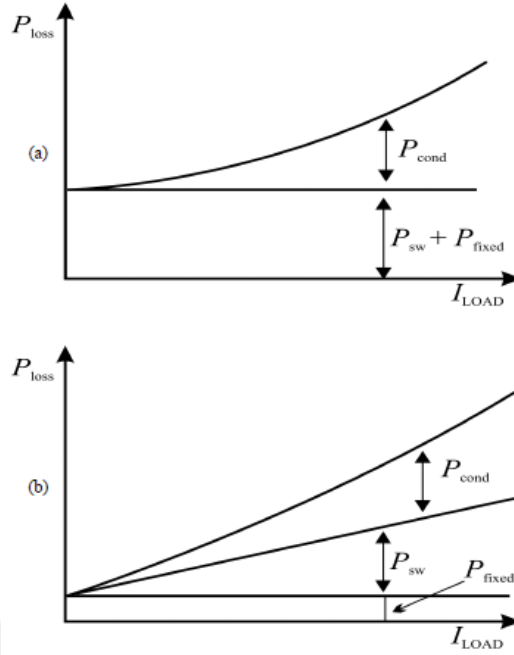
Boost dönüştürücüsünün Sürekli Akım Modunda (CCM) çalıştığı durumda, çıkış voltajı VDC tarafından verilir:

$$V_o = \frac{V_{in}}{(1 - D)} \quad (1.86)$$

Bu denklemde:

V_o boost dönüştürücüsünün çıkış voltajı,
 V_{in} boost dönüştürücüsünün giriş gerilimi,
 D darbe genişliği'dır.

Denkleme dikkat edilirse bu dönüştürücünün çıkış geriliminin anahtarlama frekansına bağlı olmadığı ve giriş gerilimi ve duty cycle'e bağlı olduğu görülebilir. İdeal olarak, çıkış gerilimi denklemine dayanarak anahtarlama frekansının değişimi ile çıkış geriliminin değeri etkilenmez ama gerçekte az seviyede bir bağlantısı vardır anahtarlama frekansın değişmesi ile düşük seviyede etkilenir.



Şekil 1.6. Yük değişimi ile dönüştürücü güç kayıplarının değerlerinin değişimi

Şekil 1.6’da yukarıda açıklanan üç farklı kayıp kaynaklarının grafiği gösterilmiştir. (1-6-a) sabit anahtarlama frekansında, dinamik kayıplarının yükün değişimi ile değişmemesini ve (1-6-b) frekansın değişimi ile dinamik kaybının değişmesini göstermektedir. Bu şekilde dinamik kayıplarının, değişken yüklerde anahtarlama frekansının değişmesinden etkilendiği anlaşılır.

1.5.2. Bileşenlerin kayıplarının hesaplamaları

Yukarıda belirtildiği gibi, burada konvansiyonel boost dönüştürücüsünün, kondansatör, bobin, güç anahtarı ve diyottan kaynaklanan kayıplar incelenmiştir.

A. Kapasitör kayıpları:

$$P_{cap} = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} i_{cap}^2(t) \cdot R_{ESR}(f_s, \theta) \cdot dt \quad (1.87)$$

R_{ESR} eşdeğer seri dirençtir ve bu direnç sıcaklık ve anahtarlama frekansına bağlıdır, ıcap Kondansatör akımı

B. Bobin kayıpları

Bu kayıplar toplam çekirdek ve elektrik kayıplarından oluşmaktadır:

Çekirdek kayıpları direkt anahtarlama frekansından etkilenmektedir.

Elektrik kayıplar ac ve DC kayıplarından oluşmaktadır ve burada incelenmiştir. ac kayıpları deri etkisinden kaynaklanan ve anahtarlama frekansına bağlı olan kayıplardır.

Çekirdek kayıpları:

$$P_{core} = V_{core} \cdot a \cdot B_{pk}^b \cdot f_s^c \quad (1.88)$$

Çekirdek kayıpları genellikle üretici tarafından sağlanan eğrileri kullanılarak tahmin edilir. Bu kayıplar, malzeme içinde, manyetik akı varyasyonu tarafından oluşturulur. Bu tür kayıplar manyetik akı yoğunluğu B_{pk} anahtarlama frekansı (f_s), çekirdek hacmi (V_{core}) ve üretici tarafından veri sayfasında yazılan (a,b,c) sabitlerine bağlıdır.

Elektrik kayıplar:

Elektrik kayıplar manyetik sargılarda özellikle üç faktöre bağlıdır. Bunlar malzeme direncinin neden olduğu kayıplar (DC direnci), deri etkisinden oluşan kayıplara ve ac kayıplara bölünmektedir.

$$R_{dc} = \frac{\rho \cdot w_l}{A_w} \quad (1.89)$$

ρ Elektriksel direnç

W_l İletken uzunluğu

A_w İletken eninde kesit alanı

$$R_{ac}(f) = \left(\frac{4}{\pi}\right)^{\frac{1}{4}} N \cdot l_{esp} \cdot \left(1 + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3}\right) \sqrt{\frac{\rho \cdot \mu \cdot \pi \cdot f}{d \cdot t_d}} \quad (1.90)$$

AC direnç, iletkenlerden akan akımın değeri ve frekansına bağlıdır ve sadece toroidal çekirdek için geçerlidir:

N : sargı sayısı

l_{esp} : Dönüşlerin (sargıların) ortalama uzunluğu

ρ : malzeme direnci

μ : bakır göreceli geçirgenlik

f : harmonik frekansı

d : İletken çapı

t_d : merkezleri bitişik iletkenler arasındaki mesafe

N_l : sargı katman sayısı

Böylece, manyetik kayıplar DC ve AC kayıpların toplamı ile hesaplanır.

$$P_{copper} = R_{dc} \cdot i_{L(rms)}^2 + \sum_{f=0}^{\infty} (R_{ac}(f) \cdot i_L(f)^2) \quad (1.91)$$

i_{Lrms} Efektif manyetik akım

$i_L(f)$ Harmonik akımı

C. Yarıiletken kayıpları:

Güç diyotun iletim kayıpları (1.92) ile tespit edilebilir:

$$P_{cond} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_f(I_f, \theta) \cdot I_f(t) \cdot dt \quad (1.92)$$

V_f : voltaj düşüşü

I_f : ileri akım iletimi

MOSFET'in anahtarlama kayıpları her bir anahtarlama peryotundaki MOSFET'ten geçen akım değeri ile elde edilir ve anahtarın açık ve kapalı durumlarına göre hesaplanmıştır:

$$P_{on} = \frac{1}{2} i_{dev} V_o t_r f_s + \frac{1}{2} C_{oss} V_o^2 f_s \quad (1.93)$$

İdev Anahtarlama anında yarıiletken akımı

V_o : yarıiletkenin üzerindeki gerilim

t_r : yükselme zamanı

t_f : düşüş zamanı

C_{oss} Yarıiletken çıkış kapasitansı

$$P_{off} = \frac{1}{2} i_{dev} V_o t_f f_s \quad (1.63)$$

Diyot için, anahtarlama kayıpları diyot ters toparlanma akımına göre hesaplanır. Bu akım kayıtlı ters toparlanma şarjı Q_{rr} ve ters toparlanma zamanına t_{rr} bağlıdır. Hem Q_{rr} ve hem t_{rr} , yarı iletken veri sayfasından elde edilir.

$$I_{rr} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{t_{rr}} \quad (1.95)$$

$$P_{off_diode} = Q_{rr}(I_f, \theta) \cdot V_o \quad (1.96)$$

Güneş ve rüzgar enerjisi gibi yenilenebilir enerji kaynakları, fosil yakıtlarının kısa sürede azalıp aynı zamanda iklim değişikliğine ve çevreye ciddi hasar vermesinden dolayı, alternatif bir enerji kaynağı olarak ilgi görmüştür. Boost dönüştürücüsü bu kaynaklardan elde edilen enerjiyi kullanıcıya ulaştırmak için kullanılmaktadır. Burada bu kaynakların ve yükselticinin bağlantı şemaları ve gereksinimleri incelenmektedir.

1.6. Boost Dönüştürücülerinin Kullanım Alanları

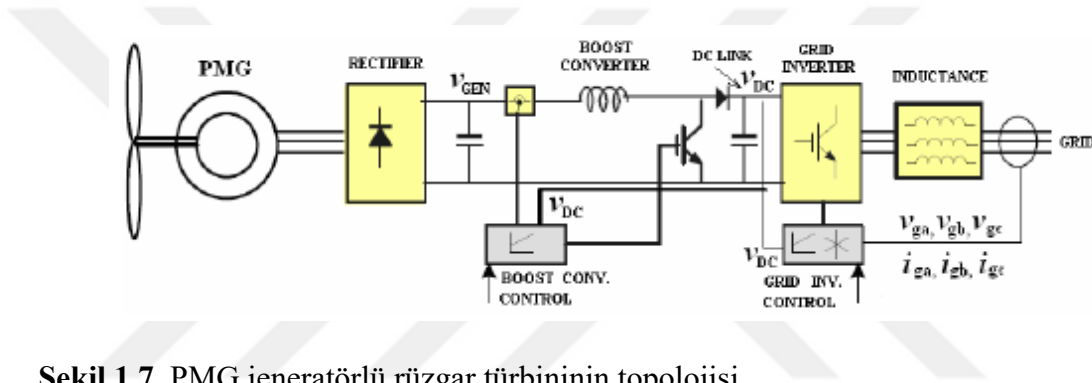
Bir güç kaynağının ürettiği gerilimi ve gücünü kullanılır bir hale getirmek için, yüke uygulayacağımız gerilim değerini dikkate almamız gerekmektedir. Özellikle yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen gerilim seviyesi bir sistemin giriş voltajı olarak kullanıldığında, sistemin gerilim açısından çalışabileceği değere ulaşmak önemlidir. Yenilenebilir enerji kaynakları genellikle doğa şartlarından etkilendikleri için her zaman farklı gerilim üretmekte olup dolaysı ile sistemin çalışabileceği voltajı sağlayamaktadır. Bu yüzden genel olarak bir boost dönüştürücüsü bu kaynakların çıkış noktasına eklenerek üretilen gerilimi daha yüksek ve sabit bir seviyeye ulaştırmakta olup bir sonraki aşamada boost dönüştürücünün ürettiği gerilimin değişmemesi için yapıya bir kontrol devresi eklenir. Örnek olularak dönüştürücünün bazı kullanım alanları ve kontrol devreleri şeması aşağıda gelmiştir.

A. Rüzgar Türbini:

Rüzgar enerjisinden elektrik enerjisi üretmek payı sürekli artmaktadır (Lemogo and Thamodharan 2001; Marquez *et al.* 2003; Erikson *et al.* 2006; Chen and Josep 2009). Rüzgar türbinlerinin gelişimi çeşitli yönlerle gerçekleştirilir. Günümüzde Rüzgar türbinlerin yapısında sürekli mıknatıslı jeneratörlerin (PMGs) kullanılması daha sık ve yoğundur. Diğer türbinler türlerine göre PMG li türbinlerin kullanılma sebebi bakımının kolay olmasıdır. Ayrıca, rüzgar türbinlerinde çok kutuplu senkron jeneratörleri kullanılarak, Bu türbin ve jeneratör milleri arasındaki şanzımanın kullanımını önlediği

için, imalatı ve bakımı kolaylaştırmaktadır (Eltamaly 2007). PMG jeneratörlerin dezavantajları onların büyük boyutu ve ağırlığı ve kritik dereceden daha yüksek sıcaklıklarda çalışmada yetersiz kalmalarıdır. Gerilim ve frekansın jeneratör hızını etkilemesinden dolayı, rüzgar güç santralleri grid tarafından üretilen enerji akışını kontrol etmek için karmaşık güç dönüştürücülere sahip olmalıdır (Marques *et al.* 2003).

Boost dönüştürücülü rüzgar santralinin bir konvansiyonel topolojisi Şekil (1.7)'ye göre açıklanmıştır.



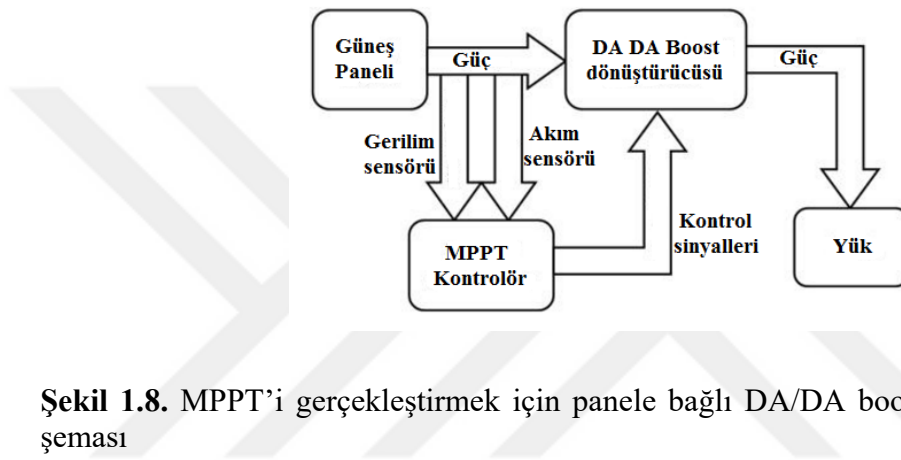
Şekil 1.7. PMG jeneratörlü rüzgar türbininin topolojisi

B. Güneş Panelleri:

Uluslararası Enerji Ajansı tarafından 2012 yılında yayınlanan rapora göre, dünya CO₂ emisyonlarının %41'i elektrik ve ısı üretiminden oluşmaktadır.

Yenilenebilir enerji kaynakları arasında, güneş fotovoltaik enerjisi yeryüzü genelinde en bol bir kaynak ve insan-zaman ölçeği içinde sonsuz kabul edilir. Bu neden ile, dünya çapında yeni bir enerji matrisi kompozisyonu için en umut verici alternatiflerden birisidir ve 2040 yılına kadar dünyada en önemli ve anlamlı yenilenebilir enerji kaynağı olacağı tahmin edilmektedir (Giral *et al.* 2002; Luo and Ye 2003; Brito *et al.* 2005; Shin *et al.* 2005; Verma *et al.* 2011; Dupont *et al.* 2012). Ancak, bu kaynağın genişlemesi yolunda önemli engeller, elektrik üretimi için güneş pillerinin yüksek kurulum maliyeti ve düşük dönüşüm verimliliğidir. Örneğin, kristal silikon hücreler %13 ile %17 arasında verimliliğe sahiptir (Giral *et al.* 2002). Bu nedenle, fotovoltaik paneller tarafından

maksimum gücü elde etmek ve sistemin maksimum güç noktasında mümkün olduğunca uzun süre çalışmasını sağlamak temel bir öneme sahiptir. Bunun için izleme sistemleri, maksimum güç noktası (Maximum Power Point Tracking MPPT) takibi için kullanılır. Şekil (1.8) bu mekanizmayı şema halinde göstermektedir. Bu sistemler dinamik olarak dönüştürücülerin giriş empedansını değiştirir ve böylece maksimum güç elde edilir. PV sistemlerin verimliliğini etkileyen en büyük pay, güç dönüştürücülere aittir.



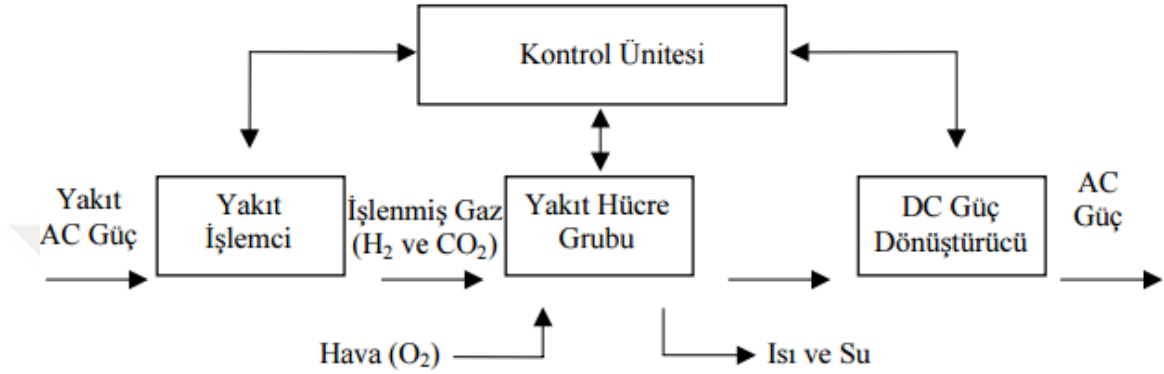
Şekil 1.8. MPPT'i gerçekleştirmek için panele bağlı DA/DA boost dönüştürücüsünün şeması

Bu nedenle Şekil (1.8)'de gösterildiği gibi, bir PV'ye (PhotoVoltaic) bağlı olan boost dönüştürücüsünün optimizasyonu son derece önemlidir.

C. Hibrit Araçlar ve Yakıt Hücreleri

Hibrit otomobiller, fosil yakıt (benzin, mazot vb.) sarfiyatını azaltmak için kullanılmaktadır. Bunun için sıkışık trafikte, düşük hızlarda benzin/dizel motoru yerine elektrik motoru kullanılmakta ve bu sayede kısmen sıfır emisyon salınımı sağlanmaktadır. Elektrik motorunun çalışması için gerekli enerji benzin motoru çalıştırıldığı zamanlarda ya da frenleme sırasında akülere şarj edilmektedir. Dolayısıyla bu araçların elektriğe bağlanarak şarj edilmesi gibi bir gereksinim yoktur. Günümüzde otomobil üreticilerinin büyük ilgi odağı olan ve yakın gelecekte de popülerliğini sürdürmesi beklenen hibrit elektrikli araçlarda kullanılan boost dönüştürücüsü, yakıt hücresinin ürettiği gerilimini sabit bir seviyeye ulaştırıp ve çeşitli şartlar altında bu

gerilimi sabit tutmak zorunda olması bu sistemlerin verimli kontrolör devrelerine sahip olmasını zorunlu kılar. Şekil (1.9) hibrit sistemlerde güç üretimi bağlantılarını göstermektedir.



Şekil 1.9. Yakıt hücresi güç üretim sistemi

Çalışmanın bu kısmı, boost dönüştürücülerin çeşitleri ve yapılmış olan optimizasyon yöntemlerini incelemektedir. Özellikle yenilenebilir enerji kaynaklarının ürettiği gücün değerlerinin düşük olmasından dolayı, boost dönüştürücüsü genellikle bu güçlerin transferini en verimli halde yaptıkları için sıkça kullanılmaktadır. Bu amaç ile DA/DA yükselticisi için bugüne kadar çeşitli tasarımlar yapılmıştır. Aşağıda bu devreler, avantajları ve dezavantajları incelenmiştir.

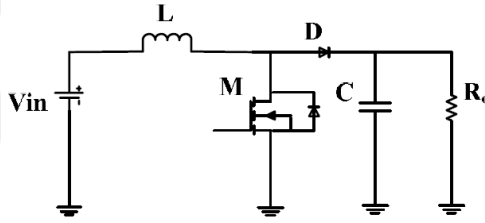
1.7. Boost Yükseltici Çeşitleri ve Kontrol Analizleri

Elektrik enerjisi üretiminde yenilenebilir enerji kaynaklarının payı sürekli olarak artmaktadır. DA/DA dönüştürücüler, yenilenebilir enerji kaynaklarından elektrik enerjisi üretimi için sistemin önemli bir parçası haline gelmektedir. Bu uygulamalarda, çalışma koşullarının çeşitliliği ve birincil enerji kaynaklarının sınırlamaları nedeniyle, kullanılan dönüştürücünün verimliliği çok önemlidir. Ayrıca verim, topolojilere ve onlara uygulanan kontrol algoritmalarına bağlıdır. Oldukça verimli olan dönüştürücülerin ebatları küçük olup daha düşük sıcaklık değişikliklerine ve daha

yüksek güvenilirliklere sahiptir. Burada boost dönüştürücülerin çeşitli tasarımları ve bu tür dönüştürücülere farklı kontrol devrelerinin uygulanmaları incelenmektedir.

1.7.1. Konvansiyonel boost dönüştürücüsü

Konvansiyonel boost dönüştürücüsü, en az iki yarıiletken ve en az kondansatör, indüktör veya bunların kombinasyonunu içeren bir enerji depolama elemanı, bir anahtarlama güç kaynağı sınıfıdır. Çıkış voltaj dalgalanmasını azaltmak için kapasitörlerden (bazen indüktörlerle birlikte) oluşan filtreler dönüştürücünün çıkışına eklenir. Devrenin topolojisi Şekil (1.10)'da gösterilmiştir.



Şekil 1.10. Konvansiyonel boost dönüştürücüsü

Bu dönüştürücünün gerilim kazancı:

$$M = \frac{1}{(1-D)} \quad (1.63)$$

Bu yapı, elemanların dirençleri özellikle endüktanstaki direnç ve indüktansın değerinin az olması nedeniyle verimli bir yükseltme oranına sahip olmayan bir sistemdir ve bu kayıplardan dolayı özellikle büyük güçlerde problemlere neden olabilir. Bunun sebebi bobinin akım dalgalanmalarının azaltılması için frekansın yükseltilmesidir. Bobinin değeri frekansın yükseltilmesi ile azalmak zorundadır.

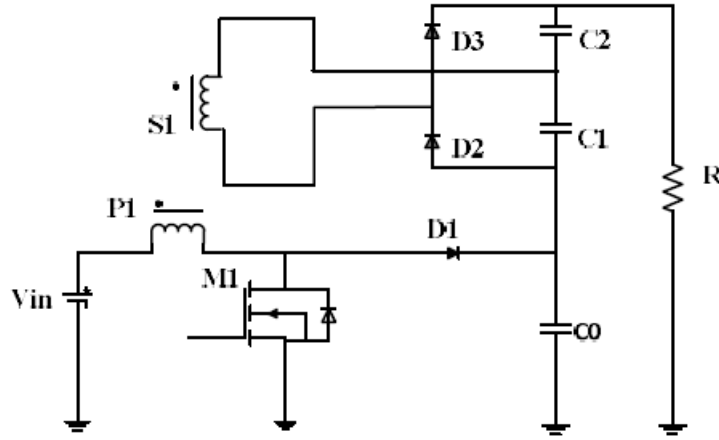
Tek fazlı tek anahtarlı boost dönüştürücüsü basit bir yükseltme topolojisinden

oluşmaktadır. Gerilim kazancı teorik olarak, darbe genişliği 1'e ulaştığında sonsuzdur. Fakat darbe genişliği (D) arttıkça iletim kayıplarının artmasına yol açar, bunun nedeni anahtarın uzun sürede devrede kalmasıdır. Tek anahtarlı bir güç dönüştürücüsünün sınıfı, anahtarlama yapısı ile belirlenir. Yüksek kazanç elde etmek için, veriminde oluşacak düşmeyi kabullenmek şartıyla, birkaç yükseltici dönüştürücüsü birbirine seri olarak bağlanabilir. Paralel bağlı devre topolojisi ise, çıkış gücünü arttırmada ve giriş akım dalgalanmalarını azaltmada paralel güç paylaşımı metodunu kullanan bir sistemdir. Aynı zamanda bu sistem seri bağlı dönüştürücülü sistemden daha yüksek verime sahiptir.

Pratik olarak, konvansiyonel boost ve fly-back dönüştürücüsü gibi yükseltici dönüştürücüler, elemanların dirençleri veya kaçak endüktansı nedeniyle yüksek verimlilikle çalışamazlar. Bundan dolayı, kuplajlı indüktör dönüştürücüleri kullanılmaktadır. Bir sonraki bölüm bu tip dönüştürücülerin yapısını anlatmaktadır.

1.7.2. Kuplajlı-indüktans boost dönüştürücüsü

Kuplajlı-indüktör, izole edilmemiş DA/DA dönüştürücülerdeki gerilim kazanımını büyütmek için sargı dönüş oranı ile bir transformator gibi performans sağlar. (Şekil 1.11). Bu dönüştürücülerde, düşük gerilim seviyesinde, düşük iletim direncine sahip anahtarlar kullanılarak yüksek gerilim kazancı elde edilir. Dönüştürücü devre şeması basittir, çünkü dönüştürücünün yapısında genellikle tek anahtar kullanılmaktadır. Pasif bileşen boyutunu küçültmek için kuplajlı endüktörler tek manyetik çekirdeğe entegre edilebilir.



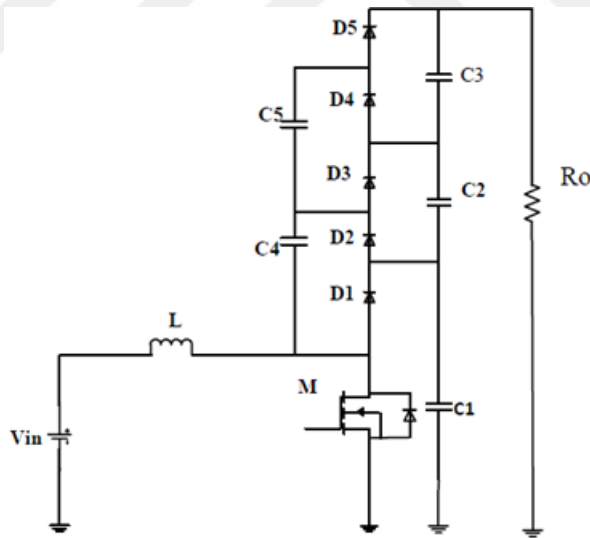
Şekil 1.11. Birleşik indüktörlü yüksek kazançlı kademeli dönüştürücüsü

Konvansiyonel boost konvertör topolojileri, bu gerilimleri düşük seviyelerde, şebeke seviyesindeki gerilimlere yükseltmez. Dolayısıyla, kuplajlı-indüktör boost konvertörü tasarlanıp ve önerilmiştir. Bunun nedeni, birincil endüktörün ($L1$) sekonder indüktörüne ($L2$) oranının, anahtarın darbe genişliği ve gerilim stresini azaltması olup etkili bir şekilde kullanılabilir. Avantajları şu şekilde sıralanabilir:

- Düşük giriş akım dalgalanması ve düşük iletkenlik kaybı ile yüksek güç uygulamaları için uygun olması.
- yenilenebilir enerji sistemlerinin gerektirdiği yüksek gerilim kazancına sahip olması;
- Sızıntı akımından kaynaklanan kayıp enerjinin geri dönüştürülebilir Olması.
- Güç anahtarının üzerindeki gerilim stresi, çıkış voltajının gerilim seviyesinden düşüktür. Kuplajlı-indüktörden oluşan topolojiler bazı dezavantajlara sahiptir. Örneğin devredeki bileşen sayısının az olmasından dolayı gücün düşük değerlerinde devredeki gerilim stresinden dolayı verim düşük bir seviyededir ve enerji kaybı oranı yüksektir. Bu neden ile primer tarafında kullanıla güç anahtarının ve sekonder tarafında kullanılan güç diyotundan gerilim stresini azaltmak için, bir voltaj çoğaltıcı devresi, bu topolojiye entegre edilmektedir.

1.7.3. Gerilim çarpanlı konvansiyonel boost dönüştürücüleri

Değişik gerilim çıkışı veren dönüştürücüler güç dönüşümünde çok tercih edilip, yüksek güçlü uygulamalarda önemli bir alternatiftirler. Temeli konvansiyonel yükselticiden oluşan bir kademeli gerilim çoğaltıcı Şekil (1.13)'de sunulmuştur. Çıkış sayısı, ekstra kat başına iki kondansatör ve iki diyot ekleyerek arttırılabilir ve bu şekilde modüler uygulamalar için uygun hale getirilebilir [22]. Üç çıkışlı boost dönüştürücünün güç devresi diyagramı Şekil (1.12)'de gösterilmektedir. Anahtar M, İndükleyici L, diyot D1 ve C1 konvansiyonel boost dönüştürücü şemasında kullanılan elemanlardır ve Kondansatörün (C1) çıkışı birinci çıkış olarak düşünülebilir. Bu devrede C1 kondansatöründen V_c değerinde bir gerilim sağlanırsa, C2 kondansatöründen $2V_c$ ve C3 kondansatöründen $3V_c$ sağlanmaktadır. O yüzden bu yapı, çok seviyeli boost yükselticisi (Multi level Boost Converter (MBC)) olarak isimlendirilir.



Şekil 1.12. Çok çıkışlı, yüksek kazançlı boost dönüştürücüsü

Benzer şekilde, D4, D5 diyotları ve C4, C5 kondansatörleri üçüncü çıkışı oluşturmaktadırlar. Sonuç olarak farklı çıkış gerilimleri C1, C2 ve C3 kondansatörlerden elde edilir. Genel olarak, N-seviyeli bir dönüştürücü için uygun sayıda diyot-kondansatör kombinasyonu kullanılmalıdır.

N-seviyeli çok çıkışlı bir boost dönüştürücüsü için, gerilim kazancı şu şekilde verilir:

$$M = \frac{N}{(1-D)} \quad (1.63)$$

Burada N çıkış sayılarını ve D ise darbe genişliğidir.

1.7.4. Çok çıkışlı, kuplaj indüktörlü boost dönüştürücüsü

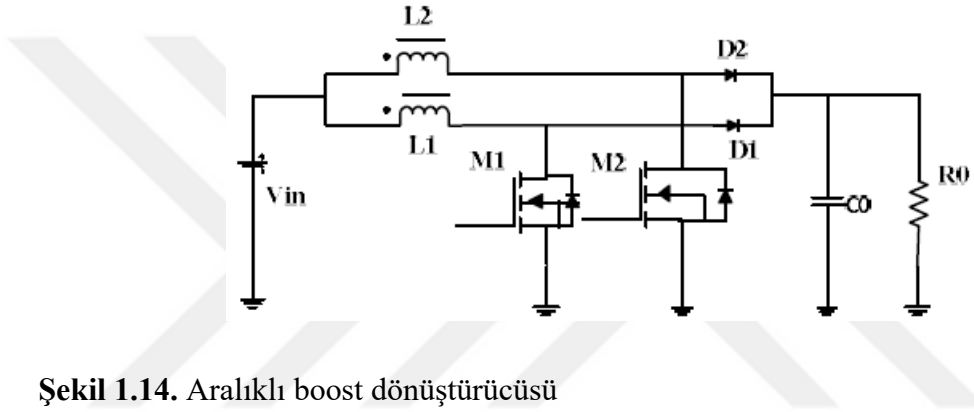
Şekil (1.13)'te gösterilen güç devresi diyagramı, daha yüksek çıkış voltajı elde etmek için kuplajlı bir indüktör ve anahtarlanmış kapasitör işlevi kullanan geleneksel bir boost dönüştürücüsüdür. Devre, kuplajlı indüktör ile 3 seviyeli bir boost dönüştürücüsünü göstermektedir.

Bu DA/DA dönüştürücüsü, kuplajlı indüktörü ve anahtarlanmış kapasitör fonksiyonunu birleştirerek, istenilen güç seviyesinde istenen çıkış gerilimini sağlamaktadır. Önerilen topoloji, N aşamalı multi level bir yapı için bir adet kuplajlı indüktör, (2N-1) kapasitör, (2N-1) diyot ve tek bir anahtar kullanmaktadır. Daha yüksek çıkış voltajları, daha fazla kondansatör ve diyot ekleyerek elde edilir. Bu topolojinin önemli olan avantajları:

- transformatörsüz yüksek kazanç;
- tekli anahtar topolojisi;
- Sürekli giriş akımında çalışma özelliği ve
- Daha yüksek kazanç sağlamak için kolaylıkla genişletilebilmesidir. Çalışma prensibi ile birlikte tasarım detayları ve simülasyon sonuçları aşağıdaki bölümlerde sunulmuştur.

1.7.5. Aralıklı boost dönüştürücüsü

Konvansiyonel aralıklı boost dönüştürücü, front-end uygulamaları için yaygın olarak kullanılmaktadır. Malesef, büyük darbe genişliklerinde çalışma özelliği, büyük akım dalgalanmaları, anahtarın üzerindeki yüksek gerilim stresi ve ciddi çıkış diyot geri kazanım dezavantajları nedeni ile, yüksek kazanç elde etmek amaçları için uygun bir yapı değildir. Devrenin topolojisi Şekil (1.14)'te gösterilmiştir.

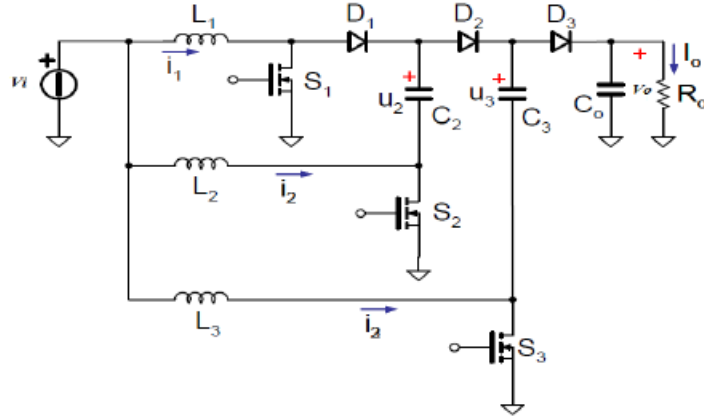


Şekil 1.14. Aralıklı boost dönüştürücüsü

1.7.6. Yüksek step-up aralıklı boost dönüştürücüsü

Kuplajlı endüktörlü yüksek kademeli dönüştürücüler, büyük darbe genişliklerini kullanmadan yüksek çıkış gerilimi sağlayabilir ve yine de anahtar gerilimi stresini azaltabilir. Doğrultucu diyotlarla ilgili geri kazanım sorunu da hafifletirilir. Bununla birlikte, kuplajlı indüktörün sızıntı enerjisiyle ilgili olan kayıplar önemli bir konudur. Ayrıca, yapılarında kuplajlı indüktörü olan dönüştürücülerin çoğu, büyük giriş akım dalgalanma prblemi ile karşılaşmaktadırlar. Şekil (1.15) bu konvertörü göstermektedir.

$$M = \frac{2N}{(1-D)} \quad (1.100)$$

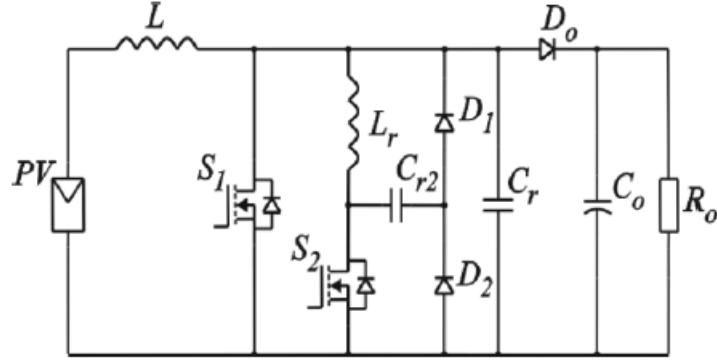


Şekil 1.15. Yüksek step-up aralıklı boost dönüştürücüsü

1.7.7. Yüksek step-up DA/DA dönüştürücüsü

Sekil (1.16)'da, voltaj gerilimini azaltmak için bir RCD snubber devresi kullanılmıştır. Bu, devrenin komponent sayısını yükseltmek için toplam verimini düşürmektedir. Transformatörün kaçak-indüktör enerjisini geri dönüştürmek ve aktif anahtardaki voltaj gerilimini en az değerlere düşürmek için bazı teknikler uygulanabilir, ancak bu yaklaşım devrede ek bir güç anahtarı gerektirir. Bu enerjiyi geri dönüştürmek için, konvansiyonel boost –*flyback* veya konvansiyonel boost-*sepi*k gibi entegrasyon tekniklerini kullanarak yüksek voltajı kazancı elde edilmiştir. Kuplajlı indüktörün kaçak indüktörü enerjisi geri dönüştürülebilir ve çalışır konumdaki anahtarın gerilimi azaltılmak suretiyle yapılır. Kuplajlı indüktör ve voltaj çoğaltıcı tekniklerini kullanarak çok daha yüksek voltaj kazancı elde edilebilir. Bu devrenin dezavantajı ise, anahtarın kısa devre modunda çalıştığı süresi boyunca anahtardaki yüksek akım değerleridir. Bu devrenin sağladığı gerilim yükseltme oranı (1.101) formülü ile belirlenmektedir.

$$M = \frac{2(1 + ND)}{(1 - D)} \quad (1.101)$$



Şekil 1.17. Yumuşak anahtarlama boost dönüştürücüsü

Özellikle yenilenebilir enerji kaynaklarında, kullanılan boost yükseltici devresi kontrolsüz halde çalışamaz. Örneğin güneş paneli sürekli sabit seviyede bir voltaj üretemez ve hava koşulları bu değeri etkilemektedir. Aynı etkiler, bir rüzgar türbininde rüzgarın hızı ve başka doğasal koşullardan da oluşabilir. Öte yandan bu devreye sürekli aynı yük değeri bağlı olmadığından, devrenin çalışma verimi sürekli değişebilir. Bu halde, devreyi farklı giriş gerilimleri ve çıkış yüklerinde stabil ve verimli bir şekilde çalıştırmak amacı ile kontrol devrelerinin tasarlanmaları ve uygulanmaları gerekmektedir. Bu yolda önemli olan konu, en az matematiksel ve tasarımsal karmaşıklığa sahip olan metodların uygulanması ve devreyi her zaman en yüksek veriminde çalıştırmasıdır. Konunun ehemiyet derecesi bu kaynakların ürettiği gerilim ve güç seviyesinin az olması ve dolayısı ile bu güç değerini mümkün oldukça kayıpsız bir şekilde yüke uygulaması nedeni ile daha çok belirlenir. Burada önce kontrolün amaçları, türleri, temeli ve sonar kaynaklarda sunulmuş olan çeşitli kontrol yöntemleri ve onların avantajları ve dezavantajları yazılmıştır.

1.7.9. Boost yükselticisinde uygulanan kontrol metodları

Burada, konvansiyonel boost, Sepik ve Luo dönüştürücüleri gibi konvansiyonel DA/DA dönüştürücü topolojileri ve belirli uygulamalar için kontrol teknikleri incelenmiştir. Gerilim regülatörü, hat voltajındaki veya yük akımındaki değişimden bağımsız olarak sabit bir çıkış gerilimi sağlamak için uygulanmaktadır. Dolayısıyla doğrusal ve doğrusal

olmayan denetleyiciler olarak sınıflandırılan bir dizi kontrol tekniği, dönüştürücüleri sistemdeki dinamik değişiklikler için kontrol etmek üzere tasarlanmaktadır. Bir kontrol sistemi birtakım elamanların karşılıklı bağlanmasından meydana gelmektedir. Bu sistem elamanları birbirine girişler ve çıkışlar yoluyla bağlanmaktadır. Sistem elamanlarının işlevleri, bireysel giriş – çıkışları ve sistem elamanları arasındaki bilgi akışı blok şemaları ile gösterilir. Bu şemalar sistem elemanlarının neden sonuç ilişkisine göre sıralanmalarını, sistemin yapısının incelenmesini sağlar.

a. Sistem:

Fiziksel anlamda bir amacı gerçekleştirmek için düzenlenmiş ve bütün bir birim olarak hareket etmek üzere birleştirilen etkileşimli fiziksel elemanlar kümesidir.

b. Referans Girişi:

Denetlenen sistemin belirlenen bir eylemini kumanda etmek üzere denetim sistemine uygulanan giriş sinyalıdır. Giriş elemanının sağladığı bu sinyal sistem tarafından doğrudan doğruya kullanılabilir.

c. Açık Çevrim Kontrol Sistemi:

Kontrol faaliyetinin kontrol sistemi çıkışından bağımsız olduğu sistemdir. Açık çevrim kontrolünde arzu edilen çıkışın denetlenen çıkış değişkeni ile hiçbir karşılaştırılması yoktur. Açık çevrim sistemlerde çıkışın ölçülmesi ve geri beslenmesi söz konusu değildir. Dolayısıyla girişi çıkış bilgisinden haberdar olamaz. Uygulamada açık çevrim kontrol sistemleri giriş çıkış bağıntıları önceden belli olan iç veya dış bozucuların etkisinde kalmayan sistemlerde uygulanır. Bu kontrolde giriş ile çıkış karşılaştırılmadığı için çalışma doğruluğu ayarlama derecesine bağlıdır.

Kapalı çevrim kontrol sisteminin de kontrol faaliyetleri sisteminin çıkışına bağımlıdır.

Açık çevrim ve kapalı çevrim kontrol sistemleri arasındaki temel fark geri besleme etkisidir.

d. Kapalı (Geri Beslemeli) Çevrim Kontrol Sistemleri:

Kontrol edilen çıkış değişkeninin ölçülüp geri beslenerek arzu edilen giriş değişkeni ile karşılaştırıldığı kapalı çevrim kontrol sistemidir. Sistemin çıkışı, arzu edilen çıkış değerini sağlayacak biçimde giriş büyüklüğü ile ayarlanır. Geri besleme etkisi (-) negatif ve (+) pozitif geri besleme diye ikiye ayrılır.

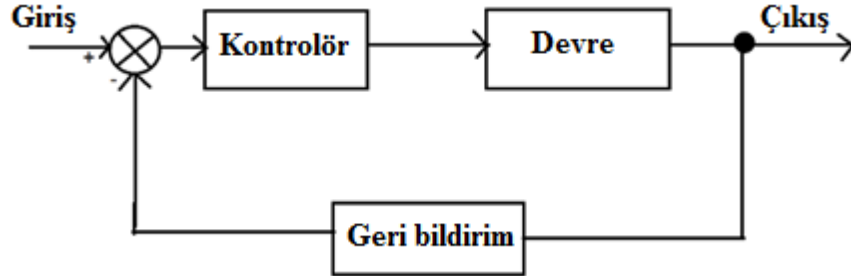
e. Negatif Geri Besleme:

Negatif geri beslemede çıkıştaki değişimler giriş büyüklüğüne ters yönde etki eder. Böyle bir sistemde çıkış arzu edilen değere göre bir artış gösterecek olursa kontrol etkisinin azaltılarak çıkışın istenilen değere geri dönmesi sağlanır. Ters bir durumda eğer çıkış arzu edilen değere göre bir azalma gösterir ise kontrol etkisi artırılarak çıkışın istenilen değere yükselmesi sağlanır. Negatif geri beslemede daima giriş ile çıkışın bir farkı alınır. Kontrol elemanına bir hata girişi olarak iletilen bu fark çıkışın istenilen değere getirilmesini ve bu değerde sabit tutulmasını sağlar. Negatif geri besleme endüstriyel sistemlerin en önemli özelliğidir. Hatayı daima en küçük değerde tutmaya veya sıfır yapmaya çalışır.

f. Pozitif Geri Besleme:

Pozitif geri beslemede çıkış girişe aynı yönde etki eder. Buna göre çıkışta herhangi bir artış meydana gelecek olursa bu giriş ile toplanarak hata sinyalinde bir artış dolayısıyla da kontrol sinyalinde bir artış meydana getirir. Buda sistemde çıkış büyüklüğünü daha da artıracak yönde etki yapar. Sonuçta artış sistemin fiziksel sınırlamalarına kadar devam eder ve sistem kontrol edilemez hale gelir. Pozitif geri besleme iç döngüler hariç bir kapalı çevrim sisteminde kullanılmaz.

Genel bir Kontrol Sistemi Şekil 1.18’de blok diyagramı halinde verilmiştir.



Şekil 1.18. Otomatik kontrol sisteminin blok diyagramı halinde gösterimi
(Kapalı -Geri beslemeli – çevrim)

Karşılaştırmacı arzu edilen giriş değeri ile çıkış büyüklüğünün ölçülen gerçek değerini karşılaştırır ve aradaki farkı bir hata sinyali olarak verir. Denetim organı bu hatayı giriş olarak alır, hatanın şekline ve kendi denetim etkisine bağlı olarak bir karar hazırlar. Hazırlanan bu karar bir kontrol işareti şeklinde denetlenen sisteme giriş olarak iletilir. Denetlenen sistemde hatayı küçültecek şekilde bir değişme meydana gelir. Karşılaştırmacıda giriş büyüklüğü ile sistemin denetlenen çıkış büyüklüğünün aynı birim cinsinden olması gerekir. Geri besleme yolu üzerinde bulunan ölçme elemanı çıkış büyüklüğünü hem ölçen hem de uygun bir sinyale dönüştüren elemandır. Ölçme elemanı ise kendi içinde algılayıcı, kuvvetlendirme, sinyal üretme ve gösterge gibi işlevsel kısımlardan oluşur. Algılayıcı kısım ölçülen büyüklüğü algılayan ve bunu uygun bir sinyale dönüştüren elemandır.

Denetim organları donanımının; esas kısmını teşkil eden karşılaştırmacı kısmında referans ayar noktası bulunur. Bu birimde sistem için arzu edilen giriş değeri ayarlanır. Ayar değeri, bu birim içinde geri besleme üzerinden gelen; ölçülen çıkış büyüklüğü birimi cinsine dönüştürülür.

g. Denetim Teknikleri ve Denetim Organları:

Bir kapalı döngü denetim sistemi içinde denetim organının görevi ölçme elemanı üzerinden geri beslenen çıkış büyüklüğünü referans giriş büyüklüğü ile karşılaştırmak

ve karşılaştırmadan ortaya çıkabilecek hata değerinin yapısına ve kendi denetim etkisine bağlı olarak uygun bir kumanda denetim sinyali üretmektir. Denetim organlarında kullanılan belli başlı dört temel denetim etkisi vardır. Bunlar:

İkili veya aç kapa denetim etkisi

Oransal denetim etkisi (P etki)

İntegral denetim etkisi (I etki)

Türev denetim etkisi (D etki)

Bu temel denetim etkilerinin bir veya birkaçının bir arada uygun şekilde kullanılmasıyla değişik denetim etkilerinde çalışan denetim organları oluşturulur. Bunlar: Orantı artı integral tipi denetim organı (PI tipi), Orantı artı türev tipi denetim organı (PD tipi), Orantı artı integral artı türev tipi denetim organı (PID tipi). Mikrodenetleyici ve sayısal sinyal işlemcilerindeki son gelişmelere bağlı olarak, düşük ve orta güçlü DA/DA dönüştürücüler için uygulamalarda kullanarak, düşük fiyat-performans oranı nedeniyle giderek artan bir ilgi söz konusudur (Mummadi 2011).

Oransal (P), Orantılı-İntegral (PI) ve Orantılı-İntegral-Türev (PID) kontrolü gibi doğrusal kontrolörler, konvertörün aktif performansını kontrol etmek için yaygın olarak kullanılmaktadır. Bununla birlikte, konvertörün doğrusal kontrolü, hat gerilimi veya yük akımı üzerindeki değişikliklerden devreyi koymak için yetersiz plabilir. Dolayısıyla dönüştürücü performansını artırmak için Bulanık Mantıksal Kontrol (FLC), Nöro-Bulanık Mantıksal Kontrol (NFLC), Uyarlamalı Sinir Ağı (ANN) ve Genetik algoritma (GA) kontrol teknikleri gibi doğrusal olmayan kontrol teknikleri uygulanmaktadır. Çalışmanın bu kısmında bahsedilen dönüştürücülerin kontrolünde kullanılan çeşitli kontrol teknikleri ve bunların mikroişlemci, Dijital Sinyal İşlemci (DSP) ve Çok Büyük Ölçekli Entegre (VLSI) çipleri ile donanım uygulamaları özet ile anlatılmıştır.

Stefanutti tarafından bir *PID* otomatik ayarlama tekniği önerildiği çalışmada, (Stefanutti 2005) DA/DA boost dönüştürücülerin kontrolü için röle geri besleme tekniğini kullanmıştır. Kontrol geribeslemesine bir röle ekleyerek ve otomatik ayarlama

prosedürü sırasında kapalı çevrim işleminin sağlanmasını sağlayarak ve çıkış voltajında küçük dalgalanmalara yol açarak, kontrolör parametre ayarı elde edilmiştir. Kontrolör parametresi, *PID* regülatörü, dönüştürücünün dinamik gereksinimi temelinde röle geri besleme döngüsüne bağlı olduğundan ayarlanır (Liping *et al.* 2009). Çeşitli yük varyasyonları için hızlı anlık yanıt ve kararlılık durum tepkisi elde eden Dijital Sinyal İşlemcisinde (DSP) uygulanan DA/DA dönüştürücü için bir *PID* ve bulanık denetleyiciyi tasarlamıştır. Bir DA/DA konvertörünün çıkış kapasitörünün parazit direnci ve endüktansından kaynaklanan gürültüyü azaltmak için, (Kapat *et al.* 2010) tarafından önerilen bir *PID* kontrolörü tarafından azaltılmıştır. Yapıda sistemin bant genişliği ve faz marjını artırmak için bir yük akımı ileri beslemesi ve endüktans akımı dinamik denetleyicisi kullanılmıştır.

(Elshaer 2010; Elshaer 2011), dinamik yük değişimlerini karşılamak için bir PV sisteminde DA/DA boost konverteri için bir *PID* kontrolörü önermiştir. Çalışmada *PID* denetleyicisi, çıkış voltajını düzenlemek için genetik algoritma (*GA*) ile ayarlanmıştır ve oransal, türev ve integral kazanımlarını ayarlamak içinde bir Bulanık Kontrollü *PID* denetleyicisini kullanarak, minimum sapma ve düşük dalgalanma oranı elde etmiştir. Akıllı kontrolör, güç anahtarına uygulanan darbe genişliğini değiştirerek, giriş voltajı ve yük değerlerine bağlı olarak boost konvertörünün devresini sabit bir çıkış voltajı üreten şekilde çalıştırır.

Hyo-Sik ve diğerleri tarafından, Bulanık bir denetleyici (Hyo-Sik 2001), 10 KHz'lik anahtarlama frekansı ile çalışan Dijital Sinyal İşlemci (DSP) TMS320C32 ile tasarlanmış ve uygulanmıştır. Çeşitli yük ve hat arızaları için gerilim yükseltici konverterin performansı, bu kontrolör ile denenmiştir. Bu mantığı kullanarak Criscione ve diğerleri tarafından tasarlanmış entegre bir Bulanık denetleyici (Criscione 2001) akım modu kontrol tekniği ile bir boost yükselticisi kontrolü için tasarlanmıştır. Simülasyon sonuçları, besleme gerilimi değişimi için stabil çıkış sağlamakta olup, yük regülasyonu analizi sonuçları, 5V'luk girişe karşı 12V'luk bir çıkış gerilimi sağlayan boost dönüştürücüsü için dönüştürücünün daha iyi sağlayabilecek performans tespit edilmiştir.

Joze Alvarez tarafından 200 KHz'de çalışan bir boost dönüştürücünün stabilliği incelenmiştir (Alvarez 2001). Yük ve hat arızaları zaman alanı analizinde denenmiş ve sonuçlar yükseltici konverterin stabilitesini doğrulamıştır. Lam ve diğerleri tarafından tasarlanan bir PI ve Bulanık denetleyici (Lam 2001) bir yük yükseltici için Joze Alvarez Modeline dayanarak, yükteki dinamik değişimleri ve dönüştürücünün özelliklerini incelemek için analog bir devre kullanmıştır. Deneysel sonuçlara dayanarak bu tasarımda Bulanık denetleyicinin, dinamik yük değişimi ve hat değişimi bozulması için, PI denetleyicisi ile karşılaştırdığımızda sağladığı performansın daha iyi olduğu kanıtlanmıştır.

Bulanık mantık denetleyicisi ile tasarlanan yaklaşık tekli doğrusal olmayan bir teknik ile (Viswanathan 2004), güç elektroniği dönüştürücülerinin kontrolü için analiz sunmuştur. Basitleştirilmiş Doğrusal Olmayan İşlev Kontrol Cihazı (NLFC), bir DA/DA boost dönüştürücüsünün yüksek dinamik performansı elde etmek için orantılı-integral bulanık mantık denetleyicisinde uygulanmıştır. Abdul ve diğerleri tarafından tasarlanan boost dönüştürücüs için bir Uyarlamalı Ağ tabanlı Bulanık denetleyici. Al (2004) bir PIC mikro denetleyicisi ile gerçekleştirmiştir. Deneysel sonuçlara göre, bu tasarımda boost konvertörü, anlık dinamik yük değişimi için daha iyi bir performans ortaya çıkarmıştır.

(Kayalvizhi 2004), sabit çıkış gerilimi sağlamak için pozitif çıkışlı Luo self-lift DA/DA dönüştürücüsü için bulanık mantık denetleyicisi geliştirmiştir. Konvertör, yük regülasyonu ve hat düzenlemesi için dinamik bir performans sergilemiştir. Bir sonraki etabda, bölme modu kontrolü ve bulanık mantık kontrolü kullanan iki döngülü bir kontrol stratejisi, Vidal ve ark tarafından geliştirilmiştir (Vidal 2004). Bulanık mantık kontrolü için 8 bitlik bir mikrodnetleyici kullanılmış ve bölme modu kontrolü için bir analog devre tasarlanmış ve deneysel sonuçlar diğer klasik analog iki döngüsel kontrol stratejileri ile karşılaştırıldığında sistemin dinamik performansının daha iyi olduğu gösterilmiştir.

(Nagaraj 2006), DA/DA yükseltici dönüştürücüler için bir mikro denetleyici tabanlı bulanık mantık tekniği denetleyicisi tasarlayıp uygulamıştır. Dönüştürücüyü kontrol

etmek için bir Analog-Dijital Dönüştürücüsü (ADC) ve bir PWM modulatörü kullanılmıştır. Darbe genişliği, konvertörün stabil çalışması gereksinimine göre değişmekte olup farklı giriş gerilimleri ve çıkış yüklerinde dönüştürücünün çıkışında sabit bir gerilim sağlamaktadır. Arulselvi ve diğerleri tarafından geliştirilen Bulanık bir denetleyici (Arulselvi 2006), Zero Voltage Switching (ZVS) Quasi-Resonant boost dönüştürücüsü için, Digital Signal Processor (DSP) ile gerçekleştirilip, 100 KHz'de çalıştırılmıştır. *MATLAB* ortamında, zaman alanı analizi ve simülasyon sonuçlarına göre bu tasarım daha iyi performans sağlamıştır. DSP ile yapılan deneysel sonuçlar, Bulanık denetleyicinin simülasyon sonucunu doğrulamaktadır.

(Shamim-Ul-Alam 2010), bulanık mantık temeline dayanan anahtarlama mod kontrolörü ile oransal-integral tipi akım modu kontrolünün kullanıldığı bir boost DA/DA dönüştürücü için bulanık mantığa dayalı bir bölme mod kontrolörü geliştirmiştir. Bir DA/DA dönüştürücünün çalışma döngüsünü kontrol etmek için bir Öz-Planlı Bulanık Kontrol (SSFC) (El Beid *et al.* 2010) tarafından tasarlanmıştır. Bulanık mantık kontrol tekniğinin Takagi-Sugeno (TS) modeli, Paralel Dağıtık Kompanzasyon (PDC) ve Doğrusal Kuadratik Regülatör (LQR) tekniklerinin kontrol modunu kullanarak boost dönüştürücüsünün çalışma döngüsünü değiştirerek çıkış voltajını kontrol etmek üzere tasarlanmıştır.

(Chaoui 2010), yük belirsizlikleri altında bir DA/DA yükseltici dönüştürücüsü için uyarlanabilir bulanık mantık denetleyicisi geliştirmiştir. Kontrol stratejisi, iç akım kontrol döngüsü olmaksızın dinamik yük değişimleri altında çıkış voltajını stabil bir şekilde tutmayı amaçlamaktadır. Konvertörün bu kontrol sistemi ile, akım kontrol döngüsünün eksikliği nedeniyle azaltılmış sensör sayılı bu teknikte, iyi performans sağladığı tespit edilmiştir. Fotovoltaik sistemlerde kullanılan bir boost DA/DA dönüştürücüsü için, yük regülasyonu ve hat düzenleme gibi çeşitli koşullar için dönüştürücünün performansını arttıran bir bulanık mantık denetleyicisi (Şahin vd 2011) tasarlanmıştır.

Yukarıda gelen tasarımların bir büyük kısmı bulanık mantığının kurallarına dayanarak

tasarlanmıştır. Bu yöntemin yaygın olmasına rağmen, dezavantajları aşağıda liste şeklinde yazılmıştır:

- I. Bulanık denetimde kullanılan kurallar deneyime çok bağlıdır,
- II. Denetlenen sistemin bir kararlılık analizi yapılamaz ve sistemin nasıl cevap vereceği önceden tahmin edilemez. Bu durumda yapılacak tek şey benzetim çalışmasıdır,
- III. Kararlılık analizinin yapılmasının oldukça zor olması,
- IV. Üyelik fonksiyonlarının deneme yanılma yoluyla bulunmasından dolayı uzun zaman alabilmesi
- V. Uygulamada kullanılan kuralların oluşturulmasının bulanıklığa bağlılığı gibi dezavantajları vardır.

Bu çalışmada iki katlı quadratic boost yükselticisi tercih edilmiştir ve bir sonraki aşamada doğrusal olmayan bir PI kontrolör ile entegre edilmiştir. Quadratic boost devresinin avantajlarından birisi bir kaskat yapısına sadece bir güç anahtarının kullanılması ve dolayısı ile kayıpların azalması ve neticesinde verimin yükselmesidir. Yapının diğer avantajlarından Bu tür kaskat devresinin gelişmesi yapıya sadece kaç tane bobin ve diyotun eklenmesi ile mümkündür ve güç anahtarının sayısının artmasına gerek yoktur. Bu büyük bir avantaj sayılır çünkü her anahtar için bir kontrol devresinin uygulanması gerekir ve bu tasarımın matematiksel ve uygulama karmaşıklığını ve maliyetini artırır. Çalışmanın temel fikri kaskat yapısının paralel halinde bağlanması ve özellik ile yenilenebilir enerji kaynaklarında uygulanmasıdır. Birinci etebda tüm katlar için sadece bir PI kontrolör uygulanmıştır. Bu şekilde her katın aktarabildiği güç değeri aynıdır. Bir sonraki etebda droop metodunu ekleyerek her kat için farklı bir PI kontrolör devresi tasarlanıp ve her kattan farklı güç değeri aktarılmıştır. Kaskat devreleri girişte paralel ve çıkışta seri bağlarsak her hangi bir işlem yapmadan çıkış gerilimini iki katına yükseltebiliriz.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

2.1. Önerilen Boost Dönüştürücüsünün Teorisi

Çalışmada quadratic boost yükselticisi tercih edilmektedir. Bu yapının temeli klasik boost dönüştürücüsünden oluşmaktadır. Bu yükselticide darbe genişliği, 0.50 olduğu zaman, gerilim kazancı 4 ile eşit olmasından, quadratic boost yükselticisi olarak isimlendirilmiştir. Yapının avantajları kaskat bağlantılarda güç anahtarının sayısının artmaması, sadece yeni bobin, kondansatör ve diyotun eklenmesi ile gerçekleşmesi ve dolayısı ile sadece bir kontrolör devresi ile çalışmasıdır. Devrenin matematiksel denklemlerinin analiz edilimesi doğrultusunda kontrol devresi tasarlanmıştır. Bu yapıda Kontrol devresinin uygulanmasının sebebi stabil çalışmayan ve farklı gerilimleri üreten güç kaynaklarında uygulanması ve sürekli çıkış gerilimini sabit tutmasıdır. Ayrıca devreye bağlı olan yük değerlerinin her an değişebilmesinden dolayı, kontrol devresi farklı darbe genişliklerini üretip güç anahtarına uygulayarak devrenin çıkış gerilimini stabil çalıştırmaktadır.

2.1.1. Quadratic dönüştürücülerin avantajları ve tercih sebepleri

Birinci bölümde, DC/DC dönüştürücü konfigürasyonlarının çoğu analiz edilip, avantajları ve dezavantajları incelenmiştir. Teorik olarak, konvansiyonel boost ve *fly-back* dönüştürücüsü gibi yükselticiler, elemanların dirençleri veya kaçak endüktansı nedeniyle yüksek verimlilikle performans gösterememektedir. Bu nedenle, kuplajlı-indüktör dönüştürücüler önerilmektedir. Kuplajlı-indüktör topolojileri de strese ve enerji kaybına neden olan ve düşük verimlilik sağlayan sızıntı bileşenlerinden kaynaklanan bazı dezavantajları göstermektedir. Aralıklı ve diğer topolojilerde her kat için birden fazla güç anahtarını kullandığından her anahtara uygulanan bir kontrol devresi gerektirir, bu da devrenin tasarım karmaşıklığına ve maliyetine neden olmaktadır.

Günümüzde birçok konut uygulamasında yüksek gerilim kazanımına sahip bir DA/DA dönüştürücü tercih edilir. Yüksek gerilim kazanımı elde etmek için, yükseltici dönüştürücünün güç anahtarının darbe genişliği büyük olmalıdır. Bu, yüksek iletkenlik kayıplarına neden olarak dönüştürücülerin verimliliğini düşürmektedir.

Yüksek kazanım oranı, anahtarın minimum KAPALI süresinden dolayı dönüştürücünün anahtarlama frekansını da sınırlamaktadır. Büyük darbe genişliklerinde diyotun daha az devrede olması anlamındadır. Bu nedenle diyotun akımı, anlık bir değere sahip olarak dar bir darbe haline gelmektedir. Bu yüksek diyot akımı daha sonra kesilen ters kurtarma kaybına (reverse recovery loss) ve EMI problemine neden olur.

Kaskat boost dönüştürücü bağlantısı, anahtara uygulanan darbe genişliğini genişletmeden gerilim kazancını arttırabilmektedir. Ancak kaskat tekniği, yapıda daha fazla anahtar kullanmak zorunda olduğumuzdan, karmaşık kontrol devrelerinin kullanımını gerektirir. Dolaysı ile, katlar arttıkça genel toplam verimlilik etkilenmektedir ve komponent sayısı artması ile verimlilik düşmektedir.

Yukarıdaki dönüştürücülerin dezavantajlarını göz önüne alarak, verimli ve daha basit bir kontrol devresine sahip olan bir yapıya gerek duymaktayız. Bu tez çalışmasında, kuadratik bir boost konvertörü geliştirilmiştir. Bu yapı, daha yüksek gerilim aktarım oranı sağlayabileceği için birçok araştırmacının ilgisini çekmiştir. Bu yapı, konvansiyonel yarı-rezonant dönüştürücüye göre daha gelişmiş bir performans sağlamaktadır. Bununla birlikte, bu quadratic boost konvertör konfigürasyonu aslında iki normal boost dönüştürücüden oluşan bir kaskattır. Yapının kuadratik isimlendirilmesinin sebebi, devrenin gerilim kazancı giriş geriliminin dört katı olmasıdır.

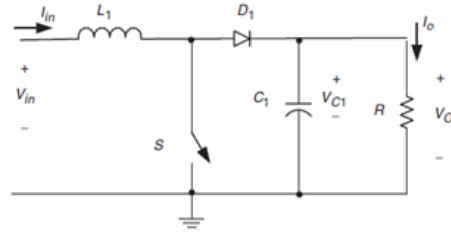
Gerilim yükseltme (voltage lift, VL) tekniği geniş bir şekilde elektronik devrelerinin tasarımlarında kullanılmaktadır (Luo 1999; Luo and Ye 1999; Luo and Ye 2000; Luo *et al.* 2000; Luo *et al.* 2002; Luo and Ye 2002; Luo and Ye 2003). Son yıllarda bu teknik, DA/DA dönüştürücülerde uygulanmakta olup, daha yüksek bir gerilimi ve kazancı elde

etmek adına yeni bir yol açmıştır. Üç serili Luo dönüştürücüler, VL'nin bir örneğidir. Bu dönüştürücüler çıkıştaki gerilimi adım adım aritmetik metodu ile artırmaktadır. Bir sonraki metot, süper lift yöntemidir (Luo 1998; Luo 2001; Luo 2002). Süper lift tekniği, gerilim transferi kazancını artırmaktadır. Karışık bir devreye sahip olmasına rağmen, pozitif ve negatif gerilim çıkışlı olan süper lift Luo dönüştürücüler, gerilimi adım adım geometrik ilerleme modeli ile üretmektedir. Bu çalışma, pozitif çıkışlı kaskat boost dönüştürücülerin, geometrik ilerleme modeli ile kazancın artırılmasını incelemektedir. Bu dönüştürücü, gerilim kazancı transferini iyi bir seviyede yapabilmekte olup ve aslında süper lift boost dönüştürücülerin sürekli akım modunda (*CCM*) çalışmasını modellemektedir (Erikson and Maksimovic 1995).

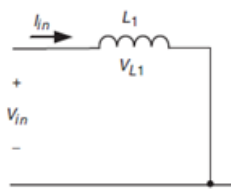
Bu dönüştürücüyü, diğer mevcut VL, pozitif, negatif (P/O ve N/O) ve süper lift dönüştürücülerden ayırmak amacı ile, pozitif çıkışlı kaskat dönüştürücüsü olarak isimlendiriyoruz. Bu dönüştürücünün avantajı, sadece 1 güç anahtarını kullanması ve kontrol etmesi olup, her kat için bir tane bobin ve sadece kaç tane kondansatör ve diyot kullanılmasıdır.

2.1.2. Quadratic boost dönüştürücünün yapısının temeli

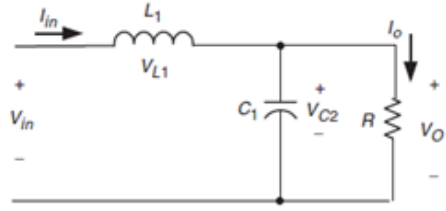
Temel bir boost dönüştürücüsü ve onun eşdeğer devreleri anahtarın açık ve kapalı olduğu vaziyetleri Şekil (2.1)'de gösterilmiştir. C1 etiketli kondansatörün üzerindeki gerilim V_o ve L1 bobininden geçen akım I_{L1} harfleri ile gösterilmektedir. I_{L1} akımı anahtarın kapalı (devrede) olduğu zaman giriş voltajın (V_{in}) vasıtası ile KT zaman uzunluğu ile yükselmekte ve anahtarın açık $((1-K)T)$ olduğu zamanda $-(V_o.V_{in})$ gerilim değeri ile azalmaktadır (Rashid 1993).



(a)



(b)



(c)

Şekil 2.1. (a) Temel boost dönüştürücüsü, (b) devre, anahtarın kapalı olduğu durumunda, (c) devre, anahtarın açık olduğu durumunda

Dolaysı ile bobin akımı dalgalanması bu denklemle elde edilebilir:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} kT = \frac{V_O - V_{in}}{L_1} (1-k)T \quad (2.1)$$

Gerilim transferi kazancı:

$$V_O = \frac{1}{1-k} V_{in} \quad (2.2)$$

$$G = \frac{V_O}{V_m} = \frac{1}{1-k} \quad (2.3)$$

Bobindeki akımın ortalaması:

$$I_{L1} = (1-k) \frac{V_O}{R} \quad (2.4)$$

IL1 bobinin akımının varyasyon oranıdır.

$$\xi_1 = \frac{\Delta i_{L1} / 2}{I_{L1}} = \frac{kTV_{in}}{(1-k)2L_1V_o / R} = \frac{k}{2} \frac{R}{fL_1} \quad (2.5)$$

Normal'de ξ_1 'in değerinin birden çok daha küçük olması nedeni ile dönüştürücünün CCM modunda çalışması garanti altında olmaktadır.

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C_1} = \frac{I_o(1-k)T}{C_1} = \frac{1-k}{fC_1} \frac{V_o}{R} \quad (2.6)$$

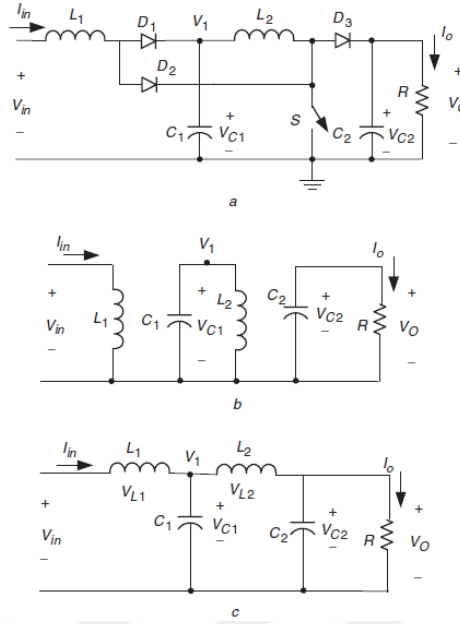
Çıkış gerilimi varyasyon oranı aşağıdaki denklemden hesaplanır:

$$\varepsilon = \frac{\Delta v_o / 2}{V_o} = \frac{1-k}{2RfC_1} \quad (2.7)$$

Frekansın en az kilo hertz ve kondansatörün mikro farad seviyesinde olduğundan dolayı, normalde bu oran %1 in altında kalır.

2.1.3. İki kademeli quadratic boost dönüştürücüsü

İki kademeli boost dönüştürücüsü, temel boost devresine (L2-D2-D3-C2) bloğunu ekleyerek elde edilir. Şekil (2.2)'de bu devre ve onun anahtarının açık ve kapalı olduğu çalışma modları gösterilmiştir.



Şekil 2.2. (a) İki kademeli (kaskat) boost dönüştürücüsü, (b) anahtarın kapalı olduğu durum, (c) anahtarın açık olduğu zaman

C_1 etiketli kondansatörün üzerindeki gerilim V_1 'e kadar şarj olmaktadır. Bu gerilimin değeri (2.2) denklemini dikkate alarak (2.8) formülünden hesaplanabilir:

$$V_1 = \frac{1}{1-k} V_{in} \quad (2.8)$$

C_2 kondansatörün gerilimi de V_o 'ye kadar şarj olunmaktadır. L_2 bobininden geçen akım anahtarın kapalı (devrede) olduğu zaman, kT , V_1 'in vasıtası ile yükselmekte ve anahtarın açık olduğu zaman, $(1-k)T$, $V_o - V_1$ voltajı ile azalmaktadır. Dolaysı ile, I_{L2} akım dalgalanması denklemi benzer bir şekilde (2.9) numaralı formülünden elde edilir:

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_1}{L_2} kT = \frac{V_o - V_1}{L_2} (1-k)T \quad (2.9)$$

$$V_o = \frac{1}{1-k} V_1 = \left(\frac{1}{1-k} \right)^2 V_{in} \quad (2.10)$$

Gerilim transferi kazancı:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-k}\right)^2 \quad (2.11)$$

Ayrıca, benzer şekilde, I_{L1} ve I_{L2} akımlarını elde edebiliriz:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} kT \quad I_{L1} = \frac{I_o}{(1-k)^2} \quad (2.12)$$

$$\Delta i_{L@} = \frac{V_1}{L_2} kT \quad I_{L2} = \frac{I_o}{(1-k)} \quad (2.13)$$

I_{L1} Bobinin akımının varyasyon (dalgalanma) oranı:

$$\xi_1 = \frac{\Delta i_{L1} / 2}{I_{L1}} = \frac{k(1-k)^2 TV_{in}}{2L_1 I_o} = \frac{k(1-k)^4}{2} \frac{R}{fL_1} \quad (2.14)$$

I_{L2} Bobinin akımının varyasyon oranı:

$$\xi_2 = \frac{\Delta i_{L2} / 2}{I_{L2}} = \frac{k(1-k)TV_1}{2L_2 I_o} = \frac{k(1-k)^2}{2} \frac{R}{fL_2} \quad (2.15)$$

ve çıkış geriliminin dalgalanma oranı:

$$\varepsilon = \frac{\Delta v_o / 2}{V_o} = \frac{1-k}{2RfC_2} \quad (2.16)$$

2.1.4. Üç kademeli quadratic boost dönüştürücüsü

Benzer bir yöntem ile, Üç kademeli boost dönüştürücüsü, iki tabakalı boost dönüştürücüsüne (L2-D2-D3-C2) bloğunu tekrarlayıp ve o şemaya ekleyerek elde edilir.

Benzer şekilde, elde ettiğimiz.

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} kT \quad I_{L1} = \frac{I_o}{(1-k)^3} \quad (2.17)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_1}{L_2} kT \quad I_{L2} = \frac{I_o}{(1-k)^2} \quad (2.18)$$

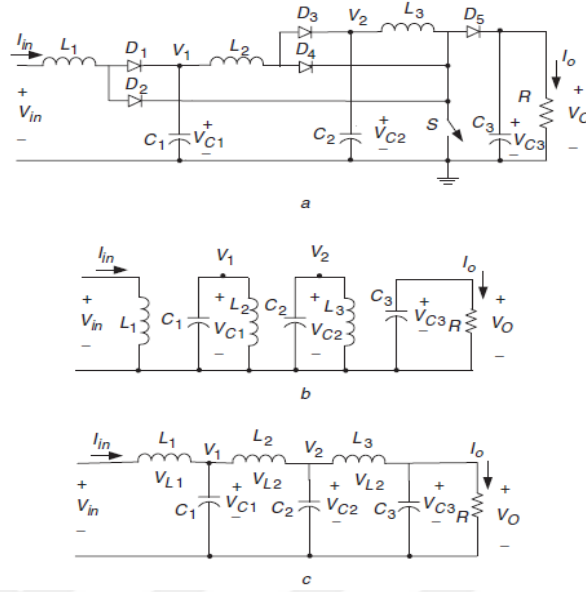
$$\Delta i_{L3} = \frac{V_2}{L_3} kT \quad I_{L3} = \frac{I_o}{(1-k)} \quad (2.19)$$

ve aynı şekilde L1, L2 ve L3 bobinlerinin akım dalgalanma oranlarını bu şekilde hesaplayabiliriz:

$$\xi_1 = \frac{\Delta i_{L1} / 2}{I_{L1}} = \frac{k(1-k)^3 TV_{in}}{2L_1 I_o} = \frac{k(1-k)^6}{2} \frac{R}{fL_1} \quad (2.20)$$

$$\xi_2 = \frac{\Delta i_{L2} / 2}{I_{L2}} = \frac{k(1-k)^2 TV_1}{2L_2 I_o} = \frac{k(1-k)^4}{2} \frac{R}{fL_2} \quad (2.21)$$

$$\xi_3 = \frac{\Delta i_{L3} / 2}{I_{L3}} = \frac{k(1-k) TV_2}{2L_3 I_o} = \frac{k(1-k)^2}{2} \frac{R}{fL_3} \quad (2.22)$$



Şekil 2.3. (a) Üç kademeli kaskat boost dönüştürücüsü, (b) anahtarın kapalı olduğu zamanlarda devrenin şeması, (c) anahtarın açık olduğu zamanlarda devrenin şeması

ve çıkış geriliminin dalgalanma oranı:

$$\varepsilon = \frac{\Delta v_o / 2}{V_o} = \frac{1-k}{2RfC_3} \quad (2.23)$$

Çıkış voltajın daha yüksek seviyelerine ulaşmak için kademelerin sayısını arttırmak gerekir. Bir üst kademe, bir adet bobin, bir adet kondansatör ve iki adet diyotu devreye ekleyerek elde edilir.

Bir üst kademeye yükselmek için (L2-D2-D3-C2) bloğunu bir altındaki kademenin şemasına ekleyerek elde edebiliriz. Bu durumda, çıkış gerilimi ve kazancı değerleri (3.24) ve (3.25) formüllerinden elde edilir:

$$V_o = \left(\frac{1}{1-k}\right)^n V_{in} \quad (2.24)$$

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-k}\right)^n \quad (2.25)$$

Bobinlerden geçen akımların dalgalanma oranları için, bu bölümdeki denklemleri kullanarak genel bir formül elde edebiliriz:

$$\xi_i = \frac{\Delta i_{Li} / 2}{I_{L1}} = \frac{k(1-k)^{2(n-i+1)}}{2} \frac{R}{fL_1} \quad (2.26)$$

Çıkış voltajının dalgalanma oranı:

$$\varepsilon = \frac{\Delta v_o / 2}{V_o} = \frac{1-k}{2RfC_n} \quad (2.27)$$

Çizelge 3.1. DA/DA Boost dönüştürücülerinin giriş geriliminin, 50 VDC ve darbe genişliğinin 0.50 değerindeki karşılaştırmaları

Dönüştürücü Türü	Gerilim Kazancı	Girişteki Akım Değeri	Çıkıştaki Gerilim Değeri	Komponent Sayısı	Güç Anahtarı Sayısı	Tasarım Karmaşıklığı
Konvansiyonel Yapı	2	A	100VDC	5	1	normal
İki Katlı Konvansiyonel Yapı	2	A/2	100VDC	10	2	normal
Kuplajlı- Yapı	2	A	100VDC	10	1	Karmaşık
İki katlı Kuplajlı- Yapı	2	A/2	100VDC	20	2	Karmaşık
Sepic	DC=0.5'te →1 DC>0.5'te →>1	A	50VDC	8	1	normal
İki katlı Sepic	DC=0.5'te →1 DC>0.5'te →>1	A/2	50VDC	16	2	normal
Interleaved (2 li)	2	A/2	100VDC	8	2	normal
Quadratic Yapı	4	A	200VDC	9	1	normal
İki Katlı Quadratic Yapı	4	A/2	200VDC	18	2	normal

3. MATERYAL ve YÖNTEM

Temel dönüştürücü konfigürasyonları *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *SEPIC*, *CUK* dönüştürücülerdir. *Boost* ve *Buck* konvertör konfigürasyonları sırasıyla çıkış voltajlarını artırabilir veya azaltabilir, diğer dönüştürücüler ise her iki fonksiyonu da birden gerçekleştirebilirler. Günümüzde birçok konut uygulamasında yüksek gerilim kazanımına sahip bir DA/DA dönüştürücü tercih edilir. Genellikle, bir DA voltajını yükseltmek için bir ihtiyaç olduğunda, genellikle bir yükseltici dönüştürücü seçilir. Yüksek gerilim kazanımı elde etmek için, yükselticide güç anahtarına uygulanan darbe genişliği büyük olmalı, ve bu güç anahtarının daha uzun bir süre devrede olması anlamında olmasından, anahtarda yüksek iletkenlik kayıplarına neden olarak dönüştürücünün verimliliğini düşürmektedir.

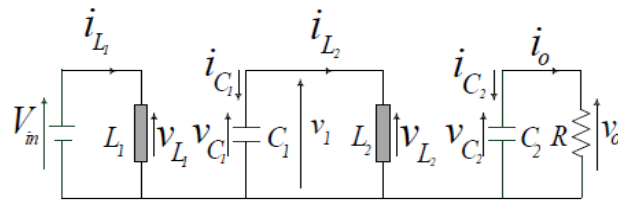
Yüksek kazanım oranı elde etmekte, anahtarın KAPALI kaldığı sürenin zamanından dolayı dönüştürücünün anahtarlama frekansını da sınırlanır, aynı zamanda geniş darbe genişliklerinde diyotun daha kısa bir sürede devrede olmasına ve dolayısı ile bu komponentte darbe akımlarına neden olmaktadır. Bu yüksek diyot akımı daha sonra kesilen ters kurtarma kaybına ve *EMI* problemine neden olabilir.

Kaskat boost dönüştürücü bağlantısı, darbe genişliğini genişletmeden gerilim kazancını artırabilir. Bu kaskat tekniğinde, yapıda daha fazla anahtar gerektirir ve katlar arttıkça genel toplam verimlilik değeri düşer.

Bu tez çalışmasında, kuadratik bir boost konvertörü geliştirilmiştir. Bu yapı, daha yüksek gerilim aktarım oranı sağlayabileceği için birçok araştırmacının ilgisini çekmiştir. İlgili modelleme ve kontrol stratejileri bu bölümde sunulmuştur. Bu yapı, konvansiyonel yarı-rezonant dönüştürücüye göre daha gelişmiş bir performans sağlamaktadır. Bununla birlikte, bu quadratic boost yükseltici konfigürasyonu aslında iki normal boost dönüştürücüden oluşan bir kaskattır.

3.1. İki Kademeli Boost Dönüştürücüsü ve PI Kontrolör Tasarımının Küçük Sinyal Analizi

Bu bölüm devrenin dinamik modelini dikkate alarak, adım adım PI kontroler tasarım yöntemini açıklamaktadır. İki kademeli boost dönüştürücüde anahtarın devrede olduğu (kapalı) zamanlarda, devrenin şeması aşağıda gösterilmektedir.



Şekil 3.1. İki kademeli kaskat boost dönüştürücüsünde anahtarın kapalı olduğu durum

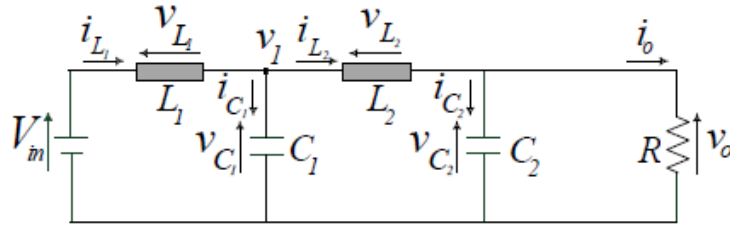
Bu şemaya bakarak aşağıdaki listelenen denklemleri bobinlere ve kondansatörlere yazabiliriz.

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= V_{in} \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= v_{C1} \\
 C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= -i_{L2} \\
 C_2 \frac{dv_o}{dt} &= -\frac{v_o}{R}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Bu durumda sistemin uzay ortalama denklemlerini (*State space*) kolay bir şekilde elde edebiliriz:

$$\begin{aligned}
\frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{V_{in}}{L_1} \\
\frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{v_{C1}}{L_2} \\
\frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{i_{L2}}{C_1} \\
\frac{dv_o}{dt} &= -\frac{v_o}{C_2 R}
\end{aligned} \tag{3.2}$$

Bu dönüştürücüde anahtarın devrede olmadığı (açık) zamanlarda aşağıda listelenen denklemleri elde edebiliriz:



Şekil 3.2. İki kademeli kaskat boost dönüştürücüsünde anahtarın açık olduğu durum

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= V_{in} - v_{C1} \\
L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= v_{C1} - v_o \\
C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= i_{L1} - i_{L2} \\
C_2 \frac{dv_o}{dt} &= i_{L2} - \frac{v_o}{R}
\end{aligned} \tag{3.3}$$

Sistemin uzay modeli anahtarın açık ve kapalı olduğu durumlardan oluşan bir periyotta, (3.4) numaralı denklem ile verilir.

$$\begin{aligned}
\frac{di_{L1}}{dt} &= -\frac{(1-d)}{L_1} v_{C1} + \frac{1}{L_1} V_{in} \\
\frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_{C1} - \frac{(1-d)}{L_2} v_o \\
\frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{(1-d)}{C_1} i_{L1} - \frac{1}{C_1} i_{L2} \\
\frac{dv_o}{dt} &= \frac{(1-d)}{C_2} i_{L2} - \frac{1}{RC_2} v_o
\end{aligned} \tag{3.4}$$

PI kontroler tasarımı için anahtar nokta, V_o ile bir indüktör akım türevleri veya kapasitör gerilim türevleri arasında bir bağlantı'yı bulmaktır. (3.3) veya (3.4) numaralı denklemlerden, bu bağlantı'yı elde edebiliriz:

$$C_2 \frac{dv_o}{dt} + \frac{1}{R} v_o = (1-d) i_{L2} = u \tag{3.5}$$

u , PI kontrolörün çıkışıdır. (3.3) denklemini kolayca (3.4) numaralı denklemi şeklinde yazabiliriz:

$$d = 1 - \frac{u}{i_{L2}} \tag{3.6}$$

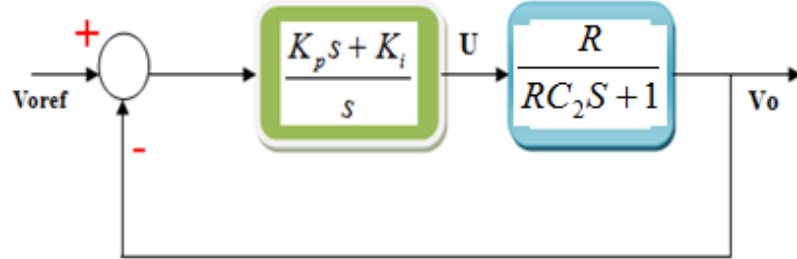
Bu denklemde, i_{L2} , L_2 bobininden geçen akımdır.

3.2. PI kontrolörün Tasarımı ve Şemaları

Bir PI kontrolörün genel denklemi bu şekilde yazılır:

$$G(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s} \tag{3.7}$$

Çıkış voltajının kapalı döngü şeması Şekil (3.3)'te gösterilmektedir:



Şekil 3.3. Çıkış voltaj regülasyonu kapalı döngüsü

Kapalı döngü transfer fonksiyonu bu şekilde elde edilir:

$$G_F = \frac{G_o}{1 + G_o} = \frac{\frac{1}{C_2} (k_p + k_i)}{s^2 + \left(\frac{1 + Rk_p}{RC_2} \right) + \frac{k_i}{C_2}} \quad (3.8)$$

(3.8) denklemini normal formunda yazarak:

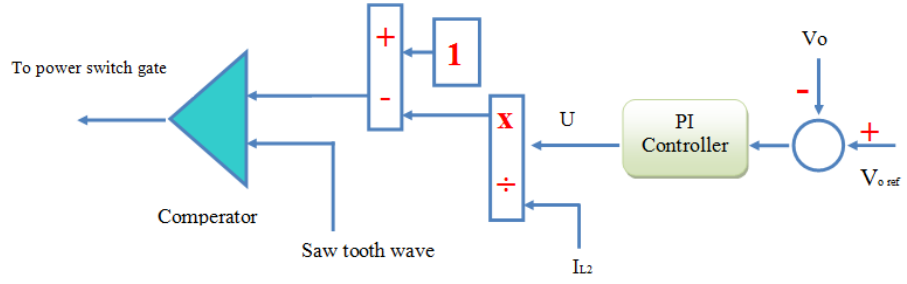
$$G_F = \frac{\frac{1}{C_2} (k_p s + k_i)}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.9)$$

Son aşamada, (3.8) ve (3.9) numaralı denklemleri karşılaştırdığımız zaman:

$$\begin{cases} \frac{1 + Rk_p}{RC_2} = 2\xi\omega_0 \\ \frac{k_i}{C_2} = \omega_0^2 \end{cases} \quad (3.10)$$

K_p Ve K_i katsayıları bu şekilde bulunur:

$$\begin{cases} k_p = 2\xi\omega_0 C_2 - \frac{1}{R} \\ k_i = \omega_0^2 C_2 \end{cases} \quad (3.11)$$

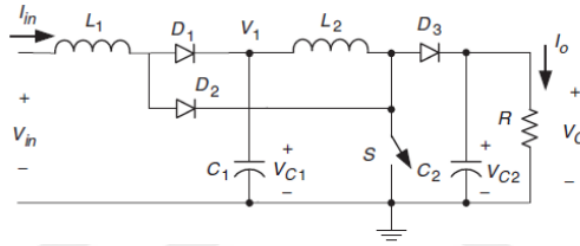


Şekil 3.4. İki kademeli boost dönüştürücüsünün gerilim kontrol şeması

4. ARAŞTIRMA BULGULARI

4.1. Yapılan Tasarımda Devredeki Elemanlarının Değerleri ve Hesaplamaları

Tasarlanmış dönüştürücüye bir simülasyon gerçekleştirmek için, *Matlab / Simulink* ve *CADENCE* simülatörleri kullanılmıştır. Kullandığımız elemanların değerleri çizelge (4.1)'de gösterilmiştir. Simülasyonun sonuçları SİMULİNK ortamında $k=0.35$ (darbe genişliği) için elde edilmiştir. Bu sonuçlar PI kontrolörünün kullanmadığımız halde elde edilmiştir. Bir sonraki aşamada PI kontrolünü devreye ekleyip ve sonuçlar getirilmiştir.



Şekil 4.1. Önerilen iki kademeli boost dönüştürücüsü

Çizelge 4.1. Devredeki kullanılan elemanların değerleri

Kullanılan elemanın etikrti	Kullanılan elemenın değeri
$L_1(mH)$	3
$L_2(mH)$	3
$C_1(\mu F)$	33
$C_2(\mu F)$	300
$R(\Omega)$	50
$V_{in}(DC)$	18
$Frekans(Hz)$	10000

Kullandığımız değerleri (2.14), (2.15) ve (2.16) numaralı denklemlerde yerleştirerek

bobinlerdeki akımların ve çıkıştaki gerilimin dalgalanmaları hesaplanmıştır.

Bobin L1 deki akım dalgalanma oranı:

$$\begin{aligned}\xi_1 &= \frac{\Delta i_{L1} / 2}{I_{L1}} = \frac{k(1-k)^2 TV_{in}}{2L_1 I_o} = \frac{k(1-k)^4}{2} \frac{R}{fL_1} \\ &= \frac{0,35*(1-0,35)^4}{2} \frac{50}{10K*3m} = 5.2\%\end{aligned}$$

Bobin L2 deki dalgalanma oran:

$$\begin{aligned}\xi_2 &= \frac{\Delta i_{L2} / 2}{I_{L2}} = \frac{k(1-k)TV_1}{2L_2 I_o} = \frac{k(1-k)^2}{2} \frac{R}{fL_2} \\ &= \frac{0,35*(1-0,35)^2}{2} \frac{50}{10K*3m} = 12.32\%\end{aligned}$$

Çıkış gerilimin dalgalanması:

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \frac{\Delta v_o / 2}{V_o} = \frac{1-k}{2RfC_2} \\ &= \frac{1-0,35}{2*50*10K*300\mu} = 0.21\%\end{aligned}$$

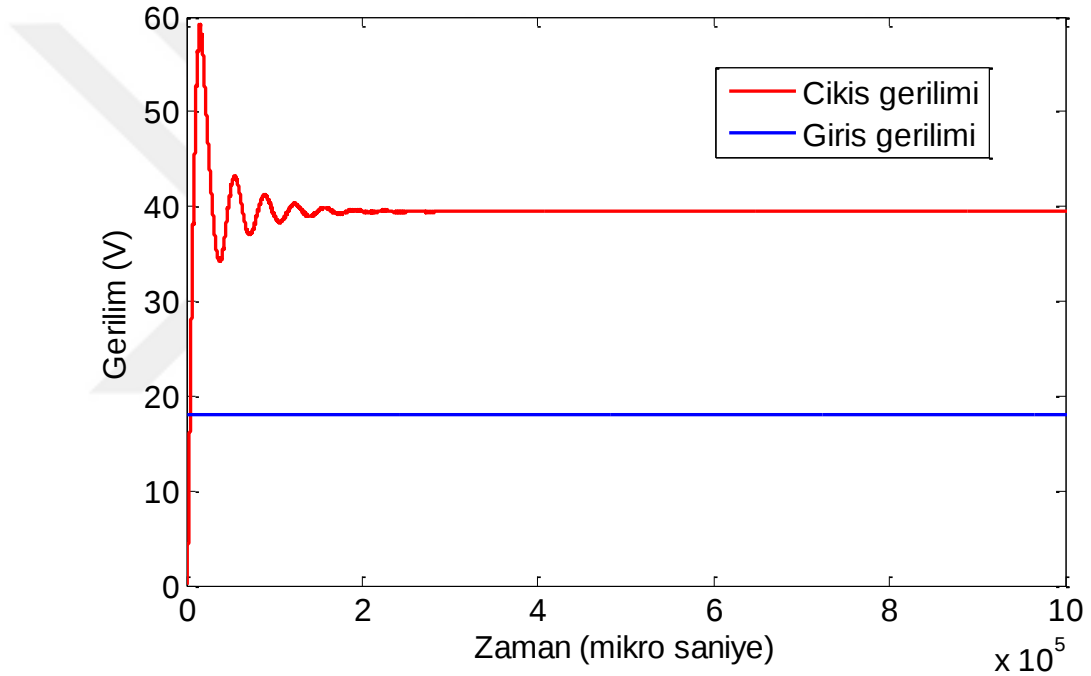
Bu değerler k=0,75 için bu şekilde elde edilir:

$$\begin{aligned}\xi_1 &= \frac{\Delta i_{L1} / 2}{I_{L1}} = \frac{k(1-k)^2 TV_{in}}{2L_1 I_o} = \frac{k(1-k)^4}{2} \frac{R}{fL_1} \\ &= \frac{0,75*(1-0,75)^4}{2} \frac{50}{10K*3m} = 0.24\%\end{aligned}$$

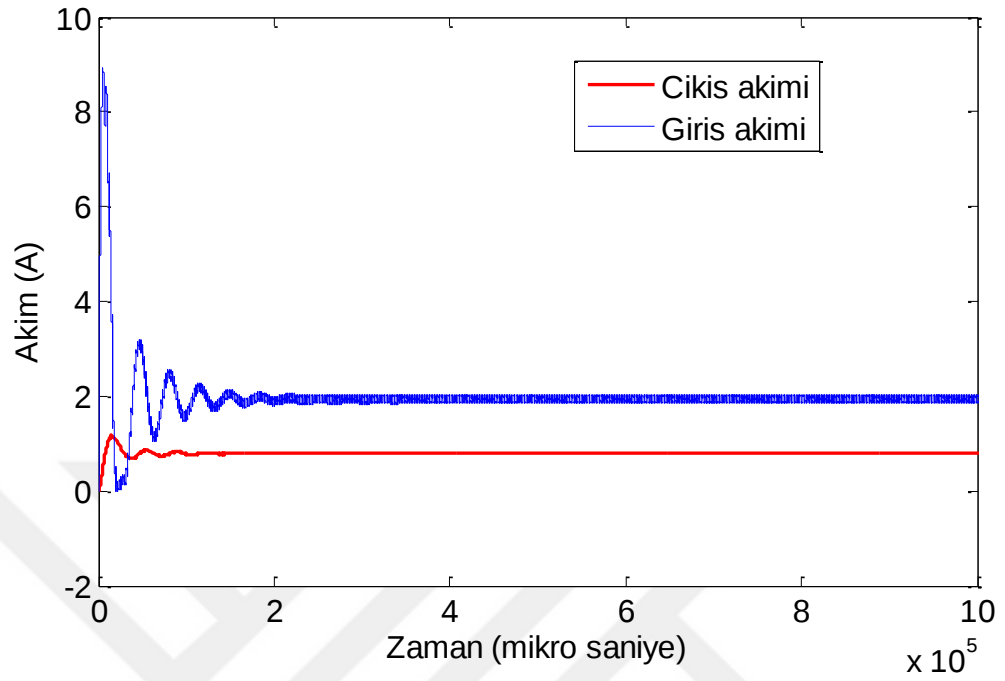
$$\xi_2 = \frac{\Delta i_{L2} / 2}{I_{L2}} = \frac{k(1-k)TV_1}{2L_2I_o} = \frac{k(1-k)^2}{2} \frac{R}{fL_2} \quad \varepsilon = \frac{\Delta v_o / 2}{V_o} = \frac{1-k}{2RfC_2}$$

$$= \frac{0,75*(1-0,75)^2}{2} \frac{50}{10K*3m} = 3.9\% \quad = \frac{1-0,75}{2*50*10K*300\mu} = 0.08\%$$

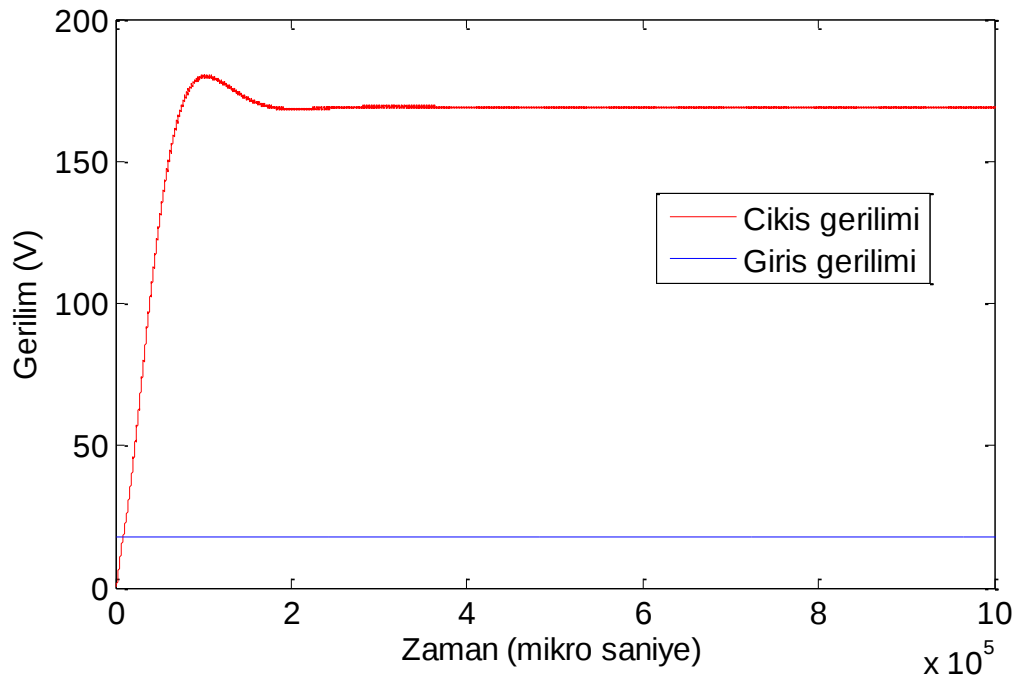
Sonuçlardan görüldüğü gibi, darbe genişliğinin daha büyük değerlerinde dalgalanma oranları daha küçüktür.



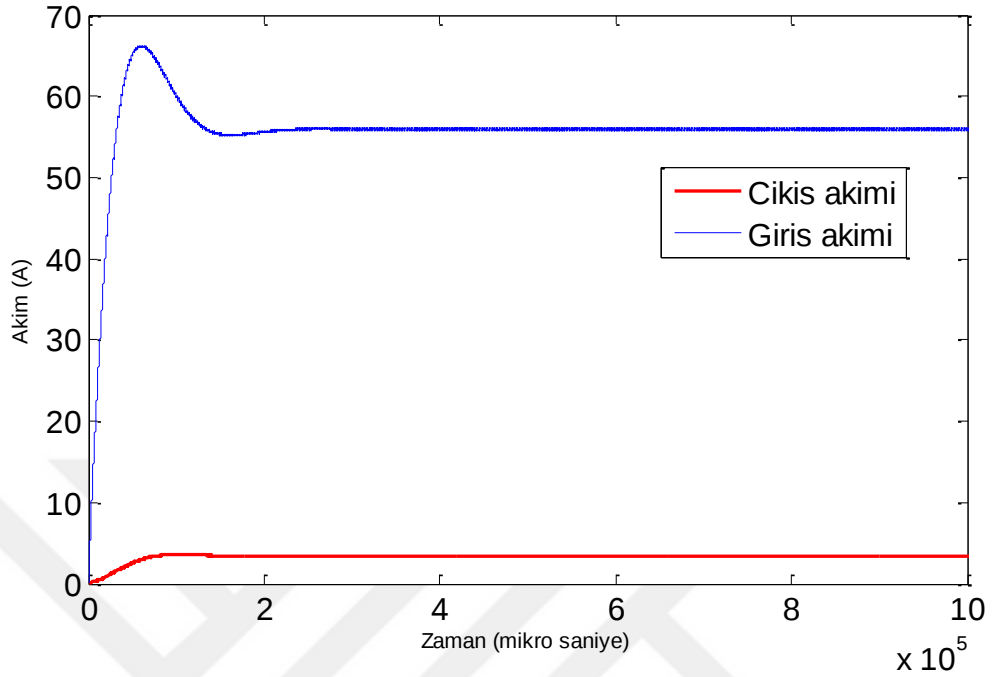
Şekil 4.2. Tasarlanmış devrenin (d=0.35'te) giriş ve çıkış gerilimleri



Şekil 4.3. Tasarlanmış devrenin ($d=0,35$ 'te) giriş ve çıkış akımları



Şekil 4.4. Tasarlanmış devrenin ($d=0,75$ 'te) giriş ve çıkış gerilimleri



Şekil 4.5. Tasarlanmış devrenin ($d=0,75$ 'te) giriş ve çıkış akımları

4.2. Konvansiyonel ve Önerilen Güç Dönüştürücülerinin Kayıplarının Karşılaştırmaları

Özellikle gücün düşük olduğu yerlerde örneğin fotovoltaiik (Photovoltaic) ve yakıt hücreler (Fuel cells) ve diğer yenilenebilir enerji kaynaklarında, verimin yüksek olması ve bu kaynakların ürettiği gücün tamamı ile aktarılması çok önem taşımaktadır. Bir güç konvertörün kayıpları iletkenlik, dinamik ve sabit kayıplardan oluşmaktadır. Dolaysı ile nihai kayıp değeri, $P_{kayıyıp}$ bu şekilde hesaplanabilir:

$$P_{kayıyıp} = P_{iletkenlik} + P_{sabit} + W_{toplama} \cdot f_{anahtarlama} \quad (4.1)$$

$f_{anahtarlama}$: Anahtarlama frekansı

$f_{iletkenlik}$ iletkenlik kayıpları direkt olarak yük akımına bağlı olan ve anahtarlama frekansına $f_{anahtarlama}$, çok az bağlı olan kayıplar

P_{sabit} sabit kayıplar, anahtarlama frekansına ve yüke bağımsız olan kayıplar

W_{toplam} tek periyotta dinamik kayıpların toplam enerjisi ($W_{trans,stor}, W_{diode}, W_{core}$)

$P_{dinamik} = W_{toplam} \cdot f_{anahtarlama}$ genel dinamik kayıplarını temsil eder ve anahtarlama frekansı $f_{anahtarlama}$ ile orantılıdır.

Sabit kayıplar devrenin doğasından kaynaklanan kayıplar oldukları için ihmal edilebilir.

Çizelge (4.2) devredeki tüm kayıpları ve bobinden geçen akımları göstermektedir:

Çizelge 4.2. CCM modundaki konvansiyonel ve önerilen yükselticilerin kayıpları

Komponent	Kayıp türü	Konvansiyonel kaskat	Önerilen kaskat
Birinci MOSFET	İletkenlik	$P_{conM1} = R_{dsM1} D_1 (i_{L1}^2 + \frac{\Delta i_{L1}^2}{12})$	$P_{conM1} = R_{dsM1} D (i_{L1}^2 + \frac{\Delta i_{L1}^2}{12})$
İkinci MOSFET	İletkenlik	$P_{conM2} = R_{dsM12} D_2 (i_{L2}^2 + \frac{\Delta i_{L2}^2}{12})$	$P_{conM2} = 0$
Birinci bobin	İletkenlik	$P_{L1} = R_{L1} (i_{L1}^2 + \frac{\Delta i_{L1}^2}{12})$	$P_{L1} = R_{L1} (i_{L1}^2 + \frac{\Delta i_{L1}^2}{12})$
İkinci bobin	İletkenlik	$P_{L2} = R_{L2} (i_{L2}^2 + \frac{\Delta i_{L2}^2}{12})$	$P_{L2} = R_{L2} (i_{L2}^2 + \frac{\Delta i_{L2}^2}{12})$
Birinci MOSFET	Anahtarlama	$P_{swM1} = (w_{on1} + w_{off1}) f_s$ $w_{off1} = 0.5 i_{L1} V_{c1} T_{off1}$ $w_{on1} = 0.5 i_{L1} V_{c1} T_{on1}$	$P_{swM} = (w_{on} + w_{off}) f_s$ $w_{off1} = 0.5 i_{L1} V_{c1} T_{off1}$ $w_{on1} = 0.5 i_{L1} V_{c1} T_{on1}$
İkinci MOSFET	Anahtarlama	$P_{swM2} = (w_{on2} + w_{off2}) f_s$ $w_{on2} = 0.5 i_{L2} V_{c2} T_{on2}$ $w_{off2} = 0.5 i_{L2} V_{c2} T_{off2}$	$P_{swM2} = 0$ $w_{on2} = 0$ $w_{off2} = 0$
Birinci diyot	İletkenlik	$P_{conD1} = V_{f1} i_{L1} D_1 + R_{onD1} D_1 (i_{L1}^2 + \frac{\Delta i_{L1}^2}{12})$	$P_{conD1} = V_{f1} i_{L1} D_1 + R_{onD1} D_1 (i_{L1}^2 + \frac{\Delta i_{L1}^2}{12})$

Çizelge 4.2. (devam)

İkinci diyot	İletkenlik	$P_{conD2} = V_{f2} i_{L2} D_2' + R_{onD2} D_2' (i_{L2}^2 + \frac{\Delta i_{L2}^2}{12})$	$P_{conD2} = V_{f2} i_{L1} D_2' + R_{onD2} D_2' (i_{L1}^2 + \frac{\Delta i_{L1}^2}{12})$
Üçüncü diyot	İletkenlik	$P_{conD3} = 0$	$P_{conD3} = V_{f3} i_{L2} D_3' + R_{onD3} D_3' (i_{L2}^2 + \frac{\Delta i_{L2}^2}{12})$
Birinci diyot	Anahtarlama	$P_{swD1} = V_{c1} Q_{rr1} f_s$	$P_{swD1} = V_{c1} Q_{rr1} f_s$
İkinci diyot	Anahtarlama	$P_{swD2} = V_{c2} Q_{rr2} f_s$	$P_{swD2} = V_{c2} Q_{rr2} f_s$
Üçüncü diyot	Anahtarlama	$P_{swD3} = 0$	$P_{swD3} = V_{c3} Q_{rr3} f_s$

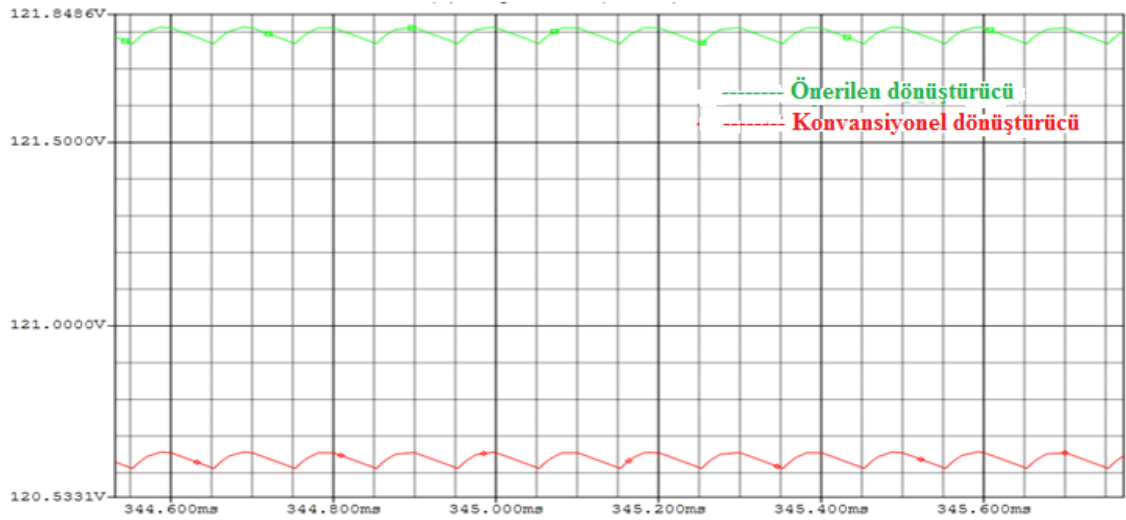
4.3. Konvansiyonel ve Önerilen Devrenin Simülasyon Sonuçları

Tasarlanmış olan devreyi gerçekleştirmek adına, *CADENCE* yazılımını kullanarak normal kaskat ve önerilen kaskat devrelerin arasındaki karşılaştırmalar bu bölümde gösterilmiştir. Kullanılan elemanların değerleri Çizelge (4.3)'te yazılmıştır:

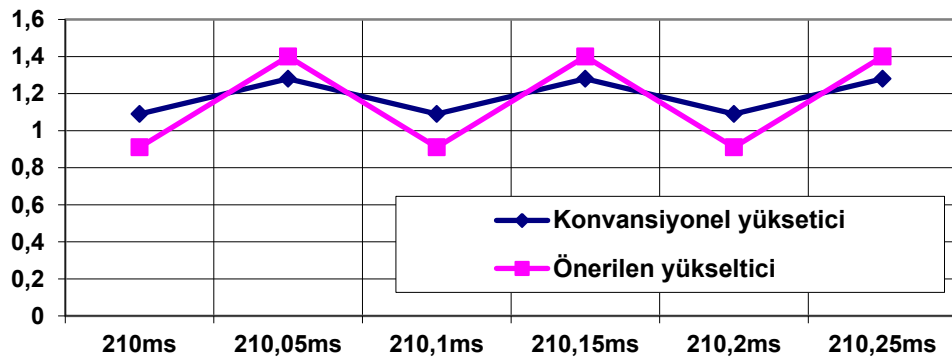
Çizelge 4.3. Kullanılan elemanların değerleri

Önerilen Yapı	Konvansiyonel Yapı
$L_1(mH) = 3$	$L_1(mH) = 7$
$L_2(mH) = 3$	$L_2(mH) = 3$
$C_1(\mu F) = 33$	$C_1(\mu F) = 33$
$C_2(\mu F) = 330$	$C_2(\mu F) = 330$
$RL_1(\Omega) = 0.3$	$RL_1(\Omega) = 0.7$
$RL_2(\Omega) = 0.3$	$RL_2(\Omega) = 0.3$
$V_{in}(DC) = 30$	$V_{in}(DC) = 30$
$R(\Omega) = 450$	$R(\Omega) = 450$
$M1 \text{ Duty-cycle} = 0.5$	$M1,2 \text{ Duty-cycle} = 0.5$
$MOSFET : IRF150$	$MOSFET1,2 : IRF150$
$Diode \quad 1,2,3 : MUR880$	$Diode \quad 1,2 : MUR880$
$Frquency(Hz) = 10000$	$Frquency(Hz) = 10000$

Şekil (4.6), her iki yapının çıkış gerilimleri ve giriş bobinlerinin akımlarını göstermektedir. Aynı şartlar altında örneğin giriş gerilimi, yük, frekans ve darbe genişliğinde önerilen kaskatın gerilim kazancının daha yüksek olduğu tespit edilmiştir. Dalgalanma oranlarını dikkate alırsak her iki yapıda bu oran kabul edilebilir bir seviyededir. Giriş bobininde akımın dalgalanma oranı konvansiyonel kaskat için daha az olduğuna rağmen akımın ortalama değeri konvansiyon kaskat boost için 0.90A ve önerilen kaskat *boos* için 0.88A olduğu tespit edilmiştir.

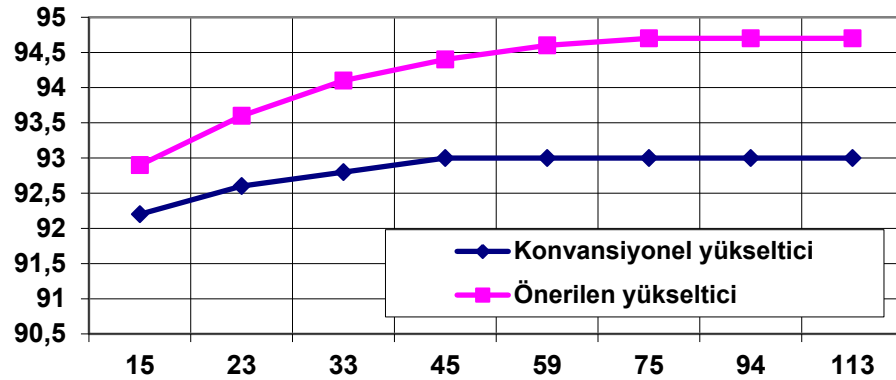


(a)



(b)

Şekil 4.6. Darbe genişliği $d=0.5$ ve çıkışın 30W olduğunda, iki konvansiyonel ve önerilen yapılarının giriş akımlarının ve çıkış geriliminin karşılaştırılması



Şekil 4.7. İki yapının farklı çıkış güçlerinde verimin karşılaştırılması

Şekil (4.7), iki konvansiyonel ve önerilen yapılarını farklı çıkış güçlerinde karşılaştırmıştır ve sonuçlara göre önerilen yapının özellikle gücün daha yüksek değerlerinde daha verimli olduğu tespit edilmiştir.

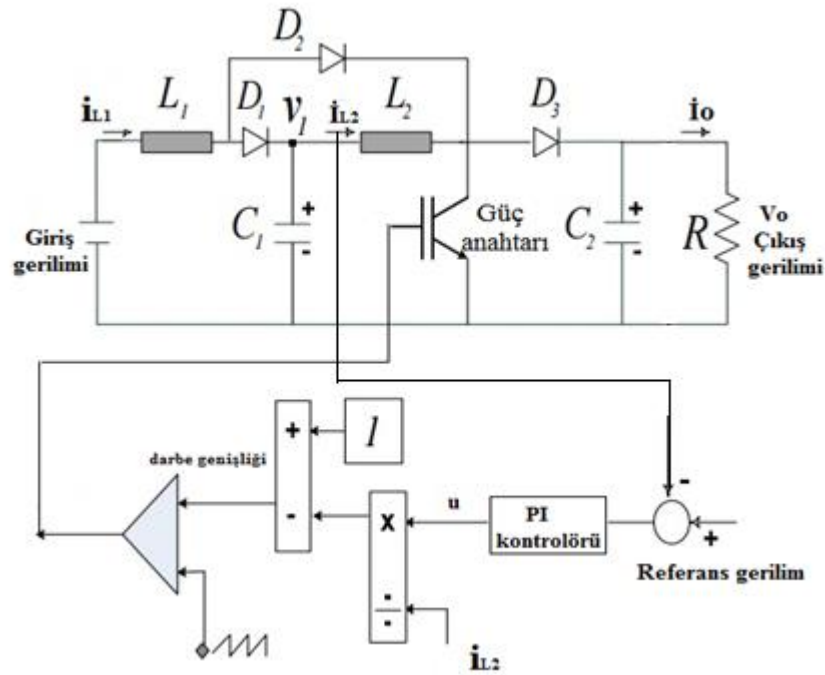
PI Kontrolörün Tasarımı

Bu bölümde tasarlanmış devreye PI kontroler devresi eklenerek, yapının performansı değerlendirilmektedir. (3.9) ve (3.10) numaralı denklemlerine devredeki elemanların değerlerini yerleştirerek:

$$\begin{cases} k_p = 2\xi\omega_0 C_2 - \frac{1}{R} \\ k_i = \omega_0^2 C_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_p = 0.00193 \\ k_i = 2.536 \end{cases}$$

Bu değerler ile en iyi sonuçlar, kontrol amaç ile elde edilmiştir. Bu kontrolleri bağlamaktan amacımız giriş voltajında veya çıkıştaki yüklerin ani veya yavaş değişimlerinde, çıkışta sabit bir gerilim elde etmektir. Örneğin normalde bir boost dönüştürücüsü girişte 20VDC'ye tasarlanmışsa ve çıkışta 100VDC sağlıyorsa, düzgün bir kontrolör ile girişin daha düşük veya yüksek değerlerinde yine de 100VDC'yi sağlamalıdır. Veya çıkış yükünün farklı değerlerinde gerilimin çok fazla etkilenmemesi

ve 100VDC'ye yakın bir değer sağlaması son derece önemlidir. Tasarladığımız PI kontrolörü güçlü dinamik modellerinden ve matematiksel hesaplamalarından yararlandığı için bu özellikleri sağlamaktadır. Kontrolörün avantajları bu devreye özel tasarlandığı için stabil matematiksel ve dinamiksel modellenmesi, aynı zamanda uygulamada sadece mikro işlemci aracılığı ile gerçekleştirilebilmesi ve başka bir elektronik komponentini kullanmamasıdır. Genellikle kontrolör devreleri çıkış geriliminden örnek alıp ve referans bir gerilim ile karşılaştırılıp sonuç sinyali kontrolöre giriş olarak uygulanır. Bu çalışmadaki kontrol devresi kaskat devresinin ikinci katındaki bobinin akımından örnek almaktadır, Bu diğer tasarımlara göre değişik bir farktır. *Matlab/SIMULINK*'te yaptığımız simülasyonlar bu konuyu onaylamaktadır.



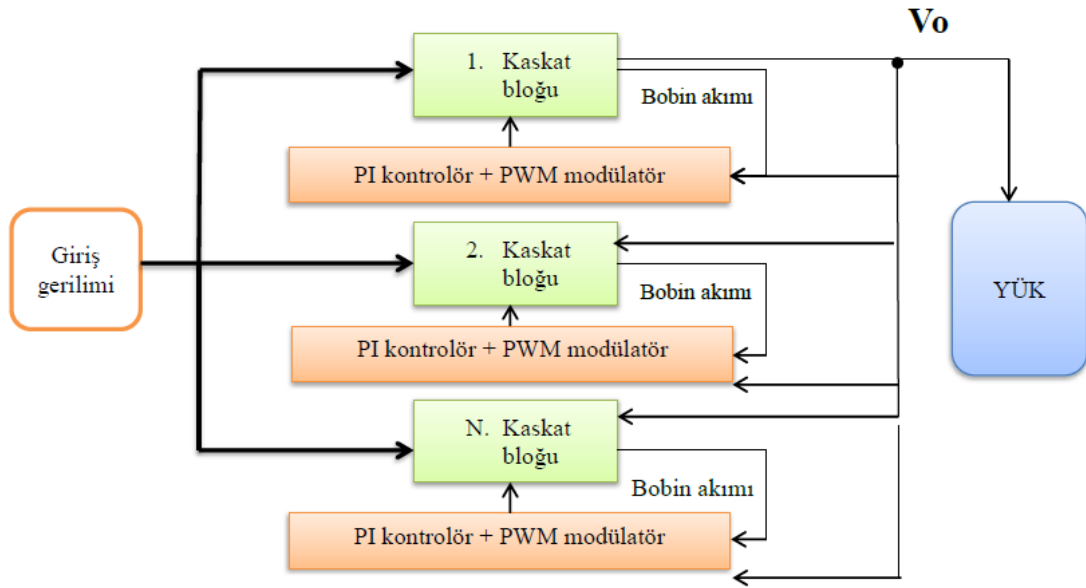
Şekil 4.8. Tasarlanmış PI kontrolörün şeması

4.4. Önerilen Topoloji

4.4.1. Girişte ve çıkışta paralel bağlantılı kaskat boost dönüştürücüler

Şekil (4.9) da, nihai tasarımı bir blok halinde sunulmuştur. Bir yüksek güçlü

dönüştürücünün yerine daha düşük güçlü dönüştürücüleri paralel halinde kullanmak bir kaç avantaja sahiptir, örneğin daha yüksek verim, daha iyi dinamik cevap süresi, daha iyi yük regülasyonu, daha yüksek güvenilirlik, kolay bakım ve daha küçük boyutta enerji depolama aygıtları bu yöntemin en önemli parametreleridir. Çizelge (4.2)'de gösterildiği gibi kayıpların bir çoğu bobinlerden geçen akımlar ile doğrudan bağlantıda olup, bu akımların daha küçük değerlerinde daha az kayıp değerlerine ulaşabileceğimizi tespit etmiştir. Yükselticileri paralel şekilde bağlayınca girişteki kaynaktan alınan akım paralel yollarda bölünür ve bu yolların sayısının artması ile her kattan geçen akım daha az bir değere düşerek elamanlarda iletim ve anahtarlama kayıpları daha bir azalır ve verim yükselir.



Şekil 4.9. Önerilen tasarımın blok şeması

Burada güç modüllerinin paralel bağlanma nedenleri kısaca özetlenmiştir:

- İki ya DA/DAha fazla dönüştürücüyü paralel bağlayarak besleme ünitesindeki (devrede) çıkış gücünü arttırmak.
- Çoğlu güç modüllerinin kullanılması, termal ısı yükünü daha büyük bir soğutucu alanına dağıtır.

- Paralel olarak daha düşük güç modülleri kullanılarak yüksek güç gereksinimleri sağlanabilir.

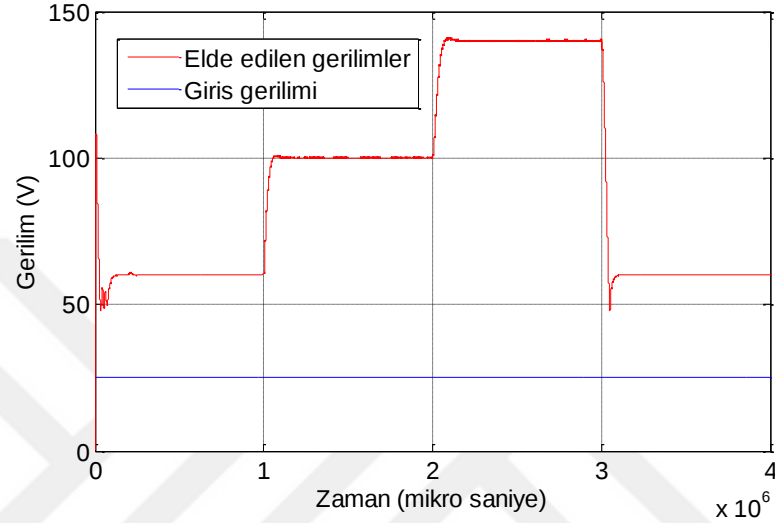
Temel fikir, iki veya daha fazla önerilen kaskat boost dönüştürücüsünü PI kontroler ve PWM modülatörü ile giriş ve çıkışında paralel olarak bağlanmasıdır. Katların artması ile aktarılabilen güç değeri artmaktadır ve daha yüksek güçlerde devrenin daha sağlıklı ve düşük akım değerleri ile çalışması için katların sayısı daha fazla olmalıdır.

Bu tür bağlantıların bazı avantajları aşağıda listelenmiştir:

1. Örneğin, girişte 18VDC'yi ($d=0.35$ 'te) uygulayarak, normal iki kademeli kaskad yükseltme dönüştürücüsünün çıkışında maksimum 75VDC alınabiliyorsa, bu yeni yapınınseri halinde çıkışta yaklaşık 150VDC alabiliriz.
2. Bu yapıyı uyguladığımızda, giriş akımı paralel blokların sayısına göre iki veya daha fazla kısma bölünür ve dolayısı ile indüktörler ve tüm devredeki akım değerlerinin düşmesi nedeni ile devrenin ömrü artar.
3. Bu yapı çıkış gerilimi açısından bize çoklu ve farklı seviyelerde çıkış verebilir. Örneğin her blok için farklı darbe genişlikleri uygulayarak çıkıştaki farklı gerilim değerlerini elde edebiliriz ve farklı zaman ölçeklerinde Zamanla değişen voltaja ihtiyaç duyarsak bu yapı yararlı olabilir. Bu amaçlar için seri blok çıkışları ve blok başına farklı referans voltajları ve PI kontroler uygulamalıyız.
4. Herhangi bir nedenle, paralel yollardan herhangi birisinin bozulduğunda, giriş gücünü çıkışa aktarmak için en az bir devre çalışmaya devam edecektir.
5. Çıkış gerilimi dalgalanması %0,1'den düşüktür. Bu değer 25VDC giriş ve 50 ohm yükte simüle edilmiştir. Simülasyon sonuçlarına dayanarak bu dalgalanma oranı farklı giriş gerilimlerinde ve yüklerde çok az bir seviyede değişmektedir. Tüm simülasyon ve deneysel sonuçlar bu bölüme eklenmiştir.
6. Giriş akımı dalgalanması kabul edilebilir ve %5'in altındadır.

Yukarıda belirttiğimiz gibi devrenin özelliği, çıkış voltajında, seri çıkış yapısı ile farklı referans voltajları uygulayarak farklı voltajlar üretmek için esnek bir şekilde çalışmayı

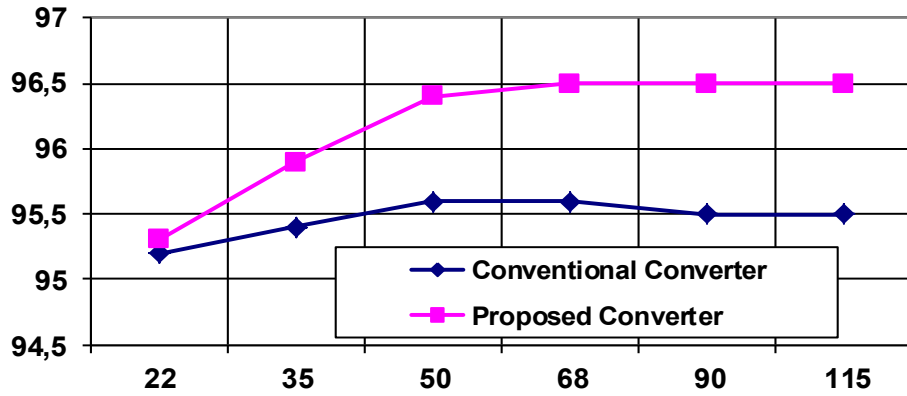
sağlamaktadır. *Simulink* ortamında yapılmış olan simülasyonlar sonucu bu konuyu onaylanmaktadır. Referans voltajını sıra ile 30VDC, 50VDC ve 70VDC'ye değiştirilerek çıkışta 60VDC, 100VDC ve 140VDC elde edilir. Bu konu Şekil (4.10)'da gösterilmiştir



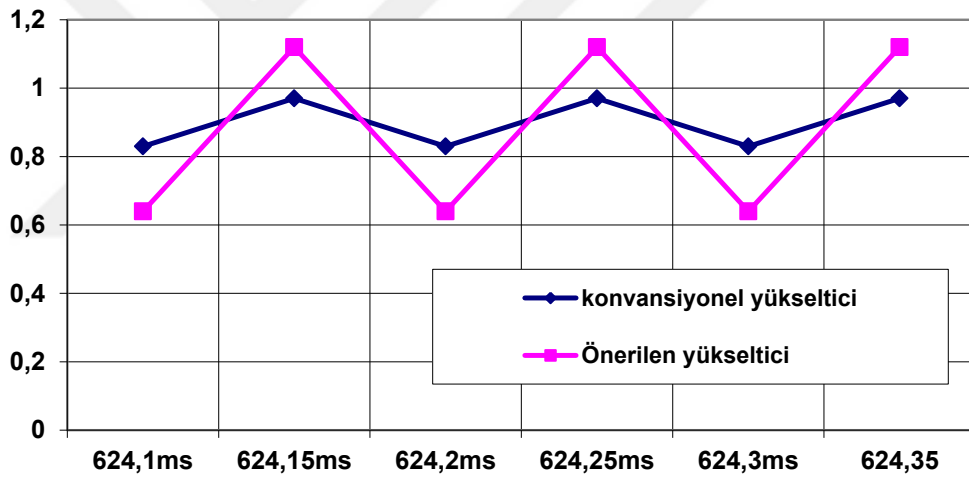
Şekil 4.10. Önerilen çift katlı DA/DA dönüştürücüsünde farklı voltaj üretimi özelliği

4.5. Paralel Bağlantılar İçin Simülasyon Sonuçları

Düzgün bir boost dönüştürücü devresinin özelliklerinden birisi, yükün veya giriş voltajının değerlerinin değiştiğinde çıkış geriliminde herhangi bir değişikliğin yapılmamasıdır. Simülasyonlar, yükün 450 ohm ile 50 ohm arasında, giriş geriliminin ise 18 volt ile 45 volt arasında olduğunda durumlar için gerçekleştirildi ve önerilen yapının çıkışında ortalama 50VDC gerilim %2 THD ile elde edildi. İki yapının verimlilik değerlendirmesine göre, Şekil (4.11)'deki eğri, çıkış gücünün farklı değerleri için elde edilmiştir.



Şekil 4.11. Çıkış gücüne göre paralel önerilen ve paralel konvansiyonel boost dönüştürücüler arasındaki verimlilik karşılaştırması



Şekil 4.12. Konvansiyonel ve önerilen kaskat boost dönüştürücülerin çıkışın 50W olduğunda L1 için akım dalgalanması eğrisi

Şekil (4.12)'de gösterildiği gibi, giriş bobinin akım dalgalanma oranı konvansiyonel dönüştürücüye daha düşüktür, ancak akımın ortalama değeri her iki yapı için de aynıdır. Bir sonraki bölüm tasarımın deneysel sonuçlarını sunmaktadır. İki katlı bir quadratic yapısını kullanarak PI kontrolörü uygulanıp ve tüm simülasyon sonuçlarını onaylamkyadır.

4.6. Deneysel Sonuçlar

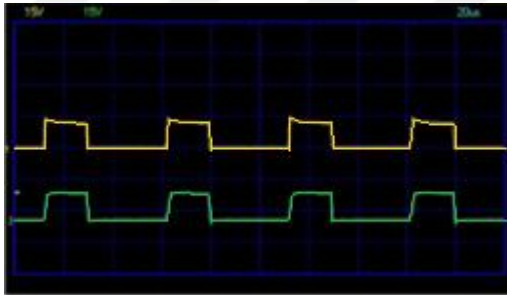
Önerilen yapının performansını ve teorik analizinin doğruluğunu değerlendirmek için 60 W'lık laboratuar prototipi kullanılmıştır. İlk aşamada yapı, PI kontrolörü ve PWM modulatörü olmadan test edilmiştir ve Çizelge (4.3)'te kullanılan değerlere göre, çıkış voltajı olarak yaklaşık 110VDC elde edilmiştir. Bir sonraki etab'da, giriş kaynağı olarak 15VDC ile 30VDC arasındaki farklı gerilim değerleri iki yapıya da uygulanmıştır. Bu deneme, çıkış voltajını 120VDC'ye ayarlamak için PI kontrolör bloğunun eşliğinde yapılmıştır.

Şekil (4.14) a, b ve c, MOSFET'lerin kapılarına uygulanması için bölüm (4.2)'de açıklandığı gibi, yük ve giriş kaynağının değerlerindeki değişikliklere göre *PIC18F2550* mikro işlemci tarafından üretilen darbeleri farklı darbe genişliklerinde göstermiştir. Bu şekilde gösterildiği gibi, farklı giriş voltajlarında farklı darbe genişlikleri işlemci tarafından MOSFET'lere uygulanmaktadır. Bunun nedeni, giriş geriliminin daha düşük değerlerinde, çıkış voltajını düşürmeden işlemci tarafından MOSFET'lere daha büyük bir darbe genişliğinin uygulamasıdır ve deneysel sonuçlar bu önemli konuyu onaylamaktadır. Gösterildiği gibi, daha yüksek giriş voltajı değerleri için, darbe genişliği daha kısa olmaktadır.

Çizelge 4.3, devrede kullanılan tüm parametre değerlerini göstermektedir. Şekil (4.14), farklı giriş voltajı değerleri için *PIC* tarafından üretilen ve iki paralel yollarındaki MOSFET'lere aynı zamanda uygulanan ve aynı darbe genişliğine sahip olan darbeleri ve çeşitli giriş voltajı değerleri için ise farklı darbe genişliğinin uygulanmasını göstermektedir. Çıkış voltajını *PIC*'ye uygulamak ve referans voltaj ile karşılaştırmak için, çıkış gerilimini algılamak ve örneklemek için 2 seri direnci kullanarak *PIC* mikro kontrollerine bağlanmıştır. Şekil (4.15), sırası ile MOSFET'lerin drain - source ve gate - source voltajını ve girişteki indüktör akımını ve voltajını göstermektedir.

Çizelge 4.4. Gerçekleştirilen prototipin ana parametreleri

Önerilen yükseltici	Konvansiyonel yükseltici
$L1(\text{mH})=3$	$L1(\text{mH})=7$
$L2(\text{mH})=3$	$L2(\text{mH})=3$
$C1(\mu\text{F})=33/100\text{VDC}$	$C1(\mu\text{F})=33/100\text{VDC}$
$C2(\mu\text{F})=330/400\text{VDC}$	$C2(\mu\text{F})=330/400\text{VDC}$
MOSFET 1,2: IRFP450	MOSFET 1-4: IRFP450
Diode 1-6: MUR880	Diode 1-4: MUR880
$V_{in}(\text{DC})=30\text{VDC}$	$V_{in}(\text{DC})=30\text{VDC}$
$RL(\Omega)=450$	$RL(\Omega)=450$
$V_o(\text{DC})=120\text{VDC}$	$V_o(\text{DC})=120\text{VDC}$
M1 darbe genişliği=0.5	M1,2 darbe genişliği=0.5
Frekans(Hz)=10000	Frekans(Hz)=10000

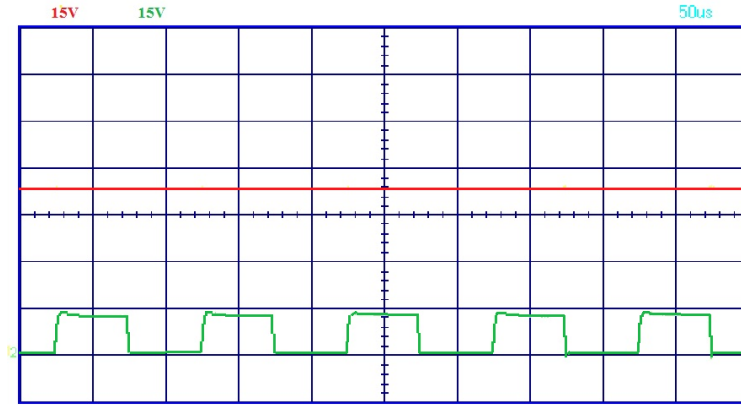


(a)

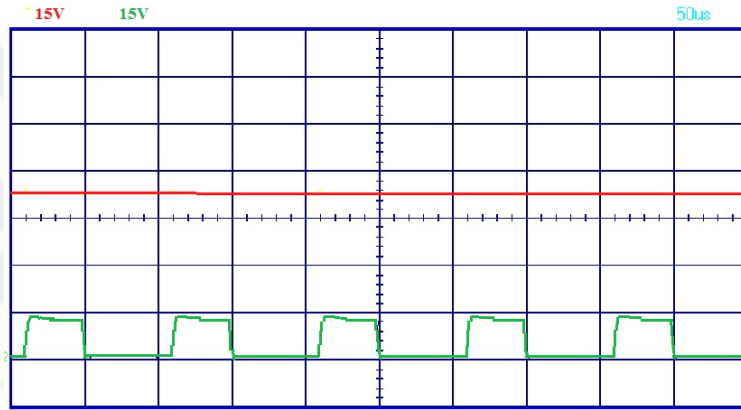


(b)

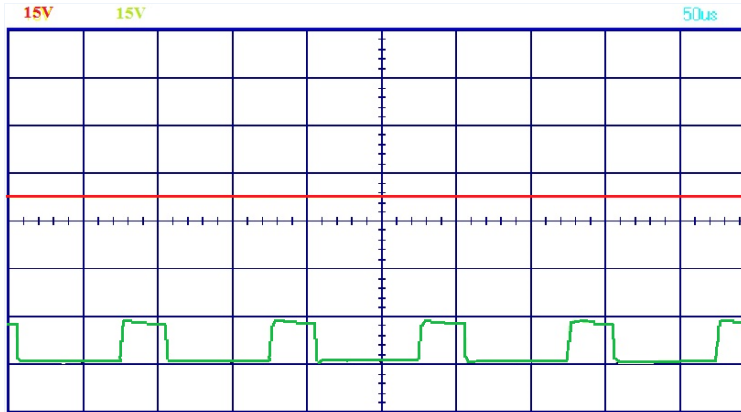
Şekil 4.13. PIC tarafından, V_{in} (a) 20 VDC ve (b) 30VDC olduğunda, farklı darbe genişlikleri ile MOSFET'lerin gatelerine uygulanması için üretilen dalgalar



(a)

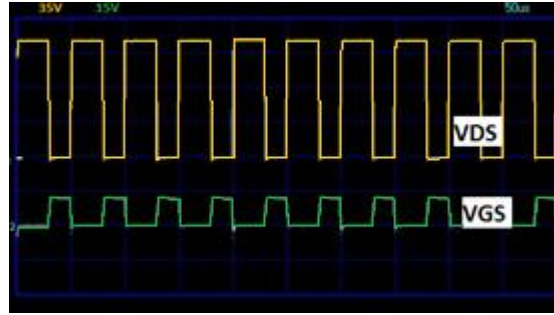


(b)

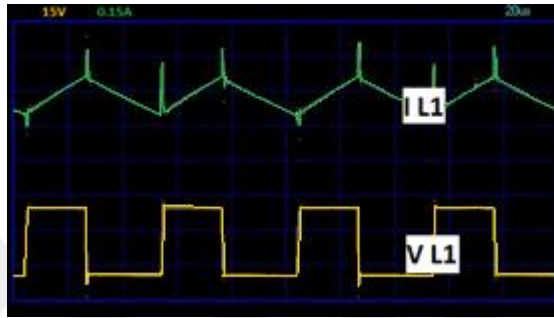


(c)

Şekil 4.14. Üretilen çıkış voltajı (120VDC) ve MOSFET anahtarlama dalgaları
 (a) Giriş voltajı = 15VDC, (b) Giriş voltajı = 30VDC, Giriş voltajı = 45VDC

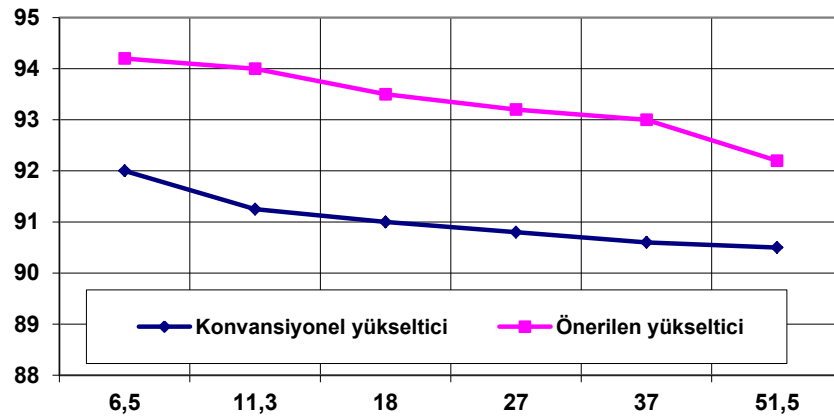


(a)



(b)

Şekil 4.15. (a) MOSFET'lerin drain-source ve gate-source voltajları, (b) Giriş indüktörünün akım ve gerilim dalga formları

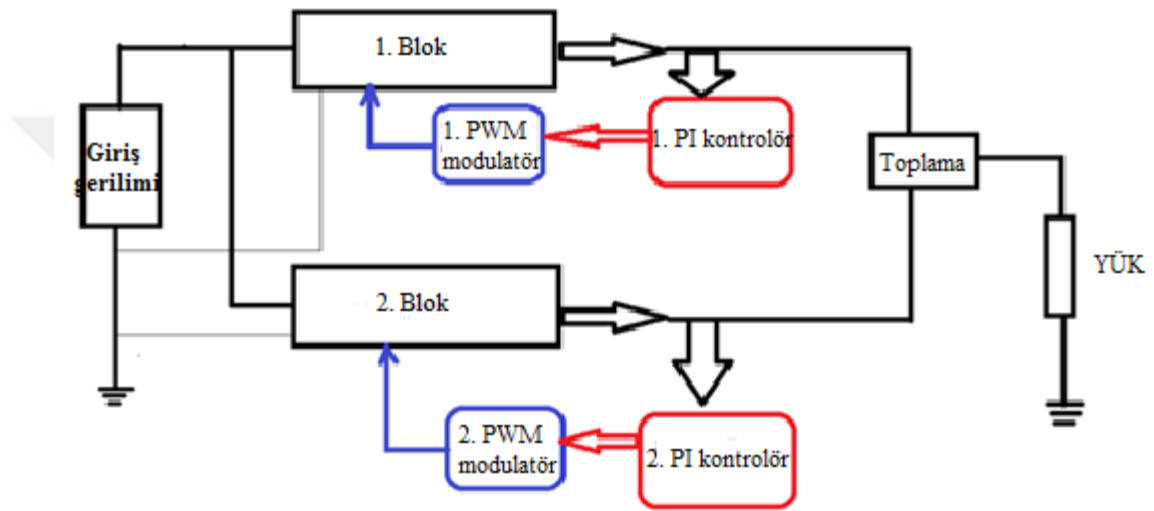


Şekil 4.16. Çıkış gücüne göre normal kaskat dönüştürücüsü ve uygulanan prototipin verimlilik karşılaştırması

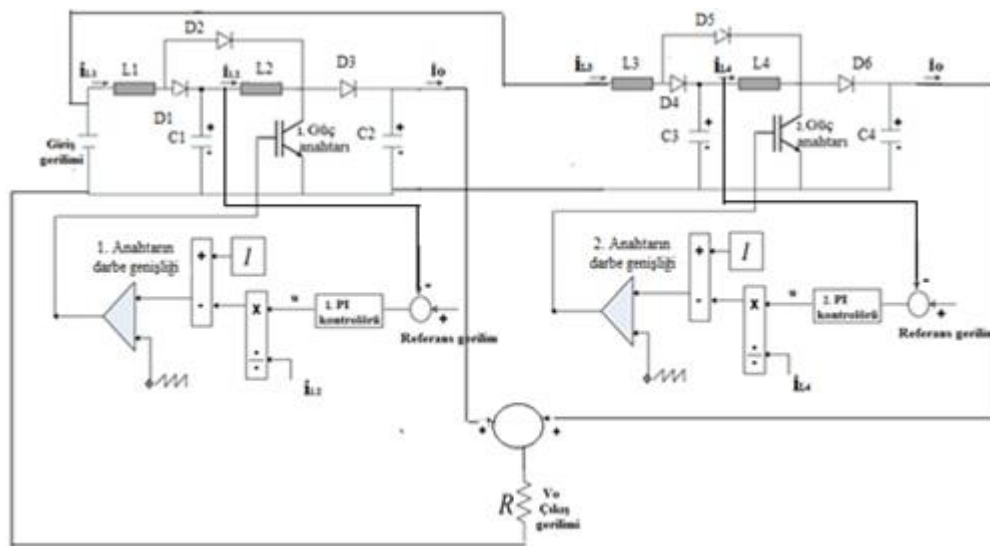
Şekil (4.16), konvansiyonel boost dönüştürücüleri ile karşılaştırıldığında, çıkış gücüne göre paralel koşullarda önerilen yapı verimliliği eğrisini göstermektedir.

4.7. Girişte Parallel ve Çıkışta Seri Bağlantılı Kaskat Boost Dönüştürücüler

İki aşamalı kaskat boost dönüştürücüsü, PI kontrolcü devresi ile paralel kullanıldığında ve giriş gerilimi paralel bir şekilde iki bloğa uygulandığında, blokların çıkışının seri halde yüke uygulaması Şekil (4.17) ve (4.18)'te verilmiştir.



Şekil 4.17. Tasarımın seri çıkışlı blok diyagramı



Şekil 4.18. Tasarımın çıkışlarının seri olduğu halde şeması

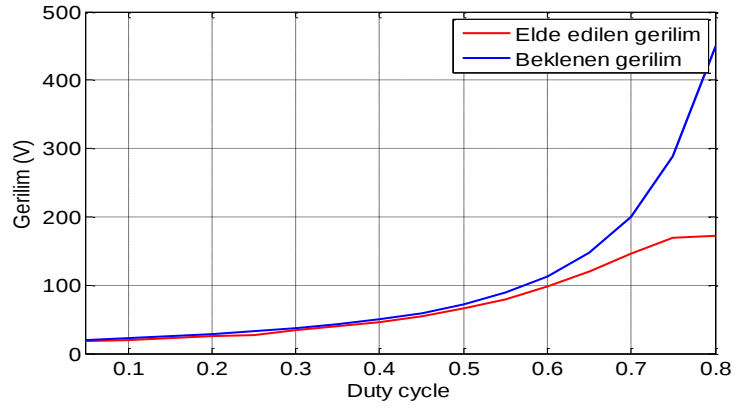
Darbe genişliğinin 0.35 değerinde, 18VDC giriş voltajı ile iki tabakalı boost dönüştürücüden maksimum elde ettiğimiz gerilim 75VDC olurken, iki tabakalı bir şemayı uyguladığımızda tam 150VDC çıkışta elde ediyoruz. Akımlı açısından, girişteki akım paralel yolların sayısına bölününce, devrenin ömrü daha uzun sürer ve devre daha sağlıklı çalışır (Çizelge 4.5).

Bu devrenin avantajlarını bir normal boost devresi veya normal iki kademeli boost dönüştürücü devresine karşı aşağıda listelenmiştir.

Çizelge 4.5. Önerilen topoloji ve tek katlı yükselticilerinin akım ve gerilim karşılaştırması

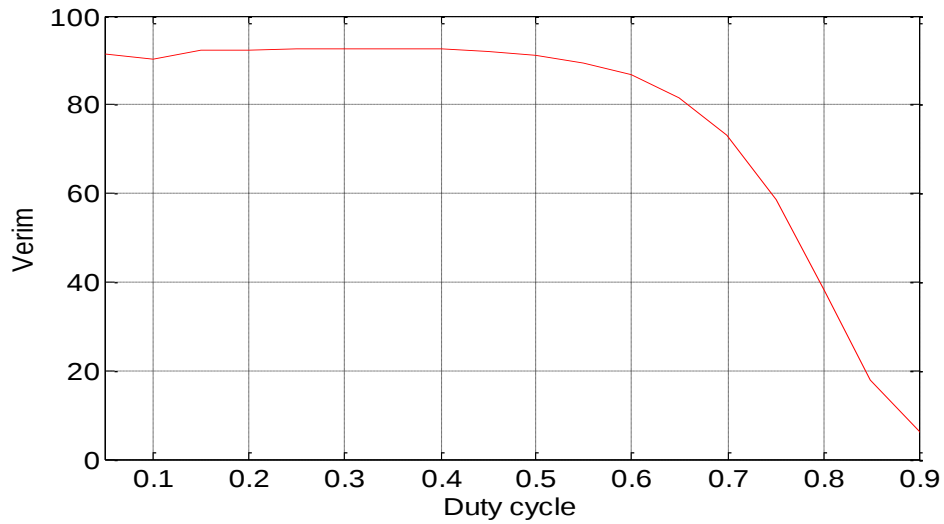
Bir katlı devre	İki katlı devre
Çıkış gerilimi: V	Çıkış gerilimi: 2*V
Girişteki bobinin akımı: A	Girişteki bobinin akımı: 0,5*A

- Bu devre ile aslında çok çıkışlı bir çıkış elde edebiliyoruz. Örneğin, devrelerin biri çalışmadığı halde 75VDC, ikisinin de çalıştığı taktirde 150VDC, ve farklı darbe genişlikleri her hangi bir tabakaya uygulayarak çıkışta geniş bir limit aralığında gerilim elde edebiliriz.
- Devrelerden herhangi birisi, herhangi bir nedenle bozulduğunda en az 1 devre daha gerilim üretmeye devam etmekte olabilecektir.
- Çıkıştaki gerilimin dalgalanma oranı çok düşük ve 0.01'in bile altındadır.
- Girişteki bobinlerin akım dalgalanmaları %5 ve altındadır.
- Yapının diğer avantajları, burada listelenmiştir:



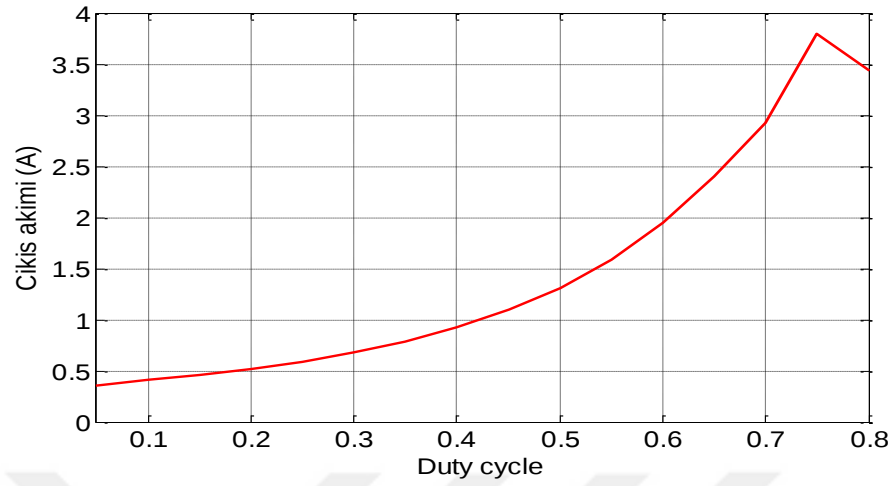
Şekil 4.19. Farklı darbe genişliklerine göre çıkış gerilimleri

Şekil (4.19) yapının çıkışındaki elde edilen ve beklenen gerilim değerlerini sunmaktadır. Şekil (4.20) iki tabakalı kaskat boost dönüştürücüyü PI kontrolü olmadan 18VDC giriş geriliminde farklı darbe genişliklerinde göstermektedir. Simülasyon sonuçlarına göre, maksimum verimi $D=0.35$ 'te elde edilmiştir.



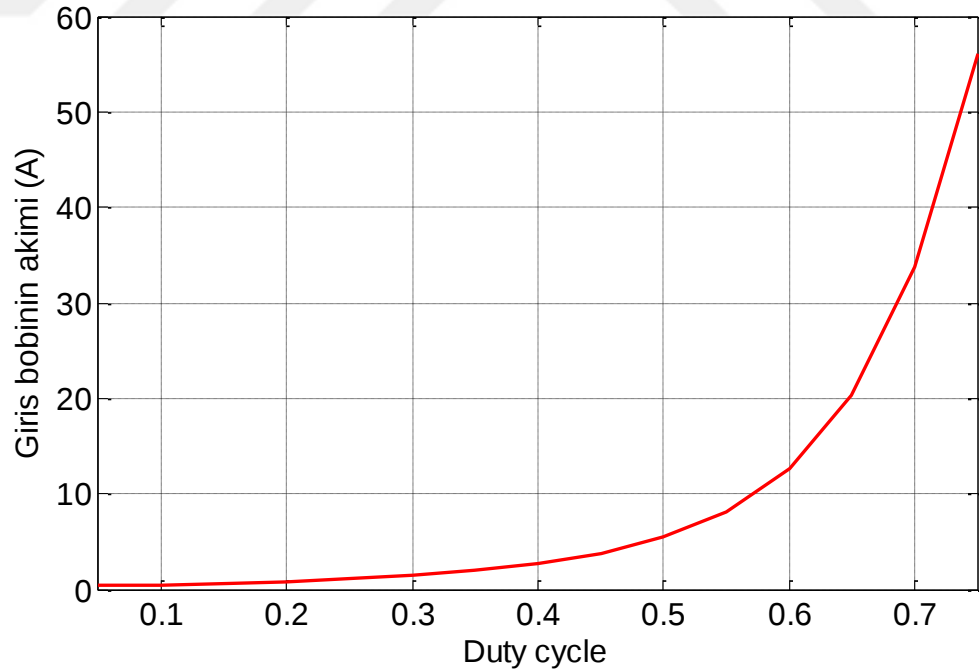
Şekil 4.20. Farklı darbe genişliklerinde verimin değerlendirilmesi, maksimum verim %92,67, darbe genişliği=0,35

Şekil (4.21) farklı darbe genişliklerinde elde edilen çıkıştaki akım değerlerini göstermektedir.

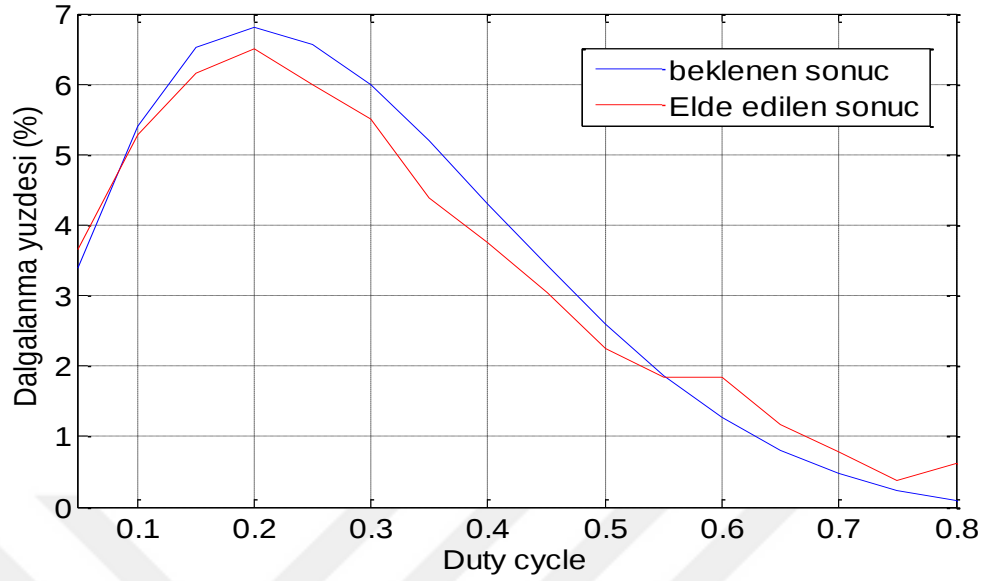


Şekil 4.21. Farklı darbe genişliklerinde çıkıştaki akımlar

Şekil (4.21) farklı darbe genişliklerinde çıkış yükünün akım değerlerini, aynı zamanda Şekil (4.22) giriş bobininden geçen akımları göstermektedir.



Şekil 4.22. Farklı darbe genişliklerinde girişteki bobinin akımları



Şekil 4.23. L1 bobininden geçen akımın dalgalanma yüzdesi (Beklenen ve Elde edilen değerler)

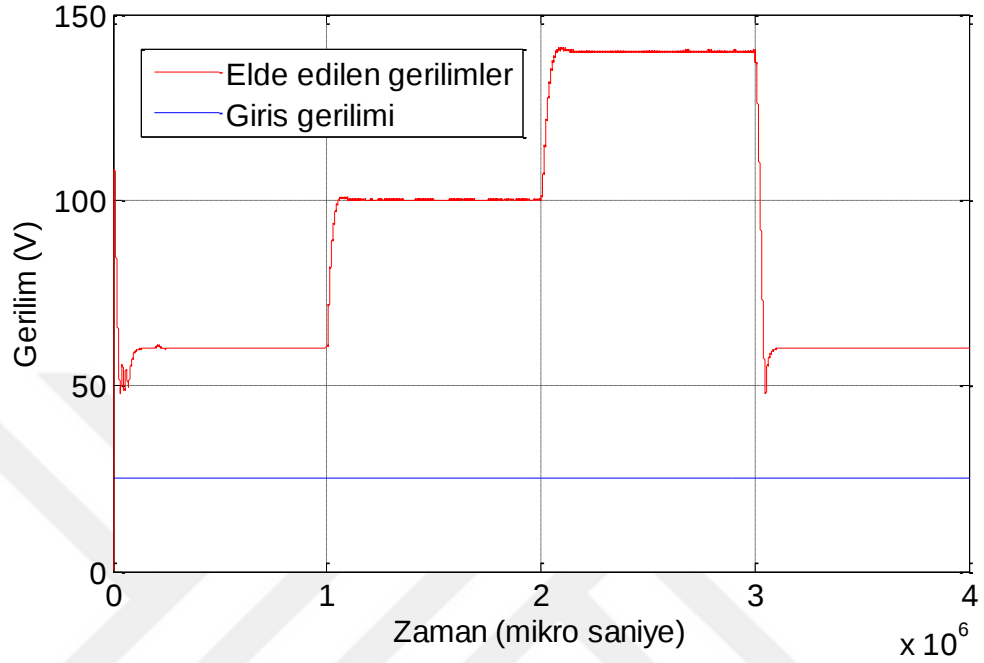
Şekil (4.23), giriş bobininin beklenen ve gerçek akım değerlerini sunmaktadır. Görüldüğü gibi bu değerler oldukça birbirine yakındır.

Bu devrenin diğer özelliklerinden birisi, çıkış geriliminin esnek olmasıdır. Aşağıda simulink ortamında elde edilen simülasyon sonuçları bunu göstermektedir. Darbe genişliği ($k=0,35$)’te yapılan bu simülasyonda, referans gerilimini 30VDC, 50VDC ve 70VDC değerlerinde değiştirerek çıkışta sıra ile, 60VDC, 100VDC ve 140VDC elde edilmiştir. Bu özellik Şekil (4.24)’te gösterilmiştir.

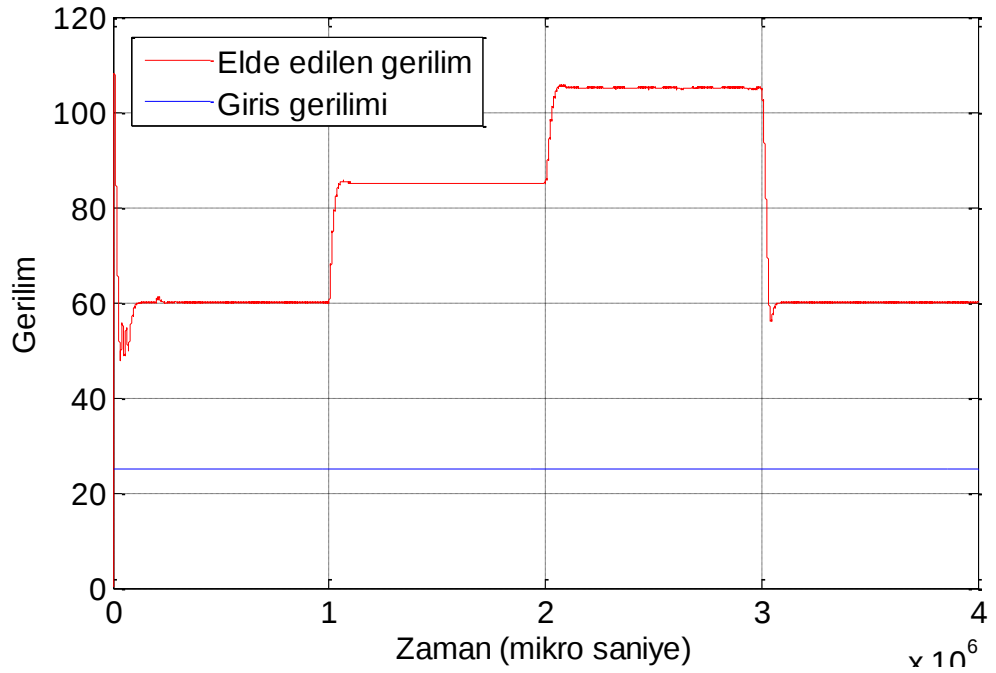
Şekil (4.25)’te yapılmış olduğu simülasyonda, bir blokta farklı bir referans voltajları ile farklı çıkış gerilimleri elde edilir. 1. blokta referans voltajlarını sıra ile 30, 40 ve 50VDC ve ikinci blokta 35, 45 ve 55VDC ayarlamak sonucunda, beklenen çıkış gerilimleri 65, 85 ve 105VDC elde edilmiştir.

Aynı zamanda, iki blokta referans voltajlarını farklı zamanlarda değiştirerek, çıkışta daha farklı gerilimler elde edilir. Örneğin Şekil (4.26)’da örnek olarak ikinci blokta referans voltajını bir zaman gecikmesi ile uygulama sonucunda sırayla 65, 75, 85, 95 ve

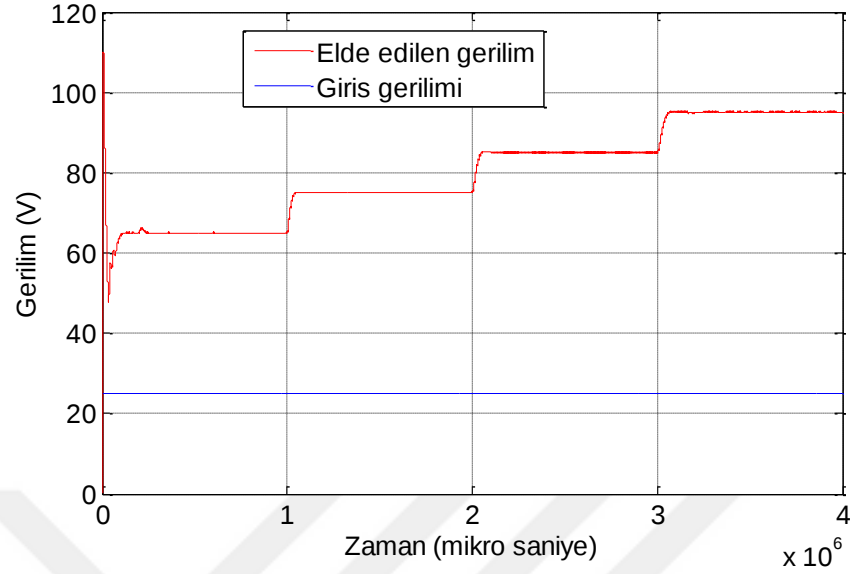
105 VDC elde edilmiştir.



Şekil 4.24. Çıkış gerilimi, referans voltajın değiştirilmesi sonucunda

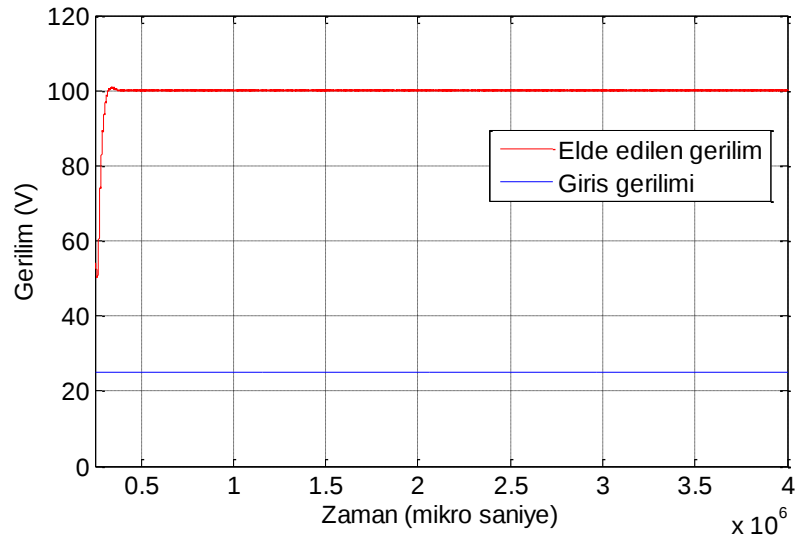


Şekil 4.25. Çıkış gerilimi, iki referans voltajının değiştirilmesi sonucunda (değişiklikler iki katta aynı zamanda uygulanır)

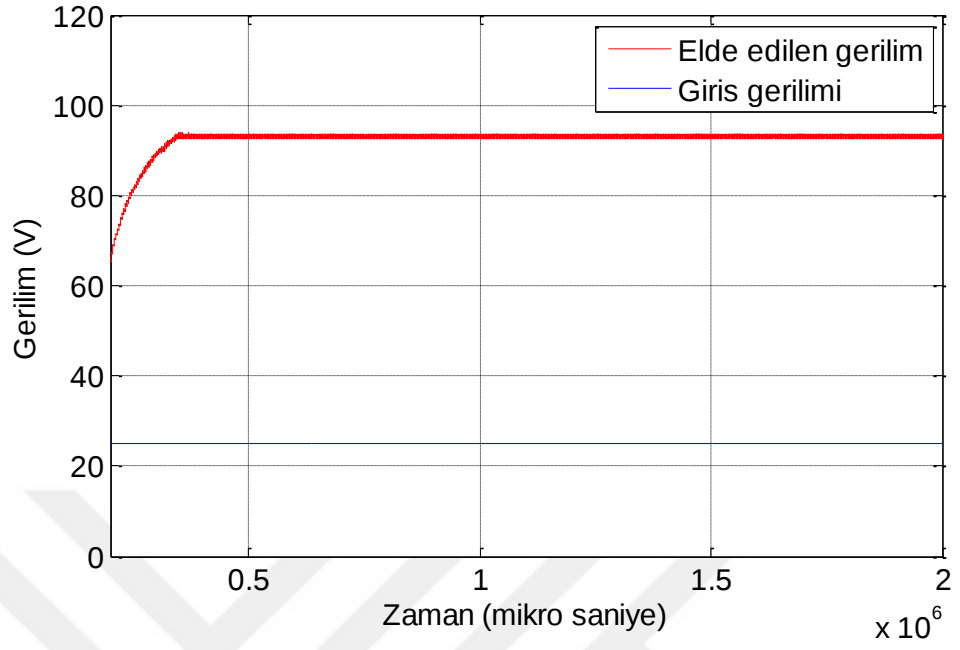


Şekil 4.26. Çıkış gerilimi, iki referans voltajın değiştirilmesi sonucunda (değişiklikler aynı zamanda uygulanmıyor)

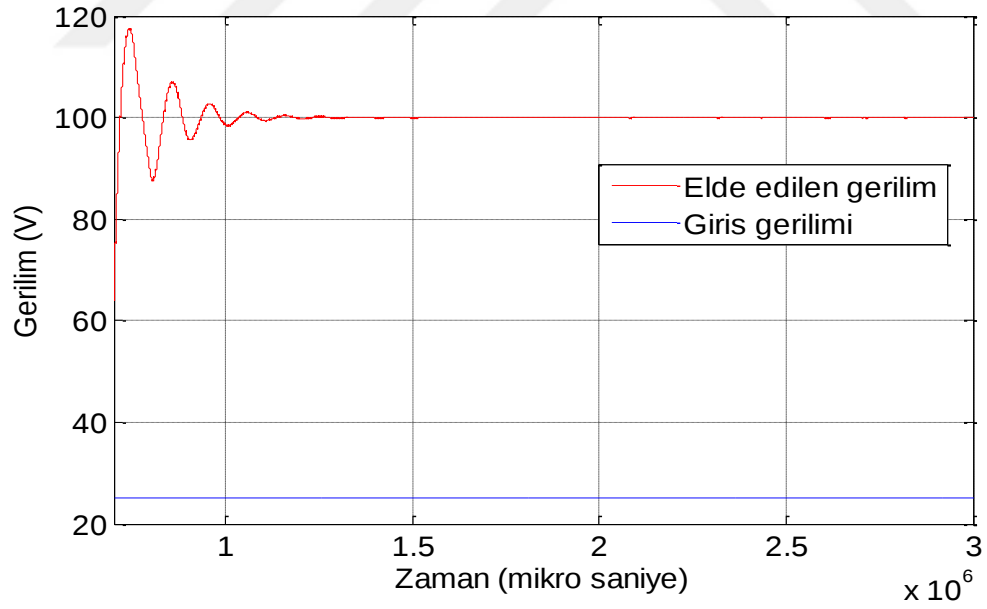
Boost dönüştürücüsü devresinin özelliklerinden birisi, çıkıştaki yükün değişmesi anında çıkış geriliminin çok fazla etkilenmemesidir. Yukardaki simülasyonlar yükün $R = 50$ ohm değerinde olduğu zamanlarda yapılmıştır. Şekil (4.27), (4.28), (4.29) ve (4.30) yükün 50, 10, 300 ve 1000 ohm değerlerinde elde edilmiştir. Şekil (4.31) tüm eğrileri bir yerde sunmaktadır.



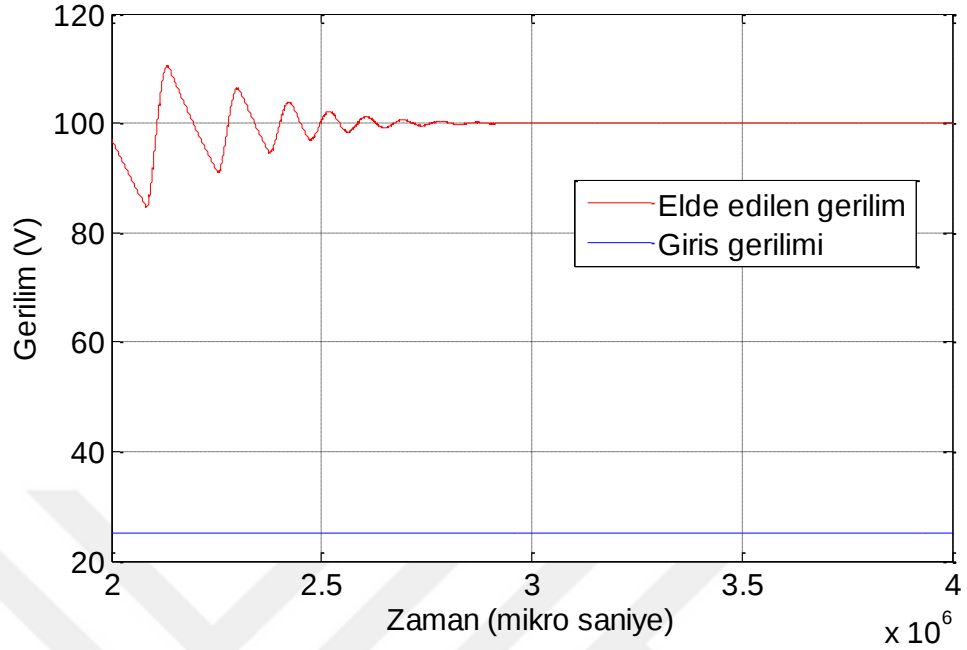
Şekil 4.27. Çıkış gerilim, 100VDC, $R = 50$ ohm



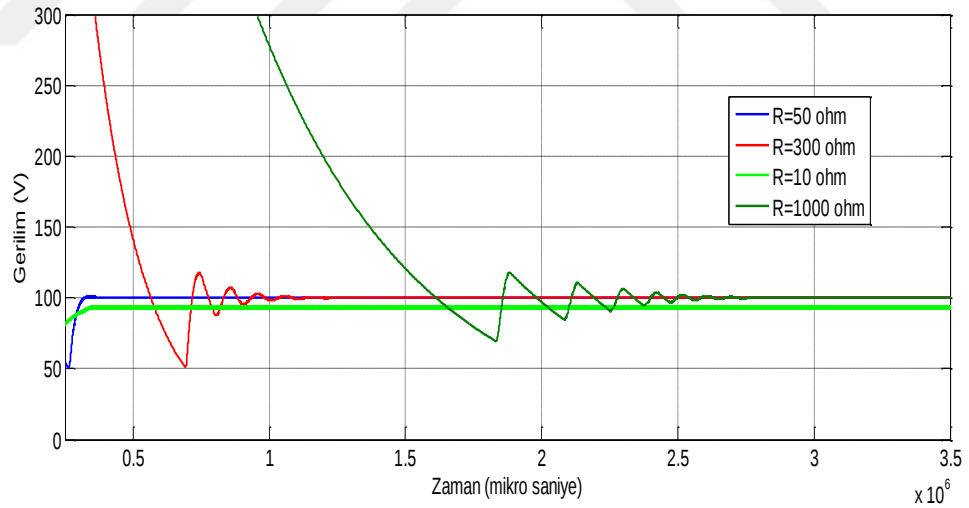
Şekil 4.28. Çıkış gerilimi, 92VDC, R=10 ohm



Şekil 4.29. Çıkış gerilimi, 100VDC, R=300 ohm



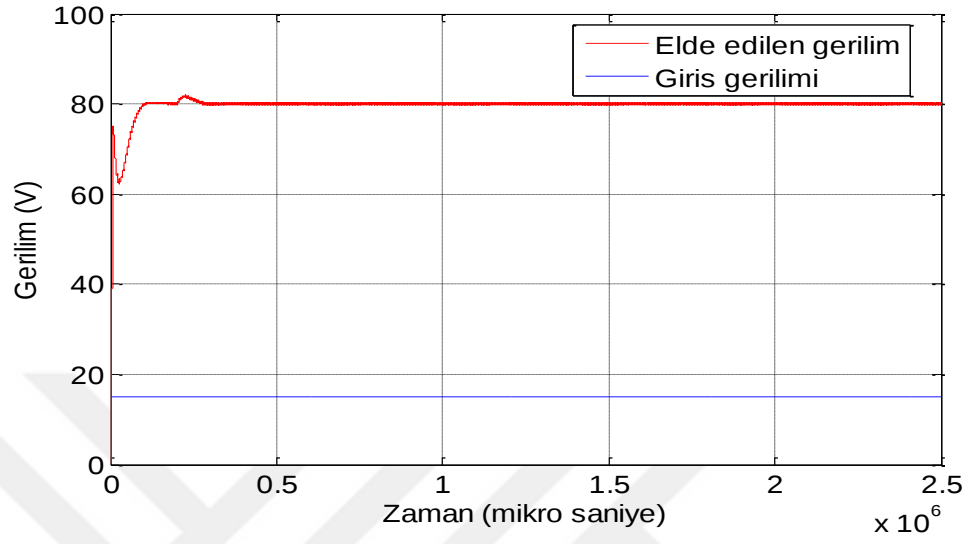
Şekil 4.30. Çıkış gerilimi, 100VDC, R=1000 ohm



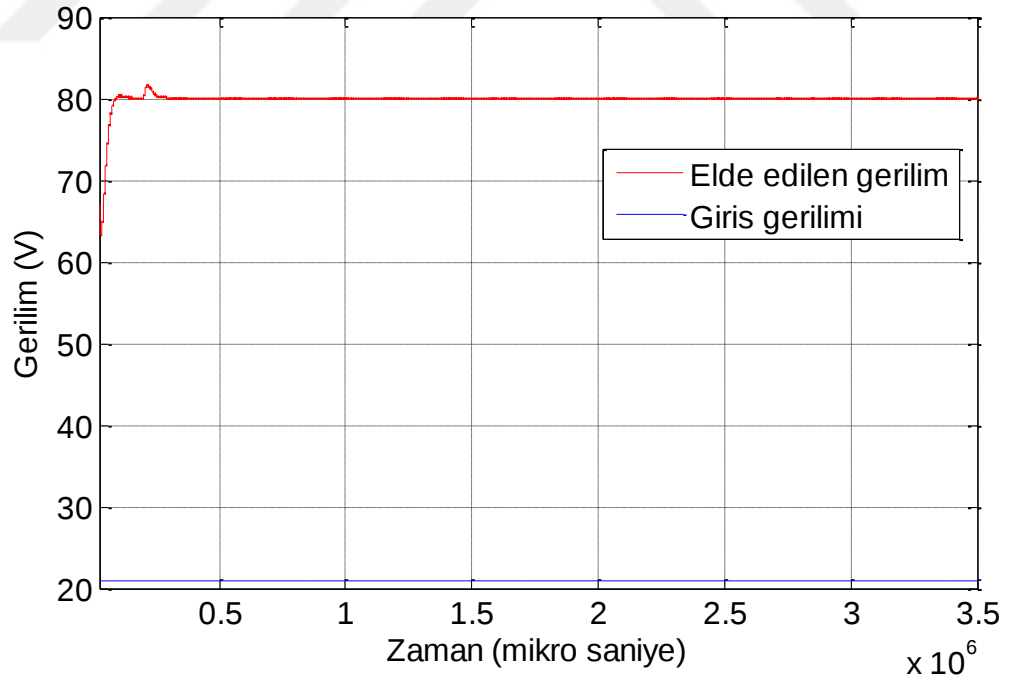
Şekil 4.31. Yükün farklı değerlerinde devrenin çıkışındaki sağlanan gerilim

Şekil (4.31)'de gösterildiği gibi, çıkış yükünün değişimi sonucunda çıkış gerilimlerinin yaklaşık sabit kaldığını göstermektedir. İyi bir kontrollü boost devresinde giriş voltajın değişimi ile çıkış voltajının fazla etkilenmemesi gerekir. Aşağıda Şekil (4.32) $V_{in}=15\text{VDC}$, Şekil (4.33) $V_{in}=21\text{VDC}$ ve Şekil (4.34) $V_{in}=35\text{VDC}$ için sabit yükte çıkış gerilimi simülasyon neticelerini göstermektedir. Şekil (4.35) eğrilerin hepsini bir

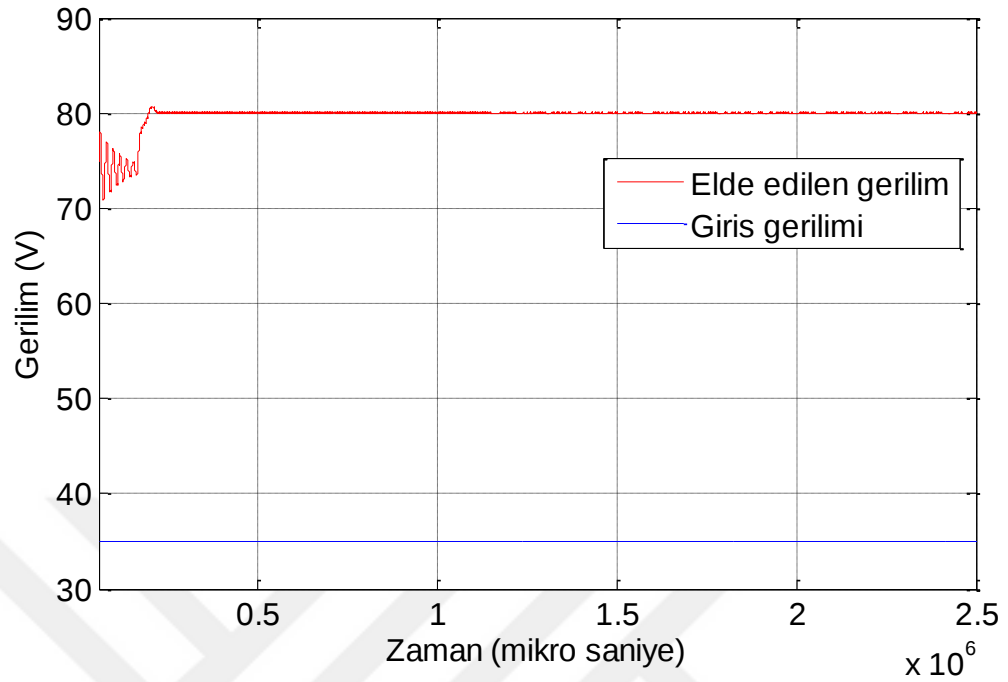
grafikte sunmaktadır.



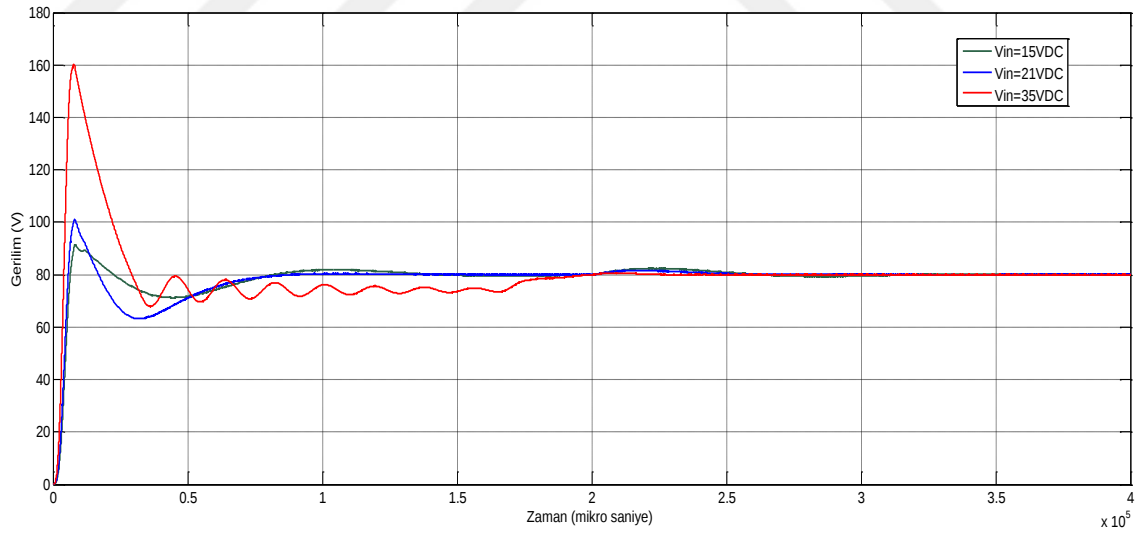
Şekil 4.32. Çıkış gerilimi, $V_{in} = 15\text{VDC}$



Şekil 4.33. Çıkış gerilimi, $V_{in} = 21\text{VDC}$



Şekil 4.34. Çıkış gerilimi, $V_{in} = 35\text{VDC}$

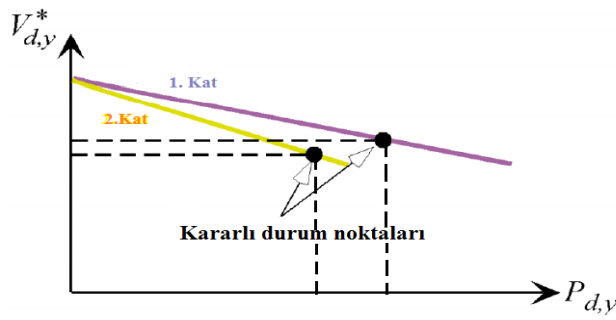


Şekil 4.35. Farklı giriş gerilimlerinde, devrenin sağladığı çıkış gerilim grafiği

4.8. DA/DA Boost Dönüştürücüler İçin Droop (gerilim düşümü) Kontrolörü

Sabit gerilimli bir DA şebekesinde, akımın kontrolünün anlamı aslında gücün kontrolüdür. Her bir dönüştürücünün güç transfer kapasitesinin farklı olmasından

dolay, dönüştürücülerin paralel bağlantılarında aynı gücü aktarmalarına gerek yoktur (Perreault *et al.* 1998; Haileselassie and Uhlen 2012). Droop *control* metodunda beslenecek yükün akım değeri her dönüştürücünün özellikleri ve üstündeki gerilim düşüşü ve her dönüştürücünün sağlayabilecek akım değerine göre belirlenir (Tuladhar and Jin 1998; Perreault *et al.* 1998; Klimczak and Munk-Nielsen 2008). Şekil (3.36), bir DC şebekesinde droop kontrolünü açıklamaktadır:



Şekil 4.36. Droop kontrol metodu

Bu şekilde, iki dönüştürücü gerilim-güç özelliklerine göre iki üretici birim olarak, şebekeye sağlayabilecekleri güç değerlerini gerilim düşüşüne göre göstermektedir. Her dönüştürücünün güç aktarım miktarı ünite kapasitesine göre belirlenir ve tamamen droop kontrölerin katsayıları ile kontrol edilebilir. Diğer bir ifade ile, droop *method* ile ağ gücü arttırıldığında, kontrolör bunu algılar ve her kat için tanımlanan özellikler ve onun kapasitesine dayanarak uzaktan kontrol olmadan gereken ekstra güç miktarını sağlar. Şebekeye göre, droop değeri aşağıdaki formül ile belirlenir (Kim *et al.* 2002; Erdoğan ve Aydemir 2009; Beerten and Melmans 2013; Dragicevic *et al.* 2014; Gao *et al.* 2016):

$$V_{d,y}^* = V'_{d,y} + v_y P_{d,y} \quad (4.1)$$

v_y droop eğimi ve $V'_{d,y}$ referans gerilimidir. Belli bir çalışma voltajında $V^*_{d,y}$, droop eğiminin ve referans geriliminin değerlerinin belirlenmesi ile her katın ürettiği güç değeri, $P_{d,y}$ hesaplanır ve son aşamada PI kontrölerin tarafından her dönüştürücüye

gereken darbeler elde edilir. PI kontrölerin katsayıları 3. bölümdeki şekilde elde edilir.

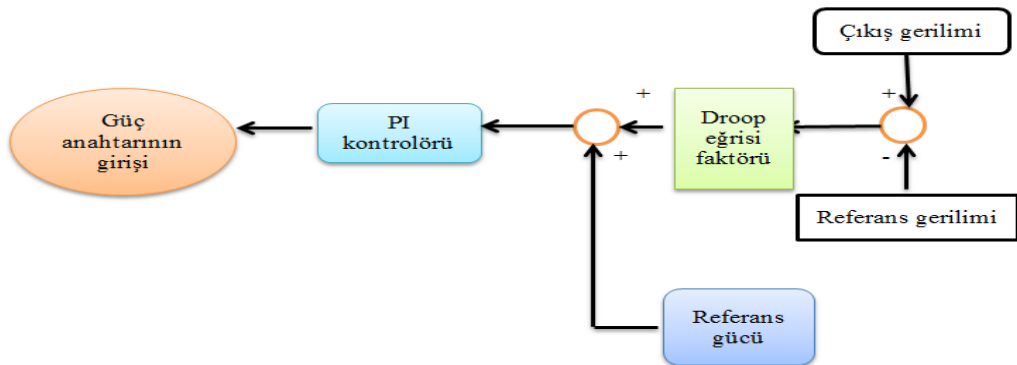
4.8.1. Droop metodunun *Matlab/SIMULINK*'te yapılan simülasyon aşamaları ve sonuçları

Önerilen boost dönüştürücüsü ve tasarlanan PI kontrolör, paralel kaskat bağlantıları halinde birleşerek, droop metodunun simülasyonlarını gerçekleştirebilir. Bu simülasyonda her katta kullanılan quadratic boost dönüştürücüsüne, yeni bir PI kontrolörü uygulayarak ve droop metodunun temelini dikkate alarak gösterilen (4.37) numaralı blok diyagramdaki şekilde uygulanmıştır.

Bu şemada, droop eğrisi 1/15, referans gerilimi 600VDC ve referans gücü 1Kw olarak alınmıştır. Droop kontrölerin eğiminin negatif olmasından dolayı, n'ye verildiği miktarda negatiftir.

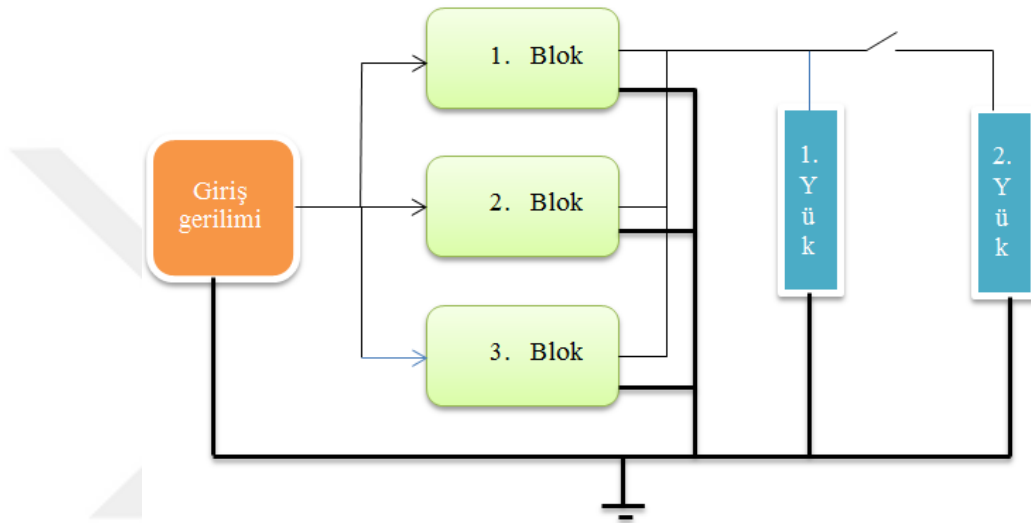
$$VI - V_{ref} = (P - P_{ref}) * n \quad (4.2)$$

$$P = \frac{(VI - V_{ref})}{n} + P_{ref} \quad (4.3)$$



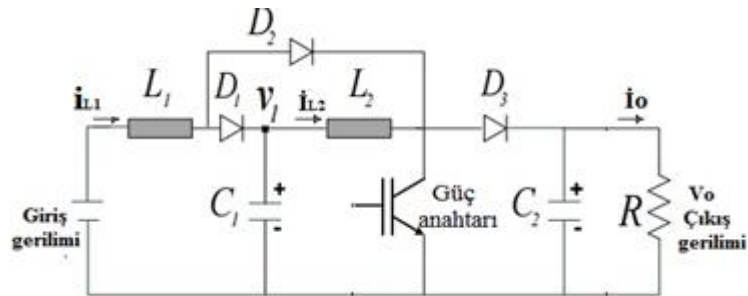
Şekil 4.37. Boost yükselticisine uygulanan droop kontrolör

Simülasyonda gösterildiği gibi, P 'yi elde ettikten sonar PI kontröleri bu değeri uygun bir darbelere nüştürerek kaskat dönüştürücüsünün MOSFET'ine uygulamaktadır. Simülasyonun ikinci aşamasında, üç katlı kaskat boost dönüştürücü paralel bağlanarak her kat için farklı güç aktarım kapasitesi tanımlanıp ve farklı PI kontröller ile yükün değişmesi anında kontröllerin sağladığı etki gösterilmektedir:

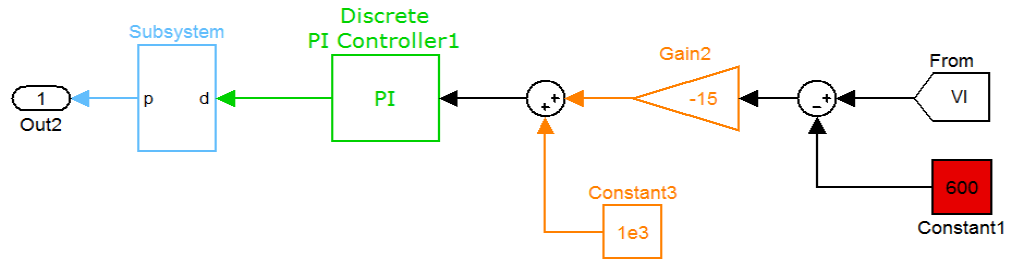


Şekil 4.38. Tasarımın blok diyagramı

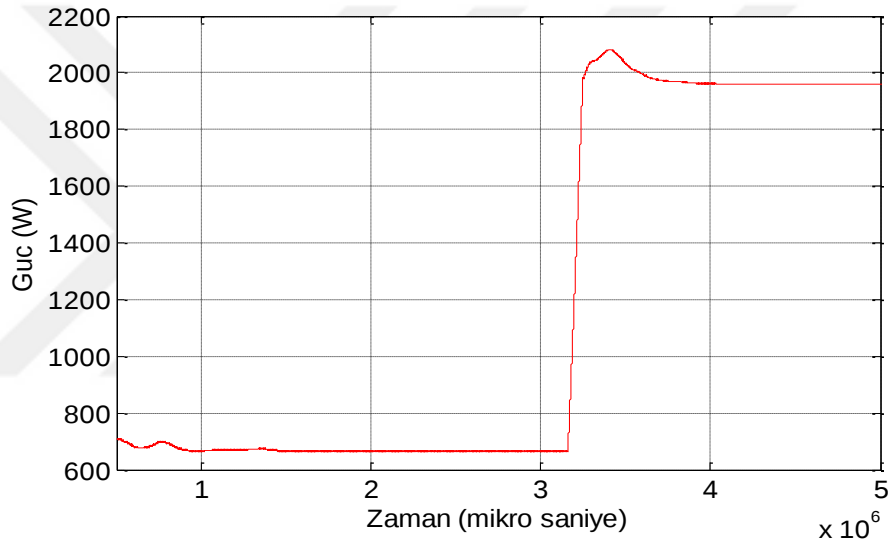
Şekil (4.38) droop metod ile tasarlanan devrenin genel şemasını göstermektedir. Şekil (4.39) her kat için kullanılan quadratic boost yükselticisini ve Şekil (4.40) her kat için uygulanan kontrol devresinin şemalarını göstermektedir.



Şekil 4.39. Her katın içindeki kullanılan kaskat boost dönüştürücüsü



Şekil 4.40. Her kata uygulanan droop kontrolörü



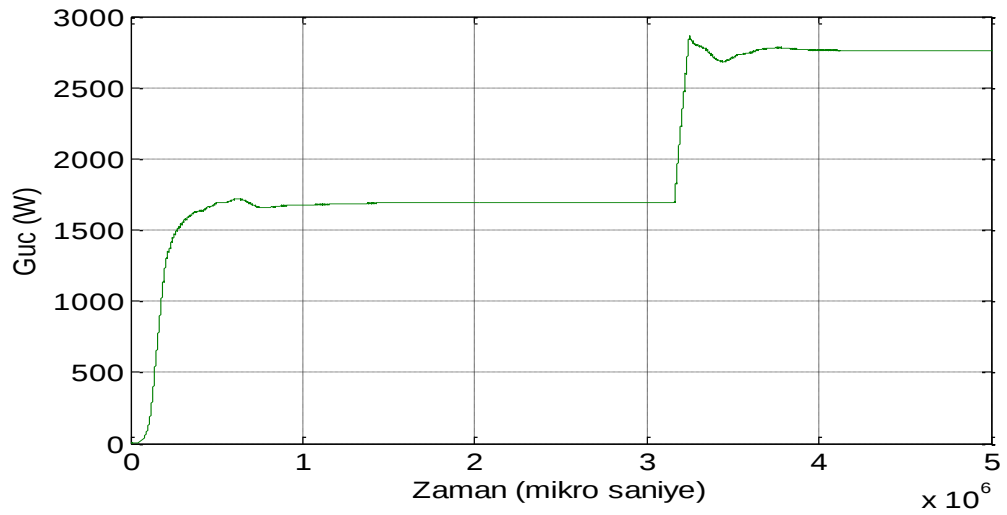
Şekil 4.41. Birinci katın aktardığı güç diyagramı

Şekil (4.41), (4.42) ve (4.43) sıra ile birinci, ikinci ve üçüncü katlara uygulanan farklı kontrolör devreleri sonucunda aktardıkları güç değerlerini göstermektedir. İkinci kata uygulanan kontrolör devresinde droop eğrisi 1/5 ve referans güç değeri 1200W ayarlanmıştır.



Şekil 4.42. İkinci katın aktardığı güç diyagramı

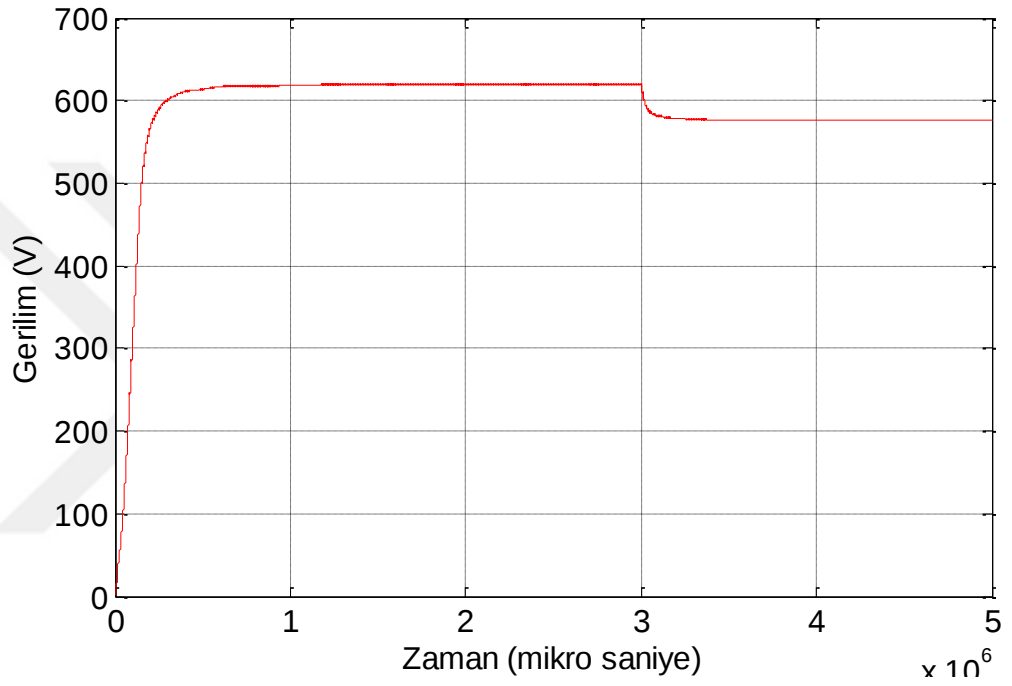
Üçüncü kata uygulanan kontrolör devresinde droop eğrisi 1/10 ve referans güç değeri 1400W ayarlanmıştır.



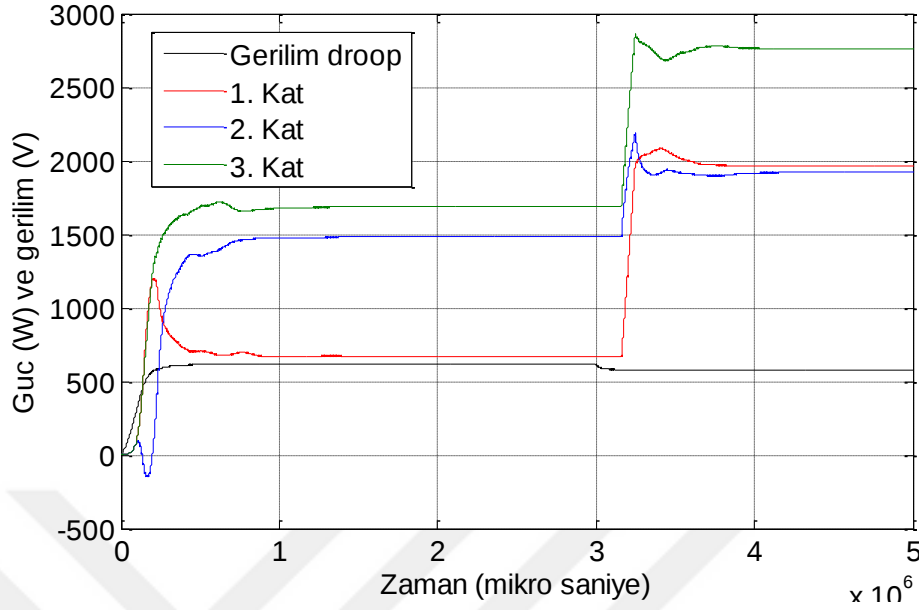
Şekil 4.43. Üçüncü katın aktardığı güç diyagramı

İlk durumda ve ikinci yük devreye girmeden önce, gerekli güç miktarı yaklaşık 3600 W ve 0,6 saniyede bu yük devreye girince ve her iki yükün değerleri bu simülasyonda 100 ohm uygulandığından dolayı çıkışta yaklaşık 7200 watta ihtiyaç duyulmaktadır. Her

katın droop eğimin diğer katlardan farklı olduğundan dolayı her katın aktara bildiği güç miktarı farklı olup ve her kat 0.6 saniyesinde kendi kapasitesinde güç aktarımını yapmaktadır. Önemli olan konu, ikinci yükün devreye girdiği zamanda her katın farklı güç aktarımına rağmen toplam 7200 wattın transferidir ve bu devre bu amaca ulaşmaktadır.



Şekil 4.44. İkinci yükün devreye girmesi ile şebekedeki gerilim düşüşü



Şekil 4.45. Droop değeri ve katların güç aktarım grafiği

Droop kontrolün voltaj düşüşü Şekil (4.44)'de gösterilmektedir. Şebekede gerilimin düşüşü ile yükün gücünü ve aslında akımını sağlamak droop metodun asıl görevidir. Şekil (4.45) ikinci yükün devreye girdiği anda droop düşüş değerini ve katlardaki güç artışlarını göstermektedir.

4.9. Droop Metodunun Deneysel Uygulaması

Droop yönteminin performansını ve teorik analizin doğruluğunu değerlendirmek için, 50 W laboratuvar prototipi kullanılmıştır. Bu amaçla, Çizelge (4.5)'te gösterilen komponentler ile iki kat paralel kaskat boost konvertör kullanılmıştır.

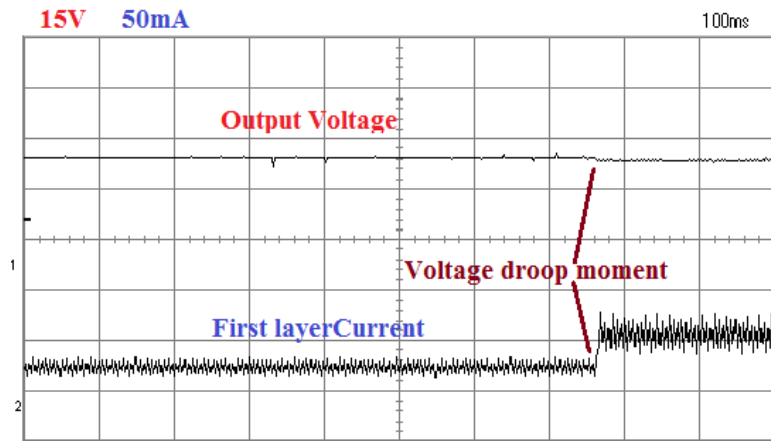
Her iki kat için aynı değerlerin kullanılması nedeniyle, beklendiği gibi Droop katmanları için aynı sonuçlar elde edilmiştir. Gerilim düşümü anında her iki katman için aynı akım değerleri elde edilmiştir.

Bu ise, her iki katın aynı droop eğimleri ve referans gerilimleri miktarlarına sahip olduğu manasına gelmektedir.

Giriş / çıkış gerilimleri sırasıyla 24 / 72 VDC olarak elde edilmiştir. Şekil (4.46), ikinci yükün devreye girdiği anda çıkıştaki gerilim düşüşünü göstermektedir ve her katın giriş indüktöründen geçen akımın, her iki yükün aynı değerlere sahip olması nedeniyle iki katına yükseldiğini göstermekte olup beklenen netice elde edilmiştir. Kontrol, PIC18F2550 mikro denetleyicisi ile yapılmış olup çıkış gerilimini algılamak, örneklemek, eşdeğerini PIC mikrodenetleyicisine aktarmak ve referans gerilim ile karşılaştırmak için, bir seri direnç ağı kullanılmıştır.

Çizelge 4.6. Uygulanan prototipin ana parametreleri

Katlar	Kullanılan komponent değeri
1. Kat	$L_1(mH) = 3$ $L_2(mH) = 3$
2. Kat	$L_3(mH) = 3$ $L_4(mH) = 3$
1. Kat	$C_1(\mu F) = 33/100VDC$ $C_2(\mu F) = 330/400VDC$
2. Kat	$C_3(\mu F) = 33/100VDC$ $C_4(\mu F) = 330/400VDC$
Her iki kat	MOSFET 1 – 2 : IRFP450
Her iki kat	Diode 1 – 4 : MUR880
Her iki kat	$V_{in}(DC) = 24VDC$
Çıkış yükü	$R_1(\Omega) = 390$ $R_2(\Omega) = 390$
Çıkış gerilimi	$V_o(DC) = 72VDC$
Her iki kat	Frquency(Hz) = 25000



Şekil 4.46. Yük paylaşım problemi ve gerilim düşümü için katmanların katılımı, Droop anında katlardan geçen akım değerlerinin değişimi

5. SONUÇ

Bu çalışma, kaskat DA/DA boost dönüştürücüler için PI kontrol tekniği ile yeni bir model sunmaktadır. Her kat için kullandığımız dönüştürücü, quadratic DA/DA boost dönüştürücü türüdür. Bu topolojide giriş gücüne göre veya güç transferi için her katta kullanılan boost yükselticisi kapasitesine göre ikiden fazla paralel kat kullanılmaktadır. Model *Matlab / SIMULINK* ve *CADENCE*'da simüle edilmiş ve bir prototip üzerinde test edilmiştir. Bu prototipte iki katlı quadratic kaskat yapıları uygulanmıştır. Deneysel sonuçlar farklı giriş gerilimleri ve çıkış yüklerinde simülasyonlardan elde edilen sonuçları onaylamaktadır. Bu yapı 25VDC giriş ve 100 ohm'luk bir yük için tasarlandığına rağmen geniş bir giriş gerilimi ve çıkış yükü limitleri arasında denenmiş ve tasarlanan doğrusal olmayan PI kontrolörü desteği ile stabil ve yüksek verim ile çalışmıştır.

Bu teknik tüm düşük gerilim ve yüksek gerilim kazanım uygulamaları için uygundur. Ayrıca, çıkış yüklerinde veya giriş voltajlarında ani değişikliğe göre istenilen çıkış voltajını değişmeden sağladığı için iyi bir boost dönüştürücüsünün bir çok özelliğine sahiptir. Yapının temel avantajı, paralel yolların girişinde akımın bölünmesi ve endüktörler ve güç diyotlarında ve anahtarlarda daha az akımın akması nedeniyle devre elemanlarının uzun ömürlü olması, ve yüksek verimlilik ile çalışmasıdır. Ayrıca, tüm yenilenebilir enerji kaynaklarına uygulanma özelliğe sahiptir ve özellikle katların giriş akımlarının daha küçük bir dalgalanma oranına sahip olmasından dolayı yakıt pilleri için çok uygun bir yapıdır. Yakıt pilleri için çekilen akımın düşük bir seviyede dalgalanması bu pillerin temel özelliğidir. Güç anahtarlarının kullanıldığı uygulamalarda devrenin çalışmaya başladığı anda ani bir akım kaynaktan çekilmektedir. Bu akım devre başlangıç akımı veya İnrush current olarak isimlendirilir. Bu akım ilk anahtarlama zamanında meydana gelmekte olup, başlangıçta kaynaktan yüksek bir akım çekilmesine sebep olur. Kaynak ile devre arasında ani akım sınırlayıcı devreler uygulayarak bu sorunu sınırlamak ve ortadan kaldırmak için birçok yapı bulunmaktadır. Bu amaçla, bu çalışmada bir röle ve yüksek güç direncinden faydalanılmıştır. Başlangıçta, giriş akımını rölenin normalde kapalı kontağı ve yüksek güç direnci

üzerinden geçirip bir süre sonra açık kontak üzerinden devreye ileterek bu problem kolaylıkla ortadan kalkmış olur. Netice itibariyle yukarıda bahsedildiği gibi, bu devrenin en büyük avantajı, endüktörler ve tüm devre elemanlarında daha küçük akım değerleri nedeniyle normal boost dönüştürücülerle karşılaştırıldığında uzun ömürlü olmasıdır. Çalışmanın devamında droop metodu uygulamaktadır. Bu çalışmada, yük paylaşım problemi için PI kontrol tekniği ile paralel kademeli DA/DA yükseltici konvertör yapısına yönelik droop katsayılar yenileme yöntemine dayalı droop denetleyicisini modellemektedir. Giriş gücü miktarına ve güç iletimi için kaskat katların kapasitelerine göre, katların sayısı ikiden fazla olabilir. Uygulamamızda, aynı katmanlı kaskat boost dönüştürücüler kullanılmıştır. Çıkış voltajında 0,7VDC'lik droop değeri karşılığında, yük olarak iki aynı değerdeki dirençleri kullandığımız için beklentiler doğrultusunda, akımın iki katına yükselmektedir.. Tasarlanmış yapı, *Matlab / SIMULINK*'te simüle edilmiştir. Bu teknik tüm düşük ve yüksek gerilim kazanım uygulamaları için uygundur. Ayrıca bu yapı, çıkış yüklerinde veya giriş voltajlarında ani değişikliğe karşı stabil çalıştığı için, iyi bir boost dönüştürücünün özelliklerine sahiptir. Yapıda daha yüksek çıkış gerilimleri için, her katta sadece bir güç anahtarı kullanıldığından anahtarların üzerindeki yüksek gerilim ve akım değerleri bu devrenin en büyük dezavantajıdır. Bu problemi gidermek için, güç elemanlarına snubber devrelerinin uygulanması önerilmektedir.

Bu çalışmanın simülasyon ve uygulanmaları iki katlı bir devre ve labratuvar ölçeklerindeki güç değerlerinde gerçekleştirilmiştir. Devre daha yüksek güçlerde denenebilir ve katlarda farklı boost yapıları uygulanabilir. Bu çalışmanın devamında üretilen DC gerilimi farklı invertör yapıları ile ac değerlerine dönüştürüp ve farklı yüklerde uygulamaları gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- Amjadi, Z. and Williamson, S. S. 2011. Modeling, simulation, and control of an advanced Luo converter for plug in hybrid electric vehicle energy storage system, IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 60, No. 1, 64-75.
- Arbetter, B., Erickson R. And Maksimović D., 1995. DA/DA Converter Design for Battery: Operated Systems. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1995 Record.
- Babaei, E., Mahmoodieh, M. E. and Mashinchi Mahery H., 2011. Operational modes and output voltage ripple analysis and design considerations of buck-boost DA/DA converters, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 59, No. 1, 381-391.
- Beerten, J., Belmans R., 2013. Analysis of power sharing and voltage deviations in droop-controlled DC grids. IEEE Trans. Power Syst., vol. 28, no. 4, pp. 4588–4597.
- Blaabjerg, F., Teodorescu R., Chen J. and Liserre M., 2005. Power Converters and Control of Renewable Energy Systems. First International Conference of Energy Innovation, Barcelona, Spain. 254-264.
- Brito, M., Junior S., L. and Canesin C., 2005. Research on photovoltaics. Review, trends and perspectives.
- Bryant, B. and Kazimierczuk M. K. 2004. Small signal duty cycle to inductor current transfer function for boost PWM dc-dc converter in continuous conduction mode. In Proc ISCAS, 856-859.
- Bryant, B., and Kazimierczuk, M.K. 2005. Open-loop power-stage transfer functions relevant to current-mode control of boost PWM converter operating in CCM. IEEE Trans. Circuits and System, Vol. 52, no. 10, 2158-2164.
- Bryant, B. and Kazimierczuk M. K. 2007. Voltage-loop power stage transfer function with mosfet delay for boost PWM converter operating in CCM, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 57, No. 1, 347-353.
- Camara, M. B., Gualous H., Gustin F., Berthon A. and Dakyo B. 2010. DA/DA converter design for super capacitor and battery power management in hybrid vehicle applications polynomial control strategy, IEEE Trans. Ind. Electronics., Vol. 57, No. 2, 587-597.
- Dragicevic, T., Guerrero J., Vasquez J. and Skrlec D., 2014. Supervisory control of an adaptive-droop regulated DC microgrid with battery management capability. IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 2, 695-706.
- Eltamaly, A., 2007. Modeling of Wind Turbine Driving Permanent Magnet Generator with Maximum Power Point Tracking System. Journal of King Saud University, Engineering Sciences, Vol. 19, No. 2, 223-237.
- Erdogan, A. D. and Aydemir, M. T., 2009. Application of Adaptive Droop Method to Boost Converters Operating at the Output of Fuel Cells. International Conference on Electrical and Electronics Engineering. ELECO, 321-325.
- Erickson, R., Angkititrakul S. and Almazeedi K., 2006. A New Family of Multilevel Matrix Converters for Wind Power Application. Final Report. University of Colorado Boulder, Colorado.

- Erickson, R. and Dragan Maksimović., 1995. High Efficiency DC/DC Converters for Battery-Operated Systems with Energy Management. *Worldwide Wireless Communications, Annual Reviews on Telecommunications*, 148-159.
- Gao, F., Bozhko S., Asher G., Wheeler P. and Patel C., 2016. An improved voltage compensation approach in a droop-controlled DC power system for the more electric aircraft. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, 7369–7383.
- Giral, R., Arango E., Calvente J. and Martinez L., 2002. Inherent DCM operation of the asymmetrical discrete dual buck-boost. In *Proc. IEEE IECON Conf.*, vol. 1, 129–134.
- Haileselassie, T. M. and Uhlen K., 2012. Impact of DC line voltage drops on power flow of MTDC using droop control. *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 27, no. 3, 1441–1449.
- Hwu K. I. and Yau Y. T., 2009. KY converter and its derivatives. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, 128–137.
- Jiao, S., Patterson D. and Camilleri, S., 2000. Boost Converter Design for 20kW Wind Turbine Generator. *International Journal of Renewable Energy Engineering*, Vol. 2, No. 1, 118-122.
- Jozwik, J. J. and Kazimierzuk, M. K., 1989. Dual sepic PWM switchingmode DA/DA power converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 36, 64–70.
- Kassakian, J. G., Wolf H. C., Miller J. M. and Hurton, C.J., 1996. Automotive electrical systems, circa 2005, *IEEE Spect.*, 33, 22–27.
- Kim, J. W., Choi H. S. and Cho B. H., 2002. A novel droop method for converter parallel operation. *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 17, no. 1, 25-32.
- Klimczak, P. and Munk N. S., 2008. Comparative study on paralleled vs. scaled DA/DA converters in high voltage gain applications. *13th Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008, Poznan*, 108-113.
- Lemogo, C. Thamodharan M., Albrecht W., 2001. System Management of a Wind Energy Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 3. 598-615.
- Luo, L., 1997. Rc-lift circuit: a new DA/DA step-up (boost) converter. *IEE Electron. Lett.*, 33, 5–7.
- Luo, L., 1998. Re-lift converter: design, test, simulation and stability analysis. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, 145, 315–325.
- Luo, L. and Ye H., 1999. Positive output Luo-converters, voltage lift technique', *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 146, 415–432.
- Luo, L., 1999. Negative output Luo-converters, voltage lift technique. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol.146, 208–224.
- Ye, H., Luo L. and Ye, Z., 1999. High-efficiency, widely-adjustable high voltage regulated power supply. *Proc. Int. Conf. IPEC'99, Singapore*, 560–565.
- Luo, L., 2000. Double output Luo-converters, advanced voltage lift technique. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 147, 469–485.
- Luo, L., Ye H. and Rashid, H., 2000. Four-quadrant operating Luoconverters. *Proc. IEEE Int. Conf. PESC'2000, Galway, Ireland*, 1047–1052.
- Luo, L., 2001. Seven self-lift converters, voltage lift technique. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, 148, 428–436.
- Luo, L., 2001. Six self-lift converters, voltage lift technique. *IEEE Trans. Ind. Electr.*, 48, 1268–1272.

- Luo, L. and Ye H., 2001. DA/DA conversion techniques and nine series Luo-converters', in Rashid, M.H.: Power electronics handbook, academic press, San Diego, California, USA.
- Luo, L., Ye H. and Rashid, H., 2002. Multiple-quadrant Luoconverters. IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 148, 9–18.
- Luo, L. and Ye H., 2002. Positive output super-lift Luo-converters. Proc. IEEE Int. Conf. PESC, Cairns, Australia, 425–430.
- Luo, L. and Ye H., 2003. Negative output super.lift converters. IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 5, 1113–1121.
- Luo, L., Ye H., 2003. Positive output super.lift converters. IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 1, 105–113.
- Luo, L. and Ye H., 2003. Advanced DC/DC converters. CRC Press, Boca Raton, Florida, USA.
- Luo, L. and Ye H., 2003. Negative output super-lift Luo-converters. Proc. IEEE Int. Conf. PESC'03, Acapulco, Mexico, 1361–1366.
- Luo, L. and Ye H., 2003. Positive output super-lift converters. IEEE Trans. Power Electron., Vol. 18, 105–113.
- Luo, L. and Ye H., 2003. Negative output super-lift converters', IEEE Trans. Power Electron., Vol. 18, 1113–1121.
- Luo, F.L. and Ye, H., 2007. Small signal analysis of energy factor and mathematical modeling for power dc-dc converters. IEEE Trans. Power Electron. Vol. 22, No. 1, 69-79.
- Maksimovic, D. and Zane, R., 2007., Small-signal discrete-time modeling of digitally controlled PWM converters. IEEE Trans. Power Electron. Vol. 22, No. 6, 2552-2556.
- Marques, J., Pinheiro H., Grundling H. A., Pinheiro J. R. and Hey H. L., 2003. Survey on Variable.Speed Wind Turbine System. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), Fortaleza, Brazil.
- Mohan, N., Undeland T. M. and Robbins W. P., 2003. Power electronics: converters, applications and design. 3rd Edn. Wiley, New York.
- Massey, R. P. and Snyder E. C., 1997. High voltage single-ended DA/DA converter. IEEE Power Electron. Spec. Conf. Rec., 156–159.
- Park, H.G., Jang S., Choon L.D. and Kim H.G., 2007. Low.cost Converters for Micro Wind Turbine Systems using PMSG. 7th International Conference on Power Electronics, EXCO, Daegu, Korea, 483-487.
- Perreault, D. J., Selders, R. L. and Kassakian, J. G., 1998. Frequency-Based Current-Sharing Techniques for I-324 Paralleled Power Converters. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 4, 626-634.
- Rashid, H., 1993. Power electronics: circuits, devices and applications. 2nd Edn. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA.
- Rim, C. T., Joung B., and Cho G. H., 1991. Practical Switch based state-space modeling of DA/DA converters with all parasitics, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 6, No. 4, 611-617.
- Rodriguez, H., Ortega R. and Escobar, G., 2001. A new family of energy based non linear controllers for switched power converters. In Proc. IEEE ISIE Conf., vol. 2, 723–727.

- Shin, B., Park G., Chung K., Lee W. and Lipo A., 2005. Generalized steady state analysis of multiphase discrete boost converter with coupled inductors. IEE Proc. Electr. Power Appl., no. 152, vol. 3, 584–594.
- Smedley, K. M., Cuk S., 1995. Dynamics of one-cycle controlled cuk converter. IEEE Trans. Power PE, 10, 634–639.
- Tan, C., Lai Y., Tse J.K. and Wu C., 2006. A pulse width modulation based integral sliding mode current controller for boost converters. In Proc. IEEE PESC Conf., 1–7.
- Tricoli, P., 2011. Analytical closed-form solution for transient analysis of boost DA/DA converters, COMPEL. The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 30 No. 2, 706-725.
- Tuladhar, A. and Jin H., 1998. A novel control technique to operate DA/DA converters in parallel with no control interconnections. Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, 892-898, 17-22.
- Verma, D., Midtgard O. and Satre T. O., 2011. Review of photovoltaic status in a European perspective. In Proc. of 37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, PVSC, 3292-3297.
- Wang, J., Dunford W. G. and Mauch K., 1998. Some novel fourquadrant DA/DA converters. Proc. Int. Conf. PESC'98 Fukuoka, Japan, 1775–1782.
- Xu, L. and Chen D., 2011. Control and operation of a DC microgrid with variable generation and energy storage. IEEE Trans. Power Del, vol.26,no. 4, 2513–2522.
- Zhe, C. Josep M. and Blaabjerg F., 2009. A review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 8, 1859-1875.

ÖZGEÇMİŞ

Davood GHADERİ 1983 yılında İran'ın Tebriz kentinde doğdu. 2006 yılında lisans diplomasını, 2009 yılında da Yüksek Lisans diplomasını İslam Azad Üniversitesi, Tebriz Birimin'den Elektronik Mühendisliği alanında alarak mezun olmuştur. Şubat 2013'te Atatürk Üniversitesi'nin Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünün, Elektrik Tesisleri Bilim Dalında açılan ve tek kontenjanı olan giriş sınavını kazanarak, bu üniversitede doktora başlamıştır. 2009'dan 2014'e kadar İran'daki İslam Azad Üniversitesinin Jolfa ve Ahar gibi farklı birimlerinde ders vermiş ve 2 Temmuz 2012'den 2 Temmuz 2014'de kadar Jolfa biriminde Elektrik Elektronik Mühendisliği bölüm başkanlığı yapmıştır. 2014'ten itibaren Güç elektroniği ve DA/DA dönüştürücülerin farklı yapıları üzerine geniş bir araştırma başlattı. İlgilendiği alanlar: Güç elektroniği, Güç iletim yöntemleri, Yenilenebilir enerji kaynakları ve Güç sistemlerinin kararlılığı olup bu alanlarda birkaç bildiri ve araştırma projesi bulunmaktadır. 2017'de Atatürk Üniversite'nden mezun olarak doktora ünvanını almıştır.