



T.C.
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ



İKİ YÖNLÜ İZOLELİ İKİ KÖPRÜ DC-DC
DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE
ANALİZİ

Oğuzhan ÖZER

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Temmuz-2021
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Oğuzhan Özer tarafından hazırlanan “İki Yönlü İzoleli İki Köprü DC-DC Dönüştürücünün Tasarımı ve Analizi” adlı tez çalışması 06/07/2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik- Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan

Prof. Dr. A. Afşin KULAKSIZ

Danışman

Prof. Dr. Ramazan AKKAYA

Üye

Doç. Dr. Hulusi Karaca

İmza

.....

.....

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Saadettin Erhan KESEN
Enstitü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

Oğuzhan ÖZER

Tarih: 26.07.2021

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İKİ YÖNLÜ İZOLELİ İKİ KÖPRÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE ANALİZİ

Oğuzhan ÖZER

Konya Teknik Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik- Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Ramazan AKKAYA

2021, 70 Sayfa

Jüri

Prof. Dr. Ramazan AKKAYA
Prof. Dr. A. Afşin KULAKSIZ
Doç. Dr. Hulusi Karaca

Güç kontrolü geçmişten bu güne farklı yöntemlerle yapılmıştır. İlk zamanlar klasik yöntemler kullanılmasına karşılık yarı iletken teknolojisinin gelişmesiyle yerini güç elektroniği düzenlerine bırakmıştır. Teknolojik ürünlerin günlük hayatta kullanımının artması, endüstrileşme, nüfus artışı, yeni yerleşim bölgelerinin oluşumu enerji talebini gün geçtikçe arttırmaktadır. Artan bu enerjinin bir kısmını tüketen DC cihazların varlığı DC-DC dönüştürücülere olan ihtiyacı arttırmaktadır. Düşürücü ve yükseltici dönüştürücüler gibi temel tek yönlü DC-DC dönüştürücüler, iki yönlü güç akışı özelliğine sahip değildir. Bu sınırlama, yapılarında ters akım akışını önleyen diyotların varlığından kaynaklanmaktadır. Genel olarak, tek yönlü DC-DC dönüştürücülerin diyotları, kontrol edilebilir bir anahtarla değiştirilerek iki yönlü DC-DC dönüştürücü elde edilir. İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler, giriş ve çıkış arasında galvanik izolasyona sahip olup olmama durumlarına göre İzolesiz ve İzoleli olmak üzere iki sınıfa ayrılır.

Bu çalışmada önce Matlab/Simulink ortamında Temel İki Yönlü İzolesiz Düşürücü ve Yükseltici Dönüştürücü'nün analizi ve tasarımı gerçekleştirilmiştir. Daha sonra İzoleli İki Yönlü İki Köprü Dönüştürücü'nün güç akış analizi ve tasarım parametrelerinin belirlenmesi teorik olarak incelenmiş ve MATLAB/ Simulink ortamında 48/28V, 2kW 'lık bir dönüştürücü tasarlanarak simule edilmiştir. Dönüştürücü ileri ve geri yönde farklı bağlı iletim süreleri için çalıştırılmış, sıfır gerilimde anahtarlama sınırları içerisinde kalıp kalmadığı değerlendirilmiştir. Tasarımı yapılan dönüştürücünün çıkış gerilim seviyesinin her iki çalışma durumu için de PID kontrolör ile istenilen değere ayarlanabildiği görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: İki yönlü DC-DC dönüştürücü, iki yönlü izoleli iki köprü dc-dc dönüştürücü, sıfır gerilimde anahtarlama, faz kaydırma

ABSTRACT

MS THESIS

DESIGN AND ANALYSIS OF ISOLATED BIDIRECTIONAL DUAL ACTIVE BRIDGE DC-DC CONVERTER

Oğuzhan ÖZER

**Konya Technical University
Institute of Graduate Studies
Department of Electrical- Electronics Engineering**

Advisor: Prof. Dr. Ramazan AKKAYA

2021, 70 Pages

Jury

**Prof. Dr. Ramazan AKKAYA
Prof. Dr. A. Afşin KULAKSIZ
Assoc. Prof. Dr. Hulusi KARACA**

Power control has been done with different methods from past to present. Although classical methods were used at first, with the development of semiconductor technology, it was replaced by power electronics schemes. The increase in the use of technological products in daily life, industrialization, population growth, the formation of new settlements increase the energy demand day by day. The existence of DC devices that consume some of this increasing energy increases the need for DC-DC converters. Basic unidirectional DC-DC converters, such as buck and boost converters, do not feature bidirectional power flow. This limitation is due to the presence of diodes in their structure, which prevent reverse current flow. Generally, the diodes of unidirectional DC-DC converters are replaced by a controllable switch, resulting in a bidirectional DC-DC converter. Bidirectional DC-DC Converters are divided into two classes as Non-isolated and Isolated, depending on whether they have galvanic isolation between input and output.

In this study, firstly, the analysis and design of Basic Bidirectional Unisolated Buck and Boost Converter was carried out in Matlab/Simulink. Then, the power flow analysis and determination of the design parameters of isolated bidirectional dual active bridge (DAB) DC-DC converter were examined theoretically and a 48/28V, 2kW converter was designed and simulated in the MATLAB / Simulink. The converter was operated for different relative transmission times in the forward and reverse directions, and it was evaluated whether it remained within the switching limits at zero voltage. It has been observed that the output voltage level of the designed converter can be adjusted to the desired value with the PID controller for both operating conditions.

Keywords: Bidirectional DC-DC converter, DAB converter, single phase shift, zero voltage switching

ÖNSÖZ

Çalışma konusunun belirlenmesinde ve çalışmanın hazırlanma sürecinin her aşamasında bilgilerini, tecrübelerini ve değerli zamanlarını esirgemeyerek bana her fırsatta yardımcı olan değerli hocam Sayın Prof. Dr. Ramazan AKKAYA'ya, tezin hazırlanması aşamasında desteğini esirgemeyen Arş. Gör. Aybüke ÖZDENTÜRK'e ve her zaman en büyük destekçim olan aileme teşekkürlerimi sunuyorum.

Oğuzhan ÖZER
KONYA-20221



İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT.....	ii
ÖNSÖZ	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	vi
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	4
3. İKİ YÖNLÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	7
3.1. İzolesiz İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler	9
3.1.1. Temel İki Yönlü Buck ve Boost Dönüştürücü.....	10
3.1.2. İki Yönlü Buck- Boost Dönüştürücü	10
3.1.3. İki Yönlü Cuk Dönüştürücü.....	11
3.1.4. İki Yönlü Sepic ve Zeta Dönüştürücü.....	12
3.1.5. İki Yönlü Kaskad Dönüştürücü	12
3.1.6. İki Yönlü Anahtarlama Kapasitörlü Dönüştürücü.....	13
3.1.7. İki Yönlü Interleaved Dönüştürücü	14
3.1.8. İki Yönlü Çok Düzeyli Dönüştürücü	14
3.2. İzoleli İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler	15
3.2.1. İzoleli İki Yönlü Buck-Boost Dönüştürücü	15
3.2.2. İzoleli İki Yönlü Cuk Dönüştürücü	16
3.2.3. İki Yönlü Push- Pull Dönüştürücü.....	16
3.2.4. İki Yönlü Forward Dönüştürücü.....	17
3.2.5. İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücü	18
3.2.6. İki Yönlü İki Yarım Köprü Dönüştürücü	18
3.2.7. İki Yönlü Bir Tam Köprü Bir Yarım Köprü Dönüştürücü	19
3.2.8. İki Yönlü Çok Girişli İki Tam Köprü Dönüştürücü	19
3.3. İki Yönlü DC-DC Dönüştürücülerde Kullanılan Anahtarlama Metotları	20
3.3.1. Darbe Genişlik Modülasyonu	20
3.3.2. Tek Faz Kaydırma	20
3.3.3. İki Faz Kaydırma	21
3.3.4. Üç Faz Kaydırma	22
4. TEMEL İKİ YÖNLÜ İZOLELİ BUCK VE BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜ	23
5. İKİ YÖNLÜ İZOLELİ İKİ TAM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	29
5.1. Güç Akış Analizi	29
5.2. Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi	34
5.2.1. İndüktör Boyutu.....	34

5.2.2. Anahtarlama Elemanları	35
5.2.3. Sıfır Gerilimde Anahtarlama ve Sönümleyici Kapasitörler.....	35
5.2.4. Yüksek Frekanslı Transformatör	37
5.2.5. Gerilim Dalgalanması ve Giriş- Çıkış Kapasitörleri.....	38
5.3. PID Kontrol.....	39
5.4. Güç Kayıpları.....	40
5.4.1. Anahtarlama Kayıplarının Hesaplanması	40
5.4.2. İletim Kayıplarının Hesaplanması	41
6. MATLAB/ SİMULİNK ORTAMINDA DEVRENİN TASARIMI.....	42
6.1. İleri Yönde Çalışma	43
6.2. Geri Yönde Çalışma.....	51
7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	65
7.1. Sonuçlar	65
7.2. Öneriler	65
KAYNAKLAR	67

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

D	: Bağlı İletim Süresi
f_s	: Anahtarlama Frekansı
i_{c1}	: Birincil Köprü Giriş/Çıkış Kapasitörü Akımı
i_{c2}	: İkincil Köprü Giriş/Çıkış Kapasitörü Akımı
$i_{\text{Ç}}$	: Çıkış Akımı
i_{lk}	: İndüktör Akımı
i_{l1}	: Birincil Köprü İndüktör Akımı
i_{l2}	: İkincil Köprü indüktör Akımı
N,n	: Transformatör Dönüştürme Oranı
$V_{\text{Ç}}$	: Çıkış Gerilimi
V_G	: Giriş Gerilimi

Kısaltmalar

AC	: Alternating Current (Alternatif Akım)
DC	: Direct Current (Doğru Akım)
DPS	: Dual Phase Shift (İki Faz Kaydırma)
EMI	: Electro- Magnetic Interference (Elektromanyetik Girişim)
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyon)
SPS	: Single Phase Shift (Tek Faz Kaydırma)
TPS	: Triple Phase Shift (Üç Faz Kaydırma)
T_s	: Anahtarlama Süresi
ZVS	: Zero Voltage Switching (Sıfır Gerilimde Anahtarlama)

1. GİRİŞ

Güç elektroniği dönüştürücülerinin kullanımı, 1900'li yılların başlarında endüstriyel uygulamalarda çok yoğun olarak kullanılmakta olan doğru akım motorlarının hız kontrolü ile başlamıştır. 1950'lerin başında yarıiletken malzemelerin geliştirilmesi ve bu malzemeler kullanılarak diyot, transistör gibi devre elemanlarının yapılmaya başlanması güç elektroniği uygulamalarının önünün açılma işaretini vermiştir. 1960'ların başında tristörün bulunmasıyla o zamana kadar elektron tüpleri ile yapılan uygulamalar artık tristörle yapılmaya başlamıştır. 1980'lerin başlarından itibaren ise sayısal elektronik alanındaki gelişmeler ve mikroişlemcilerin geliştirilmeye başlaması ile güç elektroniğinde yeni ufuklar açılmaya başlamıştır. Bu gelişmelere uygun olarak tristöre alternatif yeni güç elektroniği elemanları geliştirme çalışmaları başlamış ve bu çalışmalar sonucunda o zamana kadar düşük güç uygulamalarında kullanılmakta olan güç transistörleri ve güç mosfetleri geliştirilmiştir.

Güç transistörleri, güç mosfetleri ve bu elemanların daha ileri versiyonlarının geliştirilmesiyle birlikte, daha önceki yıllarda tristörler kullanılarak hem daha zor hem de daha pahalı olarak yapılmaya çalışılan birtakım güç elektroniği dönüştürücü devreleri ve endüstriyel uygulamalar, bu yeni elemanların kullanılmaya başlamasıyla, hem daha basit, hem daha küçük, hem daha fonksiyonel hem de çok daha ucuza yapılabilir ve kullanılabilir hale gelmiştir.

Güç elektroniği, temel olarak yüke verilen enerjinin kontrol edilmesi ve enerji şekillerinin birbirine dönüştürülmesini inceleyen bilim dalıdır. Güç elektroniği, gün geçtikçe daha da genişleyen elektronik sektörünün en önemli dallarından birisidir. Önceleri endüstriyel alanlardaki elektronik çözümlerde kullanılan güç elektroniği devre ve düzenekleri, günümüzde endüstrinin dışına taşarak evlere, ofislere ve araçlara girmiştir.

Bir güç elektroniği düzeneği, güç devresi ve kontrol devresi olmak üzere iki bölümden oluşmaktadır. Güç elektroniğinin temel amaçlarından biri de elektriksel gücü taşımaktır. Bu yüzden güç elektroniği dönüştürücüleri, elektrik enerjisinin form değiştirmesini gerektiren her yerde kullanılabilir. Güç elektroniği dönüştürücülerinin kullanabildikleri enerji aralığı mili watt'lardan (örnek: cep telefonu) mega watt değerlerine (örnek: trenlere enerji sağlanması) kadar değişebilir. (Elektrikport,2021)

Temel güç elektroniği dönüştürücü devreleri aşağıdaki gibi sınıflandırılır.

- **AC-DC Dönüştürücüler (Doğrultucular):** Bir fazlı veya üç fazlı AC kaynağı kullanarak, sabit veya değişken DC gerilim elde etmek için kullanılmaktadır.
- **AC-AC Dönüştürücüler:** Bir fazlı veya üç fazlı AC kaynağı kullanarak, sabit veya değişken frekanslı ve genlikli AC gerilim elde etmek için kullanılmaktadır.
- **DC-DC Dönüştürücüler:** Herhangi bir DC kaynaktan aldığı gerilimi yükselterek, düşürerek veya çoklu çıkışlar sağlayarak, sabit veya değişken DC gerilimler elde etmek için kullanılmaktadır.
- **DC-AC Dönüştürücüler (İnverterler):** Herhangi bir DC kaynaktan aldığı gerilimi işleyerek, sabit veya değişken genlik ve frekanslı AC gerilim elde etmek için kullanılan güç elektroniği devreleridir.

Günümüz enerji sistemlerinde çoğu zaman DC gerilim üreten güç kaynakları mevcut olmasına rağmen bu kaynakların sağladığı gerilim değerleri bazı yapılarda yetersiz kalmaktadır. Yüksek değerlerde gerilimlerin gerekli olduğu DC devrelerde batarya paketleri oluşturularak istenen gerilim seviyesi sağlanabilir fakat bu teorik olarak yeterli parametreleri sağlayan bir çözüm olsa bile oluşturulacak yapı, malzeme, kullanım alanı ve ağırlık gibi birçok bakımdan dezavantaj sağlamaktadır. Bu noktada istenen gerilim değerlerini elde edebilmek amacıyla DC-DC Dönüştürücüler tasarlanmıştır.

Anahtarlanan endüktansların enerji aktarımı prensibine göre çalışan DC-DC dönüştürücüler,

1. Endüktanslı (temel, izolasyonsuz, tek çıkışlı)
2. Transformatörlü (izolasyonlu, tek veya çok çıkışlı)

olmak üzere 2 genel gruba ayrılmaktadır.

Endüktanslı dönüştürücülerin,

- a) Düşürücü (Buck)
- b) Yükseltici (Boost)
- c) Düşürücü-Yükseltici (Buck-Boost)

olmak üzere 3 temel türü bulunmaktadır. Bu kaynakların tasarımı transformatörlü olanlardan daha kolaydır. Ancak, en önemli dezavantajları giriş ve çıkış arasında izolasyonunun olmamasıdır.

Transformatörlü dönüştürücülerin ise,

- a) Geri Dönüşlü (FlyBack)
- b) İleri Yönlü (Forward)
- c) Tam Köprü (Full Bridge)
- d) Yarım Köprü (Half Bridge)
- e) Push–Pull (Push-Pull)

türleri mevcuttur.

Bu kaynakların en önemli özelliği, giriş ile çıkış arasında izolasyonun olması ve çok sayıda çıkışın elde edilebilmesidir. Ayrıca, bu kaynaklar prensip olarak endüktanslı temel dönüştürücülerden herhangi birisinin özelliğini taşır. Bu tip DC dönüştürücülerde enerji akışı kaynaktan yüke doğru tek yöndedir. Akım ve gerilim daima pozitif ve bunların yönünü değiştirmek mümkün değildir.

Tek Yönlü Dönüştürücülerde güç akışı yalnızca bir yönde olurken, İki Yönlü DC-DC Dönüştürücülerde güç akışı her iki yönde de olabilir. İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler, ileri veya geri yönde gerilim seviyesini yükseltmek veya düşürmek için kullanılan dönüştürücülerdir.

İzoleli ve izolesiz olarak sınıflandırılabilen İki Yönlü DC-DC Dönüştürücü çeşitlerinden İki Tam Köprü İzoleli Dönüştürücü yüksek verimi nedeniyle yüksek güç uygulamalarında tercih edilir.

İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler; yenilenebilir enerji sistemlerinde kötü hava koşullarında bile sürekli güç akışını sağlayabilmek amacıyla kaynak ile yük arasındaki enerji depolama birimleriyle birlikte kullanılır. Ayrıca elektrikli araç uygulamalarında da aküler ile motor arasında konumlandırarak iki yönlü güç akışını sağlayabilirler.

Bu tez çalışmasında, Matlab/Simulink ortamında İki Yönlü İzoleli İki Tam Köprü Dönüştürücü'nün tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan dönüştürücü 2 kW gücündedir ve her iki yönde de çıkış gerilimi istenilen seviyeye ayarlanabilmektedir. Dönüştürücü ileri ve geri yönde farklı bağlı iletim sürelerinde çalıştırılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Literatürde İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler ve Tam Köprü İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler hakkında yapılan çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Bunlardan bazıları aşağıda özetlenmiştir.

Mi ve arkadaşları (2008), yaptıkları çalışmada hibrid elektrikli araç enerji yönetimi uygulamaları için İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücüyü incelemişlerdir. Dönüştürücünün giriş ve çıkış kapasitörünün gerilim dalganması ile ilişkisi, sıfır gerilimde anahtarlama, boost ve buck çalışma koşullarına değinmişlerdir.

Naayagi ve arkadaşları (2010), çalışmalarında akü ve aviyonik sistemler gibi uçak elektrik yüklerinin tepe güç taleplerini karşılamak ve yenilenen gücü absorbe etmek için, İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücü' nün kullanıldığı ultra kapasitör tabanlı bir enerji depolama sistemini incelemişlerdir. Gerçekleştirilen dönüştürücünün yüksek gerilim tarafı hava aracının DC barası ile düşük gerilim tarafı ise ultra kapasitör ile bağlanmıştır. Kararlı çalışma esnasındaki yüksek gerilim ve alçak gerilim tarafındaki diyot ile anahtarlama cihazından geçen akım değerleri hesaplanmıştır. Sıfır gerilimde anahtarlama yapmanın limitleri belirtilmiştir. 7kW, 390/180 V, 20 kHz dönüştürücünün simülasyonu ve prototip uygulamasını gerçekleştirmişlerdir.

Yosief ve arkadaşları (2011), yaptıkları çalışmada dönüştürücünün güç kayıplarını anahtarlama ve iletim kayıpları olmak üzere iki başlıkta incelemişlerdir. Çalışmada transformatör ve indüktörün iletim kayıpları dikkate alınmamıştır. Anahtarlama kayıpları bir anahtarın iletme ve kesime girmesi esnasındaki kayıplar olarak dikkate alınmıştır. Yarı iletken güç anahtarlarının iletim kayıpları dikkate alınmıştır. 300 W'lık bir dönüştürücü gerçekleştirmişler ve verimini yaklaşık %91 olarak hesaplamışlardır.

Naayagi ve arkadaşları (2012), çalışmalarında yüksek güçlü havacılık uygulamaları için İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücü'nün Sıfır Gerilimde Anahtarlama Performansını incelemiştir. Yumuşak anahtarlamanın faydalarını; anahtarlama kayıplarının azaltılması, elektromanyetik girişimin azaltılması ve daha az ısınma sorunu olarak belirtmişler ve bunların yüksek frekanslı güç dönüştürücülerinin temel özellikleri olduklarını belirtmişlerdir. İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücü seçme nedenlerini ise yüksek güç yoğunluğu, yüksek verimlilik, çift yönlü güç akışı, doğal yumuşak anahtarlama, galvanik izolasyon ve düşük sayıda pasif bileşen içermesi olarak sıralamışlardır. Bu özelliklerden dolayı dönüştürücünün yüksek güç yoğunluklu havacılık uygulamalarında kullanılabileceğini bildirmişlerdir. Yarı iletken anahtarın sıfır gerilim

veya sıfır akımdaki iletme veya kesime geçme durumuna yumuşak anahtarlama denir. Sıfır gerilimde anahtarlama şartları olarak, indüktör akımının yarı iletken güç anahtarına paralel bağlanan sönümleyici kapasitör şarj/deşarj akımından büyük olmalı ve çıkış tarafındaki indüktör akımı da sıfır gerilimde anahtarlama sağlanana kadar sıfırdan büyük olmalıdır. Farklı alışma koşullarına göre devrenin simülasyonunu gerçekleştirmişlerdir.

Wen ve arkadaşları (2013), çalışmalarında; izole İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücünün yumuşak anahtarlama çalışma aralığını genişletmek ve geniş bir çalışma aralığında yüksek verim elde etmek için yeni bir üçlü faz kayması (TPS) kontrol stratejisi önermiştir. Üç Faz Kaydırma ile kontrol edilen, faz kayması gruplarının karakterizasyonuna göre dört tipik çalışma modu tanımlanmıştır. Çalışma modlarının güç özellikleri, reaktif güç ve rms akımı cinsinden sunulmuştur. Verimliliğin iyileştirilmesi, uygun çalışma modları ve faz kaydırma grubu seçimi ile belirleneceğine değinilmiştir. Yapılan deneysel sonuçların teorik analizle uyumlu olduğuna değinilmiştir.

Kayaalp ve arkadaşları (2015), yaptıkları çalışmada İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler üzerinde tek, genişletilmiş ve çift fazlı kaydırma kontrol yöntemlerinin çalışması, tasarımı ve karşılaştırılmasını tartışmıştır. Maksimum verimlilik elde etmek için ana bileşenlerin (DC bağlantı kapasitörleri ve indüktörler) farklı faz kaydırma yöntemleri için türetildiğini bildirilmişlerdir. Tek faz kaydırma, geleneksel kontrol metodudur ve araştırmalarda en yaygın kullanılan kontrol metodudur. Çünkü teorik ve deneysel analizi basittir. Tek faz kaydırma ile karşılaştırıldığında genişletilmiş faz kaydırma, verimliliği büyük ölçüde artırabilir. Mevcut stresi ve geri akış gücünü önemli ölçüde azaltır. Böylece hafif ve orta yükler altında geniş giriş ve çıkış gerilim aralıklarında çalışsa bile iyi sonuçlar verir. Ayrıca uygulanması tek faz kaydırmadan daha zor, ancak iki faz kaydırmadan daha kolaydır. Kontrol edilen gerilimin aralığı arttığında anahtarlama frekansını artırmak yerine iki faz kaydırma metodu tercih edilir. Daha kompleks olan bu tekniğin kontrolü daha zordur. Sonuç olarak, faz kayması kontrol yöntemlerinin verimlilik analizi üzerine yapılan araştırma ile verimi en düşük kontrol yönteminin tek faz kaydırma olduğu sonucunu elde etmişlerdir.

Mostafa ve arkadaşları (2015), çalışmalarında şebekeyle bağlantısı olan fotovoltaiik uygulamalar için, şebekeye bağlı inverterin girişine bağlanacak İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücü, arayüz sistemi sunmuşlardır. ıkış gerilimi 400 V olacak şekilde yapılan tasarımda anahtarlama frekansı 1 kHz'dir. Dönüştürücünün ıkış gerilimi istenilen seviyeye ayarlanabilmektedir. Dönüştürücünün simülasyonunu gerçekleştirerek birincil ve ikincil taraftaki indüktör akımlarının dalga formlarını incelenmiştir.

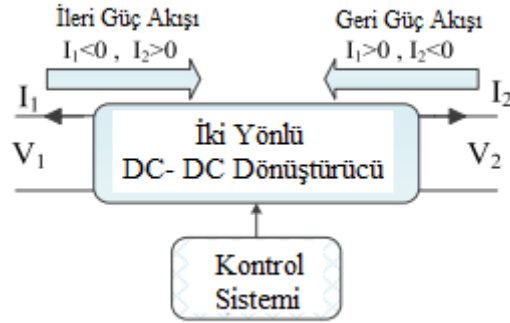
Fei ve arkadaşları (2018), çalışmalarında tek faz kaydırma ile sıfır gerilimde yumuşak anahtarlamanın gerçekleştirilmesine odaklanmışlardır. 270V/28V olarak tasarlanan dönüştürücünün; anahtarlama frekansı 20 kHz ve tek faz kaydırma yöntemi ile kontrol edilmiştir. Sıfır Gerilimde yumuşak anahtarlama analiz edilerek simülasyon sonucu ile karşılaştırılmıştır.

Ravi ve arkadaşları (2018), yaptıkları çalışmada İki Yönlü DC-DC Dönüştürücülerin güç devrelerini izoleli ve izolesiz olmak üzere ikiye ayırmışlardır. İzoleli dönüştürücüleri; İki Yönlü Düşürücü-Yükseltici, Kaskad İki Yönlü Düşürücü-Yükseltici, İki Yönlü CUK, İki Yönlü SEPIC-ZETA, Kapasitör Anahtarlama İki Yönlü ve İki Yönlü İzolesiz Aralıklı Dönüştürücü olarak altı sınıfta incelemişlerdir. İzolesiz Dönüştürücüleri ise İki Yarım Köprü Dönüştürücü ve İki Tam Köprü Dönüştürücü olmak üzere iki sınıfta incelemişlerdir. İki Yönlü Dönüştürücülerin; Tek Faz Kaydırma, Genişletilmiş Faz Kaydırma, İki Faz Kaydırma ve Üç Faz Kaydırma teknikleri ile kontrol edilebileceğinden bahsedilmiştir. Tek Faz Kaydırma tekniğinin yüksek dinamik ve yumuşak anahtarlama kolaylığına değinmişlerdir. Sonuç olarak; yüksek güçlü uygulamalarda izoleli tip dönüştürücü kullanılması gerektiğini ve yumuşak anahtarlama yapılarak anahtarlama kayıplarının azaltılabileceğini belirtmişlerdir.

Gorji ve arkadaşları (2019), çalışmalarında İki Yönlü DC-DC Dönüştürücülerin güç devreleri, kontrol stratejileri ve anahtarlama stratejilerini incelemişlerdir. Dönüştürücülerin ileri ve geri yönlerde güç akışının gerekli uygulamalarda giderek daha fazla kullanıldığı ve bu uygulamaların enerji depolama sistemleri, kesintisiz güç kaynakları, elektrikli araçlar, yenilenebilir enerji kaynakları ile sınırlı olmadığını belirtmişlerdir. Güç devrelerinin topolojisi bakımından dönüştürücüler izoleli ve izolesiz olmak üzere ikiye ayrılmıştır. Yeni konfigürasyonları gerçekleştirmek veya belirli uygulama için uygun dönüştürücü seçimi yapmak için bir karşılaştırma zemini sağlayarak, her topolojinin ve kontrol şemasının özellikleri tipik uygulamaları ile birlikte tartışılmıştır.

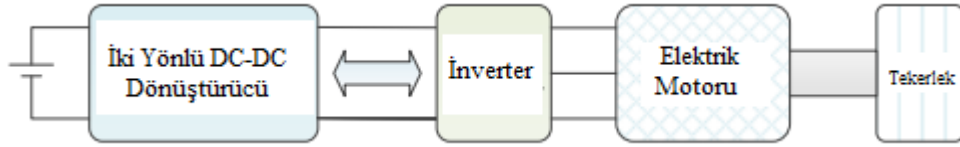
3. İKİ YÖNLÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler, güç elektroniğinde önemli bir araştırma alanı haline gelmiştir. Tek Yönlü Dönüştürücülerde güç akışı yalnızca bir yönde olurken, İki Yönlü Dönüştürücülerde güç akışı her iki yönde de olur. İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler, ileri veya geri yönde gerilim seviyesini yükseltmek veya düşürmek için kullanılan dönüştürücülerdir. Bu nedenle, bu dönüştürücüler; elektrikli araçlar veya hibrit elektrikli araçlar, akıllı şebekeler, kesintisiz güç kaynakları, havacılık uygulamaları ve fotovoltaik uygulamalar, yakıt hücreleri ve rüzgar türbinleri gibi yenilenebilir enerji sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu dönüştürücüler, güç kaynakları ve enerji depolama birimleri arasında arayüz oluşturarak, çift yönlü konfigürasyonlarda ileri ve geri güç akışı için iki ayrı dönüştürücü kullanmaya gerek olmadığından sistemin boyutunu küçültür, verimliliğini ve performansını iyileştirir (Gorji, 2019). İki Yönlü DC-DC dönüştürücülerin genel yapısı Şekil 3.1' de verilmiştir. Enerji depolama biriminin konumuna bağlı olarak dönüştürücü düşüren (buck) veya yükselten (boost) tipi olarak işlev görür, sistemin gerilimini veya akımını düzenlemek için kontrol sistemi kullanılır (Forouzesh, 2017).



Şekil 3.1. İki Yönlü DC-DC Dönüştürücülerin Yapısı

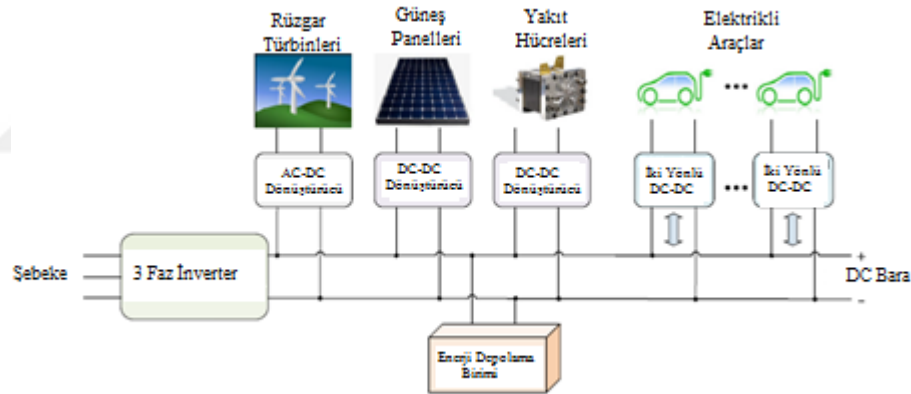
Çalışma moduna bağlı olarak gücün her iki yönü de beslenmesi gereken sistemlerde iki yönlü dönüştürücü kullanılır. Elektrikli araçların güç aktarma sistemine ilişkin diyagram Şekil 3.2' de gösterilmiştir (Tytelmaier, 2016).



Şekil 3.2. Elektrikli Araçların Güç Aktarma Sisteminde İki Yönlü DC-DC Dönüştürücü

Bir aracı, çalıştırmak, hızlandırmak veya aracın yokuş yukarı gitmesini sağlamak için, ekstra güce ihtiyaç vardır. Bu güç, motoru çalıştırırken aküden tepe akımı sağlayan İki Yönlü DC-DC Dönüştürücü' nün yardımcı bataryası ile elde edilir. İki Yönlü Dönüştürücüler, Tek Yönlü Dönüştürücüler' in aksine akım akışının ve gücün yönünü tersine çevirebilirler; yani yardımcı enerji depolama bataryası yavaşlama sırasında elektrik motoru tarafından geri beslenen rejeneratif enerji ile şarj olur.

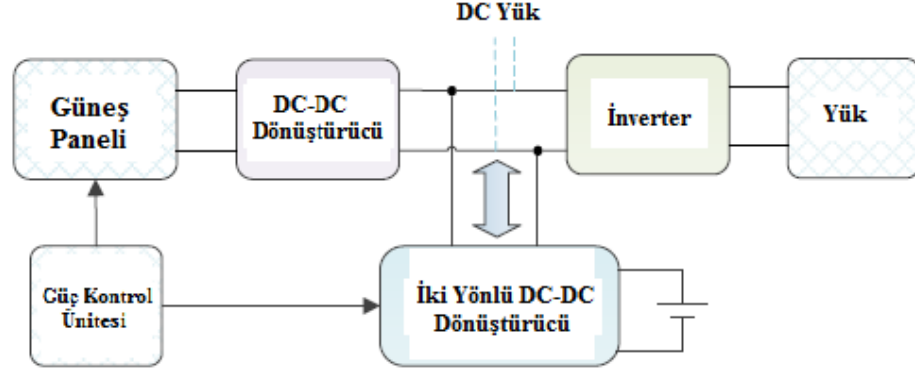
İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler, Şekil 3.3' de gösterildiği gibi akıllı şebekelerde ve takılabilir hibrid elektrikli araç şarj istasyonlarında da kullanılır (Du, 2010).



Şekil 3.3. Şarj İstasyonlarında İki Yönlü DC-DC Dönüştürücünün Düzeni

İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler; araçların bataryalarını şebeke tarafından şarj etmek ve talep durumunda bataryalarda depolanan enerjiyi şebekeye geri vermek için kullanılır. Bu nedenle, şarj istasyonları için düşük maliyetli, yüksek verimli ve yüksek güvenilirliğe sahip dönüştürücüler gereklidir.

İki Yönlü DC-DC Dönüştürücü' nün uygulamaları elektrikli araçlarla sınırlı değildir. Bu dönüştürücünün başka bir uygulaması Şekil 3.4' de gösterildiği gibi bir yenilenebilir enerji sistemleridir (Abbas, 2014).



Şekil 3.4. Elektrikli Araçların Güç Aktarma Sisteminde İki Yönlü DC-DC Dönüştürücü

İki Yönlü DC-DC Dönüştürücü, geçici ve aşırı yük olduğunda bataryalardan yüke giden gücü işleyerek ileri modda çalışır; bataryaları şarj etmek için ise geri modda çalışmaktadır.

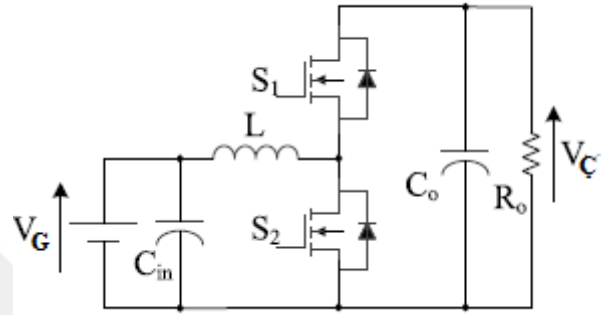
İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler, giriş ve çıkış arasında galvanik izolasyona sahip olup olmama durumlarına göre İzolesiz ve İzoleli olmak üzere 2' ye ayrılırlar. İzolesiz dönüştürücüler transformatörsüz ve yüksek gerilim artış oranı gibi galvanik izolasyon avantajlarından yoksun olsalar da, daha basit bir konfigürasyondan yararlanırlar ve manyetik girişim veya yüksek ağırlık gibi galvanik izolasyonun dezavantajlarına sahip değildir. Bu özellikler, boyut ve ağırlığın önemli olduğu uygulamalarda izolesiz dönüştürücüleri uygun hale getirir. Bunun aksine, izole edilmiş dönüştürücüler temel olarak DC gerilimi yüksek frekanslı AC gerilim dalga formuna dönüştürerek bir transformatörden geçirir ve ardından DC dalga formuna dönüştürür.

3.1. İzolesiz İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler

İzolesiz İki Yönlü DC-DC Dönüştürücü, temel olarak tek yönlü dönüştürücülerin anahtarına bir ters paralel diyot ve diyotuna kontrol edilebilir bir anahtar eklenerek gerçekleştirilir. İzolesiz iki yönlü dönüştürücülerden bazıları; Buck, Boost, Buck-Boost ve Çuk gibi temel DC-DC dönüştürücülerden türetilmiştir. Anahtarlamalı Kapasitör, Aralıklı Çok Seviyeli gibi gerilim yükseltme tekniklerine dayalı olarak tasarlanmış dönüştürücüler de vardır. İzole edilmemiş dönüştürücüler sekiz gruba ayrılmıştır.

3.1.1. Temel İki Yönlü Buck ve Boost Dönüştürücü

Temel iki yönlü dönüştürücü, orijinal buck ve boost dönüştürücü referans alınarak türetilmiştir. Şekil 3.5 'de gösterilen bu dönüştürücü, aslında tek yönlü buck ve boost dönüştürücüdeki anahtara ters paralel diyot ve diyota ters paralel anahtar eklenerek elde edilmiştir. Dönüştürücü, V_G ' den V_C ' ye yükseltici dönüştürücü olarak çalışır ve ters yönde çalışırken, V_G ' den V_C ' ye bir buck dönüştürücü görevi görür (Matsuo, 1984).



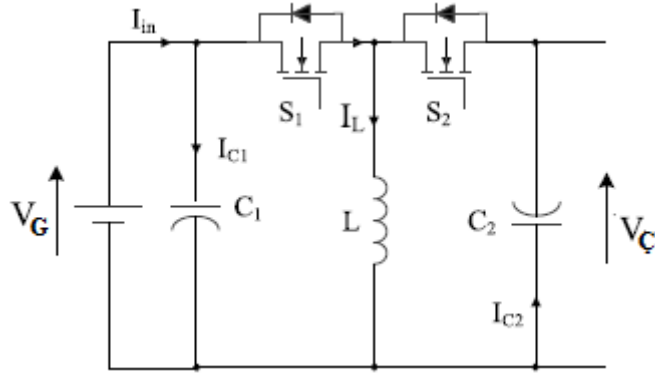
Şekil 3.5. İki Yönlü Buck ve Boost Dönüştürücü

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_C}{V_G} = \frac{1}{1-d} \quad (3.1)$$

3.1.2. İki Yönlü Buck- Boost Dönüştürücü

Şekil 3.6' da gösterildiği üzere tek yönlü bir dönüştürücüyü iki yönlü dönüştürücüye çevirmek için kullanılan aynı yöntemle dayanarak, İki Yönlü Buck- Boost Dönüştürücü elde edilir. Bu dönüştürücü, güç akışının her iki yönünde de gerilim seviyesini yükseltme veya düşürme özelliğine sahiptir (Coricchi, 1984).



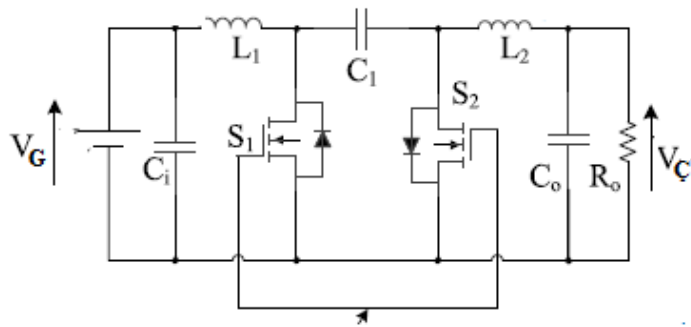
Şekil 3.6. İki Yönlü Buck- Boost Dönüştürücü

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_C}{V_G} = \frac{-d}{1-d} \quad (3.2)$$

3.1.3. İki Yönlü Cuk Dönüştürücü

Tek Yönlü Cuk Dönüştürücü Şekil 3.7' de görüldüğü üzere yarı iletken anahtar ve diyot yerine iki yönlü güç anahtarı (anahtar- anti paralel diyot) kullanılarak iki yönlü dönüştürücüye dönüştürülebilir (Middlebrook 1978).



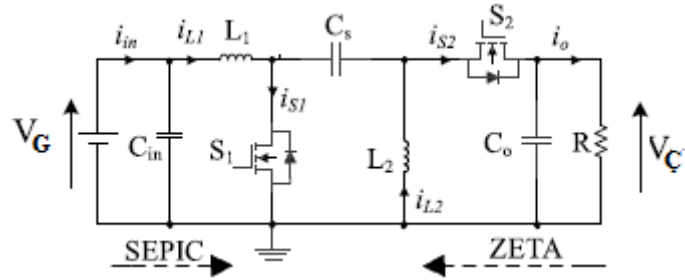
Şekil 3.7. İki Yönlü Cuk Dönüştürücü

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_G}{V_C} = \frac{-d}{1-d} \quad (3.3)$$

3.1.4. İki Yönlü Sepic ve Zeta Dönüştürücü

Sepic ve Zeta Dönüştürücü (Şekil 3.8), Cuk dönüştürücünün bir modifikasyonudur. Buck-Boost ve Cuk dönüştürücü gibi çıkış gerilimi arttırıp azaltabilen bu dönüştürücünün giriş ile çıkışı ters polariteli değildir. Bu dönüştürücü ileri güç akışı modunda Sepic ve geri güç akışı modunda Zeta olarak çalışır (Kim, 2007).



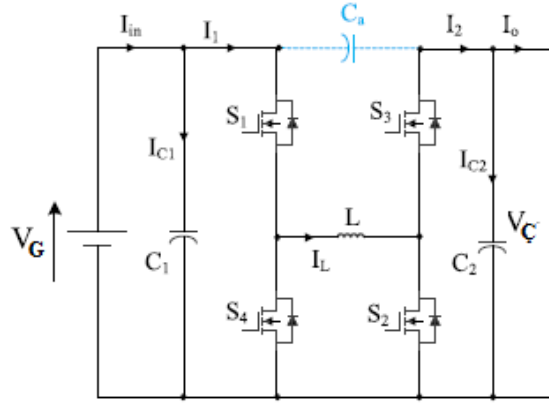
Şekil 3.8. Sepic ve Zeta Dönüştürücü

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_G}{V_C} = \frac{d}{1-d} \quad (3.4)$$

3.1.5. İki Yönlü Kaskad Dönüştürücü

Dönüştürücünün gerilim yükseltme yeteneğini arttırmak ve akım stresini azaltmak için, iki veya daha fazla dönüştürücü kaskad olarak birbirine bağlanır. Şekil 3.9’ da elektrikli araç uygulamalarında kullanılan izolesiz İki Yönlü Kaskad Dönüştürücü gösterilmektedir. Bu dönüştürücü, iki adet İki Yönlü Buck ve Boost Dönüştürücü’ nün kaskad bağlanması ile elde edilir. Temel İki Yönlü Buck ve Boost dönüştürücü ile karşılaştırıldığında daha fazla sayıda eleman kullanılmasına rağmen anahtarın aynı bağıl iletim süresi ile daha yüksek gerilim kazanım oranından yararlanır. Ayrıca, indüktörün akım stresi ve dalgalanmaları; anahtarların, kapasitörlerin ve diyotların akım stresleri azaltılmıştır ve bu da, dönüştürücünün daha yüksek güç oranlarında çalışmasını sağlar. Çıkış akımı dalgalanmalarını azaltmak için, dönüştürücüye bir yardımcı kapasitör (Ca) eklenmiştir (Caricchi, 1988).



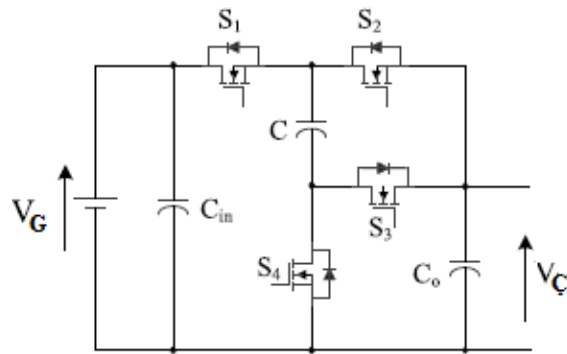
Şekil 3.9. İki Yönlü Kaskad Dönüştürücü

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_G}{V_C} = \frac{1}{1-d} \quad (3.5)$$

3.1.6. İki Yönlü Anahtarlama Kapasitörlü Dönüştürücü

Anahtarlama Kapasitörlü Dönüştürücü, dönüştürücünün gerilim yükseltme yeteneğini artırmak için kullanılır. Şekil 3.10, gerilim dönüşüm oranını artırmak için kullanılan İki Yönlü Anahtarlama Kapasitörlü Dönüştürücü'yu göstermektedir (Chung, 2003).



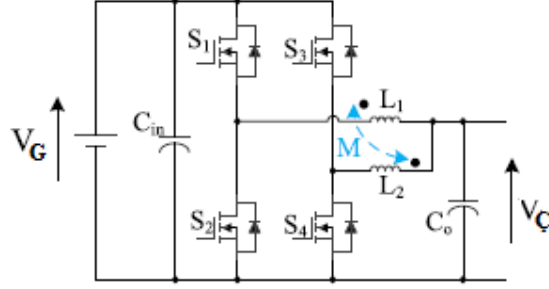
Şekil 3.10. İki Yönlü Anahtarlama Kapasitörlü Dönüştürücü

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_C}{V_G} = 2 \quad (3.6)$$

3.1.7. İki Yönlü Interleaved Dönüştürücü

Şekil 3.11’ de İki Yönlü Interleaved Dönüştürücü devresi gösterilmiş olup, bu dönüştürücü daha küçük EMI filtresine ihtiyaç duyar ve akım dalgalanmaları daha azdır (Zhang, 2008).



Şekil 3.11. İki Yönlü Interleaved Dönüştürücü

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

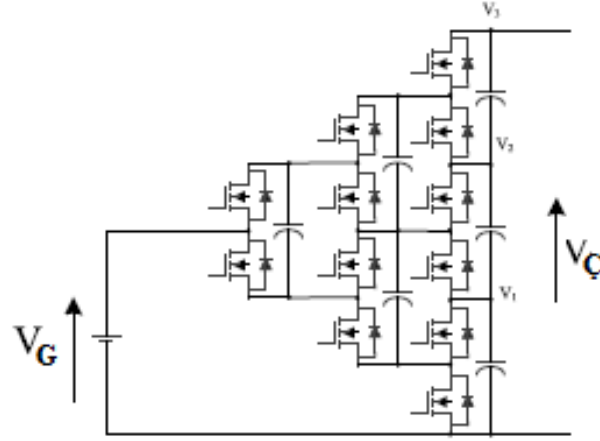
$$\frac{V_C}{V_G} = \frac{1}{1-d} \quad (3.7)$$

3.1.8. İki Yönlü Çok Seviyeli Dönüştürücü

Şekil 3.12, Çok Seviyeli İki Yönlü DC-DC dönüştürücüyü göstermektedir. Bu metotta, yüksek gerilim kazancı sağlamak için her seviyede tekrar eden bir anahtarlama modülü kullanılır. Dönüştürücü çift gerilimli otomotiv sistemlerinde kullanılmaktadır. İndüktör olmaması nedeniyle, bu dönüştürücünün ağırlığı ve boyutu, manyetik elemanlar kullananlardan önemli ölçüde daha düşüktür (Peng, 2002).

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_C}{V_G} = n=3 \quad (3.8)$$



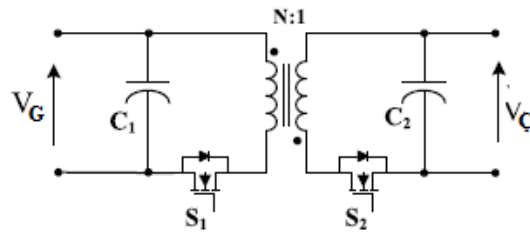
Şekil 3.12. İki Yönlü Çok Düzeyli Dönüştürücü

3.2. İzoleli İki Yönlü DC-DC Dönüştürücüler

İzoleli dönüştürücüler, geniş giriş gerilim aralığı ve yük regülasyonu gerektiren uygulamalarda galvanik izolasyona sahip olması nedeniyle tercih edilir. İzolasyon, çok girişli veya çok çıkışlı topolojilerin, arızalara veya gürültüye hassas olan yük uygulamalarında avantaj sağlar. İzole edilmiş dönüştürücüler, hava araçları, yenilenebilir enerji kaynakları ve ekstra güvenlik önlemi gerektiren uygulamalarda kullanılır. İzole edilmiş dönüştürücüler sekiz çeşittir.

3.2.1. İzoleli İki Yönlü Buck-Boost Dönüştürücü

İki Yönlü Flyback Dönüştürücü, Şekil 3.13’ de gösterildiği üzere İki Yönlü Buck-Boost Dönüştürücü’ deki indüktörün yerine transformatör kullanılması ile elde edilir (Kazimierczuk, 1993).



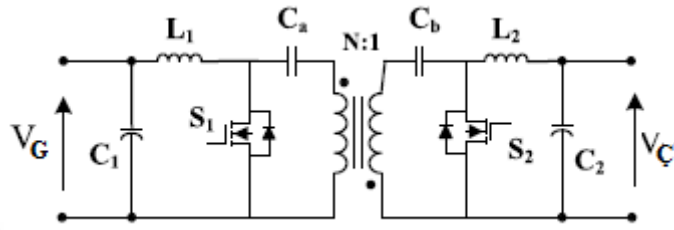
Şekil 3.13. İki Yönlü Flyback Dönüştürücü

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_G}{V_G} = \frac{nd}{1-d} \quad (3.9)$$

3.2.2. İzoleli İki Yönlü Cuk Dönüştürücü

İki Yönlü İzoleli Cuk Dönüştürücü, Şekil 3.14' de gösterildiği üzere İki Yönlü Cuk Dönüştürücü' ye transformator eklenmesi ile elde edilir (Aboulnaga, 2004).



Şekil 3.14. İki Yönlü İzoleli Cuk Dönüştürücü

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

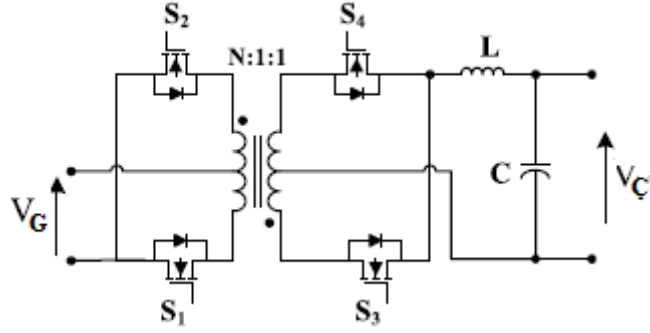
$$\frac{V_G}{V_G} = \frac{nd}{1-d} \quad (3.10)$$

3.2.3. İki Yönlü Push- Pull Dönüştürücü

İki Yönlü Push- Pull Dönüştürücü, Şekil 3.15' de gösterildiği üzere Tek Yönlü Push- Pull Dönüştürücü' de kullanılan anahtarlama elemanları ve diyotların yerine çift yönlü güç anahtarları kullanılarak elde edilir (Gorji 2017).

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

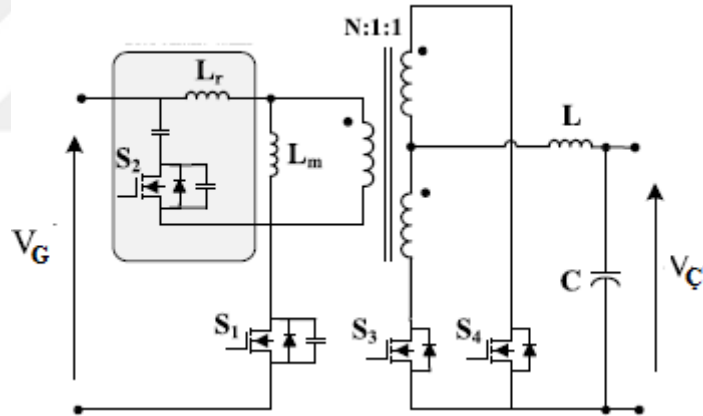
$$\frac{V_G}{V_G} = nd \quad (3.11)$$



Şekil 3.15. İki Yönlü Push- Pull Dönüştürücü

3.2.4. İki Yönlü Forward Dönüştürücü

İki Yönlü Forward Dönüştürücü, Tek Yönlü Forward Dönüştürücü’ de kullanılan anahtarlama elemanları ve diyotların yerine çift yönlü güç anahtarları kullanılarak elde edilir. Dönüştürücüde sıfır gerilim anahtarlama elde etmek için Şekil 3.16’ da gösterildiği üzere rezonans devresi kullanılır (Lin, 2008).



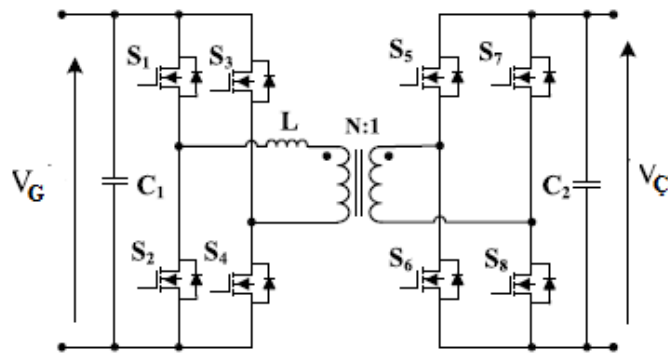
Şekil 3.16. İki Yönlü Forward Dönüştürücü

Bu dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi veren ifade aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_C}{V_G} = nd \quad (3.12)$$

3.2.5. İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücü

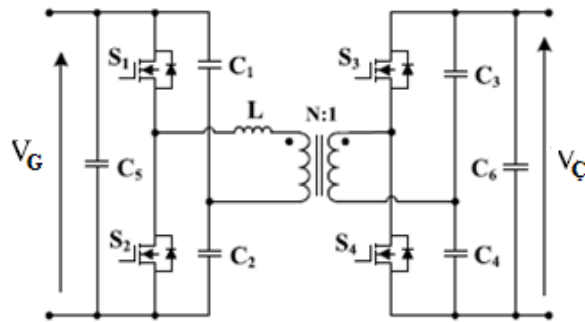
Şekil 3.17' de transformatörün her iki tarafında da tam köprü dönüştürücü kullanılan İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücü topolojisi görülmektedir. Sekiz güç anahtarına sahip olan bu dönüştürücü otomotivler ve hava araçları gibi yüksek güç gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu dönüştürücünün enerji transferi, transformatörün primer ve sekonder sargılarındaki alternatif gerilimler arasındaki faz farkının ayarlanması ile sağlanır (Donker 1991).



Şekil 3.17. İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücü

3.2.6. İki Yönlü İki Yarım Köprü Dönüştürücü

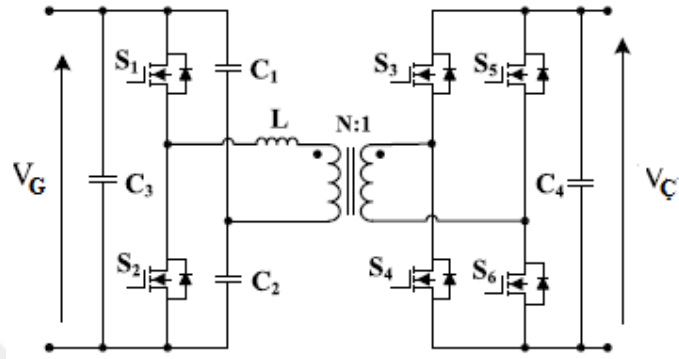
İki Yönlü Tam Köprü Dönüştürücülerle kıyaslandıklarından daha düşük güç gerektiren uygulamalarda tercih edilirler ve güç anahtarı sayısı sekiz yerine dördtür. Şekil 3.18' de transformatörün her iki tarafında da yarım köprü dönüştürücü kullanılan İki Yönlü İki Yarım Köprü Dönüştürücü topolojisini göstermektedir (Xu, 2007).



Şekil 3.18. İki Yönlü İki Yarım Köprü Dönüştürücü

3.2.7. İki Yönlü Bir Tam Köprü Bir Yarım Köprü Dönüştürücü

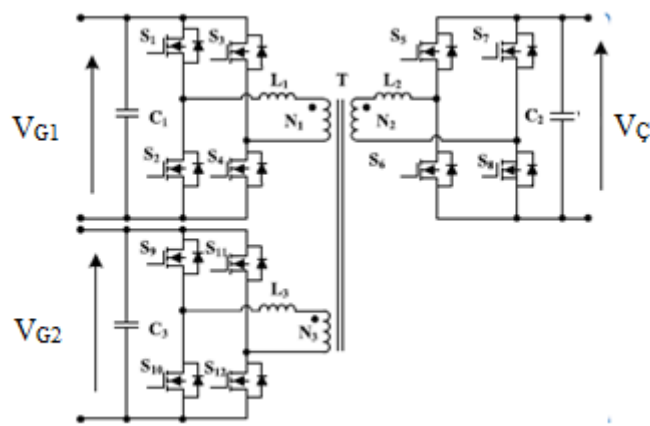
Daha çok kesintisiz güç uygulamalarında kullanılan bu dönüştürücünün devre şeması Şekil 3.19' da gösterilmiştir. İki Yönlü İki Tam Köprü Dönüştürücünden daha az güç anahtarı kullanıldığından kontrol edilmesi daha basittir (Morrison, 2000).



Şekil 3.19. İki Yönlü Bir Tam Köprü Bir Yarım Köprü Dönüştürücü

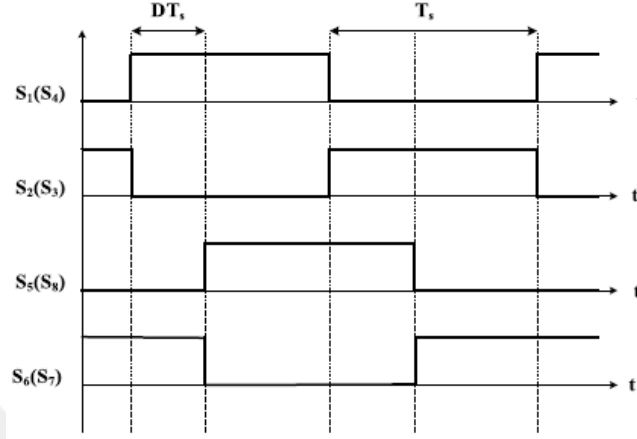
3.2.8. İki Yönlü Çok Girişli İki Tam Köprü Dönüştürücü

Çok girişli dönüştürücüler, yenilenebilir enerji sistemleri ve hibrit elektrikli araç uygulamalarında kullanılmaktadır. Şekil 3.20 'de çok sargılı transformatör kullanan izole İki Yönlü Çok Girişli İki Tam Köprü Dönüştürücü topolojisi gösterilmektedir (Tao).



Şekil 3.20.İki Yönlü Çok Girişli İki Tam Köprü Dönüştürücü

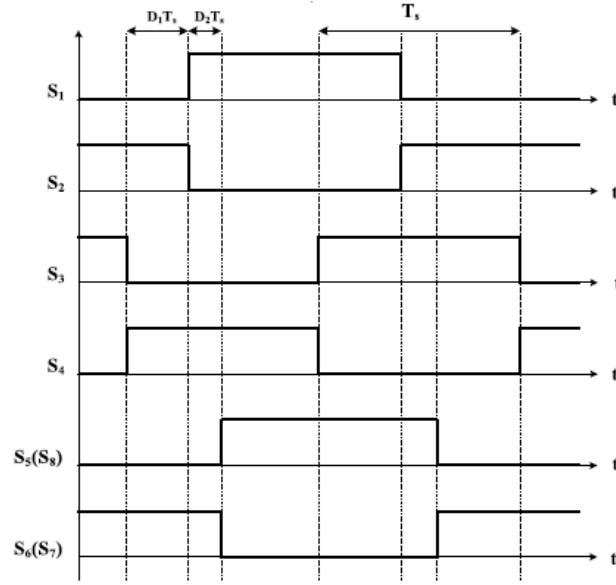
Ancak, faz kaymasının miktarı çapraz anahtarlar arasındaki örtüşme miktarını belirler ve bu da aktarılan enerji miktarını belirler. SPS, anahtarları ilettime sokmak için yalnızca bir bağıl iletim süresini dikkate alır. Şekil 3.22’ de gösterildiği gibi faz kayması, iki köprü arasında meydana gelir.



Şekil 3.22. SPS Anahtarlama Şeması

3.3.3. İki Faz Kaydırma

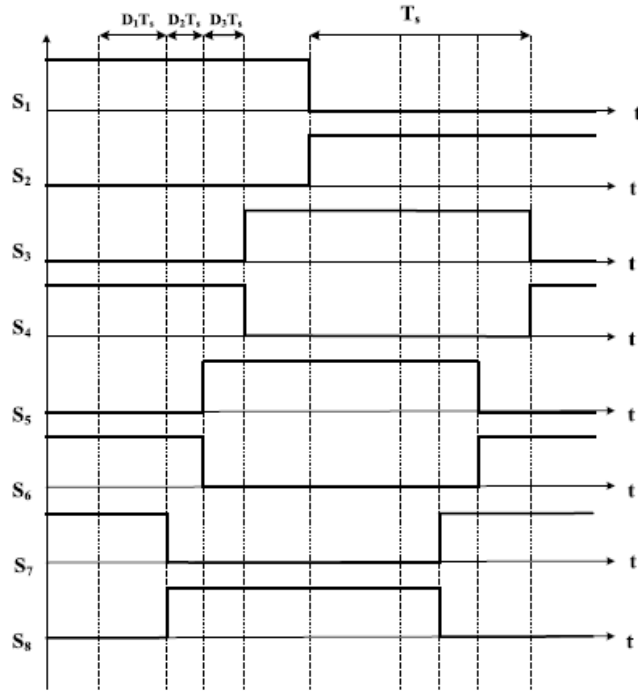
Transformatörün iki tarafında da gerilimin artması ile akım daha yüksek değerler alır. İstenilen gücü sağlayabilmek için akım-gerilim dayanımı yüksek elemanlar seçilmeli ya da daha yüksek frekansta anahtarlama yapılmalıdır. Yüksek frekansta anahtarlama ise anahtarlama kayıplarını artırır. Bu dezavantajlardan kurutulmak için SPS’ e göre daha iyi sonuç veren DPS türetilmiştir. Şekil 3.23’ de gösterildiği gibi D2-bağıl iletim süresi, SPS’ de olduğu gibi iki köprü arasındaki faz farkı, D1-bağıl iletim süresi ise birincil taraftaki çapraz anahtarlar arasındaki faz farkıdır (Zhao, 2012).



Şekil 3.23. DPS Anahtarlama Şeması

3.3.4. Üç Faz Kaydırma

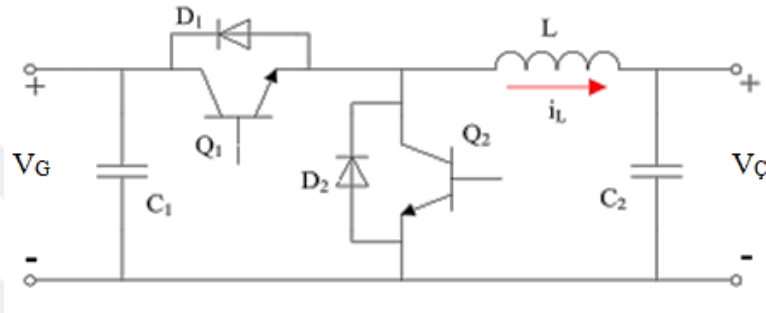
Daha düşük güç gerektiren uygulamalar için Sıfır Gerilimde Anahtarlama aralığını artırmak amacıyla TPS türetilmiştir. Şekil 3.24’ de gösterildiği gibi faz kaymaları; iki köprü, birincil taraftaki çapraz anahtarlar ve ikinci taraftaki çapraz anahtarlar arasındadır (Wen, 2013).



Şekil 3.24. TPS Anahtarlama Şeması

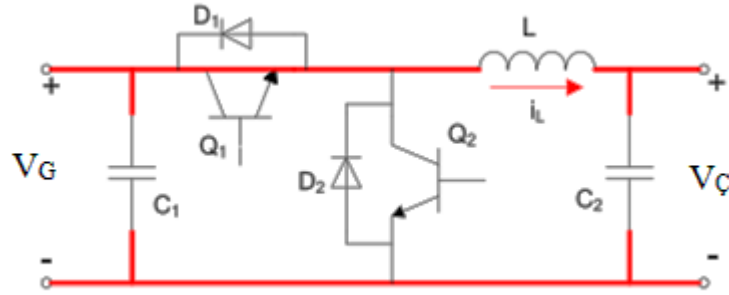
4. TEMEL İKİ YÖNLÜ İZOLESİZ BUCK VE BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Temel İki Yönlü Buck (Azaltan) ve Boost (Yükselten) Dönüştürücü; Buck-Boost Dönüştürücüdeki yarı iletken anahtar ve diyot yerine yarı iletken güç anahtarının (yarı iletken anahtar ve ters paralel bağlı diyot çifti) kullanılmasıyla elde edilir. Şekil 4.1’de, iki yarı iletken güç anahtarı, iki kapasitör ve bir indüktörden oluşan devre topolojisi gösterilmiştir (Wang, 2016).



Şekil 4.1. Devre Topolojisi

Buck çalışma esnasında, yarı iletken güç anahtarı (Q_1) iletimdeyken eşdeğer devre Şekil 4.2’ de gösterilmiştir.



Şekil 4.2. Buck Çalışma; Q1 iletim-D2 kesim

Bu durumda bobin üzerindeki gerilim aşağıdaki şekilde ifade edilir:

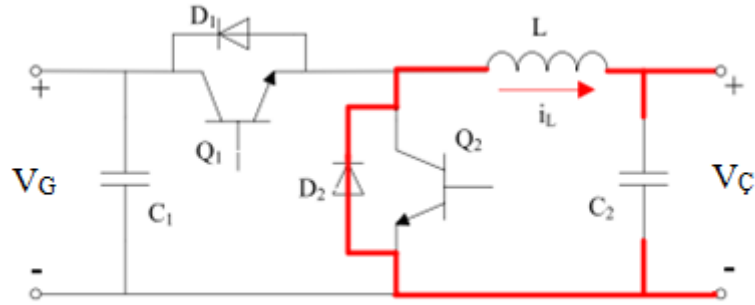
$$V_L = V_G - V_Ç = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.1)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_G - V_Ç}{L} \quad (4.2)$$

Anahtarlama elemanı iletimdeyken bobin üzerindeki akım aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\Delta i_{l_{on}} = \frac{(V_G - V_C)}{L} dT_s \quad (4.3)$$

Burada, d ; bağıl iletim süresi, T_s ; anahtarlama süresidir. Yarı iletken güç anahtarı kesimdeyken eşdeğer devre Şekil 4.3' de gösterilmiştir.



Şekil 4.3. Buck Çalışma Q1 kesim-D2 iletim

Anahtarlama elemanı kesimdeyken bobin üzerindeki akım aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$\Delta i_{l_{off}} = \frac{-V_C}{L} (1-d)T_s \quad (4.4)$$

Sürekli çalışma esnasında, bir periyottaki akımın net değişimi sıfır olduğundan, (4.3) ve (4.4) numaralı denklemlerin toplamı sıfıra eşittir. Bu durumda dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki bağıntı aşağıdaki gibi ifade edilir.

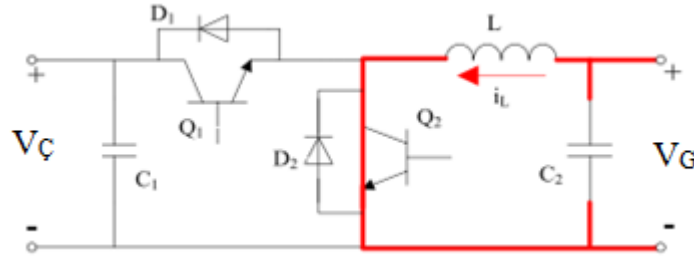
$$V_C = V_G d \quad (4.5)$$

Buck modu tasarımında endüktans ve kapasitans değerleri (4.6) ve (4.7)' de verilen ifadeler ile belirlenir.

$$L_{min} \geq \frac{V_G - V_C}{2i_C} dT_s \quad (4.6)$$

$$C = \frac{T_s \Delta i_L}{8 \Delta V_C} \quad (4.7)$$

Boost çalışma esnasında, yarı iletken güç anahtarı (Q_2) iletimdeyken eşdeğer devre Şekil 4.4' de gösterilmiştir.



Şekil 4.4. Bost Çalışma; Q2 iletim-D1 kesim

Bu durumda bobin üzerindeki gerilim aşağıdaki şekilde ifade edilir:

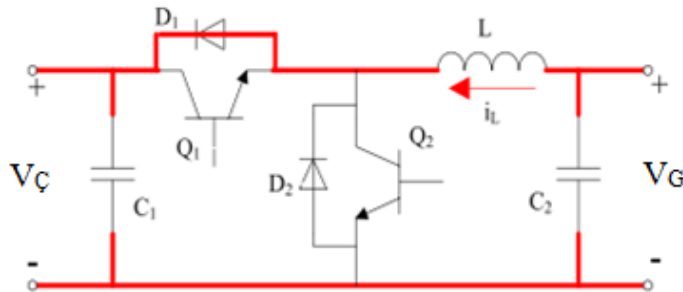
$$V_L = V_G = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.8)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_G}{L} \quad (4.9)$$

Anahtarlama elemanı iletimdeyken bobin üzerindeki akım aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\Delta i_{L_{on}} = \frac{V_G}{L} dT_s \quad (4.10)$$

Yarı iletken güç anahtarı kesimdeyken eşdeğer devre Şekil 4.5' de gösterilmiştir.



Şekil 4.5. Boost Çalışma Q2 kesim-D1 iletim

Anahtarlama elemanı kesimdeyken bobin üzerindeki akım aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$\Delta i_{\text{off}} = \frac{V_G - V_C}{L} (1-d) T_s \quad (4.11)$$

Sürekli çalışma esnasında, bir periyottaki akımın net değişimi sıfır olduğundan, (4.10) ve (4.11) numaralı denklemlerin toplamı sıfıra eşittir. Bu durumda dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki bağıntı aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$V_C = \frac{1}{1-d} V_G \quad (4.12)$$

Boost modu tasarımında endüktans ve kapasitans değerleri (4.13) ve (4.14)' de verilen ifadeler ile belirlenir.

$$L_{\min} \geq \frac{V_G}{2I_G} d T_s \quad (4.13)$$

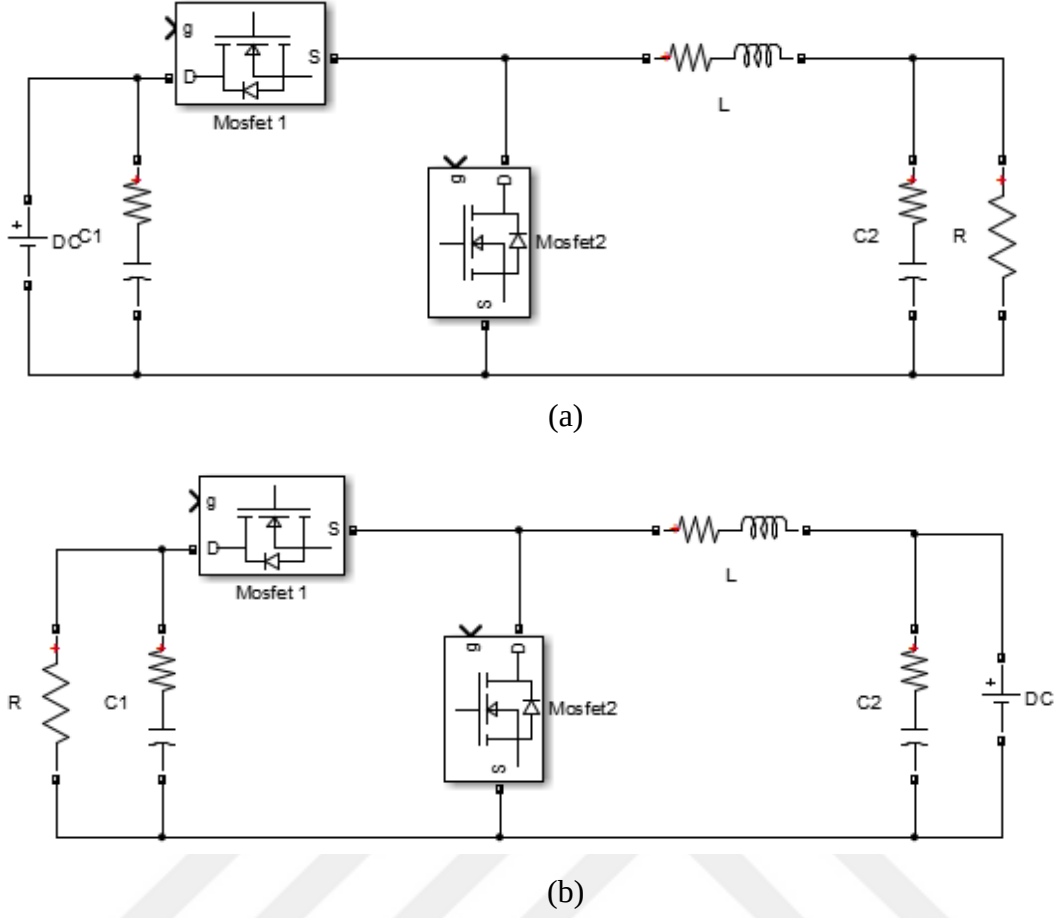
$$C = \frac{V_C d T_s}{R \Delta V_C} \quad (4.14)$$

Matlab/Simulink programında Temel İki Yönlü İzolesiz Buck ve Boost Dönüştürücü' nün tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan devrenin parametreleri:

- Giriş/ Çıkış Gerilimleri: 48/28 V
- Çıkış Gücü: 200 W
- Anahtarlama frekansı: 30kHz

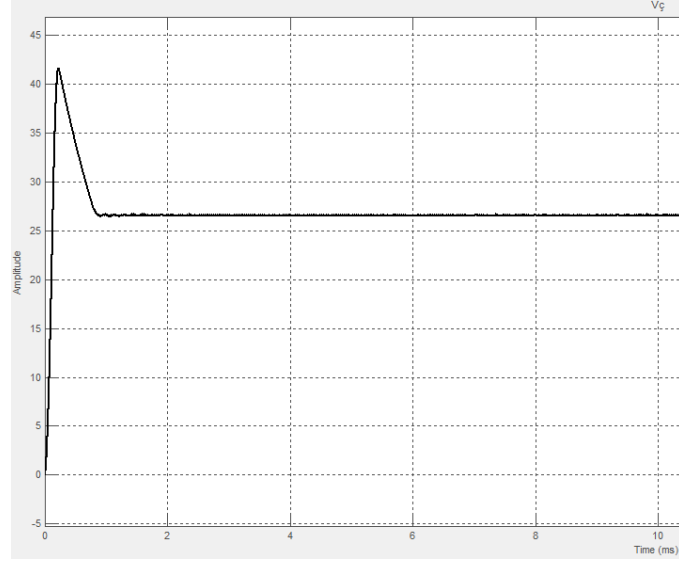
şeklindedir.

(4.6), (4.7), (4.13) ve (4.14) numaralı denklemlerden yararlanılarak C_1, C_2 ve L sırasıyla 340 uF, 340 uF ve 34 uF olarak hesaplanmıştır. Dönüştürücünün ileri ve geri yönde çalışma esnasındaki güç devreleri Şekil 4.6' da gösterilmiştir.

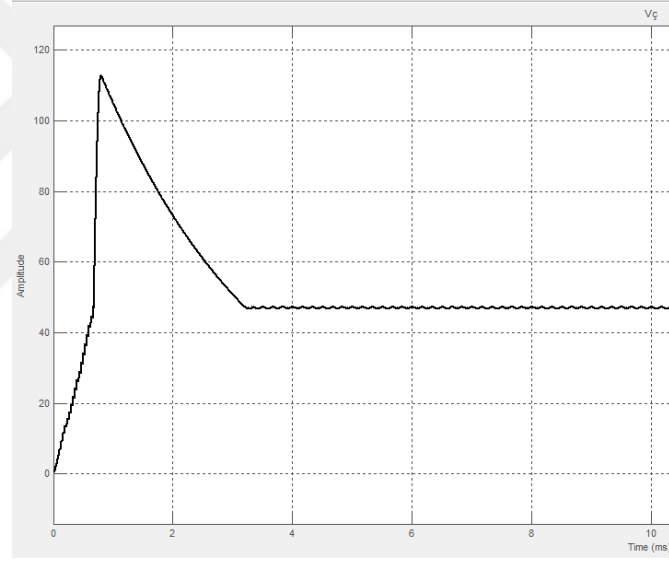


Şekil 4.6. (a) İleri Yönde Çalışma Esnasındaki Güç Devresi, (b) Geri Yönde Çalışma Esnasındaki Güç Devresi

Dönüştürücünün; ileri yönde çalışma esnasındaki çıkış gerilimi ve geri yönde çalışma esnasındaki çıkış gerilimi Şekil 4.7' de gösterilmiştir.



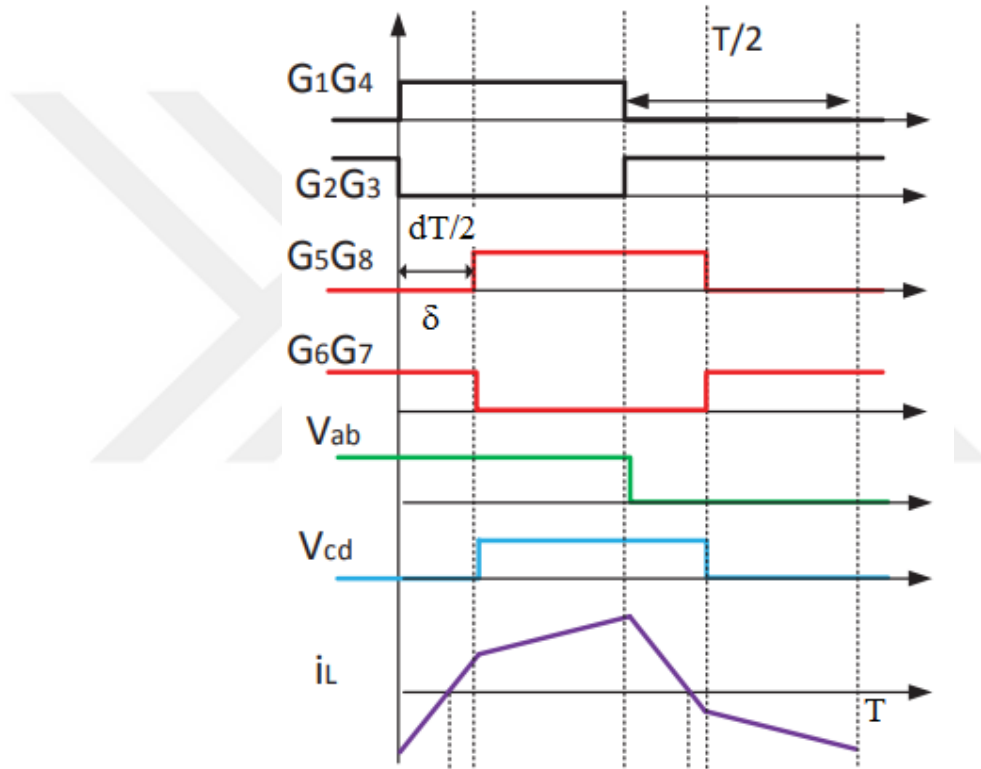
(a)



(b)

Şekil 4.7. (a) İleri Yönde Çalışma Esnasındaki Çıkış Gerilimi, (b) Geri Yönde Çalışma Esnasındaki Çıkış Gerilimi

Bu dönüştürücüdeki güç akışı iki köprü arasındaki faz farkının oluşması ile sağlanır. Faz Kaydırma Modülasyonu olarak adlandırılan bu kontrol biçiminde, ileri fazda olan köprü geri fazda olan köprüye güç sağlar. Uygulanan kare dalgaların endüktans boyunca bir gerilim farkı meydana getirdiği ve depolanan enerjiyi yönlendirdiği Şekil 5.3'te görülmektedir. Birincil köprünün S_{1-4} ve ikincil köprünün S_{5-8} anahtarları için kontrol darbeleri dikkate alındığında (G_{1-8}), ikincil köprü darbelerinin $+\delta(dT/2)$ fazı ile kaydırılması ile birincil köprüden ikincil köprüye güç iletimi gerçekleştirilir. Benzer şekilde, ikincil köprünün $-\delta(-dT/2)$ fazı ile kaydırılması, onu önde gelen köprü haline getirir ve gücünü birincil köprüye iletilmesine neden olur.



Şekil 5.3. Dalga Formları

Yarı periyottaki indüktör akım dalga formu aşağıdaki denklemle ifade edilebilir:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{ab}(t) - V_{cd}(t)}{L} \quad (5.1)$$

Her yarım periyot iki aralığa bölünebilir:

1. aralık, $(0 < t < dT/2)$ ve 2. aralık, $(dT/2 < t < T/2)$ şeklinde tanımlanır.

Şekil 5.3 'deki akım dalga biçimi göz önüne alındığında, (5.1)' in çözümü iki zaman aralığı boyunca aşağıdaki ifadeleri verir.

1. aralıkta:

$$V_G + nV_{\zeta} = 2L \frac{I_1 + I_2}{dT} \quad (5.2)$$

2. aralıkta:

$$V_G - nV_{\zeta} = 2L \frac{I_1 + I_2}{(1-d)T} \quad (5.3)$$

Burada, n, transformatörün dönüştürme oranı (Primer Sarım Sayısı/ Sekonder Sarım Sayısı); T/2, yarı periyot süresi; I_1 ve I_2 , anahtarlama esnasındaki indüktör akımı ve d, iki köprü arasındaki faz farkının yüzde ifadesi veya dönüştürücünün bağıl iletim süresi olarak da ifade edilir. Enerji transfer indüktör akımı, giriş akımı ve çıkış akımının yarım periyottaki değişimi Şekil 5.4' de gösterilmiştir (Rodriguez, 2014).

Akım için aşağıdaki koşulları kullanılarak;

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{t_1}{t_2} \quad (5.4)$$

$$\frac{dt}{2} = t_1 + t_2 \quad (5.5)$$

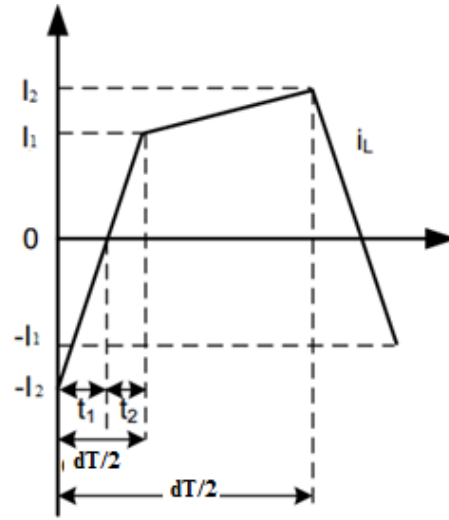
(5.2) ve (5.3) denklemleri çözülerek I_1 , I_2 , t_1 , t_2 elde edilir.

$$I_1 = \frac{T}{4L} (2nV_{\zeta}d + V_G - nV_{\zeta}) \quad (5.6)$$

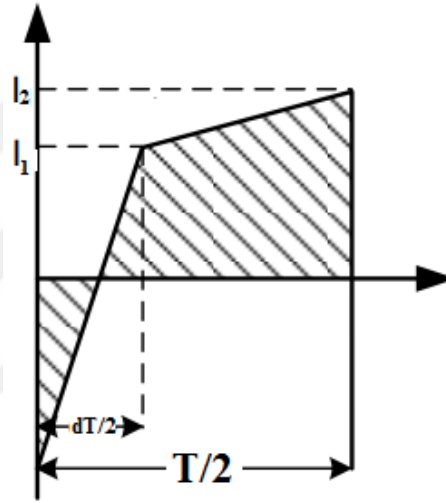
$$I_2 = \frac{T}{4L} (2V_Gd - V_G + nV_{\zeta}) \quad (5.7)$$

$$t_1 = T \left(\frac{2nV_{\zeta}d + V_G - nV_{\zeta}}{4(V_G + nV_{\zeta})} \right) \quad (5.8)$$

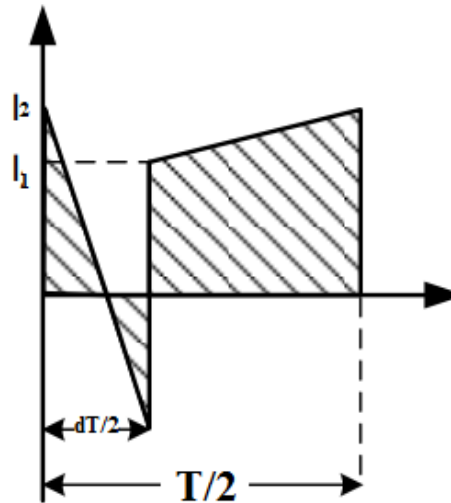
$$t_2 = T \left(\frac{2V_Gd - V_G + nV_{\zeta}}{4(V_G + nV_{\zeta})} \right) \quad (5.9)$$



(a)



(b)



(c)

Şekil 5.4.(a)Yarı Periyottaki İndüktör Akımı (b)Yarı Periyottaki Giriş Akımı
(c)Yarı Periyottaki Çıkış Akımı

Şekil 5.4 (c) kullanılarak çıkış ortalama akımı bulunur.

$$i_{\phi} = \frac{1}{2nT} \left(\frac{1}{2} i_2 t_1 - \frac{1}{2} i_1 t_2 + (1-d) T i_1 + (1-d) T \frac{1}{2} (i_2 - i_1) \right) \quad (5.10)$$

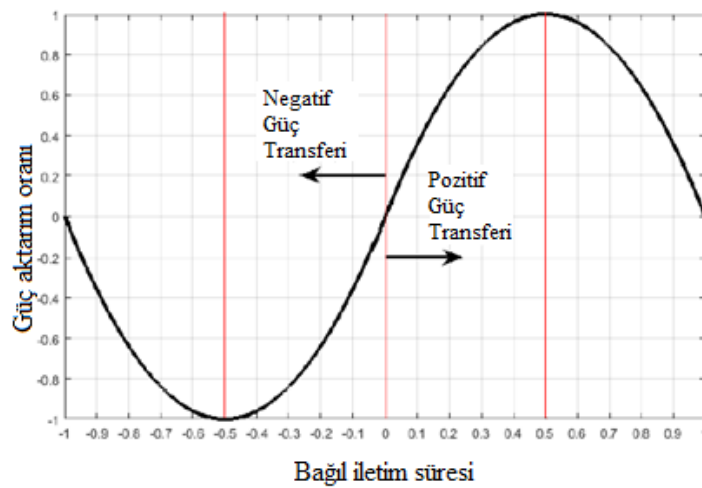
(5.6), (5.7), (5.8) ve (5.9) denklemleri kullanılarak çıkış akımının ortalaması aşağıdaki şekilde basitleştirilir.

$$I_{\phi} = \frac{n(1-|d|)dV_G}{2fL} \quad (5.11)$$

(5.11) numaralı denklemden yararlanılarak dönüştürücünün ortalama gücü aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P = V_{\phi} I_{\phi} = \frac{n(1-|d|)dV_{\phi}V_G}{2fL} \quad (5.12)$$

Bu ifade; çıkışa iletilen gücün; iki köprü arasındaki bağıl iletim süresi (iki köprü arasındaki faz farkının yüzdesi) ile dönüştürücünün anahtarlama frekansı ve enerji transfer endüktansı arasındaki ilişkiyi gösterir. (5.12) denklemi ayrıca köprüler arasında negatif bir bağıl iletim süresinin gücün çıkıştan çekilmesine ve giriş tarafına iletilmesine neden olacağını belirtir. Şekil 5.5, iki köprüünün bağıl iletim süresi ile birim güç aktarımı arasındaki ilişkiyi göstermektedir (Kenny, 2015).



Şekil 5.5. Güç Aktarım Karakteristiği

5.2. Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi

İki Yönlü İzoleli İki Köprü Dönüştürücü geniş güç aralığı gerektiren uygulamalarda güvenle çalışmalıdır. Bu doğrultuda yüksek akım ve gerilime dayanarak istenen güç akışını ve kontrolünü sağlayacak dönüştürücü parametrelerinin seçimi oldukça önemlidir. Bu devre parametreleri; harici enerji aktarım indüktörü, yarı iletken güç anahtarları, yüksek frekanslı transformatörleri, giriş- çıkış kapasitörleri ile yarıiletken güç anahtarlarına paralel bağlanan sönümleyici kapasitörlerdir.

5.2.1. İndüktör Boyutu

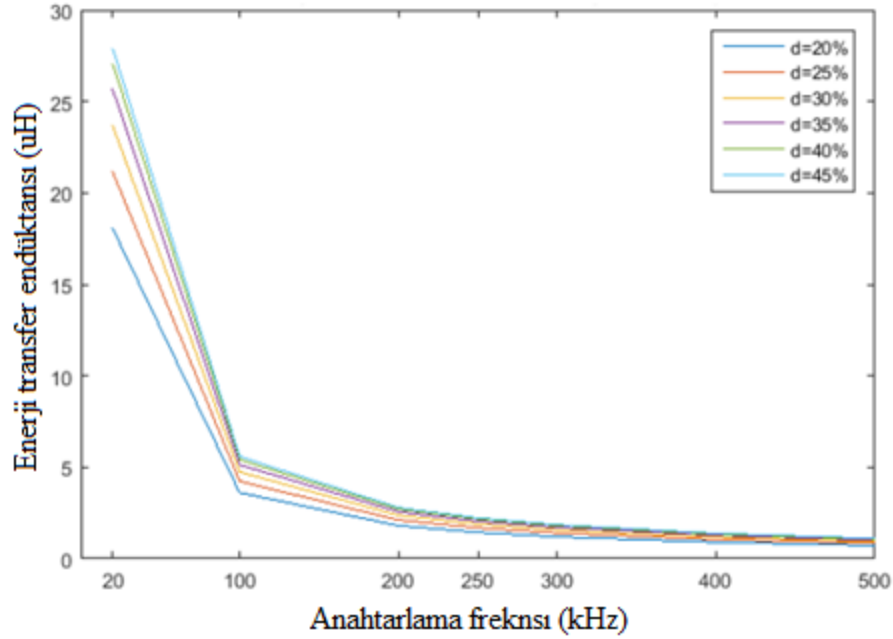
Reaktif bir bileşen olan indüktörün boyutu frekansa bağlıdır. (5.12) denklemi gerilimlerin, anahtarlama frekansının veya enerji transfer endüktans değerinin değişmesi ile dönüştürücünün güç kapasitesinin değiştirilebileceğini göstermektedir. Anahtarlama frekansı ile istenen maksimum güç, optimum bir bağlı iletim süresine göre belirlenmelidir.

Genel olarak; maksimum güç %30 ile %45 arasında bir bağlı iletim süresinde sağlanır. Çünkü bu bölge doğrusal kalır ve eğrinin tepesinde ekstra boşluk bırakmak dönüştürücünün, yük adımlarına yanıt vermek için ihtiyaç duyulacak ekstra akım sağlama yeteneğini sağlar.

Enerji transfer endüktansı, (5.12) denklemindeki gücün maksimum olması halinde aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$L = \frac{n(1-d)V_{\phi}V_G}{2fP_{\max}} \quad (5.13)$$

Şekil 5.6, farklı bağlı iletim sürelerindeki anahtarlama frekansı ile enerji transfer endüktansı arasındaki ilişkiyi göstermektedir (Kenny, 2015).



Şekil 5.6. Endüktans Boyutunun Frekans ile Değişimi

5.2.2. Anahtarlama Elemanları

Yarı iletken güç anahtarları dönüştürücünün önemli komponentlerinden birisidir. Daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışma, enerji transfer indüktörünün boyutunu büyük ölçüde azaltır. Minimum anahtarlama kaybıyla bu kadar yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmak için Silikon Karbür (SiC) Mosfet'lerin kullanılması önerilmektedir. SiC' in en önemli özelliği band gap enerjisinin oldukça yüksek olmasıdır. Bu da yarı iletkenin yasaklı alana elektron kaçması için gerekli sıcaklığın oldukça yüksek olması demektir. Elektrik alan dayanımları Silikon Mosfetlere göre 10 kat daha iyidir. Yüksek gerilimde dahi düşük iletim direncine sahiptirler. (Deveci)

5.2.3. Sıfır Gerilimde Anahtarlama ve Sönümleyici Kapasitörler

Yumuşak anahtarlama olarak da adlandırılan sıfır gerilimde anahtarlama, her bir güç anahtarına paralel bağlanan sönümleyici kapasitör ile farklı anahtarlama aralıkları sırasında devrenin eşdeğer endüktansı arasındaki rezonans ilişkisine dayanır. Esasen, anahtarlama olayları sırasında, güç anahtarlarından birinden geçen akım kesilir. Ancak enerji aktarım endüktansı nedeniyle akım, sönümleyici kapasitör aracılığıyla sağlanır ve cihazın ters-paralel diyotundan geçer. Bu, akım komütasyonu olarak adlandırılır ve birçok

güç elektroniği dönüştürücüsünün temel bir bileşenidir. Sönümleyici kapasitör ve devre endüktansı arasındaki rezonans ilişkisi aşağıdaki gibidir.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad (5.14)$$

Kapasitörün anlık akım aşağıdaki gibi verilir:

$$I_{cs} = C_s \frac{dv_{cs}}{dt} \quad (5.15)$$

Anahtarlama aralıkları sırasında indüktör tarafından görülen eşdeğer kapasitans, tamamlayıcı güç anahtarları çifti nedeniyle tek bir sönümleyici kapasitörün iki katı olduğundan, toplam indüktör akımı şu şekilde yazılabilir:

$$I_L = 2I_{cs} = C_s \frac{dv_{cs}}{dt} \quad (5.16)$$

Bu nedenle, indüktörde depolanan enerji miktarı, sıfır gerilimde anahtarlamaı gerçekleştirmek için sönümleyici kapasitörleri tam olarak şarj/deşarj etmek için gereken toplam enerjiye eşit veya daha büyük olmalıdır.

Dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkinin M olarak tanımlanması halinde; I_1 ve I_2 akımları tekrardan aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$M = \frac{nV_G}{V_G} \quad (5.17)$$

$$I_1 = \frac{TV_G}{4L} (2Md + 1 - M) \quad (5.18)$$

$$I_2 = \frac{TV_G}{4L} (2d - 1 + M) \quad (5.19)$$

Bununla birlikte, sadece anahtarlama esnasındaki indüktör akımının sıfırdan büyük olması değil, aynı zamanda indüktörde depolanan enerji, eşdeğer çıkış kapasitanslarında depolanan enerjiden daha büyük veya o değere eşit olmalıdır.

$$\frac{1}{2} L_i i_l^2 \geq 4 \left(\frac{1}{2} C_s V_{cs}^2 \right) \quad (5.20)$$

$$i_l \geq 2V_{cs}\sqrt{\frac{C_s}{L}} \quad (5.21)$$

$$I_1 = \frac{TV_G}{4L} (2Md+1-M) \geq 2V_G \sqrt{\frac{C_s}{L}} \quad (5.22)$$

$$I_2 = \frac{TV_G}{4L} (2d-1+M) \geq 2V_G \sqrt{\frac{C_s}{L}} \quad (5.23)$$

Son olarak, giriş ve çıkış köprüleri için sıfır gerilimde anahtarlama sınır koşulları; gerilim dönüştürme oranı, anahtarlama frekansı, endüktans ve sönümleyici kapasitörün bir fonksiyonu olarak aşağıda verilmiştir.

$$d \geq \frac{M-1}{2M} + \frac{4\sqrt{LC_{s,o}}}{TM} \quad (5.24)$$

$$d \geq \frac{1-M}{2} + \frac{4Mn\sqrt{LC_{s,i}}}{T} \quad (5.25)$$

5.2.4. Yüksek Frekanslı Transformatör

Bir güç dönüştürücü tasarımında, transformatörlerin ve indüktörlerin boyutları çok önemlidir. Çalışma frekansını artırmak, boyutlarını küçültür, ancak anahtarlama frekansını belirli bir değerin üzerinde artırmak, güç modülünün verimliliğini etkiler. Bunun nedeni, akımın iletken yüzeyinden geçtiği frekansta deri etkisinin çok yüksek hale gelmesidir. Deri etkisine benzer şekilde, akımın yalnızca birbirine en yakın yüzeylerde akmasına neden olan bir yakınlık etkisi vardır. Ayrıca, yüksek frekanslı tasarımlarda yakınlık açısı, iletken boyutu ve katman sayısı optimize edilmelidir. Düzlemsel bir transformatör ile yakınlık etkisini azaltmak için daha fazla serpiştirme elde edilebilir. Bu serpiştirme, güç aktarımına yardımcı olmak ve sıfır gerilimde anahtarlama katkıda bulunmak için belirli bir miktarda sızıntı üretecek şekilde uyarlanabilir. Düzlemsel transformatörler, geleneksel transformatörlere göre aşağıdaki avantajları sunar:

- Düzlemsel transformatörler çok yüksek güç yoğunluğuna sahiptir. Aynı güç derecesine sahip geleneksel bir transformatöre kıyasla daha kompaktırlar ve daha az yer kaplarlar.

- AC iletken kayıplarını azaltmak için daha fazla serpiştirme yapma kabiliyetine sahiptirler.
- Düzlemsel transformatörler ile kaçak endüktans üzerinde kontrol mümkündür.

5.2.5. Gerilim Dalgalanması ve Giriş-Çıkış Kapasitörleri

İki Yönlü İzoleli İki Tam Köprü Dönüştürücüdeki anahtarlama doğrusal olmadığından çıkış kapasitöründe gerilim dalgalanmasına neden olur. Kapasitör akımı Şekil 5.7'den yola çıkılarak ($0 < t < dT/2$) ve ($dT/2 < t < T/2$) aralıklarında sırasıyla aşağıdaki gibi yazılır (Mi,2008).

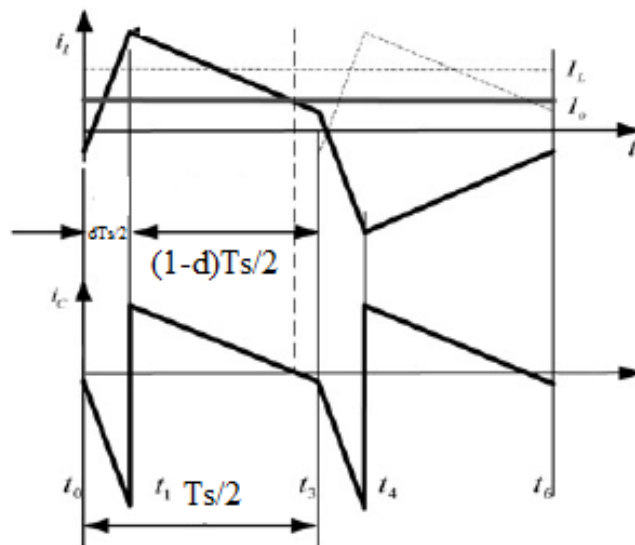
$$i_c = -(i_\phi + i_l) \quad (5.26)$$

$$i_c = i_l - i_\phi \quad (5.27)$$

Şekil 5.7'de kapasitör akımının $t_1 + \Delta t$ süresinde sıfır olduğu görülmektedir. Bu durumda indüktör akımı çıkış akımına eşit olur.

$$I_o = I_{\max} + \frac{V_g - nV_\phi}{L} \Delta t \quad (5.28)$$

$$\Delta t = \frac{I_{\max} - I_o}{V_g - nV_\phi} L \quad (5.29)$$



Şekil 5.7. İndüktör ve Çıkış Kapasitör Akımı

Gerilim dalgalanması aşağıda belirtildiği gibi yazılır.

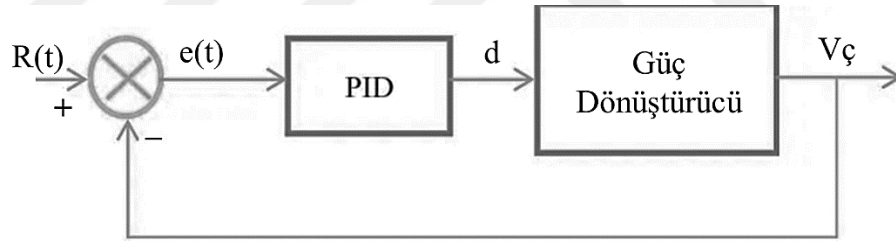
$$\Delta V_2 = \frac{1}{C} \int_{\frac{dT_s}{2}}^{\frac{dT_s}{2} + \Delta t} ((i_l(t) - i_o) dt = \frac{\Delta t}{C} \frac{I_{\max} - I_0}{2} \quad (5.30)$$

(5.28), (5.29) ve (5.30) numaralı denklemlerden yüzde gerilim dalgalanması aşağıdaki gibi yazılır.

$$\% \Delta V_{\zeta} = \frac{[d(1-d)R_{\zeta} - 2(1-2D^2)f_s L]^2}{32f_s^2 LC[d^2(1-d)^2 R_{\zeta}^2 - 2f_s L d(1-d)R_{\zeta}]} \quad (5.31)$$

5.3. PID Kontrol

En basit ve en yaygın kullanılan kontrol tekniklerinden biri PID kontrolördür. PID, oransal (P), integral (I) ve türev (D) kontrolör anlamına gelir. Şekil 5.8, PID kontrolörünün blok diyagramını göstermektedir.



Şekil 5.8. PID Kontrolörünün Blok Diyagramı

PID kontrolör matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$C(s) = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s} \quad (5.32)$$

Burada; K_P : Oransal kazanç, K_I : İntegral kazanç, K_D : Türev Kazancıdır. Şekil 5.8 'de gösterilen $e(t)$ sinyali, referans sinyali $R(t)$ ile gerçek çıkış gerilim (V_{ζ}) sinyali arasındaki farktan elde edilen hata sinyalini temsil eder. PID' e sağlanan hata sinyalinin türevi ve integrali alınarak sisteme uygulanacak giriş sinyali bağlı iletim süresi (d) elde edilir.

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (5.33)$$

5.4. Güç Kayıpları

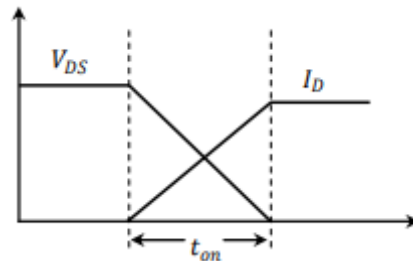
İki Yönlü İki Köprü Dönüştürücü'deki güç kayıpları, anahtarlama ve iletim kayıpları olarak sınıflandırılabilir. Yarı iletken cihazlardaki anahtarlama kayıpları, bir cihazın aynı anda yüksek gerilim ve akıma maruz kaldığı sürekli anahtarlama (açma ve kapama) geçişlerinden kaynaklanmaktadır. Dönüştürücüler sıfır gerilimde anahtarlama yapacak şekilde tasarlansa da, sıfır gerilimde anahtarlama yalnızca açık anahtarlama geçişi sırasında gerçekleşir. İletim kayıpları, iletken cihazlarda meydana gelen iletim kayıpları ile transformatör ve indüktör kayıpları olarak sınıflandırılabilir. Bu çalışmada, transformatör ve indüktör kayıpları dikkate alınmamıştır, anahtarlama ve iletim kayıpları olduğundan yarı iletken cihazların kayıpları dikkate alınmıştır (Yosief, 2011).

5.4.1. Anahtarlama Kayıplarının Hesaplanması

Yarı iletken güç anahtarının Silisyum Karbür yerine Silisyum olarak seçilmesi halinde güç anahtarlarındaki anahtarlama kayıpları ihmal edilemez ve aşağıdaki formülden hesaplanabilir.

$$P_{SW} = \frac{1}{2} V_{DS} I_{DS} t_{on} f_{sw} \quad (5.34)$$

f_{sw} anahtarlama frekansı olduğunda, V_{DS} ve I_{DS} sırasıyla anahtarlama sırasındaki gerilim ve akımdır ve t_{on} ve t_{off} sırasıyla iletim ve kesim sırasındaki zaman aralıklarıdır. Güç kaybı P_{SW} bir anahtarın güç kaybıdır. Şekil 5.9'da anahtarın iletim durumuna geçmesi esnasındaki Mosfetin akım ve gerilim dalga şekillerinin değişimi görülmektedir.



Şekil 5.9. Anahtarın iletim durumuna geçmesi

5.4.2. İletim Kayıplarının Hesaplanması

İletim kayıplarını hesaplamak için, $R_{DS(on)}$ 'dan kaynaklanan kayıpları ve ters-paralel diyotun gerilim düşümü dikkate alınmaktadır. Yarı iletken güç anahtarı ve diyot'tan geçen akımlar sırasıyla I_M ile I_d ve diyotun gerilim düşümü V_f 'dir. İletim kayıpları şu şekilde hesaplanabilir:

$$P_M = I_{Mrms}^2 R_{ds(on)} \quad (5.35)$$

$$P_d = I_{drms} V_f \quad (5.36)$$

6. MATLAB/ SİMULİNK ORTAMINDA DEVRENİN TASARIMI

Matlab/Simulink ortamında İki Yönlü İzoleli İki Köprü Dönüştürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan devrenin parametreleri:

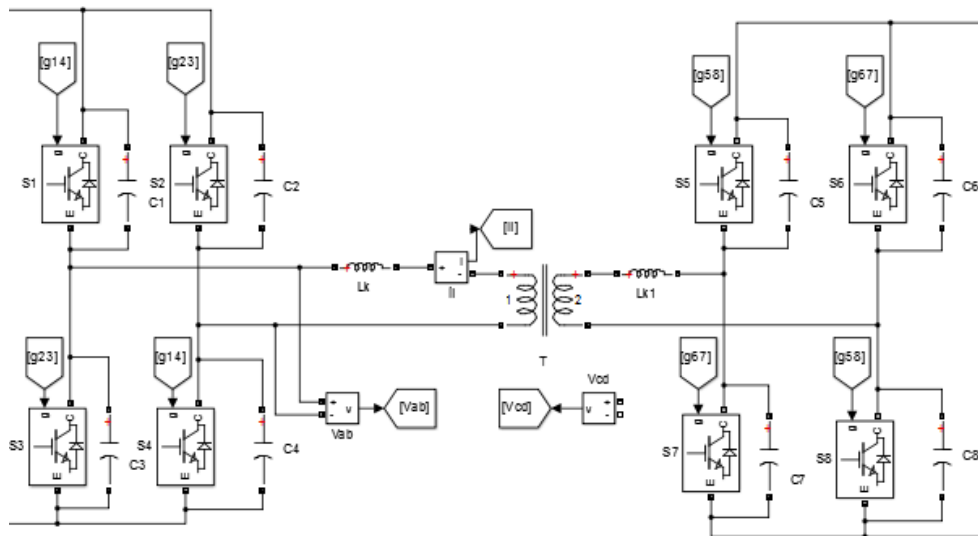
- Giriş/Çıkış Gerilimleri: 48/28 V
- Çıkış Gücü: 2kW
- Transformatör sarım oranı: 1:1
- Anahtarlama frekansı: 30kHz

şeklinde dir.

Dönüştürücü 2kW'ı 0.45 bağıl iletim süresinde sağlayacak şekilde tasarlanmış olup, bağıl iletim süresinin 0.5 olması halinde, yani (5.12) numaralı denklemde belirtilen ortalama gücün maksimum olması durumunda, fazladan 60 Watt'a kadar güç sağlayabilir. Bu durumda enerji transfer endüktansı (5.13) numaralı denklem kullanılarak 2.77 uH olarak hesaplanmıştır.

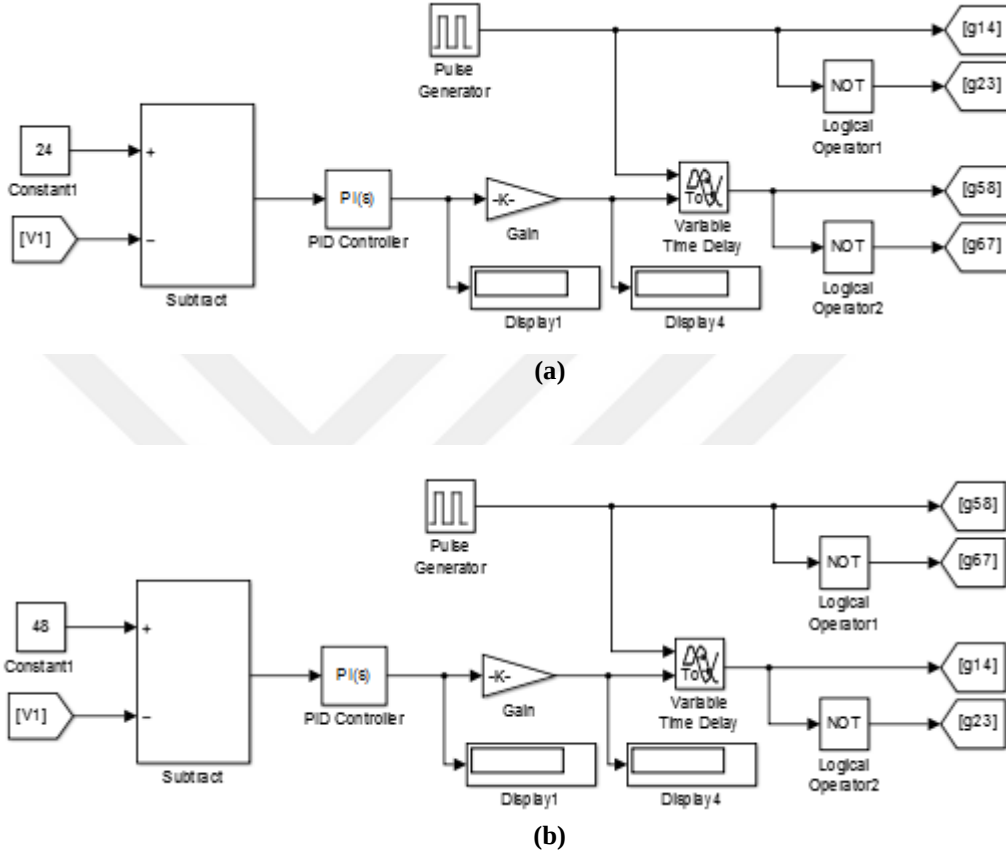
Giriş ve çıkış gerilimlerinde %1' den daha az dalgalanma sağlanması amacıyla giriş-çıkış kapasitörleri (5.31) numaralı denklemde yararlanılarak sırasıyla 870 uF ve 570 uF olarak seçilmiştir.

Dönüştürücünün güç devresinin Matlab/Simulink modeli Şekil 6.1' de gösterilmektedir.



Şekil 6.1. Matlab/Simulink' te Dönüştürücün Güç Devresi

S_{1-4} ile S_{2-3} ve S_{5-8} ile S_{6-7} anahtarları sırayla iletme girip çıkmaktadır. Birincil ve ikincil köprü arasında $dT_s/2$ faz farkı oluşturularak Tek Faz Kaydırma (SPS) anahtarlama gerçekleştirilmiştir. Çıkış gerilimini istenilen değerde tutmak için PID kontrolör kullanılmıştır. Dönüştürücünün ileri yönde ve geri yönde kontrol devresi Şekil 6.2’ de görülmektedir.

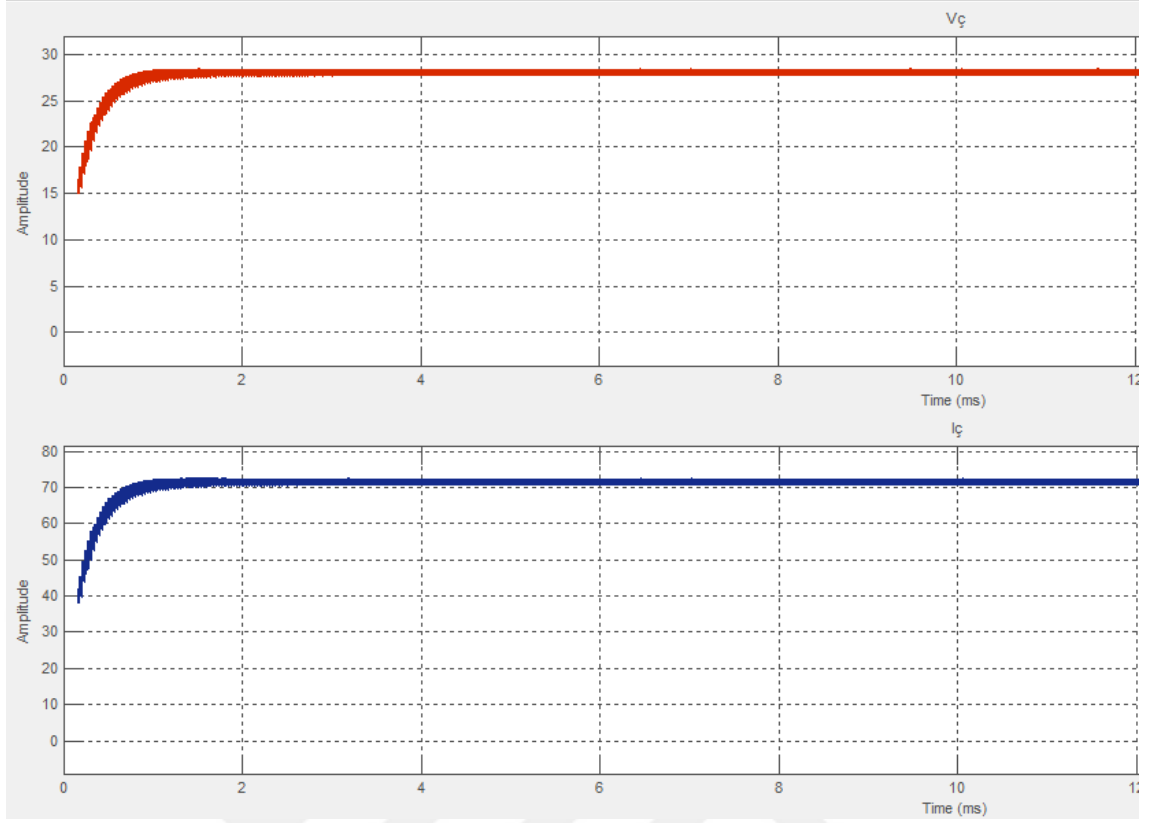


Şekil 6.2. (a) İleri Yönde Kontrol Devresi (b) Geri Yönde Kontrol Devresi

6.1. İleri Yönde Çalışma

İleri Yönde Çalışma, giriş geriliminin 48 V olduğu durumda gerçekleştirilmiştir. İki Köprü arasındaki bağıl iletim süresinin 0.45, 0.3, ve 0.15 olması durumuna göre simule edilmiştir.

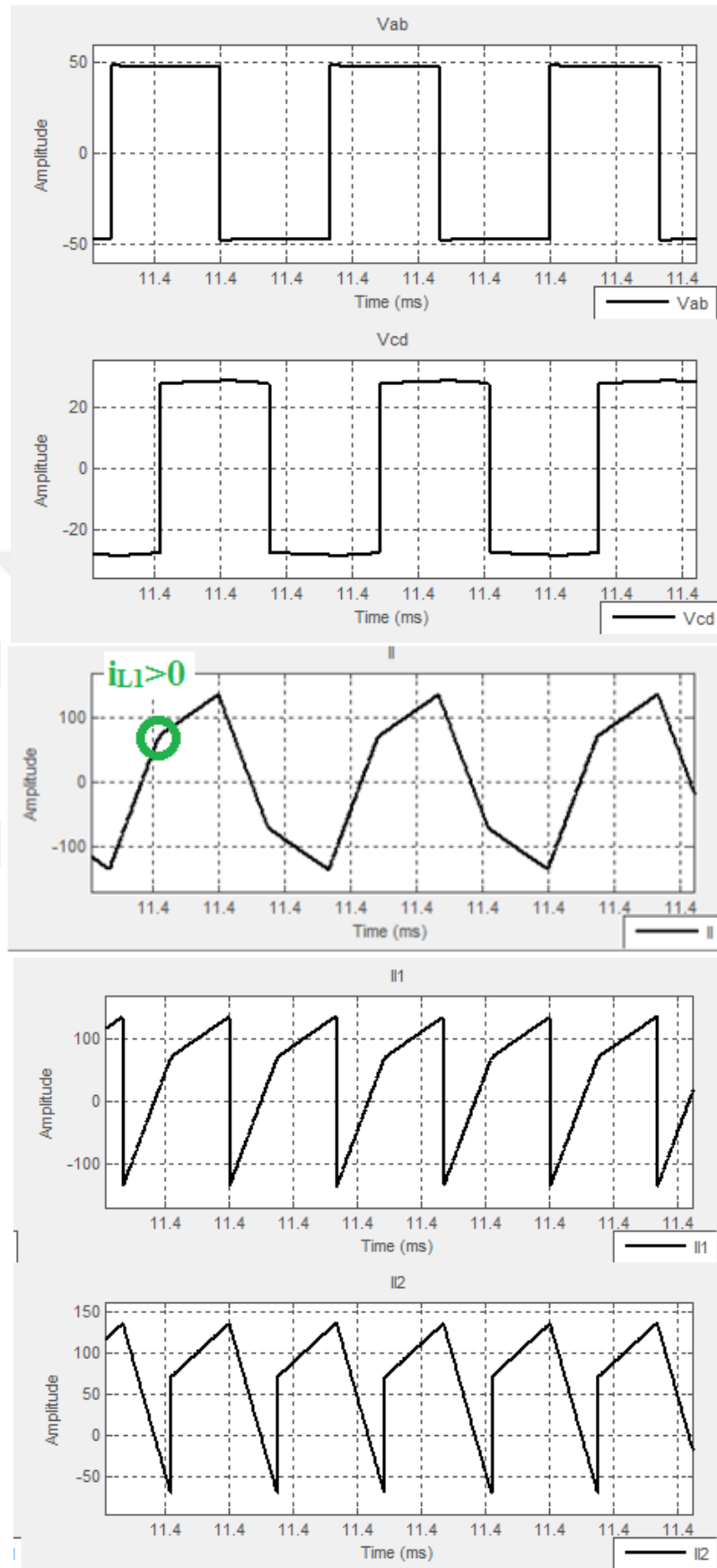
Bağıl iletim süresinin 0.45, giriş geriliminin (V_G) 48 V ve çıkış geriliminin (V_C) 28 V olması durumunda çıkış gücü 2 kW olacak şekilde tasarlanan dönüştürücünün çıkış akımı (i_c) yaklaşık 71 A'dır. Çıkış akımı ve çıkış geriliminin değişimi Şekil 6.3' de gösterilmektedir.



Şekil 6.3. $d=0.45$; Çıkış Gerilimi (V_c) ve Çıkış Akımı (I_c)

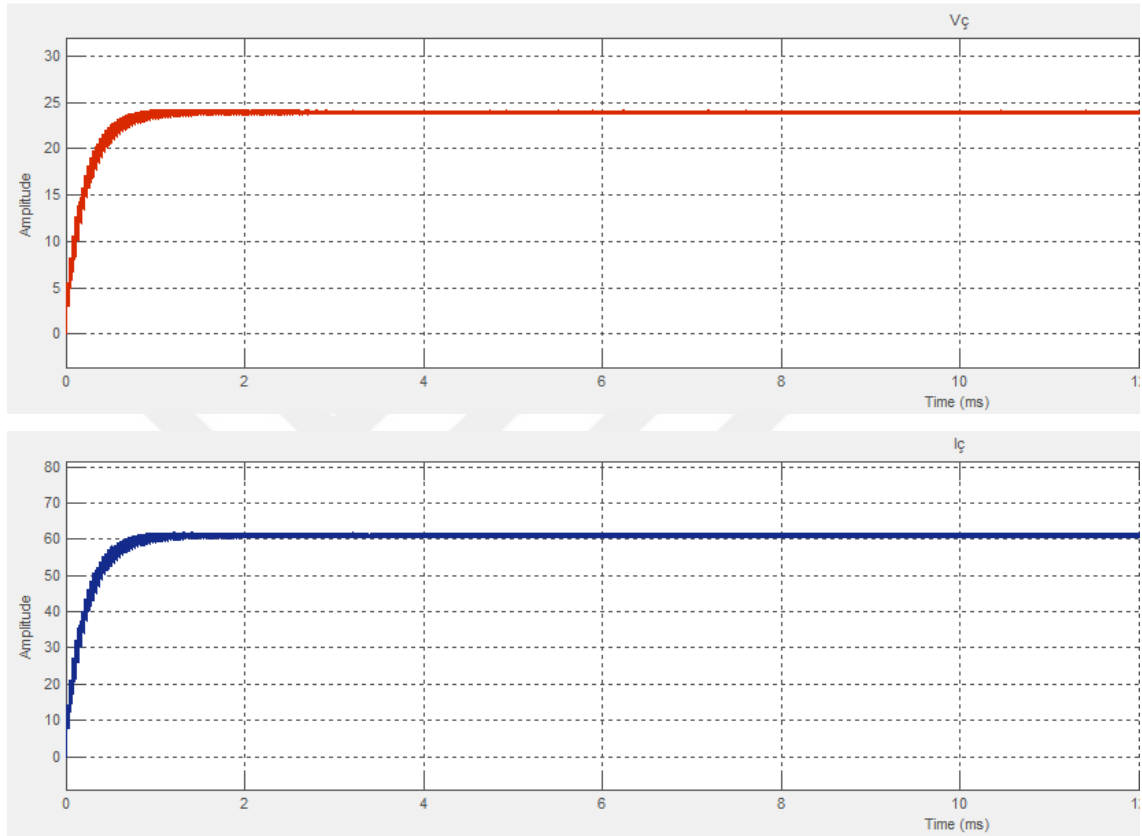
Bu çalışma durumunda transformatörün sargı uçlarındaki gerilim V_{ab} ve V_{cd} , indüktör akımı i_l , birincil ve ikincil köprüden akan indüktör akımları i_{l1} ve i_{l2} sırasıyla Şekil 6.4’de gösterilmektedir. Şekil 6.4’ de görüldüğü üzere sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleşmiştir. Ayrıca sıfır gerilimde anahtarlamanın sağlanması için, (5.25) numaralı denklemdeki koşul ($0.45 > 0.21$) sağlanmaktadır.

Şekil 6.4’ de; birincil köprüden geçen indüktör akımı (i_{l1}) V_{ab} gerilimi boyunca geçen indüktör akımının doğrultulmuş dalga biçimine sahip olduğu görülmektedir. Benzer şekilde ikincil köprüden geçen indüktör akımı (i_{l2}) ise V_{cd} gerilimi boyunca geçen indüktör akımının doğrultulmuş dalga biçimine sahiptir.



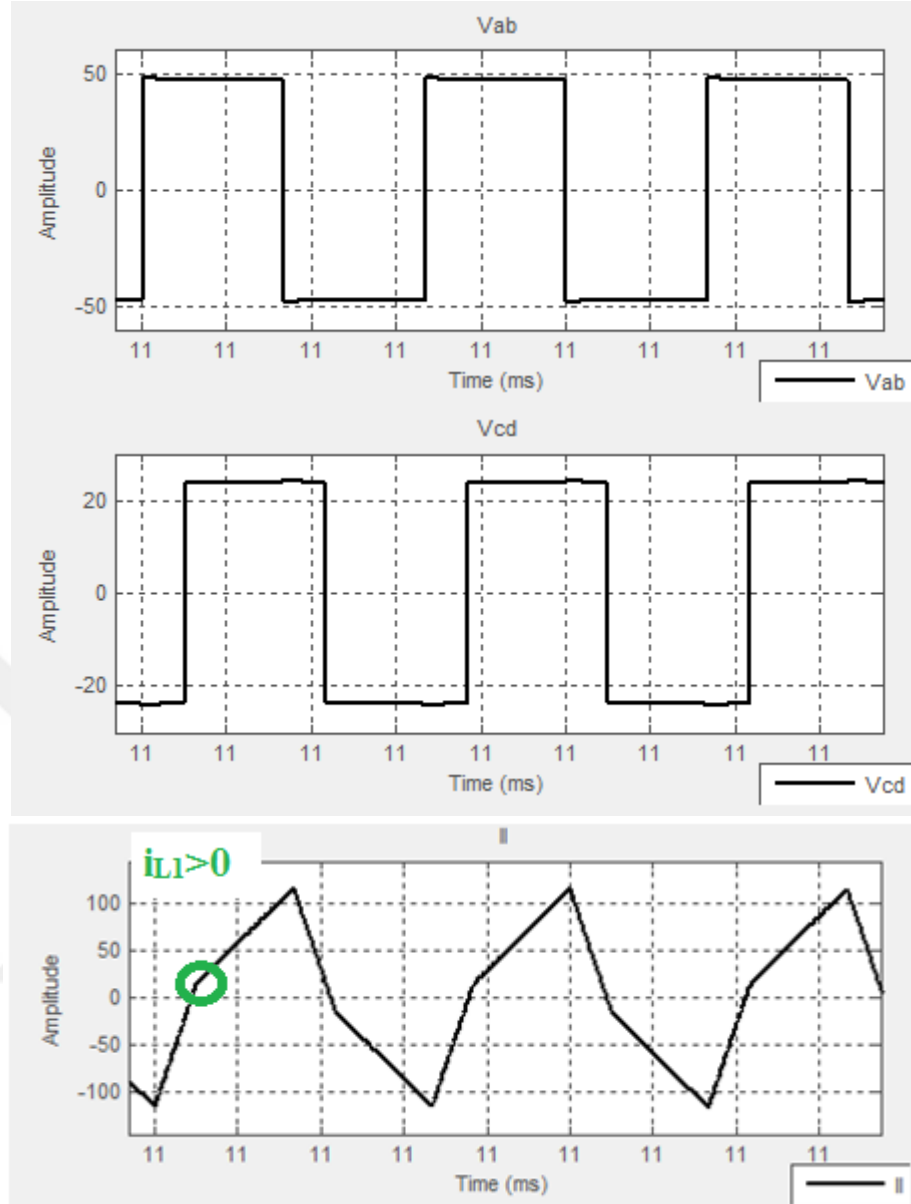
Şekil 6.4. $d=0.45$; Transformatörün Sargı Uçlarındaki Gerilim (V_{ab}, V_{cd}), İndüktör Akımı (i_L), Birincil Köprü İndüktör Akımı (i_{L1}) ve İkincil Köprü İndüktör Akımı (i_{L2})

Bağıl iletim süresinin 0.3 ve giriş geriliminin 48 V olması durumunda çıkış gerilimi (V_c) 24 V'dur. Bu çalışma durumunda; çıkış akımı (i_c), (5.11) numaralı denklemden yararlanılarak yaklaşık 61 A, çıkış gücü (5.12) numaralı denklemden yararlanılarak yaklaşık 1.45 kW olarak hesaplanmıştır. Çıkış akımı ve çıkış gerilimi Şekil 6.5' de görülmektedir.



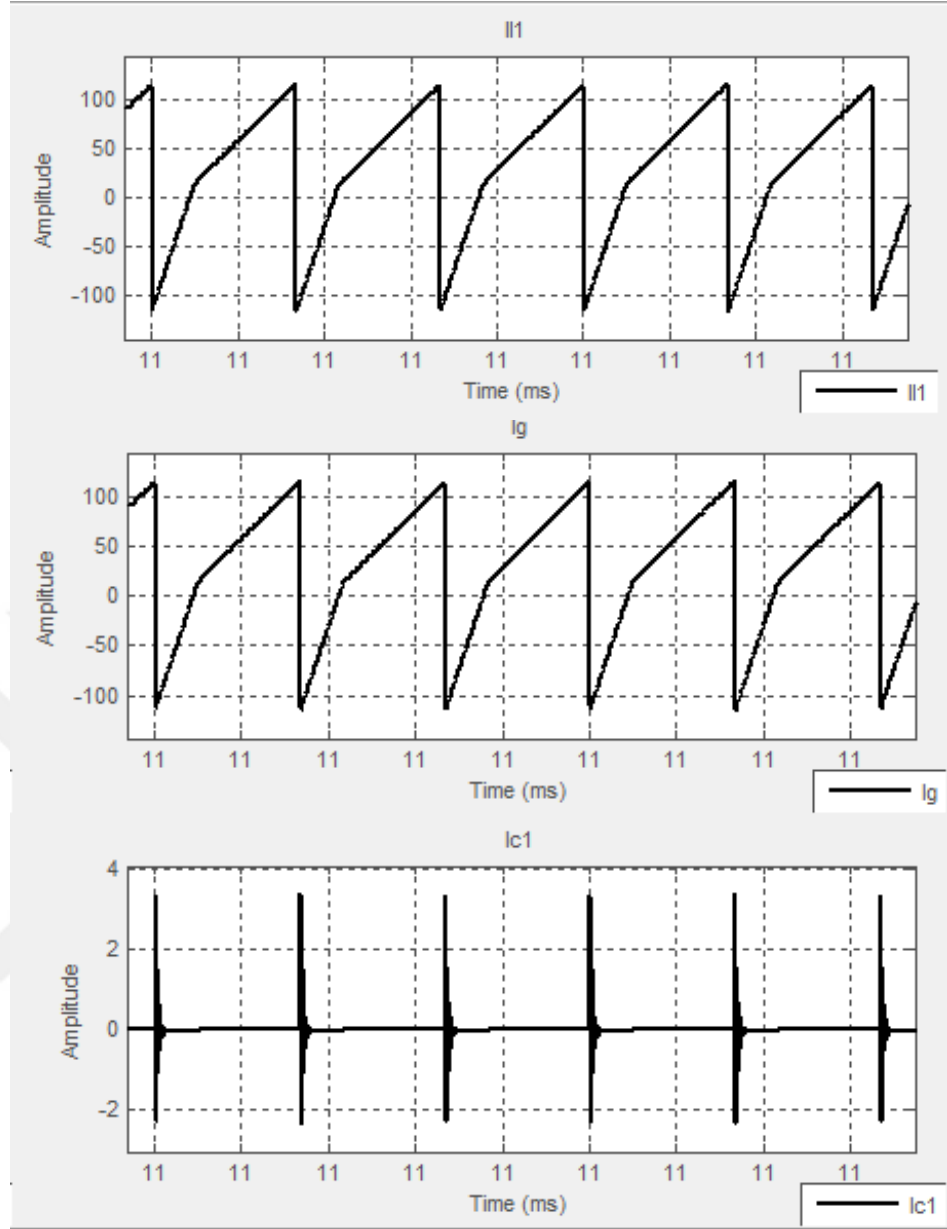
Şekil 6.5. $d=0.3$; Çıkış Gerilimi (V_c) ve Çıkış Akımı (I_c)

Bu çalışma durumunda transformatörün sargı uçlarındaki gerilim V_{ab} ve V_{cd} , ile indüktör akımı i_l sırasıyla Şekil 6.6' da gösterilmektedir. Şekil 6.6' da görüldüğü üzere bu çalışmada sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleşmiştir.



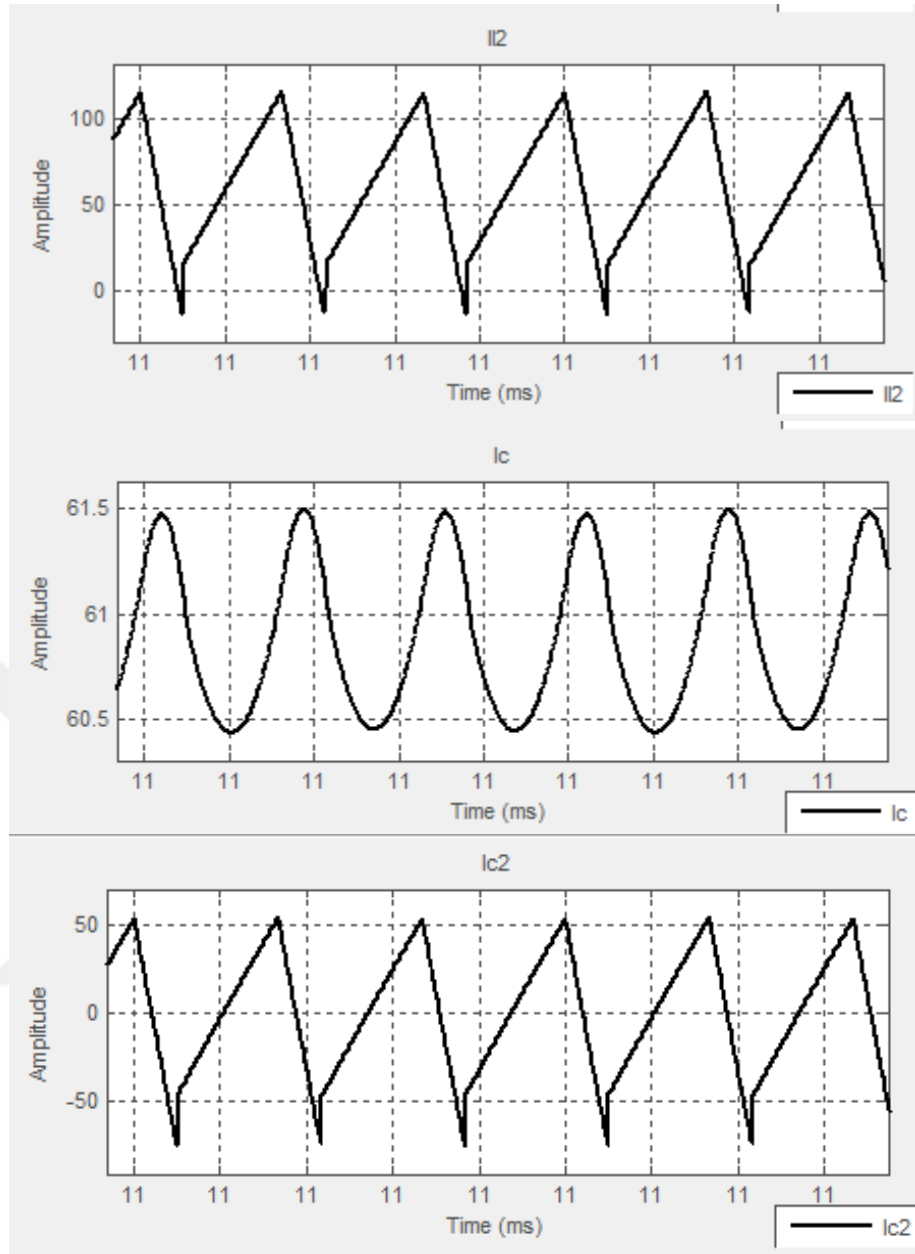
Şekil 6.6. $d=0.3$; Transformörün Sargı Uçlarındaki Gerilim (V_{ab}, V_{cd}) ve İndüktör Akımı (i_L)

Birincil köprüden ikincil köprüye güç akışı esnasında; Şekil 6.7' de görüldüğü üzere, giriş akımı (i_g) birincil taraftan geçen indüktör (i_{L1}) akımı ile giriş kapasitör akımının (i_{C1}) toplamına eşittir.



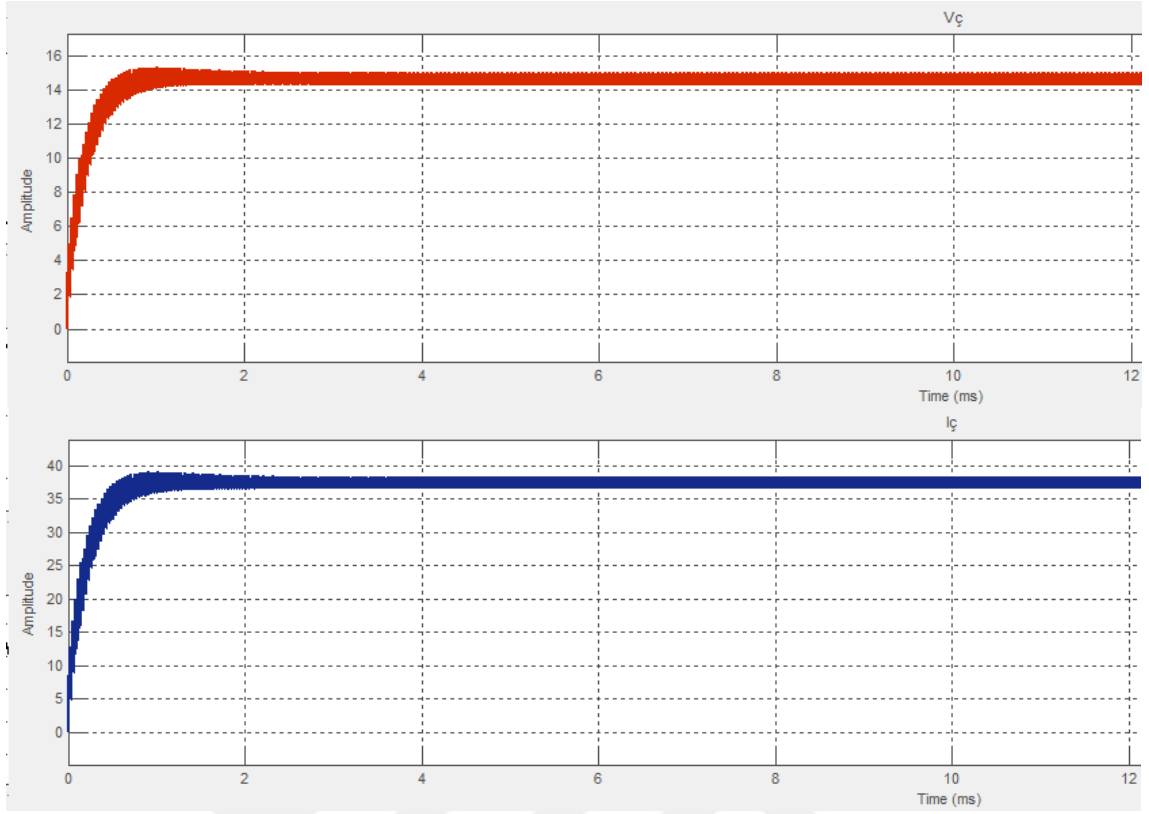
Şekil 6.7. $d=0.3$; Birincil Köprü İndüktör Akımı (i_{L1}), Giriş Akımı (i_g) ve Birincil Köprü Kapasitör Akımı (i_{c1})

İleri çalışma durumunda, Şekil 6.8' de görüldüğü üzere; ikincil taraftan geçen indüktör akımı (i_{L2}) çıkış akımı (i_c) ile çıkış kapasitör akımının (i_{c2}) toplamına eşittir.



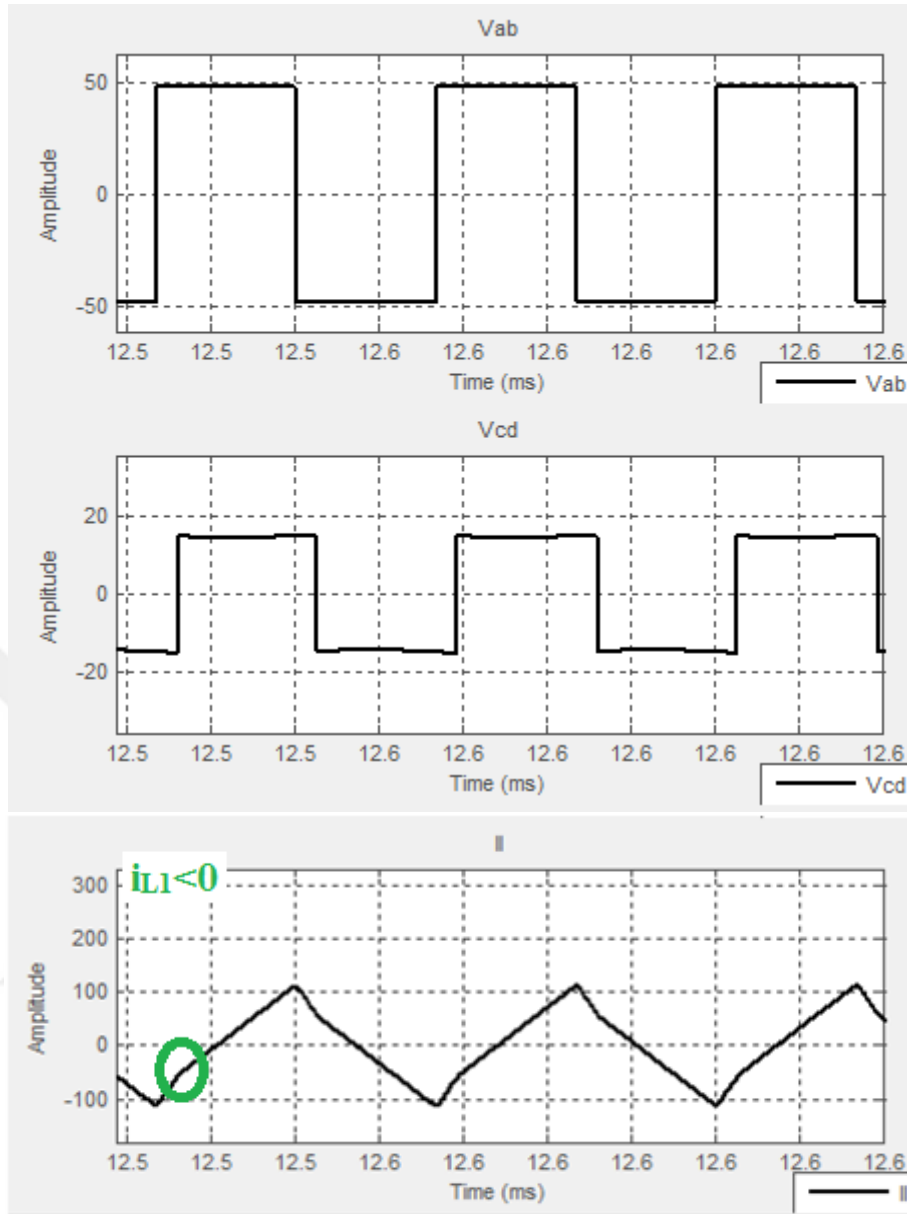
Şekil 6.8. $d=0.3$; İkincil Köprü İndüktör Akımı (i_{L2}), Çıkış Akımı (i_c) ve İkincil Köprü Kapasitör Akımı (i_{c2})

Bağıl iletim süresinin 0.15 ve giriş geriliminin 48 V olması durumunda çıkış gerilimi (V_c) 15 V'dur. Bu çalışma durumunda; çıkış akımı (i_c), (5.11) numaralı denklemden yararlanılarak yaklaşık 37A, çıkış gücü (5.12) numaralı denklemden yararlanılarak yaklaşık 550 W olarak hesaplanmıştır. Çıkış gerilimi (V_c) ve çıkış akımı (i_c) Şekil 6.9'da gösterilmektedir.



Şekil 6.9. $d=0.15$; Çıkış Gerilimi (V_c) ve Çıkış Akımı (I_c)

Bu çalışma durumunda transformatörün sargı uçlarındaki gerilim V_{ab} ve V_{cd} , ile indüktör akımı i_l sırasıyla Şekil 6.10'da görülmektedir. Şekil 6.10'da görüldüğü üzere sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleşmemiştir. Ayrıca sıfır gerilimde anahtarlamanın sağlanması için, (5.25) numaralı denklemdeki koşul ($0.15 > 0.35$) sağlanmamaktadır.

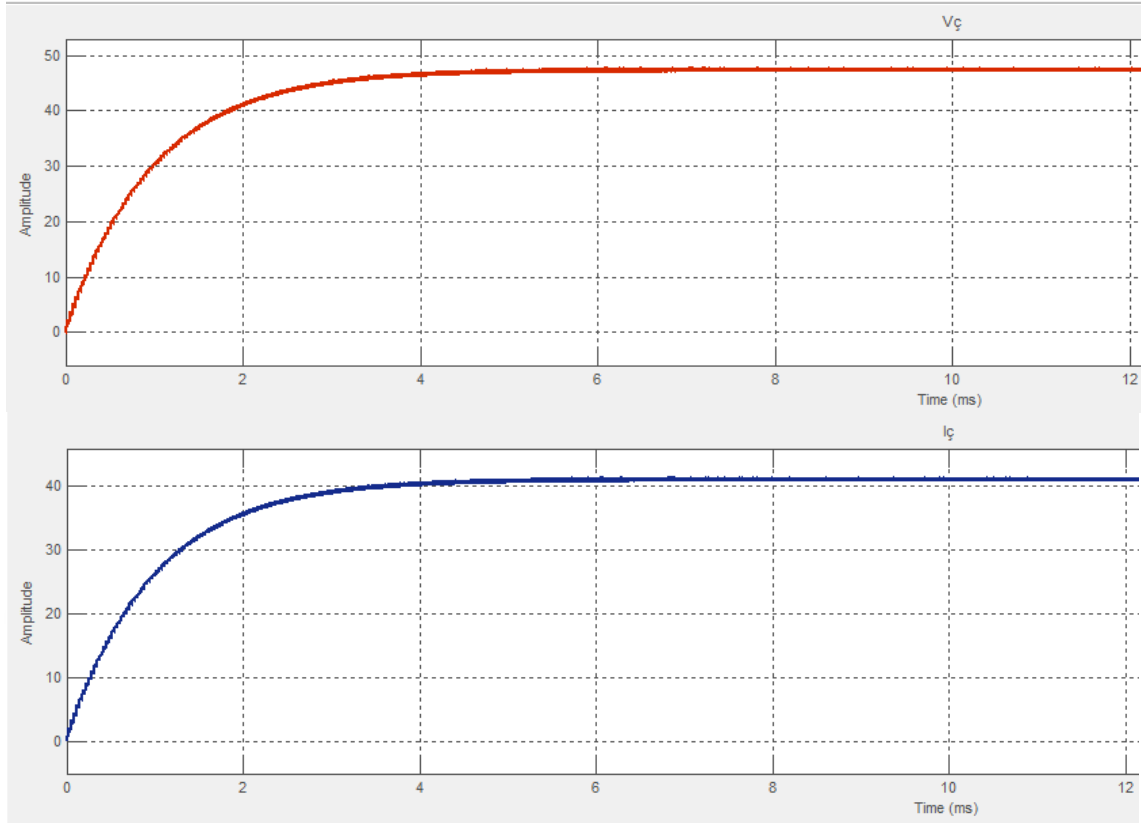


Şekil 6.10. $d=0.15$; Transformatörün Sargı Uçlarındaki Gerilim (V_{ab}, V_{cd}) ve İndüktör Akımı (i_L)

6.2. Geri Yönde Çalışma

Geri Yönde Çalışma, giriş geriliminin 28 V olduğu durumda gerçekleştirilmiştir. İki Köprü arasındaki bağıl iletim süresinin 0.45, 0.3, 0.15 ve 0.08 olması durumuna göre simule edilmiştir.

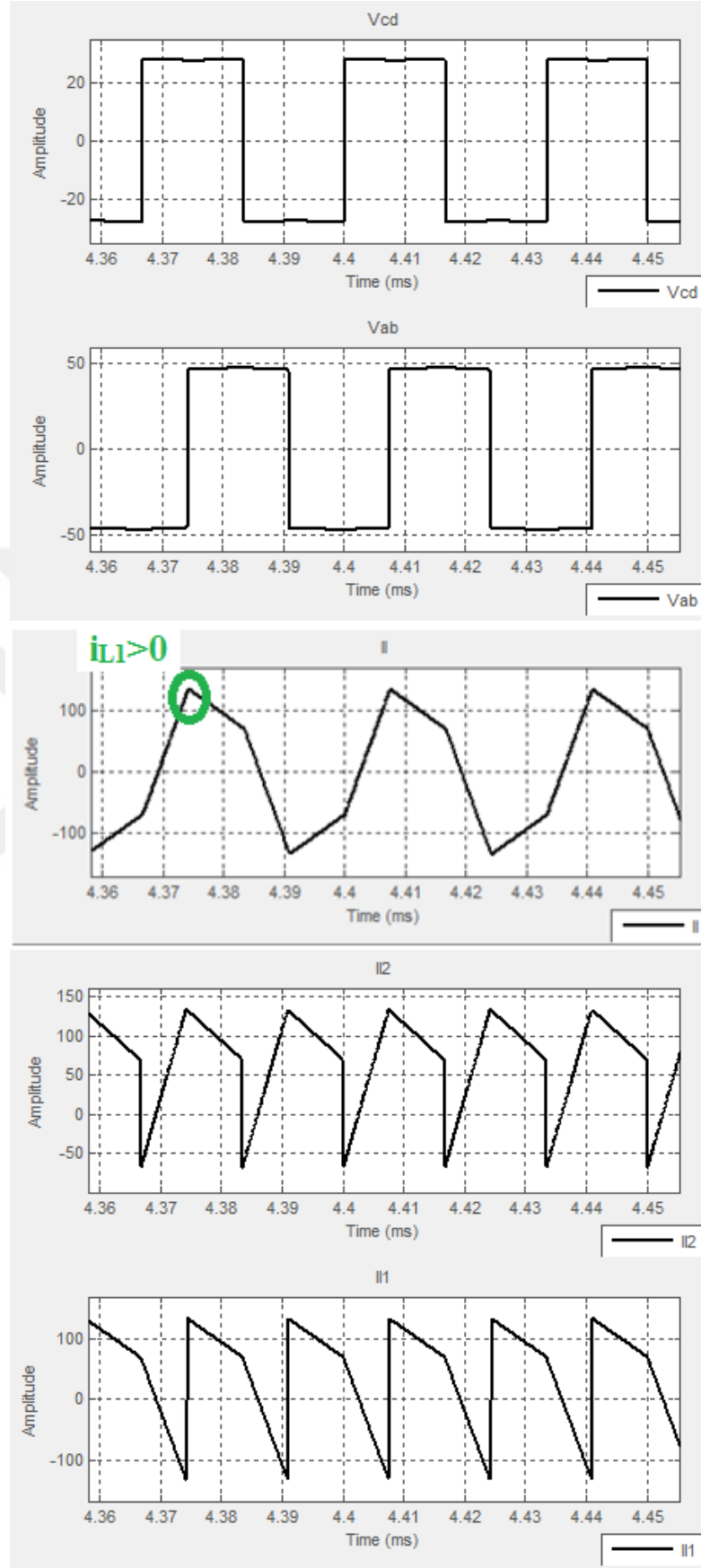
Bağıl iletim süresinin 0.45, giriş geriliminin 28 V ve çıkış geriliminin (V_c) 48 V olması durumunda çıkış gücü 2 kW olacak şekilde tasarlanan dönüştürücünün çıkış akımı (i_c) yaklaşık 42 A'dır. Çıkış gerilimi ve çıkış akımı Şekil 6.11'de gösterilmektedir.



Şekil 6.11. $d=0.45$; Çıkış Gerilimi (V_c) ve Çıkış Akımı (I_c)

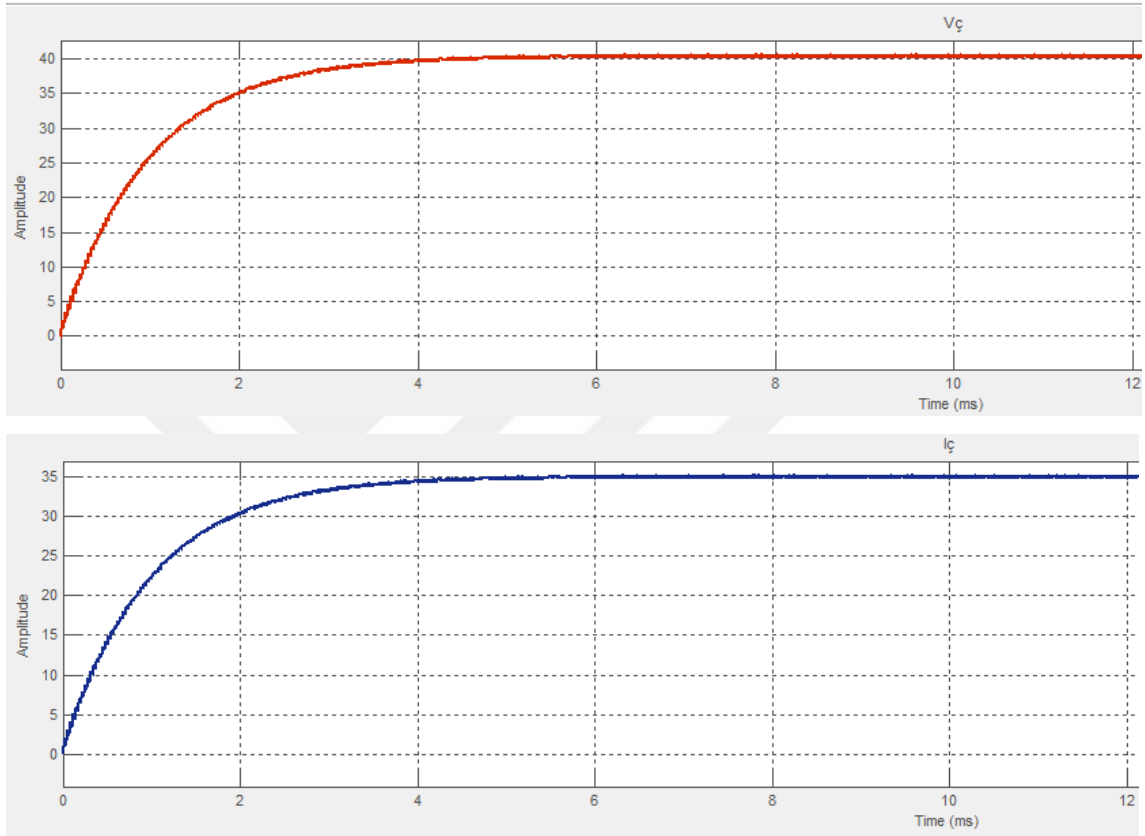
Bu çalışma durumunda transformatörün sargı uçlarındaki gerilim V_{cd} ve V_{ab} , indüktör akımı i_l , ikincil ve birincil köprüden geçen indüktör akımları sırasıyla i_{l2} ve i_{l1} Şekil 6.12’de gösterilmektedir. Şekil 6.12’de görüldüğü üzere sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleşmiştir. Ayrıca sıfır gerilimde anahtarlamanın sağlanması için, (5.24) numaralı denklemdaki koşul ($0.45 > 0.21$) sağlanmaktadır.

Şekil 6.12’de; ikincil köprüden geçen indüktör akımı (i_{l2}) V_{cd} gerilimi boyunca geçen indüktör akımının (i_l) doğrultulmuş dalga biçimine sahip olduğu görülmektedir. Benzer şekilde birincil köprüden geçen indüktör akımı (i_{l1}) ise V_{ab} gerilimi boyunca geçen indüktör akımının (i_l) doğrultulmuş dalga biçimine sahiptir.



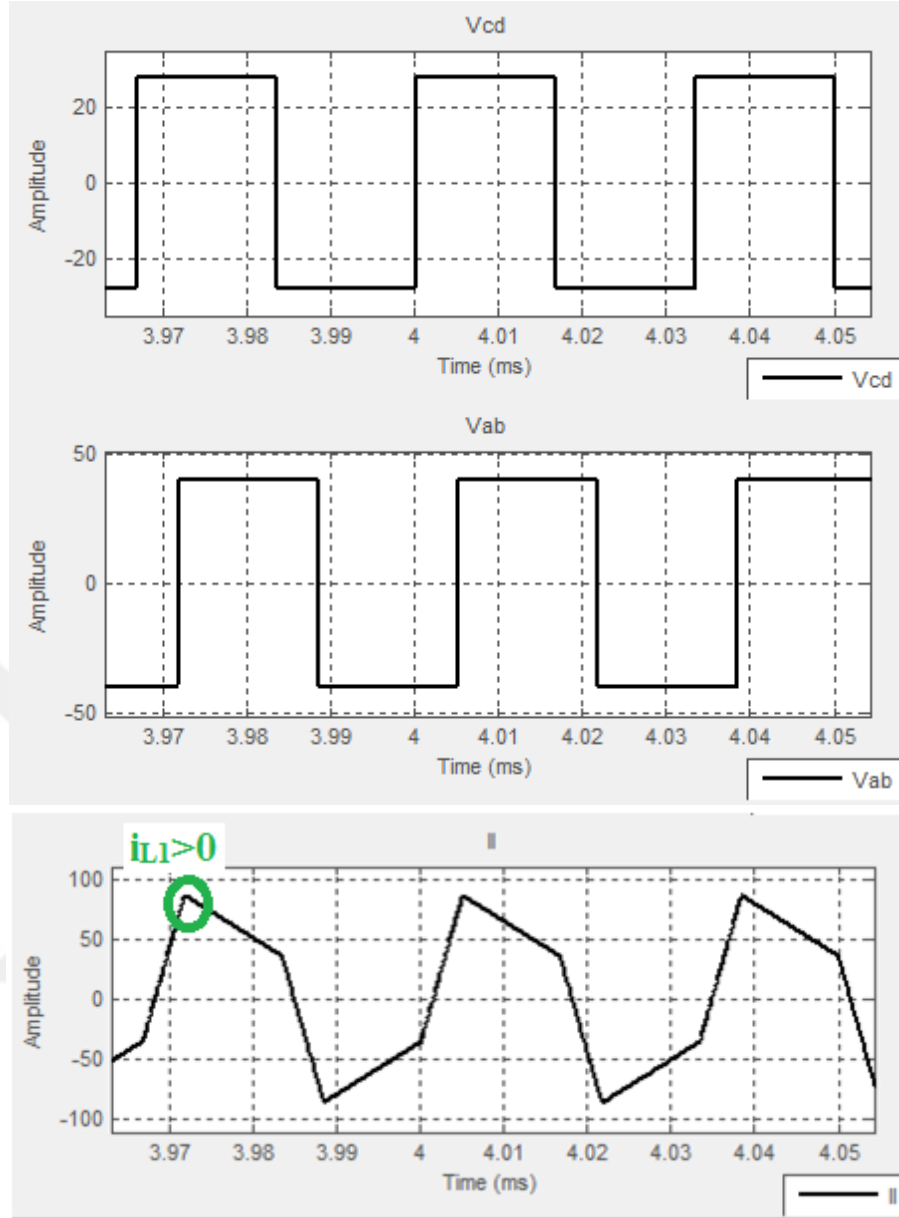
Şekil 6.12. $d=0.45$; Transformörün Sargı Uçlarındaki Gerilim (V_{cd} , V_{ab}), İndüktör Akımı (i_l), Birincil Köprü İndüktör Akımı (i_{l2}) ve İkincil Köprü İndüktör Akımı (i_{l1})

Bağıl iletim süresinin 0.3 ve giriş geriliminin (V_G) 48 V olması durumunda çıkış gerilimi (V_C) 40 V' dur. Bu çalışma durumunda; çıkış akımı (i_C) (5.11) numaralı denklemden yararlanılarak yaklaşık 35 A, çıkış gücü (5.12) numaralı denklemden yararlanılarak yaklaşık 1.4 kW olarak hesaplanmıştır. Çıkış gerilimi ve çıkış akımı Şekil 6.13'de gösterilmektedir.



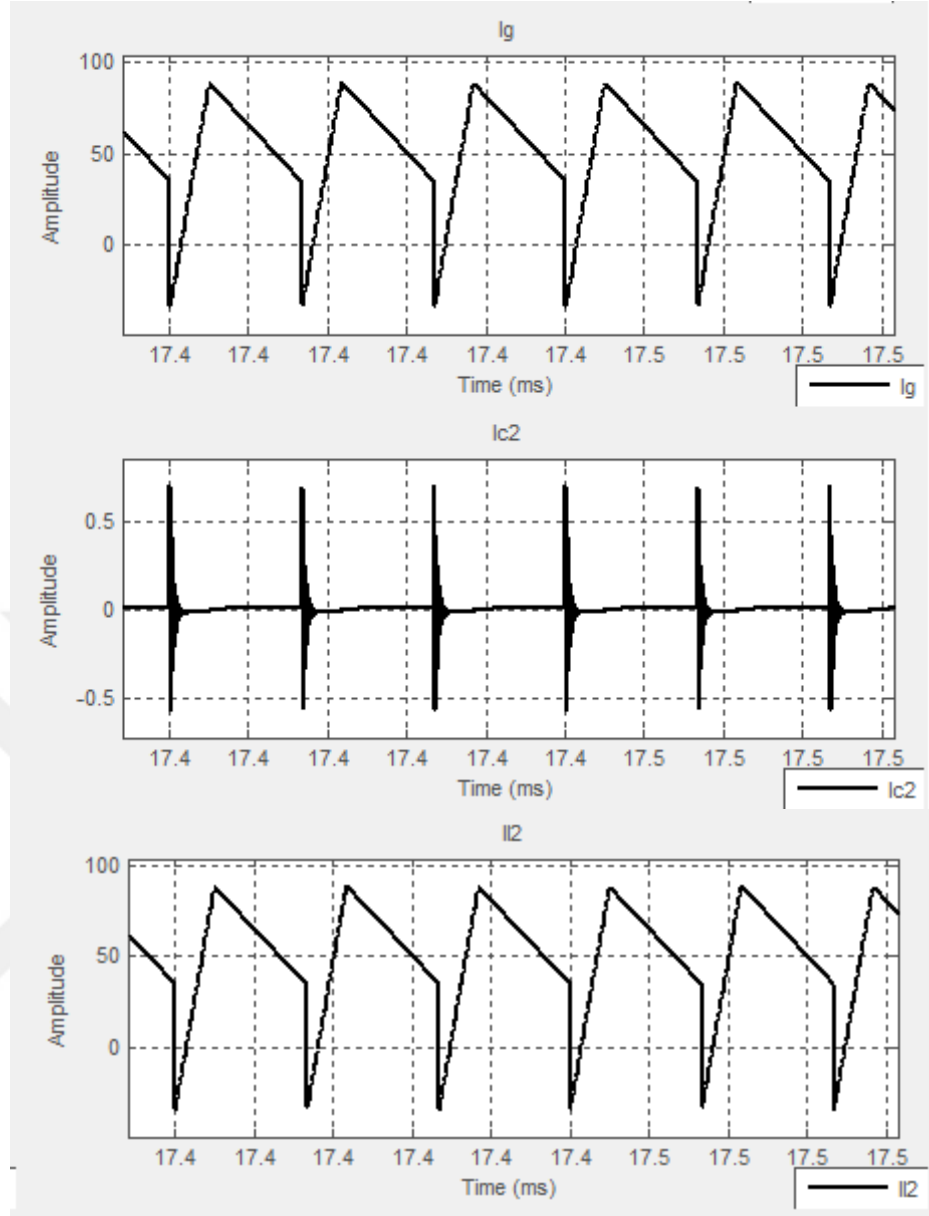
Şekil 6.13. $d=0.3$; Çıkış Gerilimi (V_C) ve Çıkış Akımı (i_C)

Bu çalışma durumunda transformatörün sargı uçlarındaki gerilim V_{cd} ve V_{ab} , ve indüktör akımı i_L , sırasıyla Şekil 6.14'de gösterilmektedir. Şekilde görüldüğü üzere bağıl iletim süresinin bu değeri için sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleşmiştir. Ayrıca sıfır gerilimde anahtarlamanın sağlanması için, (5.24) numaralı denklemdeki koşul ($0.3 > 0.15$) sağlanmaktadır.



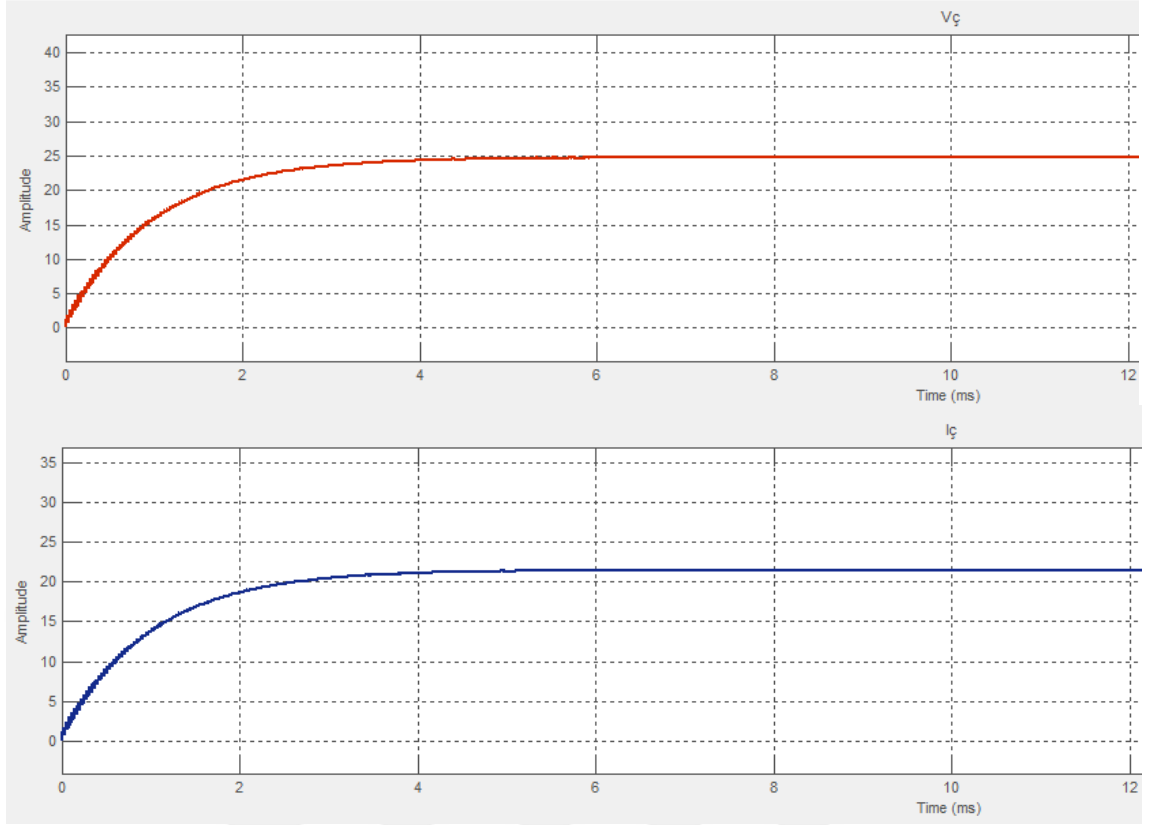
Şekil 6.14. $d=0.3$; Transformatörün Sargı Uçlarındaki Gerilim (V_{cd} , V_{ab}) ve İndüktör Akımı (i_L)

İkincil köprüden birincil köprüye güç akışı esnasında; Şekil 6.15’de görüldüğü üzere, giriş akımı (i_{lg}) ikincil taraftan akan indüktör akımı ($i_{l,2}$) ile kapasitör akımının (i_{lc2}) toplamıdır.



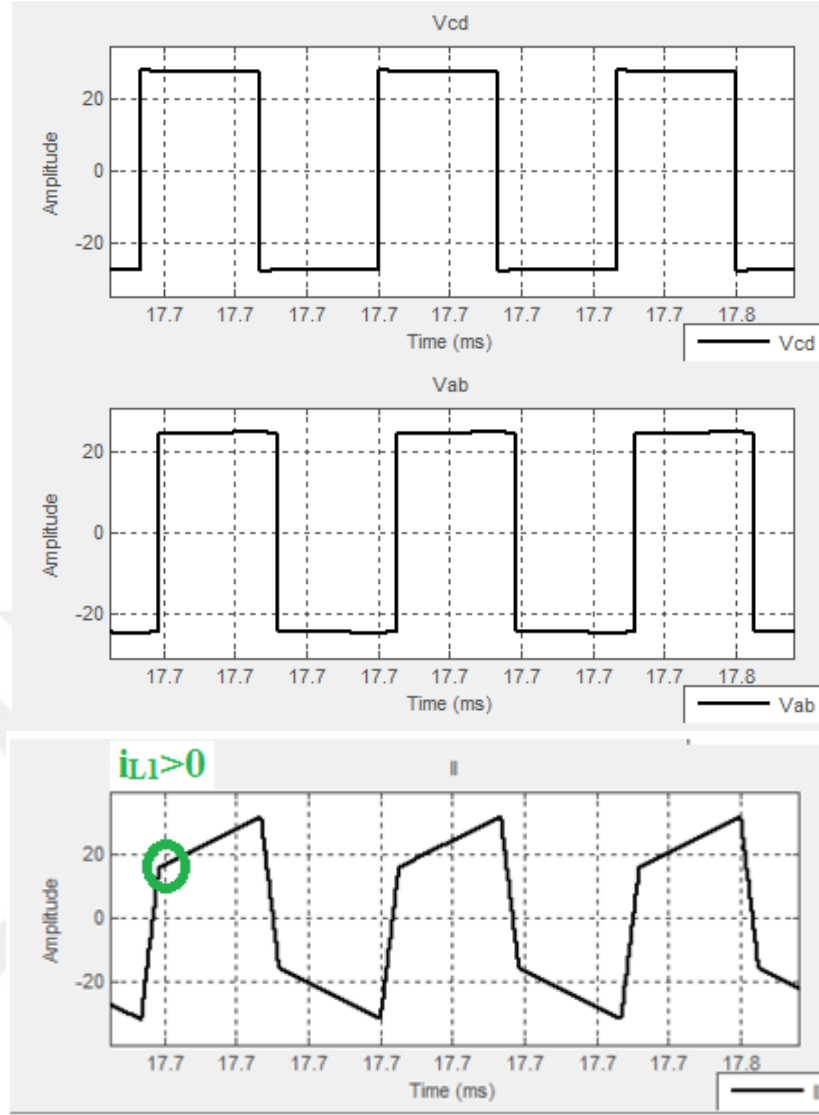
Şekil 6.15. $d=0.3$; Giriş Akımı (i_g) ve Birincil Köprü Kapasitör Akımı (i_{c2})
ve Birincil Köprü İndüktör Akımı (i_{l2})

Bağıl iletim süresinin 0.15 ve giriş geriliminin (V_G) 48 V olması durumunda çıkış gerilimi (V_C) 25 V' dur. Bu çalışma durumunda; çıkış akımı (i_c) (5.11) numaralı denklemden yararlanılarak yaklaşık 21.5 A, çıkış gücü (5.12) numaralı denklemden yararlanılarak yaklaşık 540 W olarak hesaplanmıştır. Çıkış gerilimi ve çıkış akımı Şekil 6.16'da verilmiştir.



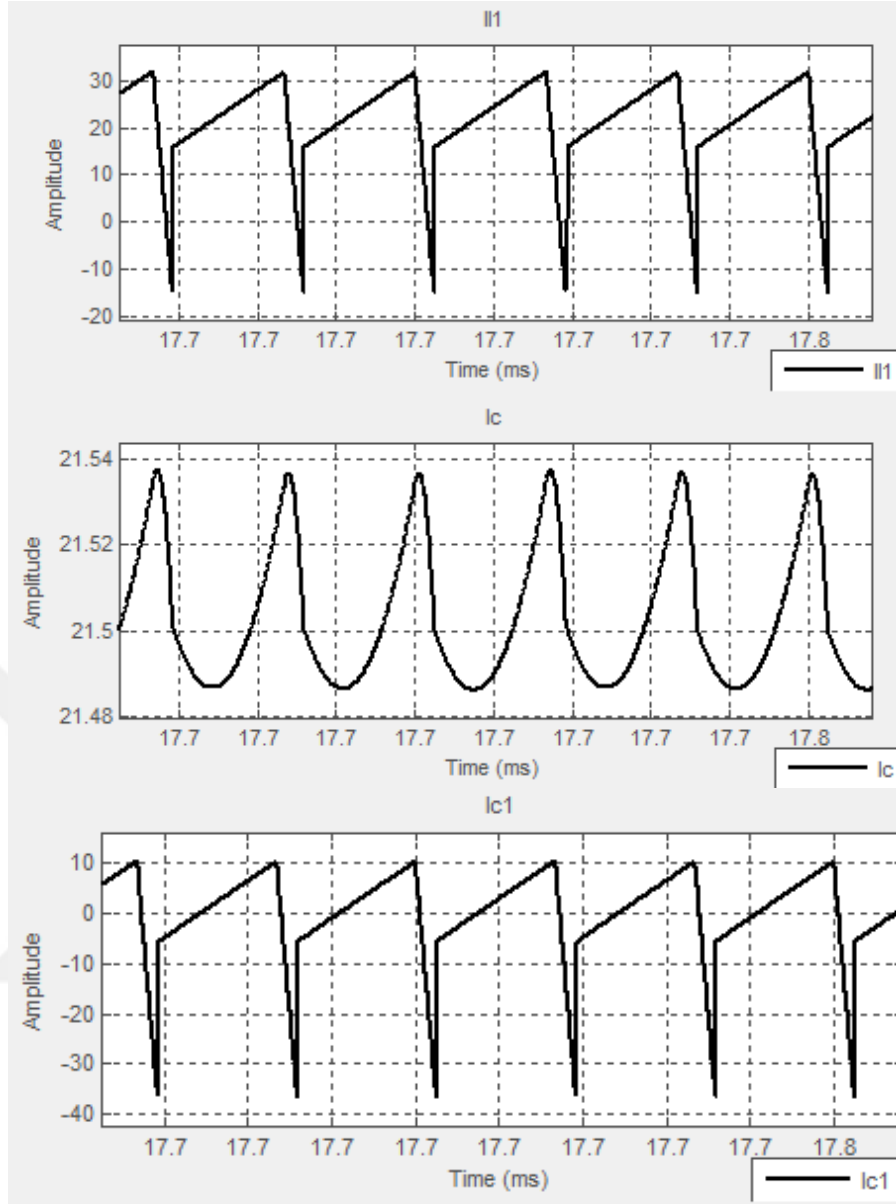
Şekil 6.16. $d=0.15$; Çıkış Gerilimi ($V_{\text{ç}}$) ve Çıkış Akımı ($I_{\text{ç}}$)

Bu çalışma durumunda transformatörün sargı uçlarındaki gerilim V_{cd} ve V_{ab} , ile indüktör akımı (i_l) sırasıyla Şekil 6.17’de gösterilmektedir. Şekil 6.17’de görüldüğü üzere sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleşmiştir. Ayrıca sıfır gerilimde anahtarlamanın sağlanması için, (5.25) numaralı denklemdeki koşul ($0.15 > 0.055$) sağlanmaktadır.



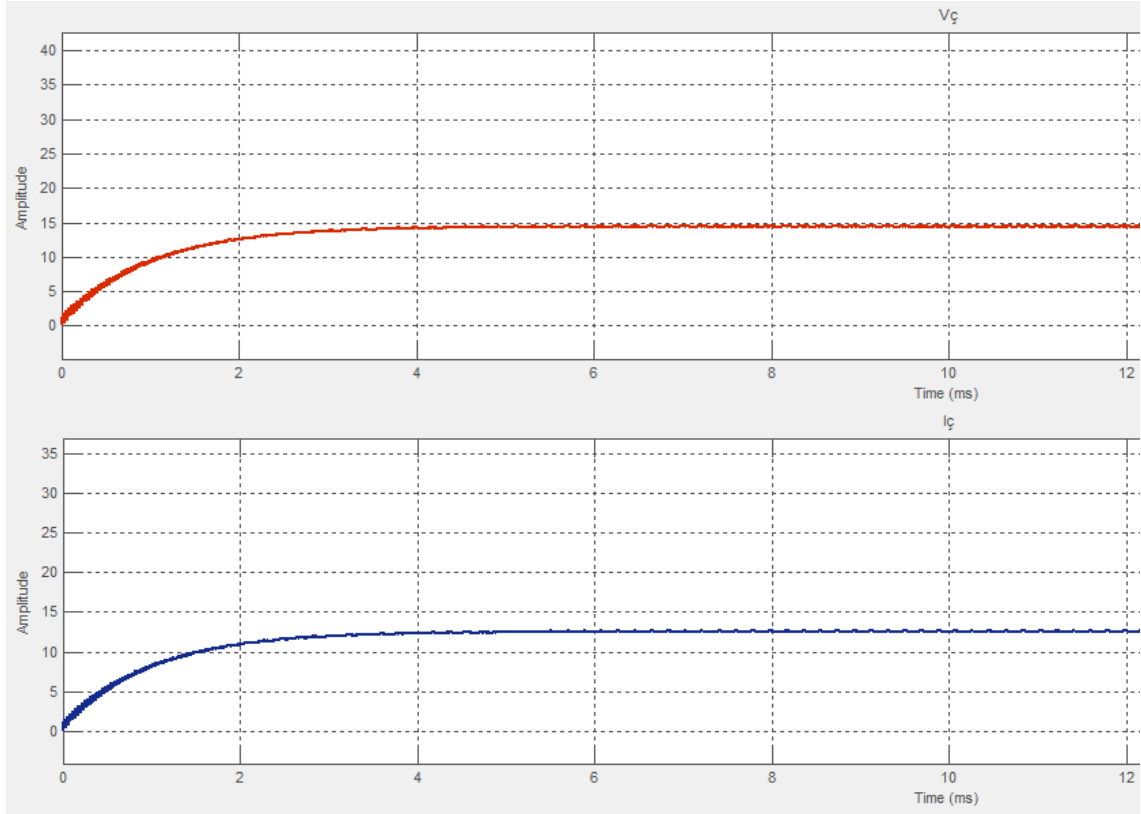
Şekil 6.17. $d=0.15$; Transformatörün Sargı Uçlarındaki Gerilim (V_{cd} , V_{ab}) ve İndüktör Akımı (i_l)

Geri çalışma durumunda, Şekil 6.18’de görüldüğü üzere; birincil taraftan geçen indüktör akımı ($i_{l,1}$), çıkış akımı ($i_{l,c}$) ile çıkış kapasitör akımının (i_{c1}) toplamına eşittir.



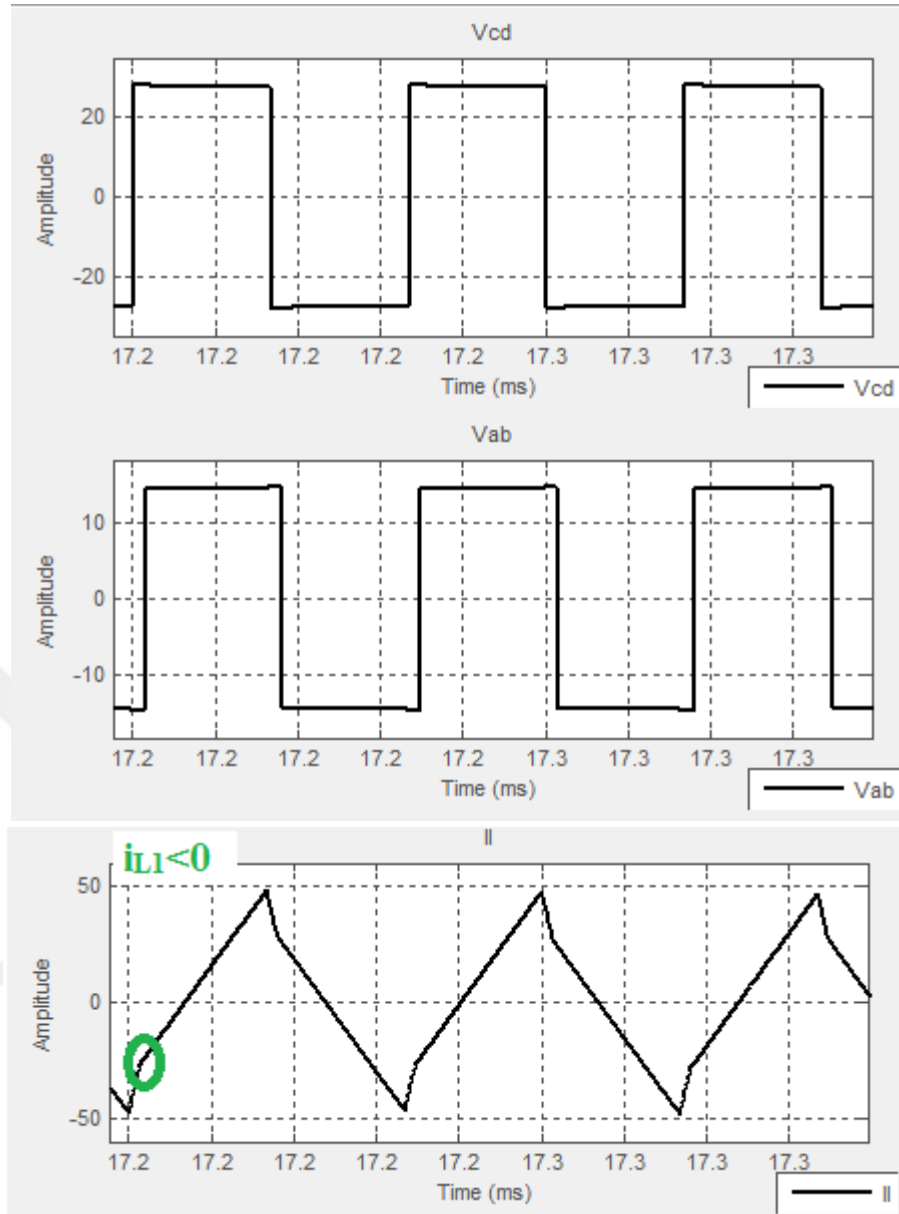
Şekil 6.18. $d=0.15$; İkincil Köprü İndüktör Akımı (i_{L1}), Çıkış Akımı (i_C) ve İkincil Köprü Kapasitör Akımı (i_{C1})

Bağıl iletim süresinin 0.08 ve giriş geriliminin (V_G) 48 V olması durumunda çıkış gerilimi (V_C) 15 V'dur. Bu çalışma durumunda; çıkış akımı (i_C) (5.11) numaralı denklemden yararlanılarak yaklaşık 12.5 A, çıkış gücü (5.12) numaralı denklemden yararlanılarak yaklaşık 190 W olarak hesaplanmıştır. Çıkış gerilimi ve çıkış akımı Şekil 6.19'da gösterilmektedir.



Şekil 6.19. $d=0.08$; Çıkış Gerilimi ($V_{\text{ç}}$) ve Çıkış Akımı ($I_{\text{ç}}$)

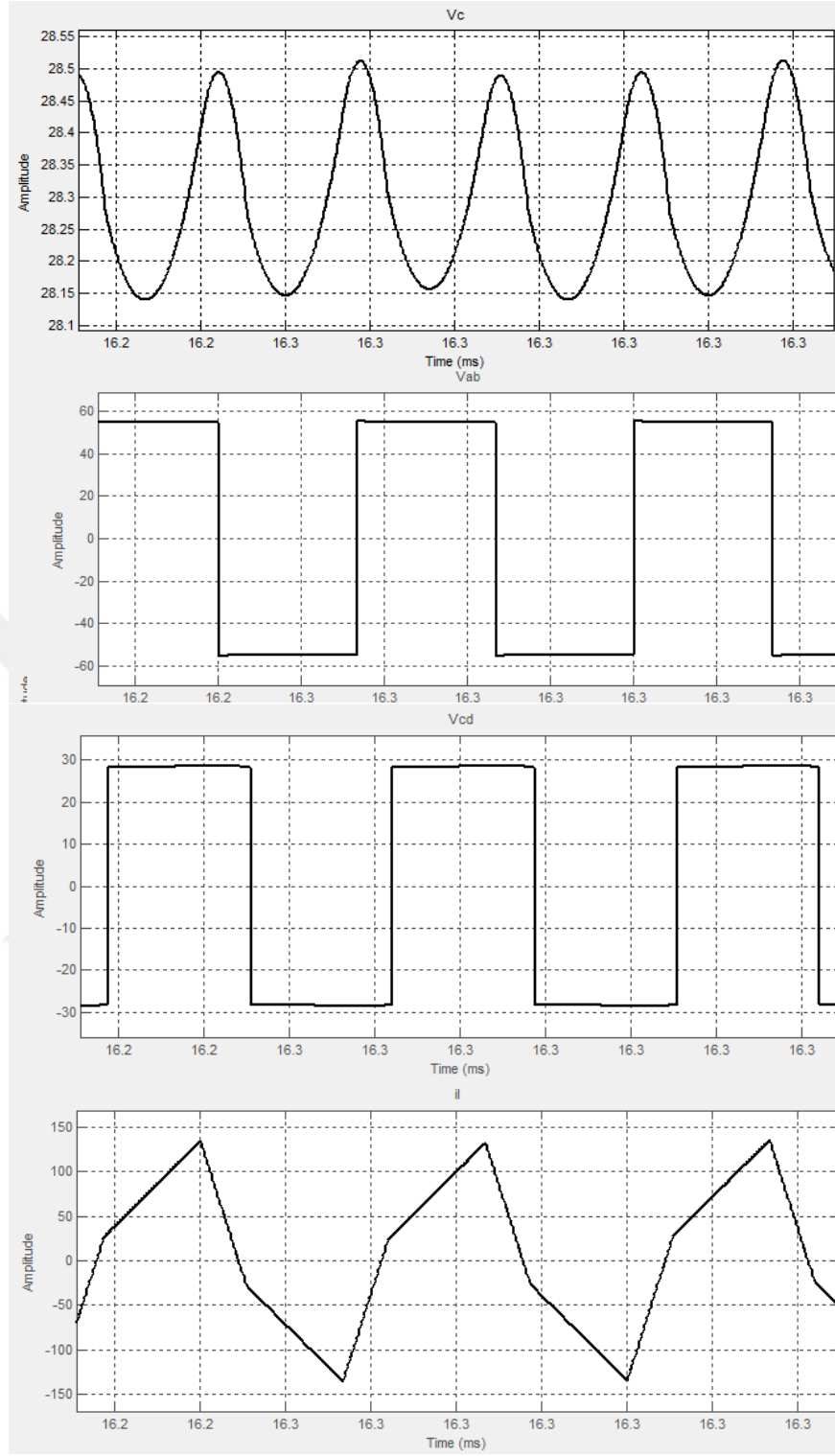
Bu çalışma durumunda transformatörün sargı uçlarındaki gerilim V_{cd} ve V_{ab} , ile indüktör akımı sırasıyla Şekil 6.20’ de gösterilmektedir. Şekil 6.20’ de görüldüğü üzere sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleşmemiştir. Ayrıca sıfır gerilimde anahtarlamanın sağlanması için, (5.25) numaralı denklemdeki koşul ($0.08 > 0.385$) sağlanmamaktadır.



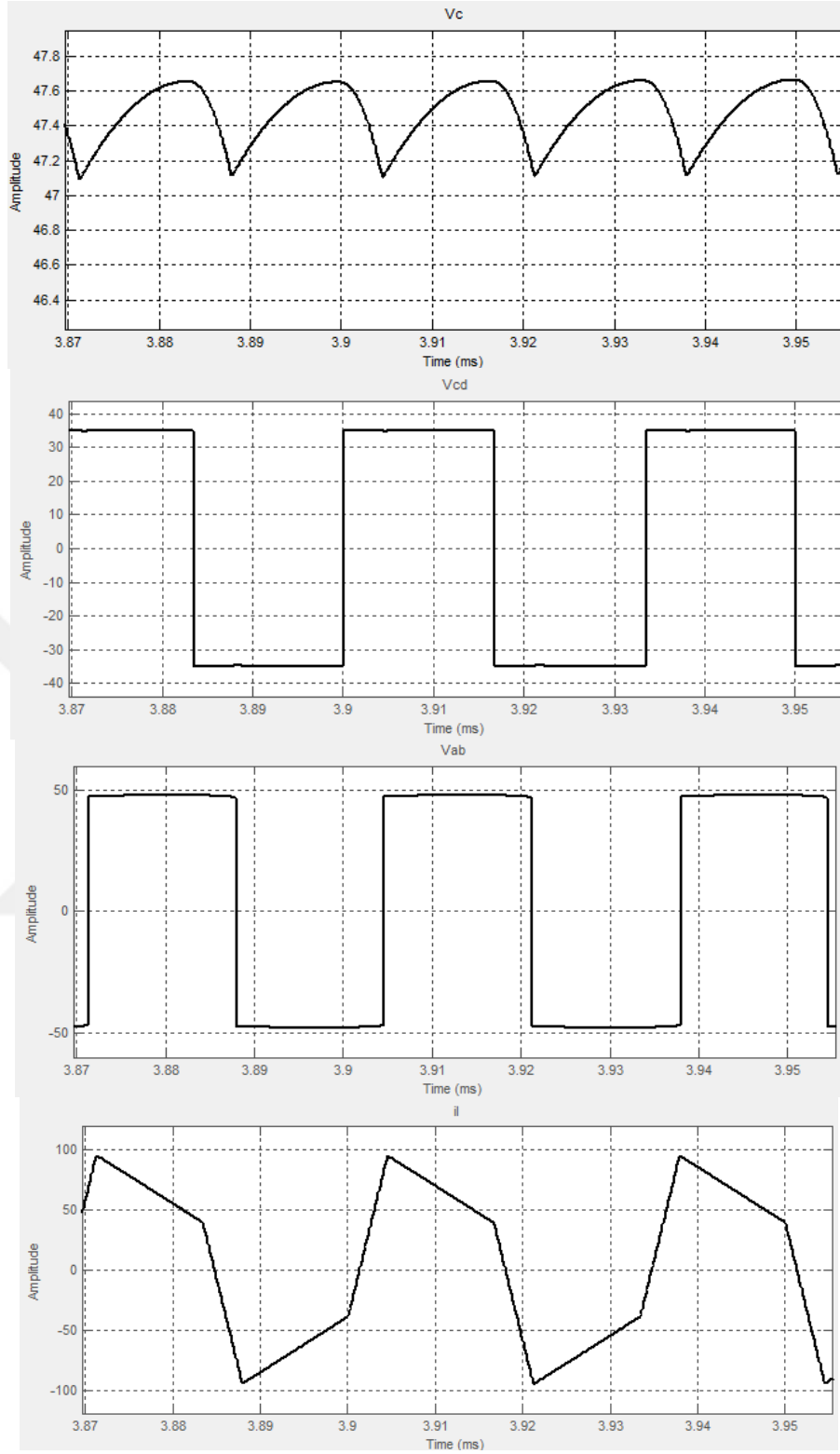
Şekil 6.20. $d=0.08$; Transformatörün Sargı Uçlarındaki Gerilim (V_{cd} , V_{ab}) ve İndüktör Akımı (i_l)

Simülasyonu gerçekleştirilen dönüştürücü, PID Kontrolör ile çıkış gerilimini istenilen değere regüle edebilir. İleri çalışmada, giriş geriliminin 55 V ve çıkış geriliminin 28 V olması durumunda; çıkış gerilimi, transformatörün sargı uçlarındaki gerilim ve indüktör akımı sırasıyla Şekil 6.21’ de gösterilmiştir.

Geri çalışmada, giriş geriliminin 35 V ve çıkış geriliminin 48 V olması durumunda; çıkış gerilimi, transformatörün sargı uçlarındaki gerilim ve ile indüktör akımı sırasıyla Şekil 6.22’ de gösterilmiştir.



Şekil 6.21. Çıkış Gerilimi (V_c), Transformatörün Sargı Uçlarındaki Gerilim (V_{cd} , V_{ab}) ve İndüktör Akımı (i_l)



Şekil 6.22. Çıkış Gerilimi (V_c), Transformatörün Sargı Uçlarındaki Gerilim (V_{cd} , V_{ab}) ve İndüktör Akımı (i_l)

6.3. Simülasyon Sonuçları

Dönüştürücü, gerçekleştirilen simülasyon modeli üzerinden ileri ve geri yönde çalıştırılmış ve PID Kontrolör ile çıkış geriliminin istenilen değere ayarlanabildiği gösterilmiştir. Her iki çalışma durumunda farklı bağıl iletim süresi, güç değerleri ve çıkış gerilimi için dönüştürücünün aşağıda ifade edildiği gibi sıfır gerilimde anahtarlama ile çalıştığı, buna karşılık düşük çıkış güçlerinde dönüştürücünün sıfır gerilimde anahtarlamaadan sert anahtarlamaaya geçiş yaptığı görülmüştür.

İleri yönde çalışma; 0.45, 0.3 ve 0.15 bağıl iletim sürelerinde gerçekleştirilmiştir.

- 0.45 çalışmada; çıkış gücü 2 kW, çıkış gerilimi 28 V, sıfır gerilimde anahtarlama
- 0.3 çalışmada; çıkış gücü yaklaşık 1.4 kW, çıkış gerilimi 24 V ve sıfır gerilimde anahtarlama
- 0.15 çalışmada; çıkış gücü yaklaşık 550 W, çıkış gerilimi 15 V ve sert anahtarlama

Geri yönde çalışma; 0.45, 0.3, 0.15 ve 0.08 bağıl iletim sürelerinde gerçekleştirilmiştir.

- 0.45 çalışmada; çıkış gücü 2 kW, çıkış gerilimi 48 V, ve sıfır gerilimde anahtarlama
- 0.3 çalışmada; çıkış gücü yaklaşık 1.4 kW, çıkış gerilimi 40 V ve sıfır gerilimde anahtarlama
- 0.15 çalışmada; çıkış gücü yaklaşık 550 W, çıkış gerilimi 25 V ve sıfır gerilimde anahtarlama
- 0.08 çalışmada; çıkış gücü yaklaşık 190 W, çıkış gerilimi 15 V ve sert anahtarlama

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

7.1. Sonuçlar

2 kW gücünde, giriş- çıkış gerilimleri 48-24 V olan İki Yönlü izoleli İki Tam Köprü Dönüştürücü Matlab/Simulink ortamında tasarlanmış ve simule edilmiştir. Bağlı iletim süresinin (iki köprü arasındaki faz farkının yüzde ifadesi, d) 0.45 olması durumunda 2 kW'lık güç sağlanacak şekilde tasarım yapılmıştır. Anahtarlama frekansı 30 kHz olan dönüştürücünün harici enerji transfer indüktörü 2.77uH olarak hesaplanmıştır. Dönüştürücü maksimum gücü sağlayacak bağlı iletim süresinde ($d=0.5$) çalışması durumunda ilave 60 W'lık güç sağlamaktadır.

Bağlı iletim süresinin 0'dan 0.5' e kadar artması durumunda; dönüştürücünün çıkışa aktardığı güç miktarı azalarak artmakta ve 0.5' de maksimuma ulaşmaktadır. Bağlı iletim süresinin 0.5' den 1' e kadar artması halinde ise dönüştürücünün çıkışa aktardığı güç miktarı artarak azalmakta ve 1' de sıfır olmaktadır. Bu iki aralık birbirinin simetrisidir.

Dönüştürücünün; birincil köprüsündeki gerilimi 0-48 V, ikincil köprüsündeki gerilimi 0-24 V aralığında PID Kontrolör ile istenilen genliğe ayarlanabilecek şekilde tasarlanmıştır. PID Kontrolörün girişi; giriş-çıkıştan alınan gerilim değeri ile referans gerilim değeri arasındaki fark, çıkışı ise; iki köprü arasındaki faz farkı değeridir.

İleri yönde çalışması buck (düşürücü), geri yönde çalışması boost (yükseltici) olan dönüştürücünün sıfır gerilimde anahtarlama aralığının, yükseltici mod çalışmada daha geniş olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, Her iki çalışma durumunda dönüştürücünün bağlı iletim süresine bağlı olarak farklı güç değerlerinde sıfır gerilimde anahtarlama ile çalıştığı, buna karşılık düşük çıkış güçlerinde dönüştürücünün sıfır gerilimde anahtarlama modunda çalışmaya geçiş yaptığı görülmüştür.

7.2. Öneriler

Tasarlanan dönüştürücünün pratik uygulaması Koronavirüs (Covid-19) hastalığı nedeniyle getirilen kısıtlamalardan dolayı gerçekleştirilememiştir.

Dönüştürücünün pratik uygulaması yapılarak pratikte her iki yönde de güç aktarımını görebilmek için iki batarya arasına konumlandırılabilir. Giriş ve çıkış gerilimlerinin kontrolü analog portlara sahip PIC16F877A ile yapılabilir.

Dönüştürücünün havacılık uygulamalarında kullanılabilmesi için MIL-STD 3009 testleri gerçekleştirilebilir.



KAYNAKLAR

- Abbas A. F. A., Esam H. I., Sabzali A. J., and Al-Saffar M. A., 2014, Bidirectional Converter for High Efficiency Fuel Cell Powertrain, *J. Power Sources*, vol. 249, no. 1, pp. 470–482.
- Aboulnaga A. A. and Emadi A., 2004, Performance Evaluation Of The Isolated Bidirectional Cuk Converter With Integrated Magnetics, in *Proc. IEEE APEC*, Aachen, Germany, vol. 2, pp. 1557–1562.
- Caricchi F., Crescimbeni F., Noia G., and Pirolo D., 1984, Experimental Study Of A Bidirectional DC-DC Converter for the DC Link Voltage Control and the Regenerative Braking in PM Motor Drives Devoted to Electrical Vehicles, in *Proc. IEEE ASPEC*, Orlando, FL, USA, pp. 381–386.
- Caricchi F., Crescimbeni F., Capponi F. G., and Solero L., 1988, Study Of Bi-Directional Buck-Boost Converter Topologies For Application In Electrical Vehicle Motor Drives, in *Proc. APEC*, Anaheim, CA, USA, pp. 287–293.
- Chung H. S., Ioinovici A., and Cheung W.-L., 2003, Generalized Structure Of Bi-Directional Switched-Capacitor DC/DC Converters, *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 50, no. 6, pp. 743–753.
- Deveci F., Güç Elektroniğinde SiC (Silicon Carbide) Çağı, [online] <https://www.firatdeveci.com/guc-elektroniginde-sic-silicon-carbide-cagi/> [Ziyaret tarihi: 25 Nisan 2021].
- Donker R. W. De, Divan D. M., and Kheraluwala M. H., 1991, A Threephase Soft-Switched High-Power-Density DC/DC Converter For Highpower Applications, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73.
- Du Y., Zhou X., Bai S., Lukic S., and Huang A., 2010, Review of Nonisolated Bi-directional DC-DC Converters for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Charge Station Application at Municipal Parking Decks, in *Proc. IEEE APEC*, Palm Springs, CA, USA, pp. 1145–1151.
- Elektrikport, 2015, Güç Elektroniği ve Endüstriyel Alanda Karşılığı, [online] <https://www.elektrikport.com/makale-detay/guc-elektronigi-ve-endustriyel-alanda-karsiligi/8099#ad-image-0> [Ziyaret tarihi: 6 Mart 2021].
- Fei X., Feng Z., PuQi Z., and Xuhui W., 2018, Analyzing ZVS Soft Switching Using Single Phase Shift Control Strategy of Dual Active Bridge Isolated DC-DC Converters, 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS).
- Forouzesh M., Siwakoti Y. P., Gorji S. A., Blaabjerg F., and Lehman B., 2017, “Step-up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage Boosting Techniques, Topologies, and Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178.

- Gorji S. A., Ektesabi M., and Zheng J., 2017, Isolated Switched-Boost Push– Pull DC–DC Converter For Step-Up Applications, *IET Electron. Lett.*, vol. 53, no. 3, pp. 177–179
- Gorji A. S., Hosein G. S., Mehran E., and Ahmad B. R., 2019, Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC-DC Power Converters: An Overview, *Special Section On Advanced Energy Storage Technologies And Their Applications*, 117997–118019.
- Guida B., Rubino L., Marino P., and Cavallo A., 2010, Implementation Of Control And Protection Logics For A Bidirectional DC/DC Converter, in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Bari, Italy, pp. 2696–2701.
- Kayaalp R.İ., Demirdelen T., Koroğlu T., Cuma M. U., Bayındır K. Ç. ve Tumay M., 2015, Comparison of Different Phase Shift Control Methods at Isolated Bidirectional DC-DC Converter, *IJAMEC*, 2016, 4(3), 68–73.
- Kazimierczuk M. K., Vuong D. Q., Nguyen B. T., and Weimer J. A., 1993, Topologies Of Bidirectional PWM DC-DC Power Converters, in *Proc. IEEE NAECON*, Dayton, OH, USA, pp. 435–441.
- Kenny G., 2015, Design and Control of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter to Interface Solar, Battery Storage, and Grid-Tied Inverters, *Electrical Engineering Undergraduate Honors Theses*. 45.
- Kim I., Paeng, S., Ahn J., Nho E., and Ko J., 2007, New Bidirectional ZVS PWM Sepic/Zeta DC-DC Converter, in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Vigo, Spain, pp. 555–560.
- Lin B., Chen J., Lee Y., and Chiang H., 2008, Analysis And Implementation Of A Bidirectional ZVS DC-DC Converter With Active Clamp, in *Proc. IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, Singapore, pp. 382–387.
- Matsuo H. And Kurokawa F., 1984, New Solar Cell Power Supply System Using A Boost Type Bidirectional DC-DC Converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-31, no. 1, pp. 51–55.
- Mi C., Bai H., Wang C., and Gargies S., 2008, “Operation, Design And Control Of Dual H-Bridge-Based Isolated Bidirectional DC-DC Converter,” *IET Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 507–517.
- Middlebrook R. D., Cuk S., and Behn W., 1978, A New Battery Charger/Discharger Converter, in *Proc. IEEE PESC*, Syracuse, NY, USA, pp. 251–255.
- Morrison R and Egan M. G., 2000, A New Power-Factor-Corrected Single Transformer UPS Design, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 1, pp. 171–179.

- Mostafa M. I., El-Helw H., and Al-Hasheem M., 2015, A Grid Connected PV Interface System Based on the DAB Converter, 2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC).
- Naayagi R.T., Nikos E. M., 2012, Soft-Switching Performance of Dual Active Bridge DC-DC Converter, Conference: 6th International Conference on Circuits, Systems and Signals, in the book, "Recent Researches in Applications of Electrical and Computer Engineering".
- Naayagi R. T., Forsyth A. J., 2010, Bidirectional DC-DC Converter for Aircraft Electric Energy Storage Systems, 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010).
- Peng F. Z., Zhang F., and Qian Z., 2002, A Magnetic-Less DC-DC Converter For Dual Voltage Automotive Systems, in Proc. IEEE IAS, Pittsburgh, PA, USA, pp. 1303–1310.
- Ravi D., Reddy B.M., Shimi S. L., Samuel P., 2018, Bidirectional DC to DC Converters: An Overview of Various Topologies, Switching Schemes and Control Techniques, International Journal of Engineering& Technology, 7 (4.5) (2018) 360-365.
- Rodriguez A., Vazquez A., Lamar D. G., Hernando M. M. and Sebastian J., 2014, Different Purpose Design Strategies And Techniques To Improve The Performance Of A Dual Active Bridge With Phase-Shift Control, 2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL).
- Tao H., Kotsopoulos A., Duarte J. L., and Hendrix M. A. M., Family Of Multiport Bidirectional DC-DC Converters.
- Tytelmaier K., Husev O., Veligorskyi O., and Yershov R., 2016, "A Review of Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems," in Proc. YSF, Kharkiv, Ukraine, pp. 22–28.
- Yosief H. A., Wen H., Xiaoand W., Khadkikar V., 2011, Estimating Power Losses in Dual Active Bridge DC-DC Converter, 2011 2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS).
- Zhang J., Lai J., and Yu W., 2008, Bidirectional DC-DC Converter Modeling And Unified Controller With Digital Implementation, in Proc. IEEE APEC, Austin, TX, USA, pp. 1747–1753.
- Zhao B., Yu Q., and Sun W., 2012, Extended-Phase-Shift Control Of Isolated Bidirectional DC-DC Converter For Power Distribution In Microgrid, IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 11, pp. 4667–4680.
- Wang C., Xiong R., He H., Ding X. and Shen, W. ,2016, "Efficiency Analysis Of A Bidirectional DC/DC Converter In A Hybrid Energy Storage System For Plug-In Hybrid Electric Vehicles." Applied Energy, 183, 612–622.

- Wen H. and Xiao W., 2013, Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter With Triple Phase Shift Control, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty Eighth Annual IEEE, 10.1109/APEC.2013.6520565
- Xu X, Khambadkone A. M., and Oruganti R., 2007, A Soft-Switched Back-Toback Bi-Directional DC/DC Converter With A FPGA Based Digital Control For Automotive Applications, in Proc. IEEE IECON, pp. 262–267.

