

Yakıt Pilleri Uygulamaları için Düşük Maliyetli ve Yüksek Verimli DC-DC

Dönüştürücü Tasarımı

Yasemin Çelik

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Kasım, 2007

Low Cost and High Efficient DC-DC Converter Design for Fuel Cell

Applications

Yasemin Çelik

MASTER OF SCIENCE THESIS

Department of Electrical and Electronics Engineering

November, 2007

Yakıt Pilleri Uygulamaları için Düşük Maliyetli ve Yüksek Verimli DC-DC
Dönüştürücü Tasarımı

Yasemin Çelik

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Lisansüstü Yönetmeliği Uyarınca
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektronik Bilim Dalında
YÜKSEK LİSANS TEZİ
Olarak Hazırlanmıştır

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek

Kasım, 2007

Yasemin elik' in YÜKSEK LİSANS tezi olarak hazırladığı “Yakıt Pilleri Uygulamaları için Düşük Maliyetli ve Yüksek Verimli DC-DC Dönüştürücü Tasarımı” başlıklı bu çalışma, jürimizce lisansüstü yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek kabul edilmiştir.

Üye : Yrd. Doç. Dr. Bünyamin TAMYÜREK (Danışman)

Üye : Prof. Dr. Hasan Hüseyin ERKAYA

Üye : Doç. Dr. Osman PARLAKTUNA

Üye : Yrd. Doç. Dr. N. Serdar TUNABOYLU

Üye : Yrd. Doç. Dr. Rıfat EDİZKAN

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun tarih ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. Abdurrahman KARAMANCIOĞLU

Enstitü Müdürü

ÖZET

Bu çalışmada, yakıt pili beslemeli bir yükseltici çeviricinin tasarımı, güç kayıp hesapları ile verimlilik analizi yapılarak gerçekleştirilmesi ve maliyet hesapları yapılmıştır. Yakıt pilinden elde edilen gücün ev ve benzeri küçük ölçekli tüketimlerde kullanılabilmesinin ticari ve teknik alt yapısı değerlendirilmiştir. Ayrıca bu çalışmada, yakıt pili özellikleri ve sınıflandırılmaları ile kullanım alanları, yakıt pilinin düzensiz çıkış karakteristiğini düzenleyebilecek en uygun çevirici seçimi ve bu seçimin yapılma kriterleri araştırılmış ve açıklanmıştır. Bu araştırma sonucunda iki aşamalı dönüştürücü sistemin daha optimum olduğu sonucuna varılmıştır. İlk aşama için, değişken çıkış veren yakıt pilinden sabit 80V çıkış veren bir yükseltici çevirici kullanılmış, ikinci aşamada ise regüle edilerek sabitlenmiş 80V tam köprü çevirici ile sabit 400V'a yükseltilmiştir. Sistem tasarımı en yüksek verimlilik, düşük maliyet, ve küçük boyut elde etmek üzere gerçekleştirilmiştir. Anahtarlama elemanları, filtreleme elemanları, ve transformatörler bu kriterlere göre seçilmiş ve tasarlanmıştır. Ev elektriği teknolojisine alternatif bir çözüm araştırılması yapıldığından maliyet, büyüklük ve verimlilik gibi analizler ve karşılaştırmalar yapılmış ve sistem en uygun hale getirilmeye çalışılmıştır.

Anahtar kelimeler: Yakıt-pilli enerji sistemleri, değişken girişli dc-dc çevirici, tam-köprü çevirici.

SUMMARY

In this work, a boost converter system, whose input source is to be a fuel cell, is analyzed, designed, and implemented. Also a detailed loss and efficiency calculations are performed. In addition the fuel cell types, how they are categorized, their usage area, and the ways to choose the appropriate converter type in order to correct the irregular output characteristics of fuel cells are explained. After these analyzes, it is concluded that two-stage converter system is optimum. From a fuel cell, giving an output in a wide voltage range, a constant 80 V is obtained via a boost converter; then, a full-bridge converter is added to the boost circuit in order to the step the voltage up to 400 V. The system design is done for high efficiency, low cost, and small size. The switching elements, filter components and transformers are selected or designed per this criteria. Since an alternative method for residential use is under consideration cost, size, and efficiency calculations are done and comparisons are made in order to reach an appropriate system design.

Keywords: Fuel-cell energy systems, variable input dc-dc converters, full-bridge converters.

TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans çalışmalarında, gerek derslerimde ve gerekse tez çalışmalarında, bana danışmanlık ederek, beni yönlendiren ve her türlü olanağı sağlayan danışmanım Yrd. Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek'e teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
1. YAKIT PİLİ SİSTEMLERİ	1
1.1. Giriş.....	1
1.2 Yakıt Pilleri	4
1.3 Yakıt Pillerinin Kullanım Alanları.....	5
2. DC-DC ÇEVİRİCİ SEÇİMİ	7
2.1. Giriş.....	7
2.2. Yükseltici Çevirici	7
2.3. Alçaltıcı –Yükseltici Çevirici.....	9
2.4. CUK Çevirici	11
2.5. Üç Seviyeli Tek-Uçlu Yükseltici Çevirici	13
2.6. İzole Edilmiş DC-DC Çeviriciler.....	17
2.6.1. Flyback çevirici.....	17
2.6.2. İleri çevirici	19
2.6.3. Tam-köprü çevirici.....	21
2.6.4. Yarı-köprü çevirici	22
2.7. Sisteme Uygun Çevirici Yapısının Belirlenmesi	24
2.7.1. Çeviricilerin karşılaştırılması.....	25
2.7.2. İki aşamalı dc-dc çevirici sisteminin avantajları.....	26
3. ÇEVİRİCİ TASARIMI	28
3.1. Giriş.....	28
3.2. Birinci Yükseltici Çevirici Tasarımı	28
3.2.1. Tasarım gereklilikleri	30
3.2.2. Endüktans tasarımı	31

İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
3.2.3. Kapasitor tasarımı	32
3.2.4. Kayıplar	32
3.3. İkinci Yükseltici Çevirici Tasarımı	34
3.4. Transformatörler	37
3.4.1. Transformatör yapısı	37
3.4.2. Transformatörün çalışma prensibi	37
3.4.3. Transformatör sargıları	38
3.4.4. Sargıların yalıtılması	39
3.4.5. Çekirdek şekilleri ve optimum boyutları	39
3.4.6. Bobinler	41
3.4.7. Transformatör tasarımı	42
3.4.7.1. Çekirdekteki kayıp	43
3.4.7.2. Akı yoğunluğu	43
3.4.7.3. Toplam güç kaybı	45
3.4.7.4. Çekirdek boyutunu belirleme	48
3.4.7.5. En yüksek akı yoğunluğunu belirleme	48
3.4.7.6. Sarım sayılarının belirlenmesi	48
3.4.7.7. Tel boyutlarının seçimi	49
3.5. Transformatörlerin Kayıpları	51
3.6. Transformatörlerde Verim	52
3.7. Tam-köprü Çevirici İçin Transformatör Tasarımı	53
3.8. Kayıplar	57
3.9. Sistemin Kaybı ve Verimliliği	59
3.10. Simülasyon Devresi	59
3.11. Tam Köprü Çeviricinin Deney Düzenekinin Kurulması	62
3.12. Maliyet Analizi	64
4. DENEY SONUÇLARI	65
4.1. Devrenin gerçekleşmesi	65
4.2. Sistemin verimi	67
5. SONUÇLAR & ÖNERİLER	69
5.1. Sonuçlar	69
5.2. Öneriler	69
6. KAYNAKLAR DİZİNİ	71

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
1.1 Voller Energy tarafından üretilen V100 Taşınabilir güç kaynağı	5
1.2 Yakıt pili ile çalışan laptop	5
1.3 Yakıt pili ile çalışan araba	6
2.1 Yükseltici Çevirici Devresi	8
2.2 Gerilim ve akım dalga şekilleri	9
2.3 Alçaltıcı – yükseltici çevirici devresi	9
2.4 Alçaltıcı-yükseltici çeviricinin dalga şekilleri	10
2.5 CUK Çevirici	11
2.6 İletim konumundayken CUK çevirici	11
2.7 Kesim konumundayken CUK çevirici	12
2.8 Üç-seviyeli yükseltici çevirici	13
2.9 İlk rejimdeki çalışma modları	14
2.10 İkinci rejimdeki çalışma modları	17
2.11 (a) Alçaltıcı-Yükseltici Çevirici, (b) Endüktanslı transformatörle değiştirme, (c) Yeniden şekillendirilmiş Flyback çevirici	18
2.12 İleri çevirici	20
2.13 Üç sargılı ileri çevirici	20
2.14 Tam-köprü çevirici topolojisi	21
2.15 Tam-köprü çalışma modları	22
2.16 Yarı-köprü çevirici topolojisi	23
2.17 Yarı-köprü çalışma modları	24
2.18 Sistemin blok diyagramı	25
3.1 İstenen özelliklere göre yükseltici çevirici	28
3.2 Anahtarlama kayıpları	33
3.3 Tam-köprü çevirici devresi	34
3.4 Tam-köprü çevirici anahtarlama dalga şekli	35
3.5 Transformator devresi	43

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
3.6 Güç kaybının B_{max} değerine göre değişimi	45
3.7 Tam-köprü çevirici için transformatör tasarımı	53
3.8 Diyot Ters Düzeltme Karakteristiği	57
3.9 Tam köprü çevirici devre simülasyonu	60
3.10 Çıkış gerilimi simülasyon sonuçları	61
3.11 Çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanma	61
3.12 Yakıt pilinden 400V çıkış gerilimi elde edilen sistemin devre şeması	63
4.1 Tam-köprü çeviricinin aynı anda iletimden kesime geçen bir MOSFET çiftine gelen sinyal	63
4.2 Tam-köprü çeviricinin aynı anda iletimden kesime geçen diğer MOSFET çiftine gelen sinyal	66
4.3 Tam- köprü çeviricinin farklı zamanlarda iletim ve kesime geçen MOSFET'lerine gelen sinyaller arasındaki ölü zaman	66
4.4 Tam-köprü çevirici çıkış gerilimi	67

ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>Çizelge</u>	<u>Sayfa</u>
1.1 Yakıt Pili Çeşitleri ve Özellikleri.....	3
3.1 Endüktans/Transformatör tasarımı için yaklaşık optimum bir çekirdeğin geometrik özellikleri	40
3.2 Transformatör tasarımında kullanılan bileşenler ve birimleri.....	47
3.3. AWG Tel Çizelgesi	50
3.4 Transformatör çekirdek tipleri	53
3.5 Manyetik Tasarım Tablosu	55
3.6 Sistemin Maliyeti	64

BÖLÜM 1

YAKIT PİLİ SİSTEMLERİ

1.1. Giriş

Günümüzde dünya nüfusundaki artış ve buna bağlı olarak enerji ihtiyacındaki yükseliş, alternatif yakıtlara daha fazla önem verilmesine ve buna bağlı olarak daha fazla zaman ve para harcanmasına neden olmaktadır. Varolan fosil yakıt kaynaklarının ortalama 100 yıllık bir ömrü kaldığı düşünüldüğünde, verilen önemin artmasının normal olduğu görülmektedir. İnsanoğlunun enerjiyi değerlendirme seçeneklerinin en önemlilerinden biri “Elektrik Enerjisi” şeklindedir. Günümüzde güneş, hidrolik, rüzgar, nükleer, dalga, jeotermik, hidrojen ve biyokütle gibi yeni-temiz-yenilenebilir enerji kaynaklarına, elektrik üretimi için, artan bir ilgi bulunmaktadır. Bu kaynaklar yeni enerji teknolojisi kapsamında, çeşitli enerji dönüşüm yöntem ve/veya sistemleri ile değerlendirilmektedir. Bu kapsamda yakıt pilleri sahip olduğu pek çok olumlu özellik ile ön plana çıkmaktadır [1].

1.2 Yakıt Pilleri

Yakıt pilleri, temiz, çevreye zarar vermeyen ve yüksek verime sahip enerji dönüşüm teknolojileridir [2].

Yakıt pilleri, yakıt ve oksitleyicinin bileşimine, yakıtın dolaylı veya direkt yoldan verilmesine, kullanılan elektrot ve elektrolit cinsine, operasyon sıcaklığına bağlı olarak çeşitli kombinasyonlarda oluşturulabilirler. Yakıt pili türleri Tablo 1.1’de sunulmaktadır.

Bir buhar kazanı veya türbin kullanılmadan, sadece kimyasal reaksiyon ile elektrik enerjisi üretilir. Hidrojen (H_2) ve oksijen (O_2) arasındaki elektrokimyasal reaksiyon ile elde edilen ve toplam verimlilikleri % 80'lere kadar ulaşabilen yakıt pilleri, sürekli

alışan piller veya elektrokimyasal makineler olarak da bilinir. Yakıt pilleri, bünyesinde kullanılan elektrolitin cinsine göre çeşitli isimler alır.

- Fosforik asit yakıt pili
- Katı oksit yakıt pili
- Erimiş karbonat yakıt pili
- Polimer elektrolit yakıt pili (PEM)
- Alkali yakıt pili

Her ne kadar çalışma prensipleri benzer olsa da, çalışma koşulları ve uygulama alanları farklılık göstermektedir. Tablo 1.1'de yakıt pili çeşitlerinin temel özellikleri verilmiştir.

Atık olarak su ve ısı elde edilmesi ve özellikle minimum seviyedeki emisyonları yakıt pillerini avantajlı kılar. İçten yanmalı motorlarda, toplam kontrol edilemeyen emisyonlar 2370 ppm, gaz türbinli sistemlerde 120 ppm olduğu halde, yakıt hücreli sistemlerde sadece 5 ppm'dir.

Yakıt pilleri, boyutlarının küçük olması, yüksek verimle çalışmaları ve atık ısılarının kullanılabilir olmasının yanısıra aşağıdaki özellikleri nedeniyle de diğer güç sistemlerine göre daha üstündürler:

- Modüler olmaları
- Kullanıcıya yakın inşaa edilebilmeleri
- Yakıt olarak saf hidrojenin yanısıra doğal gaz, metanol veya kömür gazlarının kullanılabilmesi
- Sessiz alışmaları
- Minimum seviyede kükürt oksit ve azot oksit emisyonları
- İnşa edilecek alanda çok az evre kısıtlamaları gerektirmeleri ve kısa sürede inşaa edilebilmeleri
- Katı atık problemlerinin olmaması [1]
- Enerji üretim veriminin oldukça yüksek olması

- Eksoz ısısı yeniden kazanılabilmesi
- Montaj süresinin kısa olması
- Çok yüksek miktarda soğutma suyu (deniz suyu gibi) gerektirmemesi
- Güvenilir bir sistem oluşu
- İşletim karakteristiğinin uygulamada kolaylık sağlaması
- Geleceğe yönelik olarak gelişme potansiyeli oldukça yüksek olması [3]

1839'da keşfedilmiş, 1932'de üzerinde gelişmeler sağlanmış ve 1952 yılında NASA tarafından uzay çalışmalarında enerji sağlayıcı olarak kullanılan yakıt pilleri, 1960'lı yıllarda ilk yakıt hücreli traktör yapımı ile kara ulaşımında kullanıma sunulmuş 1980'li yıllarda yakıt hücreli tren, 1990'lı yıllarda yakıt hücreli denizaltı ve uçak ile gelişim göstermiş son yıllarda kara araçlarında ve güç santrallerinde yaygın araştırma ve uygulama konusudur.

Tablo 1.1 Yakıt Pili Çeşitleri ve Özellikleri [1]

	Fosforik Asit Yakıt Pili	Katı Oksit Yakıt Pili	Eritilmiş Karbonat Yakıt Pili	Polimer Elektrolit Yakıt Pili	Alkali Yakıt Pili
Elektrolit	Fosforik Asit	Çinko üzerine tutturulmuş Yittria (YSZ)	Karbonat	Polimer İyon değişim filmi	Potasyum Hidroksit
Elektrolitteki Taşıyıcı	H ⁺	O ₂ ⁻²	CO ₃ ⁻²	H ⁺	OH ⁻
Hücre Materyali	Karbon	Seramik vb.	Ni, Paslanmaz Çelik vb.	Karbon	Karbon
Güç yoğunluğu (W/kg)	120-180	15-20	30-40	350-1500	35-105
Yakıt türü	H ₂ Hidrokarbonlar, Fosil yakıtlar	H ₂ Hidrokarbonlar	H ₂ Hidrokarbonlar	H ₂ Hidrokarbonlar	H ₂
Sıcaklık	200 °C	1000 °C	600-700 °C	80 °C	80 °C
Güç üretim verimi	% 37-42	% 60-70	% 45-60	% 60	% 42-73
Uygulama Alanları	Ticari Uyg. (Oteller, Hastaneler vs.)	Ticari Uyg. Sanati Uyg. Elektrik Santralleri	Elektrik Santralleri	Ulaşım Araçları Askeri Sistemler	Uzay çalışmaları

Yakıt pilleri tasarımında değişiklik yapılmaksızın,

- Cep telefonlarında kullanılacak kadar az
- Bir kente yetebilecek kadar çok güç üretebilirler.

Ancak, yakıt pillerinin de bazı dezavantajları vardır:

- Maliyetleri çok yüksektir.
- Güç üretim endüstrisi için tanıdık olmayan bir teknolojidir.
- Bazı yakıt türleri için (hidrojen, metanol vb.) bir dağıtım altyapısı bulunmamaktadır.

Ev elektriği uygulamalarında genellikle yüksek güç yoğunluğu, yüksek verimlilik, değişik yakıt kaynaklarıyla uyuşabilme, gücü ve ısıyı etkin bir şekilde yeniden meydana getirme özelliklerinden dolayı SOFC (Solid Oxide Fuel Cell) kullanılır [4], [5]. PEM yakıt pilleri ise, düşük çalışma sıcaklığı, kolay ve güvenilir çalışma modları, yüksek enerji yoğunluğu, ve basit yapısı nedeniyle kullanılırlar [6], [7].

1.3 Yakıt Pillerinin Kullanım Alanları

Yakıt pili için pazar sınırsızdır.

Sabit güç kaynakları

2004 senesinde pazara tanıtılan 4.nesil ürün standart 220V AC ve 24V DC çıkışa sahip 100W nominal değerde güç üretiyor.



Şekil 1.1 Voller Energy tarafından üretilen V100 Taşınabilir güç kaynağı

Taşınabilir elektronik cihazlar

2004 yılı CEBIT fuarında tanıtılan bu laptop Metanol-Oksijen karışımı yakıt kullanan bir DMYP ile çalışmaktadır. PC'ye batarya olmaksızın doğrudan enerji sağlayan yakıt pili sıradan bir Li-ion pile göre 5 kat daha fazla enerji yoğunluğuna sahiptir.



Şekil 1.2 Yakıt pili ile çalışan laptop

Ulaşım endüstrisi

Honda firması tarafından üretilen CFX model yakıt pili araçlar California ve Japonya'da trafikte kullanılmaktadır [8].



Şekil 1.3 Yakıt pili ile çalışan araba

BÖLÜM 2

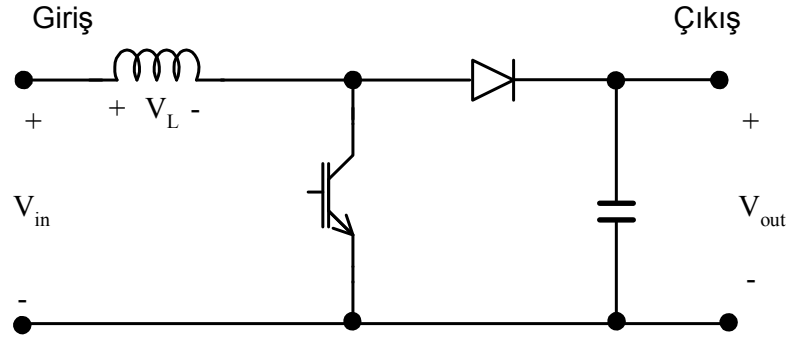
DC-DC ÇEVİRİCİ SEÇİMİ

2.1. Giriş

Yakıt pilinden elde edilen DC elektrik gücünü kullanılabilir AC güce çevirmek, otomotiv uygulamalarında kullanmak ya da elektrik ihtiyacını gidermekte arayüz olarak kullanmak için güç koşullandırma yapılması oldukça önemli bir teknolojidir. Yakıt pilinin elektriksel karakteristiği pek de ideal bir elektrik güç kaynağı olmadıklarını gösterir. Tipik bir yakıt pili hücrelerinin DC çıkış gerilimi geniş bir aralıkta yük akımı ve yakıt pilinin eskiliğine göre değişkenlik gösterir, sınırlı aşırı yükleme kapasitesi vardır. O sebeple, yakıt pilinin gerilimini daha üst seviyelere yükseltecek ve düzenleyecek DC-DC çeviriciye gerek vardır. DC-DC çalışan bir çevirici DC giriş gerilimini alıp DC çıkış gerilimi üretir ve tipik olarak çıkışta üretilen gerilim seviyesi giriş gerilimi seviyesinden farklıdır. Bu bölümde, yakıt pili ile çalışabilecek bir kaç DC-DC çevirici incelenecektir. Bu topolojilerin değişik performansları ve karmaşıklıkları vardır; yakıt pilinden maksimum düzeyde faydalanmak, kayıpları en aza indirmek için doğru olanı seçmek oldukça önemlidir [9]. Bu bölümde sadece yükseltici çevirici özelliği olan çeviricilere kısaca değinilecektir.

2.2. Yükseltici Çevirici

Şekil 2.1’de temel bir yükseltici çevirici görülmektedir. Bu devre giriş geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi elde etmek istendiğinde kullanılır.



Şekil 2.1 Yükseltici çevirici devresi

Transistör iletimde olduğunda $V_L = V_{in}$, ve kesimde olduğu durumda ise $V_L = V_{in} - V_o$ 'dır. Bu analizde, endüktans akımının sürekli aktığı (sürekli iletim) olduğu varsayılmıştır. Endüktans üzerindeki gerilim, Şekil 2.2'de verilmiştir. Kararlı durumda endüktansın üzerindeki ortalama gerilim sıfır olacağından;

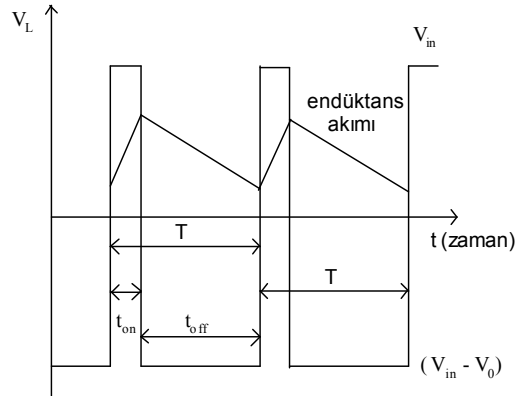
$$V_{in}t_{iletim} + (V_{in} - V_o)t_{kesim} = 0 \quad (2.1)$$

Bu denklem aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T}{t_{kesim}} = \frac{1}{(1-D)} \quad (2.2)$$

Ve kayıpsız bir devre için güç dengesi aşağıdaki denklemi sağlar:

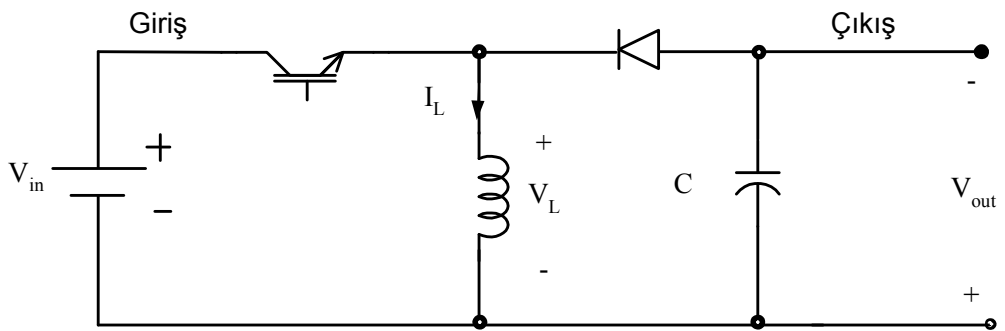
$$\frac{I_o}{I_{in}} = (1-D) \quad (2.3)$$



Şekil 2.2 Gerilim ve akım dalga şekilleri

Çalışma oranı D , 0 ile 1 arasında olacağından, denklem (2.2)'ye göre çıkış gerilimi mutlak olarak her zaman giriş geriliminden daha yüksek olacaktır.

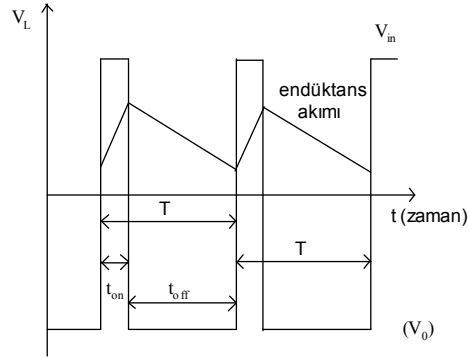
2.3. Alçaltıcı –Yükseltici Çevirici



Şekil 2.3 Alçaltıcı – yükseltici çevirici devresi

Alçaltıcı-yükseltici devrede, sürekli iletim olduğu durumda transistör iletim konumundayken $V_L = V_{in}$ 'dir ve transistör kesim konumundayken $V_L = V_o$ 'dır. Bir

periyot boyunca net akımın değişmemesinden dolayı endüktans üzerindeki ortalama gerilim sıfırdır.



Şekil 2.4 Alçaltıcı-yükseltici çevircinin dalga şekilleri

$$V_{in}t_{ON} + V_o t_{OFF} = 0 \quad (2.4)$$

Gerilim oranları,

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.5)$$

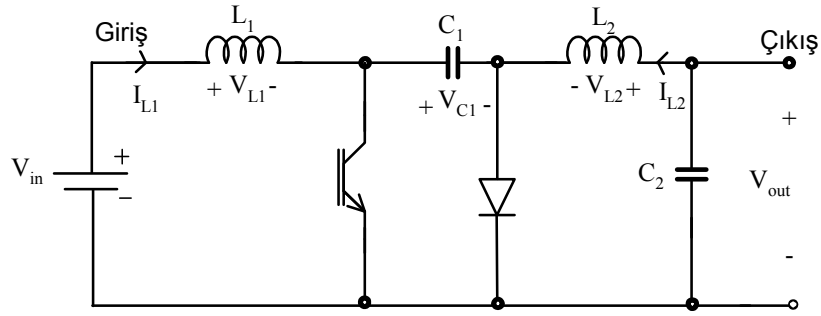
Ve buna karşılık gelen akım

$$\frac{I_o}{I_{in}} = -\frac{(1-D)}{D} \quad (2.6)$$

Çalışma oranı D , 0 ile 1 arasında olacağından çıkış gerilimi, mutlak olarak, giriş geriliminden daha düşük veya yüksek değerler arasında seyredebilir. Negatif işaret çıkış geriliminin ters yönde algıladığının göstergesidir.

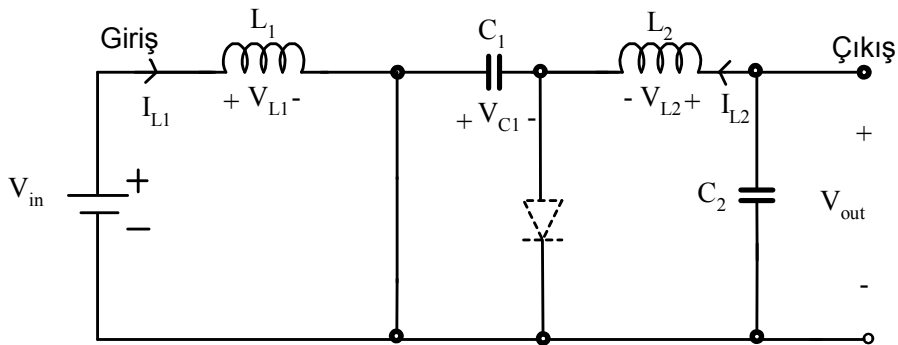
2.4. CUK Çevirici

Yükseltici, alçaltıcı-yükseltici çeviricilerin hepsi giriş ve çıkış arasında endüktans kullanarak enerji transferi yapmaktadırlar, yapılan analiz endüktans üzerindeki gerilim dengesine dayanmaktadır. CUK çevirici, kapasitif enerji transferini kullanır ve yapılan analiz kondansatörün akım dengesine dayanmaktadır. Şekil 2.5'te gösterilen devre alçaltıcı-yükseltici çeviricinin ikilik (duality) prensibinden türetilmiştir.



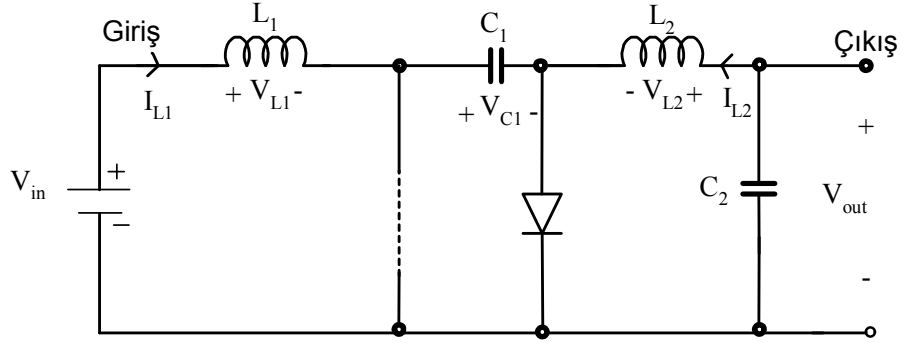
Şekil 2.5 CUK Çevirici

Eğer endüktans üzerindeki akımın dalgalanması olmadığını varsayarsak C_1 kondansatörünün şarj dengesini inceleyebiliriz. Transistör iletimde iken devre;



Şekil 2.6 İletim konumundayken CUK çevirici

ve C_1 deki akım I_{L2} 'dir. Transistör kesimde olduğunda diyot iletme geçer ve C_1 'deki akım I_{L1} olur.



Şekil 2.7 Kesim konumundayken CUK çevirici

Kararlı durumda kondansatör üzerinde net gerilim artışı olmayacağından net akım sıfırdır.

$$I_{L1}t_{OFF} + (-I_{L2})t_{ON} = 0 \quad (2.7)$$

Bu denklemden

$$\frac{I_{L2}}{I_{L1}} = \frac{(1-D)}{D} \quad (2.8)$$

elde edilir.

Endüktans akımı giriş ve çıkış akımlarıyla eş değerdir, bu sebeple güç korunumu yasasından

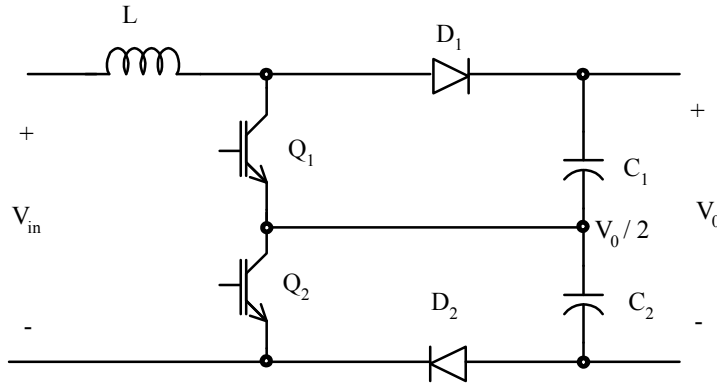
$$\frac{V_0}{V_{in}} = -\frac{D}{(1-D)} \quad (2.9)$$

elde edilir.

Bu sebeple, gerilim oranı alçaltıcı-yükseltici çeviriciyle aynıdır. CUK çeviricinin avantajı giriş ve çıkış endüktanslarının çeviricinin her iki yanında düzgün bir akım oluşturmasıdır ki alçaltıcı, yükseltici, alçaltıcı-yükseltici çeviricilerde en az bir taraftaki akım darbelidir [10].

2.5. Üç Seviyeli Tek-Uçlu Yükseltici Çevirici

Şekil 2.8’de üç seviyeli bir yükseltici devre görülmektedir. Bu çeviricinin iki anahtarı, iki diyodu, ve çıkışta gerilim bölücü görevi gören iki kondansatörü vardır. O sebeple, her iki anahtarın simetrik olarak çalışması için $C_1 = C_2$ seçildiğinde merkezdeki gerilim $\frac{V_0}{2}$ ’dir.



Şekil 2.8 Üç-seviyeli yükseltici çevirici

Bu çeviricinin giriş geriliminin çıkış geriliminin yarısından büyük ya da küçük oluşuna göre çalışabileceği 2 rejimi vardır.

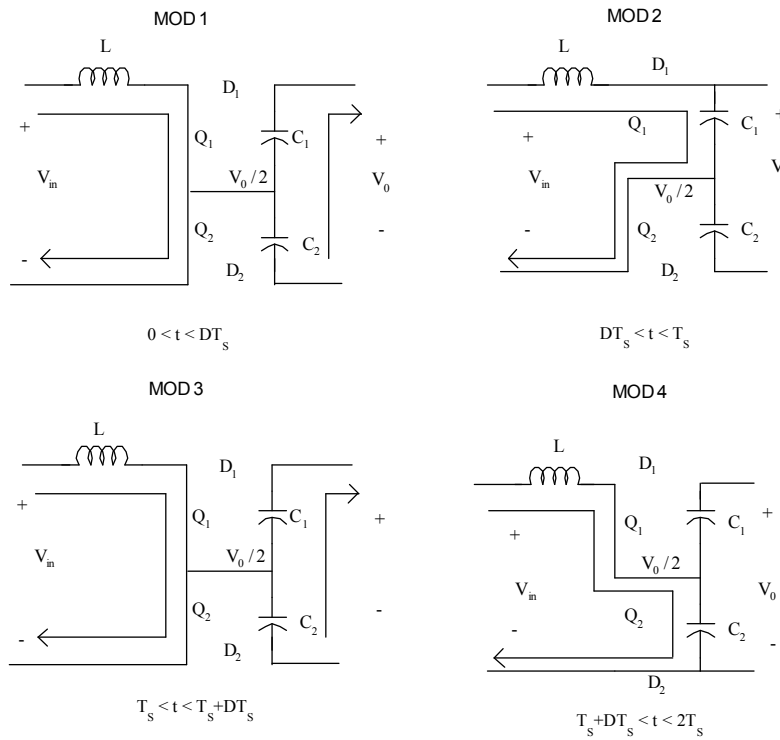
Birinci rejimde giriş gerilimi çıkış geriliminin yarısından küçüktür ve yükseltici çevirici 1. ve 3. modlarda şarj olmaktadır (Şekil 2.9), ve çıktı çıkıştaki kondansatörlerde depolanmış enerjiden sağlanmaktadır. Bu modda endüktans gerilimi ve kondansatör

akımı aşağıdaki gibidir:

$$v_L = V_{in} \quad (2.10)$$

$$i_C = -\frac{V_0}{R} \quad (2.11)$$

2 ve 4. modlarda L endüktansı depoladığı enerjiyi sırasıyla D_1 diyodu aracılığıyla C_1 'e, D_2 diyodu aracılığıyla C_2 'ye gönderir. V_{in} 'den daha yüksek bir gerilim olasıya kadar onları şarj eder.



Şekil 2.9 İlk rejimdeki çalışma modları

Bu enerji yük akımını sağlar, 1 ve 3. modlar boyunca C_1 ve C_2 'den akan yükü yeniden doldurur. Bu periyot boyunca enerji C_1 ve C_2 kondansatörlerinde depolanır.

Bu moddaki endüktans gerilimi ve kondansatör akımı aşağıdaki gibidir:

$$v_L = V_{in} - \frac{V_0}{2} \quad (2.12)$$

$$i_C = i_L - \frac{V_0}{2R} \quad (2.13)$$

1. ve 3. modlar simetrik dalga şeklini sağlamak için birbirinden bir anahtarlama periyodu T_s kadar farklıdır. Esasen, tüm 4 modu tamamlamak için 2 anahtarlama periyoduna gerek vardır. Endüktansı boşaltmakta C_1 ve C_2 dönüşümlü olarak kullanıldığından ve 2. ve 4. modların süresinin tamamen aynı olmasından dolayı gerilimleri teorik olarak dengededir.

$$M(D) = \frac{2}{1-D} \quad (2.14)$$

Buradaki D , 1 ya da 3 . moddaki süre içerisindeki D çalışma oranıdır.

İkinci rejimde giriş gerilimi çıkış geriliminin yarısından büyüktür, 1. ve 3. modlarda endüktans şarj olmakta (Şekil 2.10), ve çıkış gerilimi çıkış kondansatörlerinde depolanan enerjiden sağlanmaktadır. Bu moddaki endüktans gerilimi ve kondansatör akımı aşağıdaki gibidir.

$$v_L = V_{in} - \frac{V_0}{2} \quad (2.15)$$

$$i_C = i_L - \frac{V_0}{2R} \quad (2.16)$$

2 ve 4. modlarda L endüktansı depoladığı enerjiyi D_1 ve D_2 diyotları aracılığıyla C_1 ve C_2 kondansatörlerine gönderir, ve onları V_{in} 'den daha yüksek bir gerilime getirene dek şarj eder. Bu enerji yük akımını sağlar, 1 ve 3. modlar boyunca C_1 ve C_2 'den akan

yükü yeniden doldurur. Bu periyot boyunca enerji C_1 ve C_2 kondansatörlerinde depolanır. Bu moddaki endüktans gerilimi ve kondansatör akımı aşağıdaki gibidir:

$$v_L = V_{in} - V_0 \quad (2.17)$$

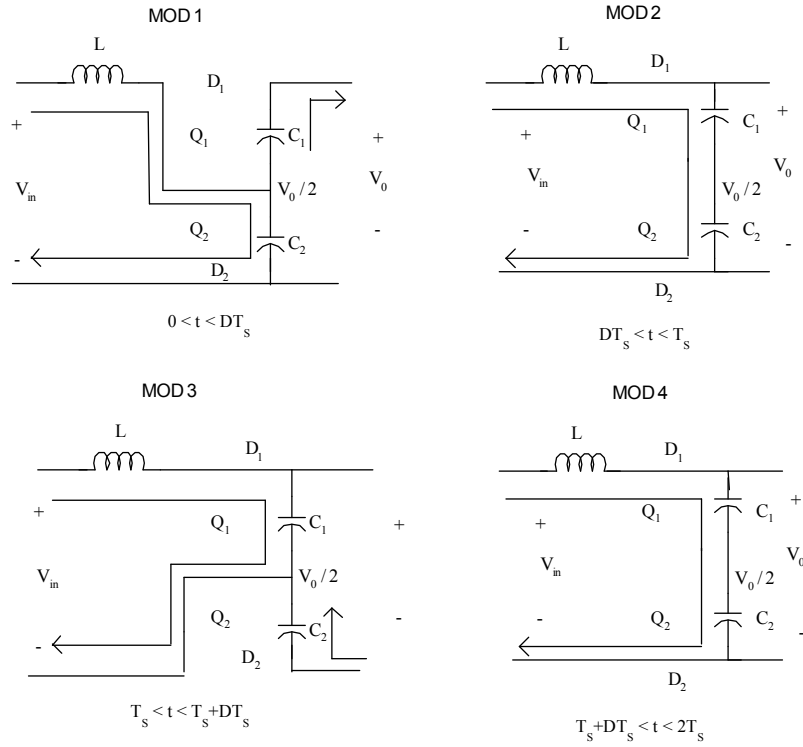
$$i_C = i_L - \frac{V_0}{R} \quad (2.18)$$

Bu eşitliklerden aşağıdaki denklemi elde ederiz:

$$M(D) = \frac{2}{2-D} \quad (2.19)$$

Birinci rejimde olduğu gibi 1. ve 3. modlar simetrik dalga şeklini sağlamak için birbirinden bir anahtarlama periyodu T_s kadar farklıdır, ve 2 ve 4. modların süreleride tamamen aynıdır.

2 tane aktif anahtar kullanıldığından, bu çevirici yüksek güç uygulamalarında kullanılmaya uygundur. Üstelik bu çevirici akım dalgalanmasını oldukça düşürerek daha küçük endüktans kullanılmasına olanak sağlar, dolayısıyla maliyet azalmış ve çeviricinin boyutu küçülmüş olur [9].



Şekil 2.10 İkinci rejimdeki çalışma modları

2.6. İzole Edilmiş DC-DC Çeviriciler

Pek çok DC-DC uygulamalarında, birden fazla çıkış gerekmektedir ve uygulamaya bağlı olarak çıkış izolasyonu gerekmektedir. Ayrıca, güvenlik standartlarını ya da empedans uyumunu sağlamak için girişten çıkışa izolasyon gerekebilir.

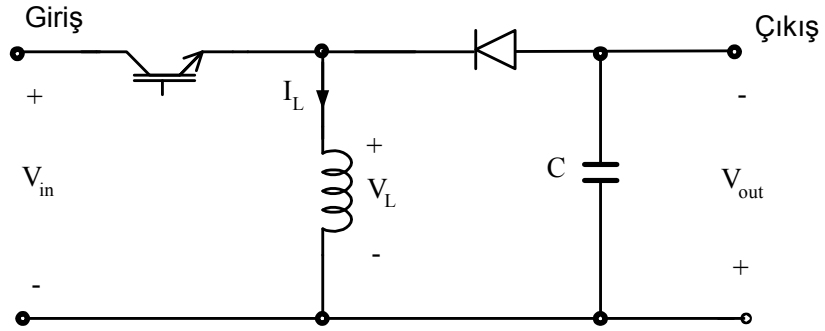
Yukarıda bahsi geçen DC-DC topolojileri giriş ve çıkış arasında izolasyon sağlayacak şekilde adapte edilebilirler.

2.6.1. Flyback çevirici

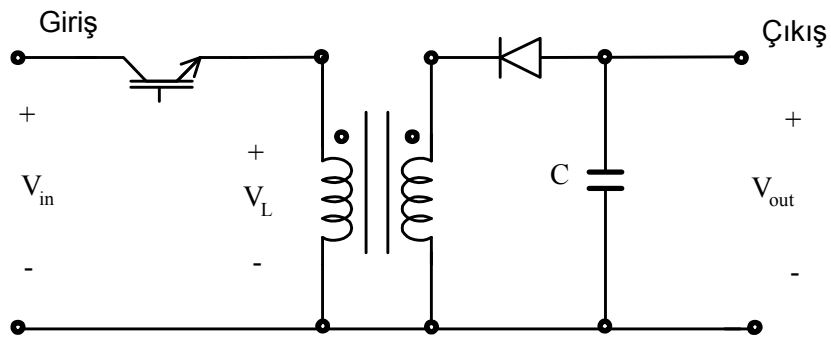
Flyback çevirici alçaltıcı-yükseltici çeviricinin bir uzantısı olarak geliştirilebilir. Şekil 2.11'in (a) kısmında basit bir çevirici gösterilmektedir. Şekil 2.11 (b)'de endüktansın yerini transformatör almıştır. Alçaltıcı-yükseltici çevirici iletim

konumundayken endüktanstaki enerjiyi depolayarak ve kesim konumundayken çıkışa doğru bu enerjiyi serbest bırakarak çalışır. Depolanan enerjiyi arttırmak için genelde hava aralığı olan çekirdek kullanılır.

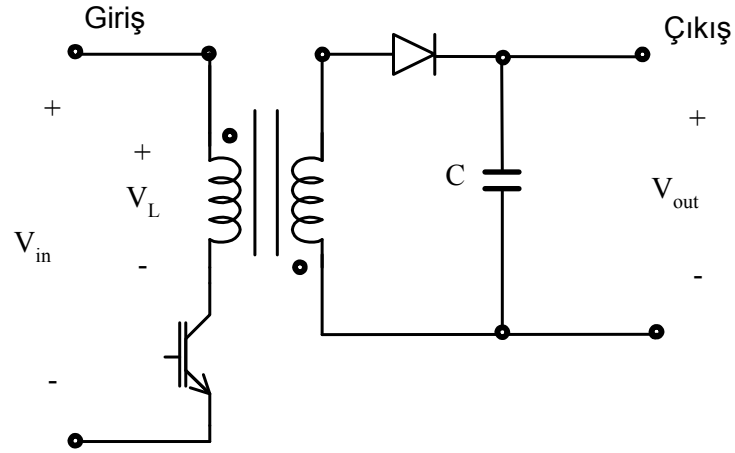
Şekil 2.11 (c)'de devrenin girdi ve çıktı genel referansları ortadan kaldırılarak izole edilmiş çıktı elde edilir.



(a)



(b)



(c)

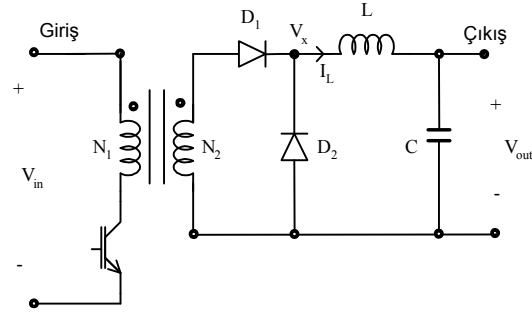
Şekil 2.11 a) Alçaltıcı-Yükseltici Çevirici, b) Endüktansı transformatörle değiştirme, c) Yeniden şekillendirilmiş Flyback çevirici

2.6.2. İleri çevirici

İleri çeviricinin arkasındaki genel düşünce AC giriş gerilimini izole edilmiş ikincil çıkış gerilimine dönüştüren ideal bir transformatör olmasıdır. Şekil 2.12’de verilen devrede transistör iletimde olduğunda birincil kolda V_{in} ortaya çıkar ve daha sonra aşağıdakini meydana getirir:

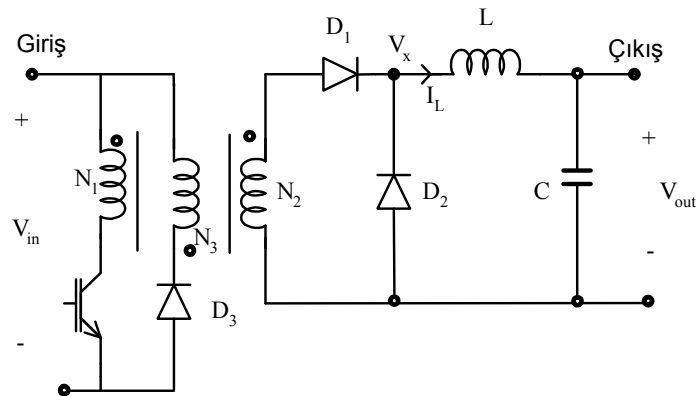
$$V_x = \frac{N_1}{N_2} V_{in} \quad (2.20)$$

Transformatör gerilimi sıfır ya da negatifken D_2 endüktans akımında dairesel bir yörünge meydana getirirken ikincil koldaki diyot çıkış devresine sadece pozitif gerilimin uygulanabileceğini garanti etmektedir.



Şekil 2.12 İleri çevirici

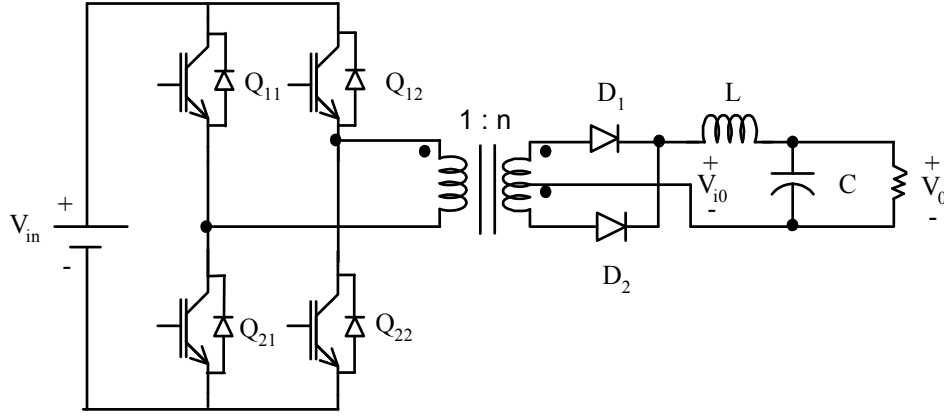
Şekil 2.12’de verilen devrenin çalışmasıyla ilgili problem, çekirdeğe sadece pozitif gerilimin uygulanabilmesidir, o sebeple akı yalnızca bir kaynaktan uygulanarak artırılabilir. Manyatılma akımı önemli ölçüde arttıkça çekirdek doyuma ulaşana dek, akı artacak ve devre çalışmaz olacaktır. Anahtar iletim konumundayken çekirdek üzerinde pozitif gerilim vardır ve akı artmaktadır. Anahtar kesim konumuna geldiğinde çekirdekteki akıyı sıfırlamak için negatif gerilim sağlanmalıdır. Şekil 2.13’te ki devrede ters yönlü akıma izin veren diyot bağlantısını sağlayan üçüncü bir sargı bulunmaktadır. 3. sargıdaki nokta diğerlerinden farklıdır. Anahtar kesim konumuna geldiğinde akım o noktaya doğru akar. Çekirdek endüktansı akımı noktalı terminalde tutmaya devam edecek şekilde çalışır [10].



Şekil 2.13 Üç sargılı ileri çevirici

2.6.3. Tam-köprü çevirici

Tam-köprü DC-DC çevirici Şekil 2.14'te gösterilmiştir. Bu çeviricinin çalışma modları Şekil 2.15'te verilmiştir. Buradaki Q_{11} , Q_{22} ve Q_{12} , Q_{21} istenen anahtarlama frekansını sağlamak amacıyla dönüşümlü olarak kullanılan çiftlerdir. (Q_{11} , Q_{22}) veya (Q_{12} , Q_{21}) iletimde iken $v_{io} = nV_{in}$ dir. 2 ve 4 modları boyunca (Şekil 2.15) her iki anahtar çifti de kesimde olduğundan endüktans akımı her iki yarım arasında eşit olarak bölünür.



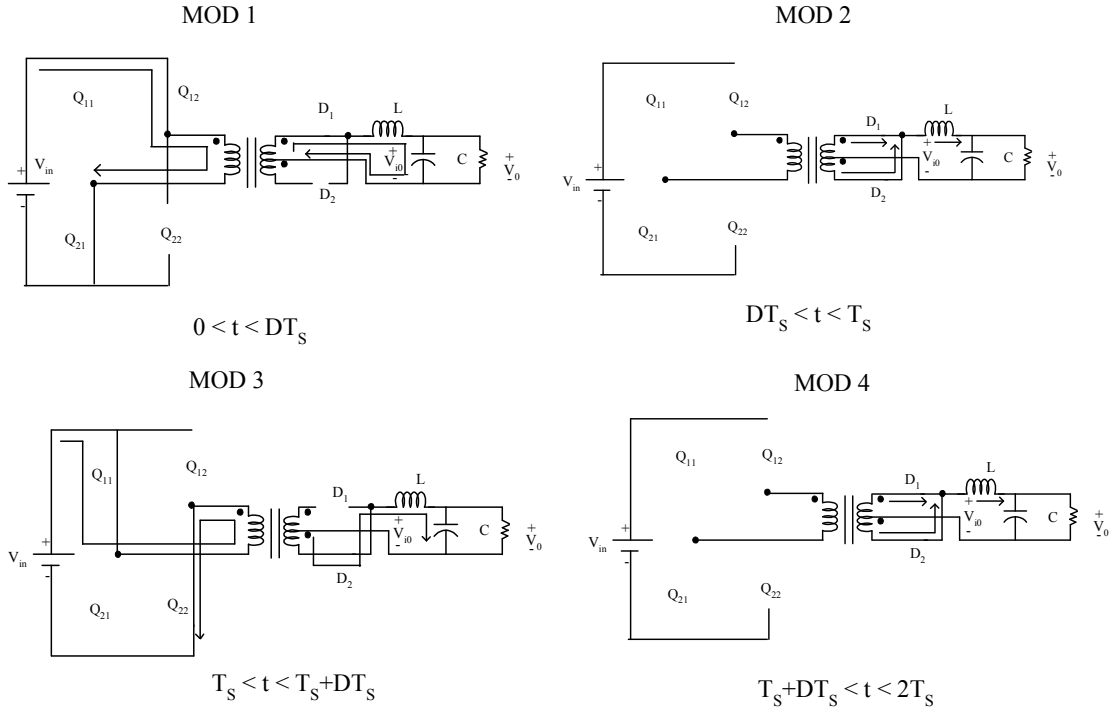
Şekil 2.14 Tam-köprü çevirici topolojisi

Diyotların ideal oldukları varsayıldığında $v_{io} = 0$ 'dır, ve o sebeple $v_L = -V_o$ 'dır. Endüktans geriliminin bir periyot boyunca süreye bağlı integrali alınıp sifıra eşitlenirse, gerilim kazancı aşağıdaki gibi olur:

$$M(D) = nD \quad (2.21)$$

Buradaki D , çalışma oranıdır. v_{io} 'nun ortalaması V_o 'a eşittir. Yukarıdaki eşitlik sürekli iletim modunda geçerlidir, ancak bu çevirici düşük yükün olduğu durumlarda kesikli modda da çalışabilir. Tam-köprü çeviricileri esasen D çalışma oranının tüm değerlerinde çalışabilir. Bu çevirici genellikle yüksek güç seviyelerinde kullanılır. Transformator boyutunun küçük olduğu durumda transformatorlerden faydalanmak

iyidir. Daha doğrusu, transformatör mıknatıslandırıcı akımı hem pozitif hemde negatif olabileceğinden transformatör çekirdeğinden faydalanmak iyidir.

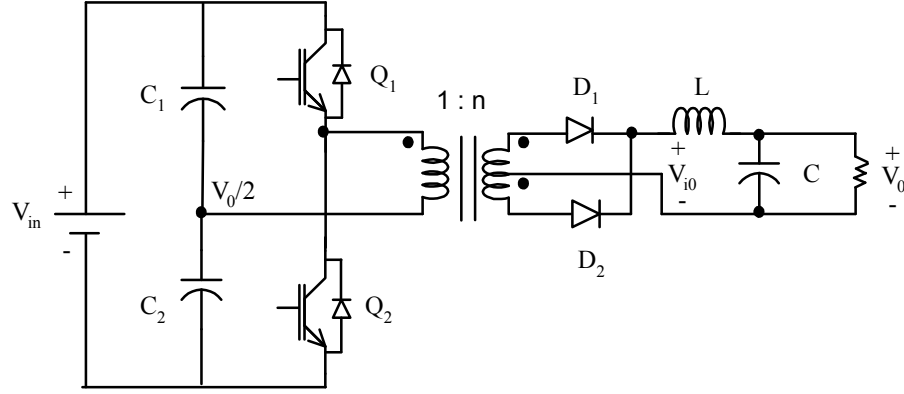


Şekil 2.15 Tam-köprü çalışma modları

Transformatörün birincil ucu etkin olarak kullanılır, ancak merkezde kalan ikincil ucun her iki yarısında sadece değişimli anahtarlama periyotları boyunca güç gönderdiğinden etkin olarak kullanılmaz.

2.6.4. Yarı-köprü çevirici

Şekil 2.16 yarı-köprü bir DC-DC çeviriciyi göstermektedir. C₁ ve C₂ kondansatörleri orta noktada 0 ile giriş gerilimi arasında bir gerilim oluştururlar. Q₁ ve Q₂ anahtarları $t_{on} = DT_s$ süresi boyunca dönüşümlü olarak çalışırlar.



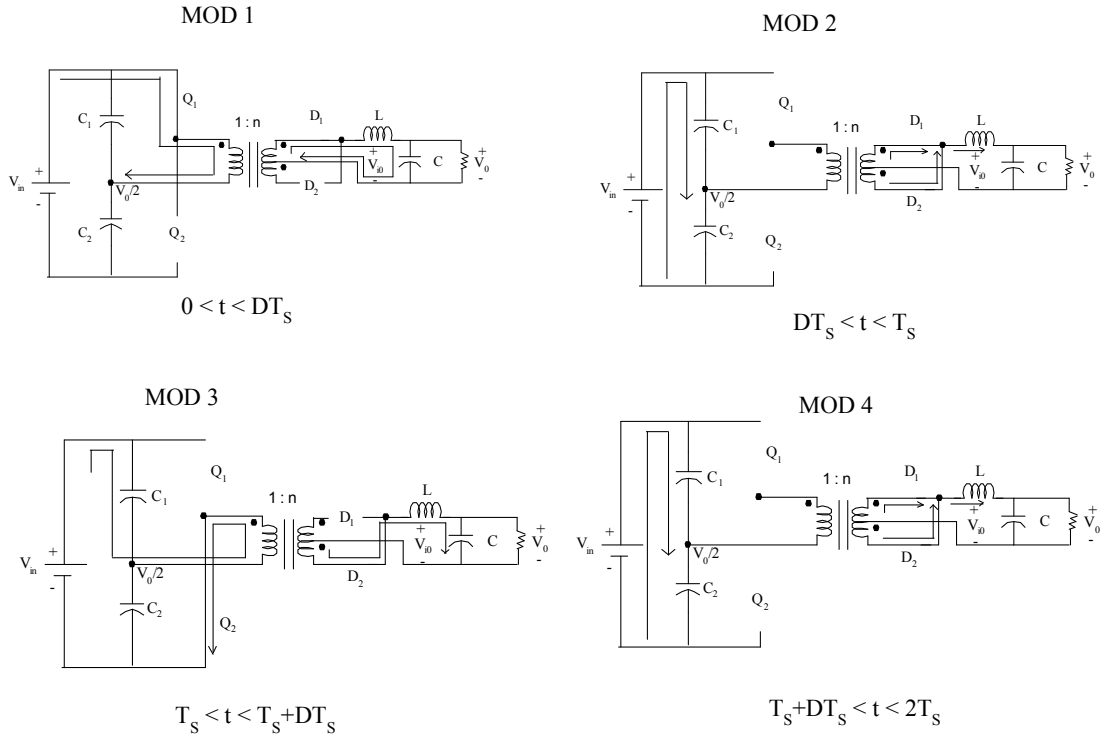
Şekil 2.16 Yarı-köprü çevirici topolojisi

Şekil 2.17’te gösterilen mod 1’de Q_1 ’in ilettime geçmesiyle birlikte $v_{io} = n \frac{V_d}{2}$ dir ve o sebeple, $v_L = n \frac{V_d}{2} - V_0$ dir. 2 ve 4. modlar boyunca (Şekil 2.17) her iki anahtar da kesimdedir, o sebeple endüktans akımı iki ikincil yarım boyunca eşit olarak paylaşılır. Diyotların ideal olduğu varsayıldığından $v_L = -V_0$ ’dır. Bir periyot boyunca endüktans geriliminin zamana bağlı integrali sıfıra eşitlenerek gerilim kazancı;

$$M(D) = 0,5nD \quad (2.22)$$

olarak hesaplanır.

v_{io} ’nun ortalaması V_0 ’dır. Denklem (2.22)’den yarı-köprü çıkış geriliminin tam-köprü çevirici çıkış geriliminin yarısı olduğu sonucuna ulaşılabilir. Bu faktör transformatör oranı n iki katına çıkarılarak telafi edilebilir. Ancak bu transistör akımının da iki katına çıkmasına sebep olur.



Şekil 2.17 Yarı-köprü çalışma modları

Yarı-köprü çevirici dört yerine iki anahtara ihtiyaç duyar ancak bu anahtarlar tam-köprü çeviricilerin taşıyabildiğinin iki katı büyüklüğündeki akımları taşımak zorundadır. Sonuç olarak yarı-köprü konfigürasyonu düşük güç seviyeli uygulamalarda kullanılabilir. Transformator çekirdeğinden ve sargılarından yararlanma tıpkı tam-köprü çeviricilerinde olduğu gibidir [9].

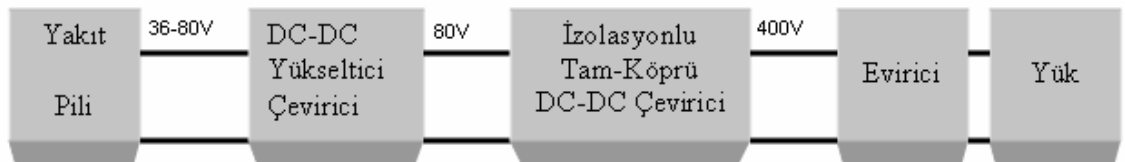
2.7. Sisteme Uygun Çevirici Yapısının Belirlenmesi

Tüm uygulamalara tam anlamıyla uyum sağlayabilen çeviriciler halen mevcut değildir. Her uygulama için kullanılması gereken dc çevirici türü farklılık gösterebilir. Bu çalışmaya uygun yapı, sistemin amacı doğrultusunda belirlenecektir.

2.7.1. Çeviricilerin karşılaştırılması

İzolasyon ve büyük yükseltme oranı olan ileri, push-pull, yarı-köprü ve tam-köprü çeviricileri bu tasarımda kullanılabilirler. Ancak esasen, ileri ve push-pull çevirici yüksek güç uygulamaları için uygun değildir. İleri çeviriciler sınırlı D çalışma oranına sahiptir, ve push-pull çeviricilerde ortada merkezlenmiş iki yarım sargı eşit olamaz veya simetrik olamaz, dolayısıyla güç anahtarı iletim/kesim zamanları ileri gerilim düşümleri gibi asla eşit olamaz. Uygulamada ortaya çıkan bu olumsuzluklar, transformator çekirdeğinin doyuma ulaşmasına ve çeviricinin düzgün çalışmamasına neden olur. Hem ileri hemde push-pull çeviricilerde gerilim oranı yarı ya da tam-köprü çeviricilerinin iki katıdır. Tam-köprü, yarı-köprü ile karşılaştırıldığında daha fazla bileşene sahip olmasına rağmen hem akım oranı ve hemde transformator sarım oranı yarı yarıya daha düşüktür. Karşılaştırılan çeviriciler arasında tam-köprü çeviricideki gerilim ve akım stresi en düşüktür [11]. Bunun yanı sıra, tam-köprü çevirici dışındaki tüm diğer çeviriciler giriş gerilimi-akımı düzleminin yalnızca tek yönde güç akışına izin verirler [7].

Bu sebepler göz önüne alındığında uygun topoloji olarak, iki aşamalı bir dc-dc çevrim sistemi seçilmiştir. Seçilen yapı Şekil 2.18’de verilmiştir. Yakıt pilinden gelen DC gerilimi 36 V ile 80 V arasında değişirken, ilk olarak, yükseltici çevirici aracılığıyla düzgün 80V’a dönüştürülür. Daha sonra DC-DC çeviriciden çıkan 80 V, bir tam köprü çevirici aracılığıyla 400V’a dönüştürülür.



Şekil 2.18 Sistemin blok diyagramı

Şekil 2.18’de blok diyagramı verilen çeviricinin iki tane yükselticisi vardır. Yakıt pili güç koşullandırıcı devresinde önemli olan ilk DC-DC çeviricidir, çünkü ikinci aşamadaki çeviricinin optimal olarak çalışması birinci çeviricinin düzgün çalışmasına bağlıdır.

2.7.2. İki aşamalı dc-dc çevirici sisteminin avantajları

1. Transformatörlü çeviricilerde, DC-DC çevirici aşaması giriş geriliminin kararlılığına bağlıdır. Transformatör en küçük gerilim seviyelerine uyum sağlayabilecek şekilde tasarlanmalıdır. Normal çalışma esnasında, giriş gerilimleri genel olarak minimum değerden oldukça yüksektir, ve transformatör optimal çalışmaz. Bu tezdeki yakıt pili güç koşullandırıcı devresi ikinci aşamada giriş gerilimini 80 V’a ayarlayarak bu problemi ortadan kaldırmaktadır. O sebeple, izole edilmiş DC-DC çevirici açık döngü de çalışabilir, bu da tüm sistemin kontrol sistemini basitleştirir. Ayrıca, izole edilmiş DC-DC çeviricinin giriş gerilimi daha yüksek olduğundan, anahtarların akım oranları çok daha düşük olabilir, bu da transformatör sarım sayısı ile birlikte tüm sistemin maliyetini azaltır.
2. Yakıt pillerinden daha fazla yararlanma ve yarı iletkenlerin zarar görmesini önlemek amacıyla çok seviyeli DC-DC çeviriciler kullanılır. Bu sayede yakıt pilinin V-I karakteristiğinden kaynaklanan problemlerin üstesinden gelinmiş olur. Çok seviyeli çevirici kullanmanın bir avantajı da anahtarlama frekansının geleneksel bir çeviriciden daha düşük olması, yani anahtar kayıplarının azalması ve verimliliğin artışıdır [4].
3. Yakıt pillerinin evlerdeki elektrik ihtiyacını karşılamak için kullanılması daha az kirlilik ve daha az gürültünün yanısıra yüksek verim sağlaması nedeniyle oldukça caziptir. Böyle bir sistemde, yakıt pilinin düşük gerilim seviyesini yükseltecek DC-AC çevrim sağlayabilecek, izolasyonlu ve yüksek sarım sayılı bir DC-DC çeviriciye gerek vardır. Transformatörün yüksek sarım sayılı olması yüksek sızıntı endüktansa neden olur, dolayısıyla verimi düşürür ve DC-DC çeviricinin kontrol sistemini zorlaştırır [5]. Şekil 2.18’de verilen yapı ile transformatör sarım sayısının yüksek olması engellenir.

4. Ev elektriği kullanımı için yakıt pilinden elektrik enerjisi üretiminde, yakıt pilinin çıkışına üç-seviyeli paralel bir yükseltici çevirici kullanmak geleneksel bir çevirici kullanmaya göre bazı üstünlüklere sahiptir.

- Daha düşük dalgalanma için daha küçük boyutlu bir endüktans kullanılır.
- Bu konfigürasyon ayrıca gerekli yarı iletken cihazların gerilim oranlarını iki katı azaltır.
- Birbirinin aynısı üç-seviyeli çeviricileri paralel kullanmak, kullanılacak yarı iletkenlerin akım oranlarını azaltır, taşıma kayıplarını azaltır ve genel verimliliği artırır [9].

BÖLÜM 3

ÇEVİRİCİ TASARIMI

3.1. Giriş

Bu çalışmadaki amaç yakıt pilinden, şehir şebekesinde kullanılmaya uygun elektrik enerjisi elde edilmesine alt yapı sağlayacak olan DC-DC yükseltme işleminin gerçekleştirilmesidir. Buna göre uygun topoloji olarak iki aşamalı bir DC-DC çevrim sistemi seçilmiş ve çıkışı 36-80 V arası değişen bir yakıt pilinden 400 V sabit gerilim elde edilmesi amaçlanmıştır.

3.2. Birinci Yükseltici Çevirici Tasarımı

Tasarlanacak yükseltici çeviricinin sürekli iletim modunda çalışacağı varsayılacak olup, istenen değerler:

Giriş gerilimi: $V_{in} = 36-80 \text{ V}$

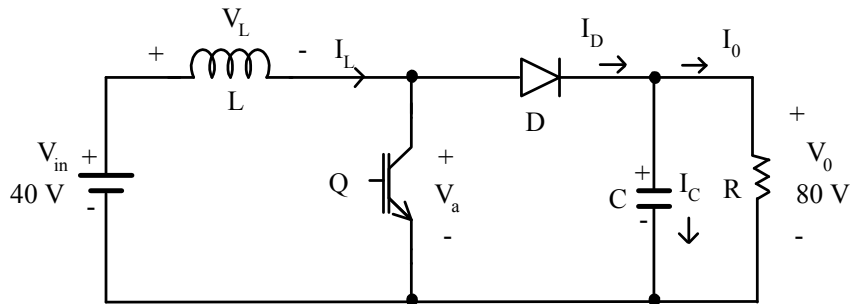
Çıkış gerilimi: $V_o = 80 \text{ V}$

Anahtarlama frekansı : $f_s = 100 \text{ kHz}$

Çıkış gücü: $P_o = 1000 \text{ W}$

Endüktans akımı dalgalanması : $\Delta i = \% 15$

Kondansatör gerilim dalgalanması: $\Delta v = \% 1$



Şekil 3.1 İstenen özelliklere göre yükseltici çevirici

İlk olarak önceki bölümde belirtilen eşitliklere göre D çalışma oranının değeri bulunmalıdır. Yükseltici çevirici için giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.1)$$

idi. Ancak, giriş gerilimi değişken olduğundan endüktans ve kapasite denklemlerinden yararlanılmalıdır.

Anahtarların iletimde ve kesimde oldukları durumlarda endüktans üzerine düşen gerilim ve kondansatör akımından aşağıdaki denklemler elde edilir. Bu denklemler aracılığıyla L ve C değerleri hesaplanabilir.

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L} \Delta t \Rightarrow L \geq \frac{V_{in}}{\Delta I_L} DT \quad (3.2)$$

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt \quad (3.3)$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o}{C} \Delta t \Rightarrow C \geq \frac{I_o}{\Delta V_o} DT \quad (3.4)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L} \Delta t \quad \& \quad \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.5)$$

Aşağıdaki denklemlerin eşitliğinden en kötü durum, yani en büyük dalgalanma değerini veren D çalışma oranı bulunur, oradan da giriş gerilimi aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{V_{in}}{L} DT = \frac{V_0(1-D)D}{I_o f_s} \quad (3.6)$$

$$\frac{d(D-D^2)}{dD} = 1-2D = 0 \quad (3.7)$$

$$D = 0,5$$

$$V_{in} = (1 - 0,5) \cdot 80 = 40 \text{ V}$$

3.2.1. Tasarım gereklilikleri

Tasarım en kötü dürüm göz önüne alınarak yapılacaktır. 1000 W gücünde $V_{in} = 40$ V ve $V_{out} = 80$ V olan bir DC-DC çevirici için akım ve gerilim oranları gereklilikleri:

İletim durumunda anahtardan akan akımının en yüksek değeri,

$$I_{in} = P / V_{in} = 1000 \text{ W} / 40 \text{ V} = 25 \text{ A}$$

Bu akıma %15'lik tepeden tepeye dalgalanma akımı da eklendiğinde, akımın en yüksek değeri;

$$I_D = 25 + 25 \cdot \frac{0.15}{2} = 26,875 \text{ A}$$

Gerilim oranı gerekliliği ise, diyodun iletim durumundaki gerilim düşümü de göz önüne alındığında;

$$V_{DSmax} = V_{out} + V_{F(diode)} = 80 + 0,77 \text{ V} = 80,77 \text{ V}$$

Güç anahtarı olarak güç BJT leri, güç MOSFET'leri, ya da IGBT'ler kullanılabilir.

- BJT'lerin kapasiteleri büyüktür ve iletim konumundaki kayıpları düşüktür.
- MOSFET'ler ise hızlı anahtarlama ve gerilim sürümlüdürler.
- IGBT'ler ise birleştirilmiş modüllerdir, güçlü ve pahalıdır.

Anahtarlama frekansının 100 kHz seçilmesi, ayrıca düşük maliyet gereksinimleri göz önüne alındığında kullanılacak anahtarlama elemanı olarak MOSFET seçilmiştir. Kullanım ve montaj kolaylığı sebebiyle SOT-227 paket tipine sahip güç MOSFET'i sınıfındaki MOSFET'ler incelenmiştir. Gerilim bloklama ve akım taşıma kapasitesi elde edilen değerleri sağlayan, düşük $r_{DS(ON)}$ direnci ile düşük tırmanma, düşme, açılma ve kapanma sürelerine sahip olan IXFN150N10 HiperFET Güç MOSFET'i anahtarlama elemanı olarak seçilmiştir.

Güç MOSFET'i IXFN150N10 özellikler şu şekildedir;

$$I_D = 150A > 26,875 A \quad \& \quad V_{DS} = 100 V > 80,77 V$$

$$\left. \begin{array}{l} t_{ri} = 30 \text{ ns} \\ t_{fv} = 60 \text{ ns} \\ t_{rv} = 100 \text{ ns} \\ t_{ft} = 60 \text{ ns} \end{array} \right\} \begin{array}{l} t_{iletim} = t_{ri} + t_{fv} \\ t_{kesim} = t_{rv} + t_{ft} \end{array}$$

3.2.2. Endüktans tasarımı

Sürekli iletim modunda

$$t_1 = \left(\frac{1}{f} \right) \left(\frac{V_{out} + V_F - V_{in}}{V_{out}} \right) \quad (3.8)$$

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \cdot V_{in} \cdot t_1 \quad \text{ve} \quad I_{max} = I_{in} + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (3.9)$$

Endüktans akımındaki dalgalanma % 15 alınırsa;

$$\Delta I_L = 0,15 I_L = 0,15 I_{in} = 0,15 \cdot 25 = 3,75 A$$

$$L = \frac{1}{f} (V_{out} + V_F - V_{in}) \left(\frac{V_{out} + V_F}{V_{in}} \right) \frac{1}{\Delta I_L} \quad (3.10)$$

$$= \frac{1}{100 \cdot 10^3} (80 + 0,7 - 40) \left(\frac{80 + 0,7}{40} \right) \left(\frac{1}{3,75} \right)$$

$$= 219 \mu H$$

yükseltici çeviricinin sürekli akım modunda çalışabilmesi için yeterlidir.

3.2.3. Kapasitor tasarımı

Diyot akımının en yüksek değeri, endüktans akımında olduğu gibi 26,875 A'dir.

Diyot rms akımı:

$$I_{D,rms} = I_{D,peak} \cdot \sqrt{D} = 26,875 \cdot \sqrt{0,5} = 19 A$$

Kondansatörün RMS akımı:

$$I_{C,rms} = \sqrt{I_{D,rms}^2 - I_0^2} = \sqrt{19^2 - 12,5^2} = 14,3 A$$

Çıkış gerilimi dalgalanması:

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_{c,rms} DT_s}{C} \Rightarrow C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_0} = \frac{I_{c,rms} DT_s}{\Delta V_0} \quad (3.11)$$

olur.

Kondansatör gerilim dalgalanmasının % 1 olduğunu kabul edilirse,

$$\Delta V_0 = 80 \cdot 1/100 = 0,8V$$

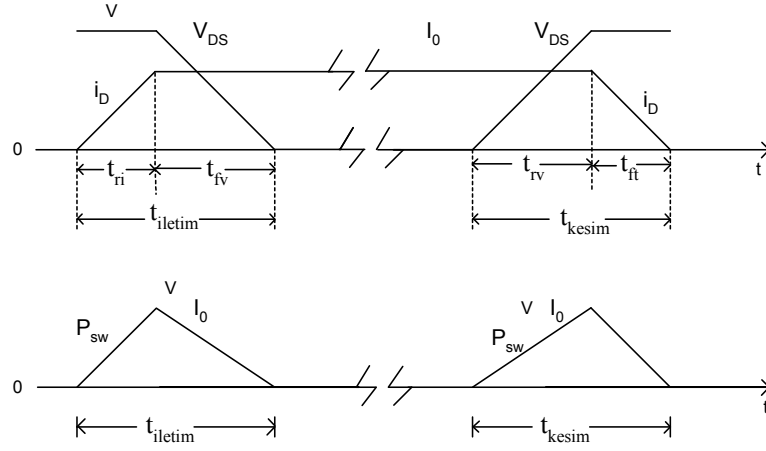
bulunur. Buradan,

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_0} = \frac{I_{c,rms} DT_s}{\Delta V_0} = \frac{14,3 \cdot 0,5}{0,8 \cdot 100 \cdot 10^3} = 89,3 \mu F$$

bulunur [13].

3.2.4. Kayıplar

Anahtarlama kayıpları şu şekilde bulunur [12]:



Şekil 3.2 Anahtarlama kayıpları

$$\begin{aligned}
 P_{anah_kaybi} &= \frac{W_{kaybi}}{T} = \frac{1}{T} (W_{ilet_kaybi} + W_{kesim_kaybi}) = \frac{V_{DS} I_D}{2T} (t_{iletim} + t_{kesim}) \quad (3.12) \\
 &= \frac{80,77 \cdot 25}{2 \cdot \frac{1}{100 \cdot 10^3}} (90 + 160) \cdot 10^{-9} = 25,24 \text{ W}
 \end{aligned}$$

İletim durumunda kalma süresi:

$$t_1 = \frac{1}{f} \left(\frac{V_{out} + V_f - V_{in}}{V_{out}} \right) = \frac{1}{100 \cdot 10^3} \left(\frac{80 + 0,77 - 40}{80} \right) \text{sec} = 5,09625 \mu\text{s}$$

İletim konumundaki kayıp:

$$\begin{aligned}
 P_{iletme_kaybi} &= \frac{W_{iletme_kaybi}}{T} = \frac{1}{T} (I_D^2 r_{DS(ON)} t_1) \quad (3.13) \\
 &= \frac{1}{100 \cdot 10^3} (25^2 \cdot 12 \cdot 10^{-3} \cdot 5,09625 \cdot 10^{-6}) = 3,822 \text{ W}
 \end{aligned}$$

Diyot iletim kayıbı:

$$\begin{aligned}
 P_{diode_iletim} &= (1 - D) V_F I_D = 0,5 \cdot 0,77 \cdot 25 \\
 P_{diode_iletim} &= 9,625 \text{ W}
 \end{aligned}$$

Kapasite kaybı:

$$P_c = I_{rms}^2 r_c = 14,3^2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 4,08W$$

Birinci çeviricideki tüm kayıp:

$$P_{1.çevirici} = P_{Mosfet} + P_{diode} + P_L + P_c = 50,49W$$

Son olarak, birinci yükseltici çeviricinin verimi;

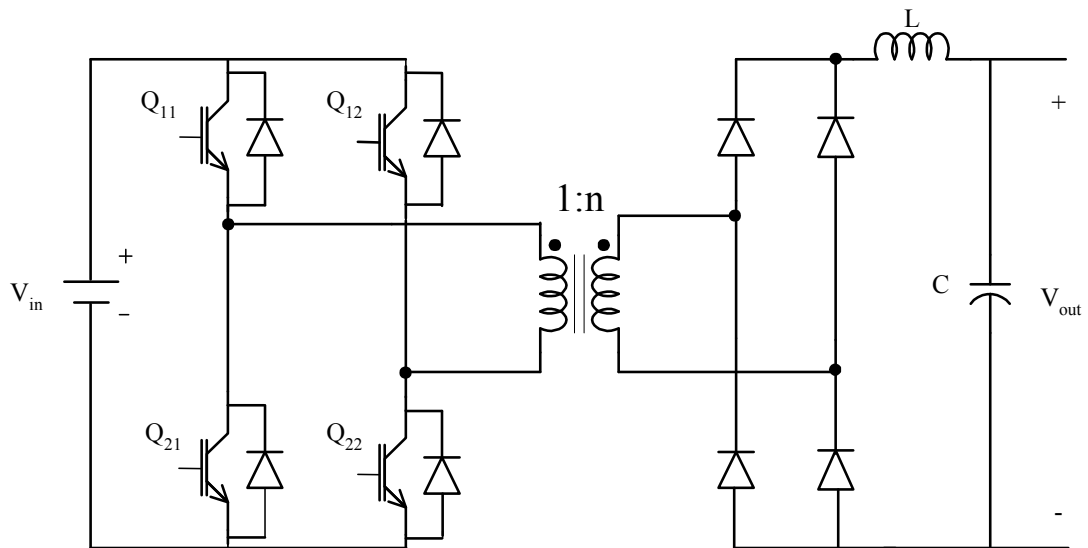
$$\eta_{1.çevirici} = \frac{1000}{1000 + 50,49} = 95,19\%$$

bulunur.

3.3. İkinci Yükseltici Çevirici Tasarımı

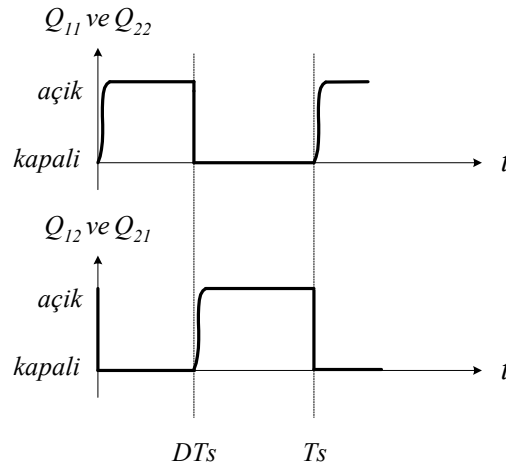
İkinci aşamada yapılacak olan izoleli bir yükseltici devre aracılığıyla gerilim seviyesini final seviyesine eriştirecek olan çeviriciyi tasarlamaktır.

Bölüm 2.6'da izoleli yükseltici çeviriciler kıyaslanmış, buna göre bu tasarım için en uygun olanın tam-köprü çevirici olduğu sonucuna ulaşılmıştı. Tam köprü çevirici devre şeması Şekil 3.3'te verilmiştir.



Şekil 3.3 Tam-köprü çevirici devresi

Tam köprü çeviricinin iki kolu vardır. Her kol iki anahtar ve bunlara ters paralel diyotlardan oluşur. Her kolda bulunan iki anahtar biri iletimdeyken diğeri kesimde olacak şekilde anahtarlama yapılır. Bu nedenle, iki anahtar asla aynı anda kesimde olmaz. Uygulamada, iki anahtarın da kesimde olduğu, ölü zaman olarak bilinen kısa bir zaman aralığı girişin kısa devre olmasını engellemek için vardır. Çıkış geriliminin kontrolü yalnızca anahtarların konumuyla sağlanabilir [7]. Buna göre dalga şekilleri Şekil 3.4' teki gibi olur.



Şekil 3.4 Tam-köprü çevirici anahtarlama dalga şekli

Tam köprü çevirici için giriş- çıkış arasındaki bağıntı

$$V_o = 2V_{in} D \frac{N_2}{N_1} \quad (3.14)$$

olarak ifade edilir. Burada D çalışma oranı 0,5 değerini aşamaz.

Sistemde kullanılacak tam-köprü çeviricinin giriş gerilimi 80 V ve çıkış gerilimi 400 V olarak istenmektedir. Tasarlanacak olan tam köprü çeviricinin trafo oranı basit bir

mantıkla, diyotların iletim durumu gerilim düşümünü hesaba katarak ve MOSFET dalga şekillerinden de görüleceği üzere, girişin kısa devre olmaması için açma ve kapama zamanları arasında oluşturulacak ölü zamanlardan dolayı 0,95'lik bir düzeltme katsayısı uygulayarak şu şekilde bulunabilir [14]:

$$\frac{N_1}{N_2} = \left(\frac{V_{in}}{V_0 + 2V_F} \right) \cdot 0,95 = \frac{80}{400 + 2 \cdot 0,7} \cdot 0,95 = 0,1893$$

Buradan transformatör çevrim oranı yaklaşık olarak 5,3 bulunur.

Buradaki amaç çıkış tarafındaki endüktans ve kapasite değerlerinin bulunmasıdır. Daha önce de anlatılan yöntemler ile endüktans ve kapasite değerleri bulunabilir. Endüktans değeri için;

$$\Delta I_L = \frac{V_L D}{L f} = \left(\frac{1}{L} \right) \underbrace{\left(V_{in} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o \right)}_{V_L} \underbrace{\left(\frac{V_o}{2V_{in} \frac{N_2}{N_1}} \right)}_D \frac{1}{f} \quad (3.15)$$

eşitliği kullanılır. Kapasite değerinin bulunabilmesi için;

$$\Delta V_c = \frac{I_o D}{C f} \quad (3.16)$$

eşitliği kullanılır. Çevirici 1000 W güç ve 400 V çıkış gerilimine sahip olacağından;

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{400} = 2,5 A \quad \text{olarak bulunur.}$$

Endüktans üzerinde en fazla, tepeden tepeye 1 A dalgalanma akım değerine ve çıkış gerilimi üzerinde en fazla tepeden tepeye 4 V dalgalanma değerine izin verildiği düşünüldüğünde kullanılacak en düşük L ve C değerleri;

$$1 = \left(\frac{1}{L} \right) (80 \cdot 5,3 - 400) \left(\frac{400}{80 \cdot 5,3} \right) \frac{1}{2 \cdot 100 \cdot 10^3} \Rightarrow L_{\min} = 113 \mu H$$

$$4 = \frac{2,5 \cdot 0,5}{C \cdot 100 \cdot 10^3} \Rightarrow C_{\min} = 3,125 \mu F$$

yük değeri ise;

$$R = \frac{V_o}{I_o} = 160 \Omega$$

olarak bulunur.

Anahtarlama elemanlarının ve doğrultucu diyotların seçimleri, taşıdıkları akım ve blokladıkları gerilim değerlerine göre belirlenir. Anahtarlama frekansı 100 kHz seçildiğinden, burada da MOSFET kullanılması uygun görülmüştür. MOSFET'lerin kesim durumunda bloklayacakları gerilim değeri 80 V'dur. İletim durumunda ise, 12,5 A taşırlar. Bu sebeple, birinci yükseltici çeviricide kullanılan MOSFET burada da kullanılabilir. Doğrultucu diyotları, iletim durumunda 2,5 A taşıırken, kesim durumunda 400 V bloke ederler. Bu değerlere göre, 600 V gerilim bloklama ve 30 A akım taşıma kapasitesine sahip olan, SOT227 paket tipinde, STTA6006TV1 yüksek hızlı diyodu seçilmiştir.

3.4. Transformatörler

3.4.1. Transformatör yapısı

Transformatörler ince, özel silisli saclardan oluşan kapalı bir manyetik gövde ile bunun üzerine, yalıtılmış iletkenlerle sarılan sargılardan oluşur. En basit şekilde iki sargı bulunur. Bu sargılardan birine birincil devre diğerine ise ikincil devre adı verilir. Birincil ve ikincil sargılarının birbirlerine elektriksel bir bağlantısı yoktur.

3.4.2. Transformatörün çalışma prensibi

Transformatörün birincil sargısına alternatif bir gerilim uygulandığında, bu sargı değişken bir manyetik alan oluşturur. Bu alan, üzerinde ikincil sargının da bulunduğu manyetik demir nüve üzerinde devresini tamamlar. Birincil sargılara uygulanan

alternatif gerilimin zamana bağılı olarak her an yön ve şiddeti değiştiğinden oluşturduğu manyetik alanın da her an yönü ve şiddeti değişir. Bu alanın ikincil sargılarını kesmesi ile sargılarda alternatif bir gerilim endüklenir.

Transformatörlerin birincil sargılarına doğru gerilim uygulandığında yine bir manyetik alan meydana gelir. Ancak bu manyetik alan, sabit bir alandır. Bu alanın yönü ve şiddeti değişmeyeceğinden ikincil sargılarında bir (elektro motor kuvveti) emk endüklemesi söz konusu olmaz.

3.4.3. Transformator sargıları

Transformator birincil ve ikincil sargıları sarılışlarına göre “Silindirik Sargılar” ve “Dilimli Sargılar” olmak üzere ikiye ayrılırlar.

Silindirik sargılar nüve üzerine makara şeklinde sarılan sargılardır. Küçük güçlü transformatorlerde alçak gerilim ve yüksek gerilim için hazırlanan makara şeklindeki sargılar, alçak gerilim sargısı altta olacak şekilde yerleştirilir. Büyük akımlı transformatorlerde silindirik sargılar kullanılması akımın dinamik etkileri ve soğutma zorlukları bakımından sakıncalıdır.

Dilimli sargı tipinde birincil ve ikincil sargıları bölümlere ayrılarak sarılır. Her bir sargı dilimi, alt ve üst sargı dilimlerinden yalıtılır. Bu sargı dilimleri bir birincil sargı dilimi bir ikincil sargı dilimini izleyecek şekilde sıralanır. Yalıtkanlığı sağlamak bakımından alçak gerilim sargısı bir dilimi ikiye ayrılıp bacanın en alt ve en üst kısmına yerleştirilir.

Transformator nüvesi hangi tipte olursa olsun sargı şekli bu iki sargı şeklinden birisidir. Hangi sargı tipinin uygun olacağı transformatorlerin tipine, gerilimine, akım şiddetine, yalıtma ve soğutma durumlarına göre değişir. Sargıların siper sayıları, iletken kesitleri ve yalıtkanları belirlendikten sonra, sargıların nüveden yalıtılmaları belirlendikten sonra, sargıların nüveden yalıtılmaları için ya makaralar veya başka yalıtma yöntemleri kullanılır.

3.4.4. Sargıların yalıtılması

Transformatörlerin birincil ve ikincil sargıları değişik gerilimlerde dir. Bu sargılar birbirlerinden yalıtıldıkları gibi, nüveye karşı da yalıtılırlar. Sargılar yalıtılmış iletkenlerden sarılmış olsa da sarım katları arasına ayrıca yalıtkanlar koyularak yalıtılırlar. Yalıtkan olarak presbant, kağıt, mika, bazı plastik maddeler, çeşitli yağlar, pamuk reçine, ağaç takozlar ve pertinaks gibi bazı maddeler konularak yalıtılmaktadır. Havanın delinme gerilimi 20 kV/cm, presbantın 30 kV/cm, yağların ise 100 kV/cm ile 200 kV/cm, arasındadır.

Küçük güçlü transformatörlerde alçak gerilim sargısı ile nüve arasında presbanttan yapılan makaralar bulunur. Buna karşılık büyük güçlü transformatörlerde yalnız gövde presbantı kullanılmaktadır. Sarım katları arasında ve alçak gerilim sargısında nüveden yalıtılmasında, presbant kullanılmasına karşılık, yüksek gerilim sargılarında havalandırma kanalları oluşturmak ve sargı silindirlerinin baş taraflarını nüveden yalıtım için pertinaks levhalar kullanılır [15].

3.4.5. Çekirdek şekilleri ve optimum boyutları

Çekirdekler yapılacak uygulamalara göre çok çeşitli şekillerde ve boyutlarda mevcuttur. Bu durum özellikle, toroidler, hava aralıklı göbek çekirdekler olarak U, E ve I şekillerinde olan ferrit çekirdek yapıları için geçerlidir. Sac paketli malzemeler yuvarlak bant toroid ve C-tipi çekirdekler olarak mevcuttur.

Çekirdek boyutlarının optimum birleşimi, çoğunlukla bir bilgisayar optimizasyon programının kullanılmasıyla elde edilmektedir. Optimizasyon için kullanılan ölçüt, verilen bir anma değer ya da en düşük fiyat için en düşük toplam hacim ya da ağırlık olabilir. En düşük fiyat, çekirdek malzemesinin fiyatıyla kıyaslandığında bakır tel sargının bağıl fiyatına bağlı olacaktır. Optimum bir tasarım bu ilişki zamanla değiştikçe değişebilir.

Güç elektroniği üreticisi doğal olarak bu elemanları üreten kişiden çekirdek ve bobinleri satın alacaktır. Bunu yaparken de alıcı çekirdek üreticisinin optimizasyonu doğru bir biçimde yapmış olduğunu varsaymaktadır.

Tablo 3.1 Endüktans/Transformatör tasarımı için yaklaşık optimum bir çekirdeğin geometrik özellikleri

Özellik	Bağıl büyüklük	a=1 cm için
		mutlak büyüklük
Çekirdek alanı $A_{\text{çekirdek}}$	$1,5 a^2$	$1,5 \text{ cm}^2$
Sargı alanı A_w	$1,4 a^2$	$1,5 \text{ cm}^2$
Alan çarpımı $AP = A_w A_c$	$2,1 a^4$	$42,1 \text{ cm}^4$
Çekirdek hacmi $V_{\text{çekirdek}}$	$13,5 a^3$	$13,5 \text{ cm}^3$
Sargı hacmi V_w^a	$2,3 a^3$	$12,3 \text{ cm}^3$

Bir endüktans ya da transformatör, sargıların iletkenlik derecesinin yüksek olmasından dolayı bakırdan yapılmıştır. Bakırın yüksek derecedeki yumuşaklık özelliği, bakırın manyetik bir çekirdek çevresindeki sıkı sargıların içerisine doğru bükülmesini kolaylaştırır ve sargı için gereken bakır miktarını ve hacmini en aza indirger. Yüksek derecedeki iletkenliği, sargı için gereken bakır miktarını ve böylece sargının hacim ve ağırlığını en aza indirmeye katkıda bulunur. Endüktans ve transformatörlerde kullanılan bakırın iletkenliğinin yüksek olmasına karşın, bir iç direnci vardır ve bu nedenle oluşan elektrik kaybı önemli bir ısı kaynağıdır. Oluşan ısı, hem sargının hemde manyetik çekirdeğin sıcaklığını artırır. Sargılarda izin

verilebilecek kayıp miktarı aynı çekirdek kaybı için tanımlandığı gibi, göz önüne alınan maksimum sıcaklık değerlerince sınırlanacaktır.

Sargının yapıldığı bakır iletkenin kesit alanı A_{Cu} ile temsil edilmektedir. İletken tek bir yuvarlak telden oluşmuş olabilir ya da her bir lifin birkaç yüz ya da daha az mikronluk çapı olan Litz teli kullanılmaktadır.

Çekirdek sargı penceresindeki toplam sarım sayısı N ile iletken alanı A_{Cu} 'nun çarpımı sargı penceresindeki toplam bakır alanı verir. Toplam bakır alanı birkaç nedenden dolayı sargı penceresinin A_w alanından daha küçük olacaktır. Birinci neden, iletkenlerin genellikle yuvarlak olan geometrik şekli ve sargı yerleştirme sürecinde N adet iletkenin pencereyi tamamıyla doldurmasını engeller.

İkinci neden, iletkenin bitişik sarımlarının birbiriyle kısa devre yapmaması için elektriksel olarak yalıtkan malzemeye kaplı olması gereğidir. Bu yalıtım, sargı penceresine ilişkin alanın bir kısmını kaplar. Toplam bakır alanının sargı pencere alanına olan oranı bakır dolgu faktörü k_{Cu} olarak adlandırılır ve aşağıdaki gibi verilebilir:

$$k_{Cu} = \frac{NA_{Cu}}{A_w} \quad (3.17)$$

Dolgu faktörünün kullanılabilir değerleri, Litz teli için 0,3, yuvarlak iletkenler içinse 0,5 - 0,6 değerlerine kadar değişiklik gösterebilir [10].

3.4.6. Bobinler

Genel olarak, devrede bulunan akım yollarının hepsi birer bobin görevi görmektedir. Bobinin bu yollardan farklı olan yanı uzunluk ve kendi üzerine olan etkisidir. Faraday (1791-1867), uzun bir teli metal parça üzerine sararak akım geçirdiğinde metalin mıknatıs görevi yaptığını ve akımın yönüne göre metalin uçlarında NS kutuplarının oluştuğunu bulmuştur. Kısacası bobin bir iletkenin üzerinden geçen akımı manyetik alan çizgilerine çevirerek yapısal olarak enerji dönüşümünü

gerçekleştirmektedir. Tersi durumunda da yani, bir manyetik cisim manyetik alan çizgileri bobini kesecek şekilde hareketlendirilirse bobin üzerinde bir akım oluşur, işte bu temel akımdır. Normal devre içi kullanımında oluşan bu manyetik çizgiler farklı şekillerde sarıldığında kendisi üzerine ters manyetik alan kuvveti uygulayarak üzerinden geçen akımı yavaşlatmaktadır.

Bu sayede çıkışta gecikmiş bir akım elde edilir. Bu durum kondansatörde olduğu gibi AC devrelerde de kullanılır. Bobinin özelliklerini etrafında bulunan dielektrik madde ve kullanılan iletken belirler [16].

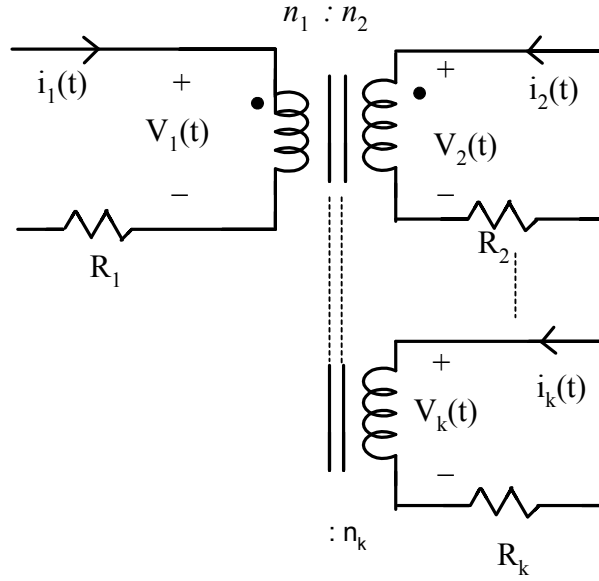
İstenen çeviricide transformatör kullanmanın üç fonksiyonu vardır:

- 1) Düşük ve yüksek gerilim tarafında izolasyon sağlar.
- 2) Gerilimi yükseltir.
- 3) Transformatörün sızıntı endüktansı enerji depolama ve transfer elementi olarak kullanılır.

3.4.7. Transformatör tasarımı

Transformatör tasarımında aşağıdakiler hesaba katılacaktır:

- Çekirdek kayıpları
- Toplam kaybı optimum seviyede tutmak için çalışma akı yoğunluğunun seçimi
- Transformatör tasarımı prosedürü
- Anahtarlama frekansının transformatör büyüklüğüne etkisi



Şekil 3.5 Transformatör devresi

3.4.7.1. Çekirdekdeki kayıp

$$P_{fe} = K_{fe} B_{max}^{\beta} A_C l_m \quad (3.18)$$

Ferrite materyaller için tipik β değeri 2,6 ya da 2,7'dir. B_{max} , $B(t)$ 'nin ac bileşeninin en yüksek değeridir. O sebeple B_{max} 'ı arttırmak çekirdek kayıplarında ani bir artışa sebep olur.

3.4.7.2. Akı yoğunluğu

Akı yoğunluğu $B(t)$ sargıya uygulanan gerilime Faraday'ın kuralına göre bağlıdır. λ_1 , $v_1(t)$ 'nin pozitif kısmında birincil sargıya uygulanan volt-saniye olarak aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$\int_{t_1}^{t_2} v_1(t) dt \quad (3.19)$$

Bu akının negatif en yüksek değerinden pozitif en yüksek değerine değişmesine neden olur. Faraday'ın kuralına göre akı yoğunluğunun ac bileşeninin en yüksek değeri

$$B_{\max} = \frac{\lambda_1}{2n_1 A_c} \quad (3.20)$$

'dir.

Verilen akı yoğunluğuna erişmek için, birinci sarım sayısı aşağıdakine göre seçilmelidir.

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2B_{\max} A_c} \quad (3.21)$$

Sargılar arasındaki alanı optimum olarak ayırmak gerekir. Buna göre, toplam bakır kaybı

$$P_{Cu} = \frac{\rho(MLT)n_1^2 I_{tot}^2}{W_A K_u} \quad (3.22)$$

olur. Buradaki I_{tot}

$$I_{tot} = \sum_{j=1}^k \frac{n_j}{n_1} I_j \quad (3.23)$$

'dir.

n_1 'i denklemden eleyerek,

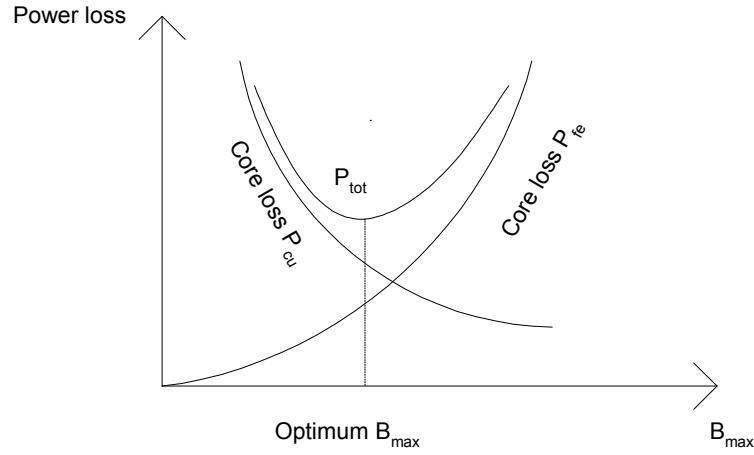
$$P_{Cu} = \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{K_u} \right) \left(\frac{(MLT)}{W_A A_c^2} \right) \left(\frac{1}{B_{\max}^2} \right) \quad (3.24)$$

elde edilir. Burada dikkat edilmesi gereken B_{\max} arttığında bakır kaybının süratle azalmasıdır.

3.4.7.3. Toplam güç kaybı

Toplam güç kaybını minimuma indirgeyen bir B_{max} değeri vardır.

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu} \quad (3.25)$$



Şekil 3.6 Güç kaybının Bmax değerine göre değişimi

Denklem (3.25)'de toplam güç kaybının demir ve bakır kayıplarının toplamı olduğu verilmiştir. O halde P_{tot} 'u minimuma indiren B_{max} değerinde aşağıdaki denklem yazılabilir:

$$\frac{dP_{tot}}{dB_{max}} = \frac{dP_{fe}}{dB_{max}} + \frac{dP_{Cu}}{dB_{max}} = 0 \quad (3.26)$$

Optimum değer $P_{fe} = P_{cu}$ iken değil,

$$\frac{dP_{fe}}{dB_{max}} = -\frac{dP_{Cu}}{dB_{max}} \quad (3.27)$$

iken olur. Çekirdek ve bakır kayıplarının türevini alınarak aşağıdaki denklemler elde edilir:

$$\frac{dP_{fe}}{dB_{max}} = \beta K_{fe} B_{max}^{(\beta-1)} A_c I_m \quad (3.28)$$

$$P_{Cu} = \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{K_u} \right) \left(\frac{MLT}{W_A A_c^2} \right) \left(\frac{1}{B_{max}^2} \right) 10^8 \quad (3.29)$$

Denklem (3.29)'un B_{max} 'a göre türevi alınırsa

$$\frac{dP_{Cu}}{dB_{max}} = -2 \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4K_u} \right) \left(\frac{MLT}{W_A A_c^2} \right) 10^8 B_{max}^{-3} \quad (3.30)$$

bulunur.

Şimdi $\frac{dP_{fe}}{dB_{max}} = -\frac{dP_{Cu}}{dB_{max}}$ yerine yazılıp B_{max} için çözülecek olursa:

$$B_{max} = \left[10^8 \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{2K_u} \frac{MLT}{W_A A_c^3 I_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2} \right)} \quad (3.31)$$

elde edilir. Buradaki B_{max} verilen çekirdek için optimumdur.

Toplam kayıp

Optimum B_{max} 'ı, P_{Cu} ve P_{fe} yerine koyularak, toplam kayıp:

$$P_{tot} = (A_c I_m K_{fe})^{\left(\frac{2}{\beta+2} \right)} \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4K_u} \frac{MLT}{W_A A_c^2} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2} \right)} \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2} \right)} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\left(\frac{2}{\beta+2} \right)} \right) \quad (3.32)$$

şeklinde bulunur.

Bu denklem aşağıdaki gibi yeniden düzenlenirse;

$$\frac{W_A (A_c)^{(2(\beta-1)/\beta)}}{(MLT) I_m^{(2/\beta)}} \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2} \right)} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\left(\frac{2}{\beta+2} \right)} \right)^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta} \right)} = \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4K_u (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}} \quad (3.33)$$

(3.33) denkleminin sol tarafındaki terimler çekirdek geometrisine, sağ tarafındaki terimler ise uygulamanın özelliklerine bağlı olarak değişmektedir.

$$K_{gfe} = \frac{W_A (A_c)^{(2(\beta-1)/\beta)}}{(MLT) I_m^{(2/\beta)}} \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2} \right)} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\left(\frac{2}{\beta+2} \right)} \right)^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta} \right)} \quad (3.34)$$

Çekirdek geometrik sabiti K_{gfe} yukarıdaki şekilde tanımlanırsa, tasarım aşamasında aşağıdaki özelliği sağlayacak bir çekirdek bulunması gerekmektedir.

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4K_u (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}} 10^8 \quad (3.35)$$

Aşağıdaki bileşenler verilen birimlerle birlikte kullanılırlar:

Tablo 3.2 Transformatör tasarımında kullanılan bileşenler ve birimleri

Tel etkin direnci	ρ	(Ω -cm)
Toplam rms sargı akımı	I_{tot}	(A)
İstenen sarım sayısı	$n_1, n_2, vb.$	
Uygulanan volt-saniye	λ_1	(V-sn)
İzin verilen toplam güç kaybı	P_{tot}	(W)
Sargı dolgu faktörü	K_u	
Çekirdek kayıp kuvveti	β	
Çekirdek kayıp katsayısı	K_{fe}	(W/cm ³ T ^{β})
Çekirdek kesit alanı	A_c	(cm ²)
Çekirdek pencere alanı	W_A	(cm ²)

Sarım başına ortalama uzunluk	MLT	(cm)
Manyetik yol uzunluğu	l_e	(cm)
Tel alanları	A_{w1}, A_{w2}	(cm ²)
En yüksek akı yoğunluğu	B_{max}	(T)

3.4.7.4. Çekirdek boyutunu belirleme

(47) eşitsizliğini sağlayan bir çekirdek seçilmelidir. Çekirdek materyalini, daha düşük kaybı yani, daha düşük K_{fe} 'si olan bir materyalden seçerek çekirdek boyutunu küçültmek mümkün olabilir.

3.4.7.5. En yüksek akı yoğunluğunu belirleme

Bu noktada, doymuş akı yoğunluğuna ulaşıldığı kontrol edilmelidir. Eğer çekirdek dc akı biası B_{dc} ile çalışıyorsa $B_{max} + B_{dc}$ doymuş akı yoğunluğundan daha küçük olacaktır. Eğer çekirdek doymuş hale geleceksen, iki seçenek vardır:

- B_{max} 'ı K_g metoduyla belirleme
- Daha büyük bir çekirdek kaybı olan çekirdek materyalinin seçilmesi,

daha sonra 3.4.7.4 ve 3.4.7.5'teki adımların tekrarlanması, sonrasında sarım sayısının belirlenmesi gerekmektedir.

3.4.7.6. Sarım sayılarının belirlenmesi

Birinci sargı:

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2B_{max}A_c} 10^4 \quad (3.36)$$

İstenen sarım oranına göre diğer sargılar aşağıdaki gibi olacaktır:

$$n_2 = n_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right) \quad (3.37)$$

$$n_3 = n_1 \left(\frac{n_3}{n_1} \right)$$

·
·

3.4.7.7. Tel boyutlarının seçimi

Her bir sargıya atanmış pencere alanı oranı

$$\alpha_1 = \frac{n_1 I_1}{n_1 I_{tot}} \quad (3.38)$$

$$\alpha_2 = \frac{n_2 I_2}{n_1 I_{tot}}$$

·
·
·

$$\alpha_k = \frac{n_k I_k}{n_1 I_{tot}}$$

'dır.

Tel boyutlarının seçimi de aşağıdakilere göredir [17].

$$A_{w1} \leq \frac{\alpha_1 K_u W_A}{n_1} \quad (3.39)$$

$$A_{w2} \leq \frac{\alpha_2 K_u W_A}{n_2}$$

·
·
·

Bu alanlar hesaplandıktan sonra bunlara karşılık gelen tel tipi, çapı ve direnç değerlerine erişilebilir. Tablo 3.3'te Amerikan Tel Ölçü (AWG-American Wire Gauge) standardına göre listelenmiş tel tipleri, çapları, kesit alanları ve direnç değerleri yer

almaktadır. Bu standarda göre, telin çapı altı ölçüde bir iki katına çıkar. Dolayısıyla eğer bir ölçünün çapı bilinirse altışar aralıklarla istenilen ölçünün çapına ulaşılabilir. AWG numarası küçüldükçe tel çapı büyür [18].

Tablo 3.3. AWG Tel Çizelgesi

Tel Numarası (AWG)	Mil cinsinden çap (kapsız)	Mil cinsinden çap (kaplı)	Ohm/1000 ft	Dairesel alan (mil ²)
1	289,3		0,124	83690
2	257,6		0,156	66360
3	229,4		0,197	52620
4	204,3		0,249	41740
5	181,9		0,313	33090
6	162		0,395	26240
7	144,3		0,498	20820
8	128,5	131,6	0,628	16510
9	114,4	116,3	0,793	13090
10	101,9	104,2	0,999	10380
11	90,7	93,5	1,26	8230
12	80,8	83,3	1,59	6530
13	72	74,1	2	5180
14	64,1	66,7	2,52	4110
15	57,1	59,5	3,18	3260
16	50,8	52,9	4,02	2580
17	45,3	47,2	5,05	2050
18	40,3	42,4	6,39	1620
19	35,9	37,9	8,05	1290
20	32	34	10,1	1020
21	28,5	30,2	12,8	812
22	25,3	27	16,2	640
23	22,6	24,2	20,3	511
24	20,1	21,6	25,7	404
25	17,9	19,3	32,4	320
26	15,9	17,2	41	253
27	14,2	15,4	51,4	202
28	12,6	13,8	65,3	159
29	11,3	12,3	81,2	123
30	10	11	104	100
31	8,9	9,9	131	79,2
32	8	8,8	162	64
33	7,1	7,9	206	50,4
34	6,3	7	261	39,7
35	5,6	6,3	331	31,4
36	5	5,7	415	25
37	4,5	5,1	512	20,2
38	4	4,5	648	16

39	3,5	4	847	12,2
40	3,1	3,5	1080	9,61
41	2,8	3,1	1320	7,84
42	2,5	2,8	1660	6,25
43	2,2	2,5	2140	4,84
44	2	2,3	2590	4
45	1,76	1,9	3350	3,1
46	1,57	1,7	4210	2,46
47	1,4	1,6	5290	1,96
48	1,24	1,4	6750	1,54
49	1,11	1,3	8420	1,23
50	0,99	1,1	10600	0,98

Kullanılan iletken telin özellikleri, istenen frekans değerine karşılık gelen çekirdek kayıp katsayısı değerlerine göre yukarıdaki formüller kullanılarak tasarım gerçekleştirilebilir.

3.5. Transformatörlerin Kayıpları

Bütün elektrik makinelerinde olduğu gibi transformatörlerinde kayıpları vardır. Bu kayıplar “Demir Kayıpları” ve “Bakır Kayıpları” olarak ikiye ayrılır.

Demir kayıpları, transformatörde boş çalışmada oluşan kayıplardır. Çok küçük olan boştaki akımın oluşturduğu bakır kayıpları dikkate alınmazsa boş çalışmada yalnız demir kayıpları söz konusu olur. Demir kayıpların nüve veya çekirdek kayıpları da denilmektedir. Demir kayıpları Histerisiz ve Fuko (Fukolt) kayıpları olmak üzere ikiye ayrılır. Histerisiz kayıpları nüve moleküllerinin frekansa bağlı olarak yön değiştirmesi sırasında birbirleri ile sürtünmeleri sonucu ısı şeklinde ortaya çıkar. Fuko kayıpları ise nüve üzerine endüklenen akımların neden olduğu ve ısı şeklinde ortaya çıkan kayıplardır.

Bakır kayıplarını sargılar oluşturmaktadır. Bakır kayıpları kısa devre deneyi ile bulunur. Transformatörün ikinciline bir yük bağlandığı zaman hem birincilden hem ikincilden bir akım geçer. Bakır kayıpları 1000kVA'nın altındaki güçlerde transformatörün görünür gücünün % 3 ile % 4'ü kadardır.

Transformatörlerin döner parçaları olmadığından sürtünme ve rüzgar kayıpları gibi bir takım kayıpları yoktur. Bu nedenle, verimlilikleri diğer elektrik makinalarına göre daha yüksektir.

3.6. Transformatörlerde Verim

Diğer elektrik makinalarında olduğu gibi, transformatörlerde de verim, alınan gücün verilen güce oranı şeklinde bulunur. Yani;

$$P_{\text{alınan}} / P_{\text{verilen}} = P_A / P_V \quad (3.40)$$

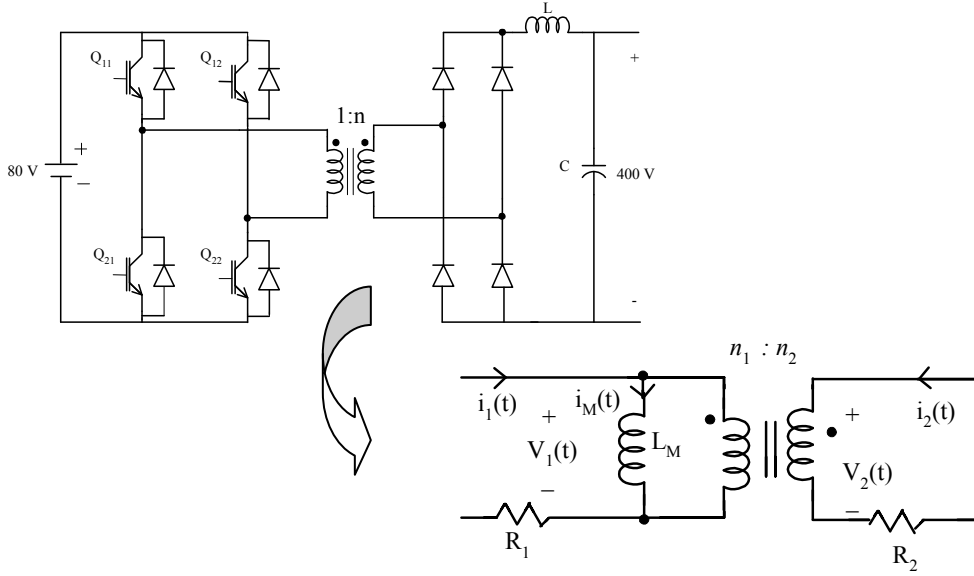
şeklinde ifade edilir.

Alınan gücün verilen güçten küçük olması nedeniyle kayıplar meydana gelir. Transformatörde verilen güç birincil güç, alınan güç ise ikincil güçtür. Transformatörlerin güçleri büyüdükçe verimleri artar. Transformatörlerin verimleri yük ile değişirler [15].

Günümüz teknolojisinde, uzun yıllardır yuvarlak veya köşeli emaye ve pamuk izoleli bakır teller ile sarılan transformatör bobinleri, gelişen teknoloji sonucu bant veya folyo şeklindeki iletkenlerle sarılabilmektedir. İnce şeritler halindeki bakır veya alüminyum bantlar, aralarında konulan yalıtkan (mylar, nomex v.s.) bantlarla izole edilerek, birlikte sarılmaktadır. Her kat bir sipir olarak sarılan trafo bobinlerindeki sipirler arası kuvvetler, eksensel yerine radyal yönde olmakla transformatörler dinamik güç bakımından daha üstün olmakta; böylece, örneğin kaynak transformatörü gibi, sıkça ani akım değişikliklerine veya kısa devrelere maruz kalma durumlarında ömür kısalması önlenmektedir. Bu sistem transformatörlerin daha hafif olmasını ve sessiz çalışmasını sağlamaktadır. Bunun yanısıra, önemli ölçüde maliyet azalması sağlanabilmektedir. Folyo tekniği ile yakından ilgili bir teknolojik husus, alüminyum ve bakırın, kendileri ve birbirleri ile soğuk kaynak denilen bir metodla kaynatılabilmesidir. Böylelikle, örneğin 0,01 mm kalınlığında alüminyum veya bakır bir folyoya bir bakır kablo kaynatılabilmekte ve bobin çıkış uçları rahatlıkla klemenslere bağlanabilmektedir.

Soğuk kaynak metodu ile parçalar molekül kaynaşması ile kaynatıldığı için, birbirinden farklı metallere (Al-Cu) zaman içinde korozyona uğramaktadırlar [19].

3.7. Tam-köprü Çevirici İçin Transformatör Tasarımı



Şekil 3.7 Tam-köprü çevirici için transformatör tasarımı

Tasarlanacak olan sistemin frekansı 100 kHz olacağından Tablo 3.4'te verilen bilgilere göre Ferrite çekirdeğinin kullanılması uygundur.

Tablo 3.4 Transformatör çekirdek tipleri

Çekirdek tipi	B_{sat} (Tesla)	Çekirdek kaybı	Uygulamalar
İnce plakalar Demir, silisyum çelik	1,5 – 2,0 T	yüksek	50 Hz transformatörler, endüktanslar
Toz çekirdekler Toz demir	0,6 – 0,8 T	orta	1 kHz transformatörler, 100 kHz filtre endüktanslar
Ferrite Manganez-Çinko, Nikel-çinko	0,25 – 0,5 T	düşük	20 kHz – 1 MHz transformatörler

Ferrite çekirdeğinin 100 kHz'deki kayıp parametreleri:

$$K_{fe} = 7,6 \quad \beta = 2,6$$

$$K_u = 0,25 \quad P_{tot} = 2 \text{ W}$$

Uygulanan birincil volt-saniye:

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= DT_s V_1 = 0,5 \cdot (10 \mu \text{sec}) \cdot 80 \\ &= 400V - \mu \text{sec} \end{aligned}$$

Uygulanan birincil rms akımı:

$$I_1 = \sqrt{D \left(\frac{1}{n} \right)^2 + D(I_m)^2} = 9,519 \text{ A}$$

Uygulanan ikincil rms akımı:

$$I_2 = \frac{I_1}{n} = 1,9039 \text{ A}$$

Toplam rms sargı akımı:

$$I_{tot} = I_1 + \frac{1}{n} I_2 = 19,03942 \text{ A}$$

Mıknatıslanma akımı:

$$\begin{aligned} I_M &= I_1 + \frac{n_2}{n_1} I_2 \\ &= (9,519) + \frac{5}{1} (1,9039) \\ &= 19,0385 \text{ A} \end{aligned}$$

$$I_{M,max} = I_M + \Delta i_M = 19,0385 + 2,855 = 21,89 \text{ A}$$

$$\begin{aligned} L_M &= \frac{80(0,5)}{2(19,0385)(15\%)(100 \cdot 10^3)} \\ &= 74,89 \mu H \end{aligned}$$

Çekirdek boyutunu belirleme:

$$K_{gfe} \geq \frac{(1,724 \cdot 10^{-6})(400 \cdot 10^{-6})^2 (19,03942)^2 (7,6)^{(2/2,6)}}{4 \cdot 0,25 \cdot (2)^{((2,6+2)/2,6)}} \cdot 10^8$$

$$= 0,0139$$

Bu değere Tablo 3.5'ten bakıldığında "3019" çekirdek tipine uyduğu görülmektedir. Tablo referans [20]'den alınmıştır.

Maksimum akı yoğunluğu:

$$B_{\max} = \left(10^8 \frac{1,724 \cdot 10^{-6} (400 \cdot 10^{-6}) (19,03942)^2}{2(0,25)} \frac{(6,20)}{(0,587)(1,38)^3 (4,5)} \frac{1}{(2,6)(7,6)} \right)$$

$$= 0,217 \text{ Tesla}$$

B_{\max} değerinin doymuş akı yoğunluğu olan 0,35 T'dan düşük olduğu görülmektedir.

Tablo 3.5 Manyetik Tasarım Tablosu

Çekirdek tipi	Geometrik sabit	Geometrik sabit	Kesit alan	Bobin sarım alanı	Dönüşteki ortalama uzunluk	Manyetik yol uzunluğu	Termal direnç	Çekirdek ağırlığı
(AH) (mm)	K_g (cm^5)	K_{gfe} (cm^5)	A_c (cm^2)	W_A (cm^2)	MLT (cm)	l_m (cm)	R_{th} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	(g)
704	$0,738 \cdot 10^{-3}$	$1,61 \cdot 10^{-6}$	0,070	$0,22 \cdot 10^{-3}$	1,46	1,0		0,5
905	$0,183 \cdot 10^{-3}$	$256,10^{-6}$	0,101	0,034	1,90	1,26		1,0
1107	$0,667 \cdot 10^{-3}$	$554,10^{-6}$	0,167	0,055	2,30	1,55		1,8
1408	$2,107 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	0,251	0,097	2,90	2,00	100	3,2
1811	$9,45 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	0,433	0,187	3,71	2,60	60	7,3
2213	$27,1 \cdot 10^{-3}$	$4,9 \cdot 10^{-3}$	0,635	0,297	4,42	3,15	38	13
2616	$69,1 \cdot 10^{-3}$	$8,2 \cdot 10^{-3}$	0,948	0,406	5,28	3,75	30	20
3019	0,180	$14,2 \cdot 10^{-3}$	1,38	0,587	6,20	4,50	23	34
3622	0,411	$21,7 \cdot 10^{-3}$	2,02	0,748	7,42	5,30	19	57
4229	1,15	$41,1 \cdot 10^{-3}$	2,66	1,40	8,60	6,81	13,5	104

Sarım sayıları

$$n_1 = 10^4 \frac{400 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot (0,217) \cdot (1,38)} = 6,67$$

$$n_2 = \frac{n_1}{n} = 33,35$$

Yani sarım sayıları $n_1 = 7$ ve $n_2 = 34$ olarak bulunur.

Hava boşluğu hesabı:

$$\ell_g = \frac{\mu_0 L_M I_{M,\max}^2}{B_{\max}^2 A_c} \cdot 10^4 \quad (3.41)$$

$$= 0,0069 \text{ m}$$

Her bir sargı tarafından kaplanan alan oranları:

$$\alpha_1 = \frac{1(9,519716)}{1(19,03942)} = 0,5 \quad \alpha_2 = \frac{5(1,90394)}{1(19,03942)} = 0,5$$

Tel alanları:

$$A_{w1} = \frac{0,5 \cdot 0,25 \cdot 0,587}{6,67} = 11 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Bu değer Tablo 3.3'ten AWG # 17'ye karşılık gelmektedir.

$$A_{w2} = \frac{0,5 \cdot 0,25 \cdot 0,587}{33,35} = 2,2 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Bu değer Tablo 3.3'ten AWG # 24'e karşılık gelmektedir.

Birinci ve ikinci koldaki sargı dirençleri:

$$R_1 = \frac{(1,724 \cdot 10^{-6}) \cdot 6,67 \cdot (6,20)}{11 \cdot 10^{-3}} = 0,0064813 \Omega$$

$$R_2 = \frac{(1,724 \cdot 10^{-6}) \cdot 33,35 \cdot (6,2)}{2,2 \cdot 10^{-3}} = 0,162032491 \Omega$$

$$P_{diode_anahtar} = \frac{1}{2} \cdot 19 \cdot 35 \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 100 \cdot 10^3$$

$$P_{diode_anahtar} = 53,2W$$

Diyottaki anahtarlama kaybı diodun ters-düzelme zamanına bağlı olarak meydana gelmekte olup, kullanılan diyodun ters-düzelme zamanı 35ns'dir.

Diyot iletim kaybı:

$$P_{diode_iletim} = 0,5 \cdot 1,5 \cdot 2,5$$

$$P_{diode_iletim} = 7,5W$$

Transformatör kayıpları:

$$P_{fe} = 7,6 \cdot 0,217^{2,6} \cdot 1,38 \cdot 4,5 = 0,888W$$

$$P_{cu} = \left(\frac{(1,74 \cdot 10^{-6}) \cdot (400 \cdot 10^{-6}) \cdot (19,03942)}{0,25} \cdot \frac{6,2}{0,587 \cdot (1,38^2)} \cdot \frac{1}{0,217^2} \right) \cdot 10^8 = 4,71W$$

$$P_{transformer} = P_{fe} + P_{cu} = 5,59W$$

İkinci çeviricinin toplam kaybı:

$$P_{tot} = 25 + 3,75 + 53,2 + 7,5 + 5,59 = 95,05W$$

verimliliği ise;

$$\eta_{2.\text{çevirici}} = \frac{1000}{1000 + 95,04} = 91,32\%$$

olur.

3.9. Sistemin Kaybı ve Verimliliği

Sistem, yakıt pilinden gelen gerilimi sabit 80V'a çıkaran bir yükseltici çevirici ve bu 80V'u 400V'a yükselten bir tam-köprü çeviriciden oluşmaktaydı, dolayısıyla sistemdeki kayıp her iki çeviricide meydana gelen kayıpların toplamıdır.

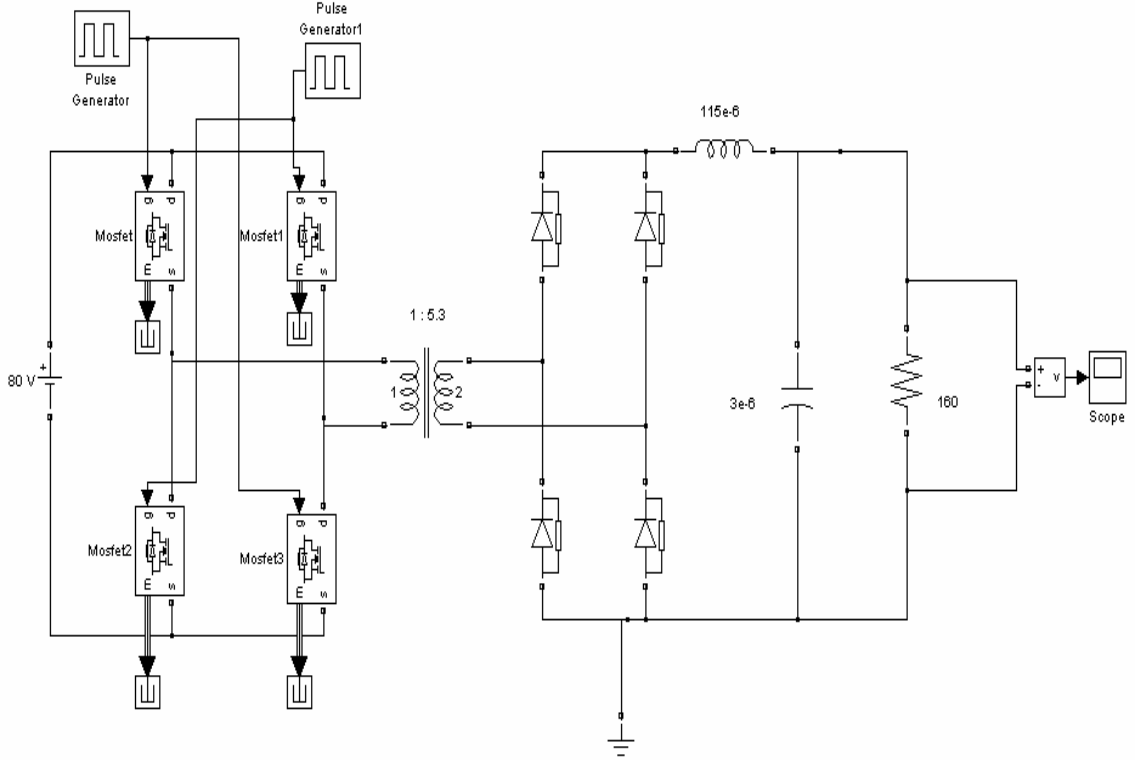
$$\begin{aligned} P_{sistem_kaybi} &= P_{1.çevirici} + P_{2.çevirici} \\ &= 50,49 + 95,04 = 145,53W \end{aligned}$$

Her iki çevircinin verimlilikleri hesaplanmıştı, sistemin verimliliği ise sistemi oluşturan iki çevircinin verimliliklerinin çarpımıdır.

$$\eta_{sistem} = \eta_{1.çevirici} \cdot \eta_{2.çevirici} = 86,79\%$$

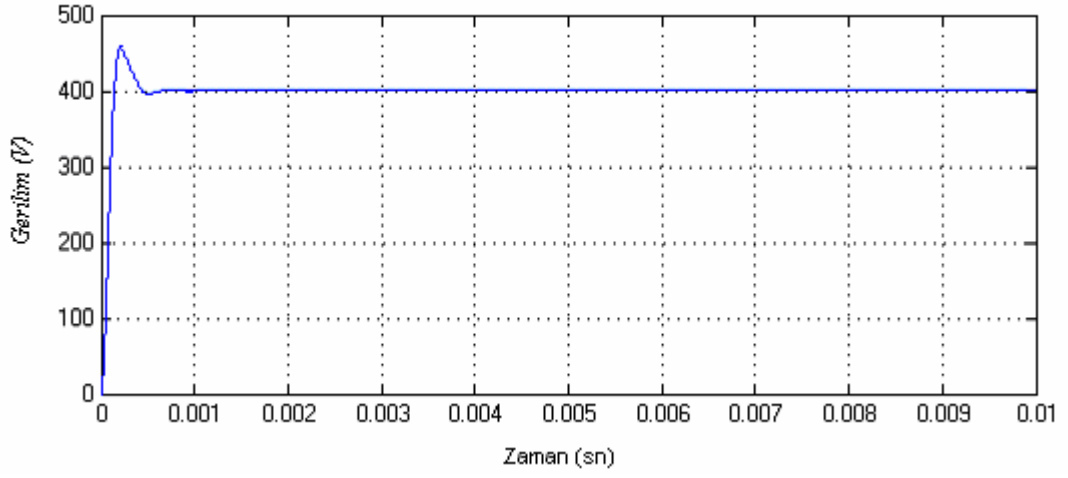
3.10. Simülasyon Devresi

Bulunan değerlere göre, tam köprü çevirici devresi Matlab/Simulink ortamında kurulmuştur. Kurulan devre Şekil 3.9'da gösterilmiştir.



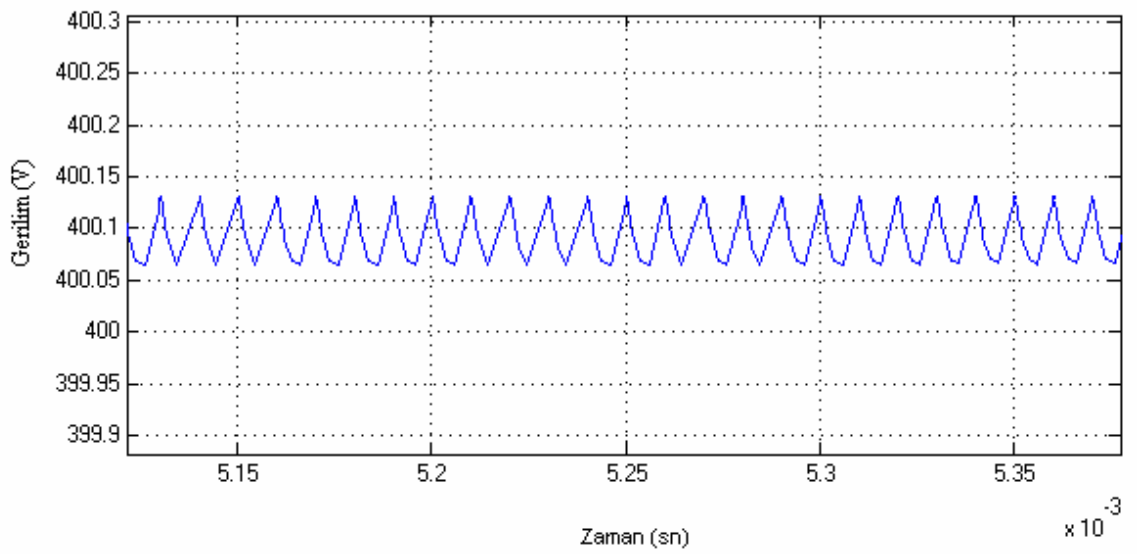
Şekil 3.9 Tam köprü çevirici devre simülasyonu

Önceki bölümde analizi yapılan yükseltici çevirici devresinin çıkışından alınan sabit 80 V, tam köprü çevirici girişi olarak alınmış ve çıkışta 400 V elde edilmeye çalışılmıştır. Simülasyon sonuçları aşağıdaki gibidir:



Şekil 3.10 Çıkış gerilimi simülasyon sonuçları

Görüldüğü üzere çıkış gerilimi istendiği gibi 400 V mertebesinde sabitlenmiştir. Çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanmayı görebilmek için kararlı durumdaki dalga şekillerine bakılmalıdır.



Şekil 3.11 Çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanma

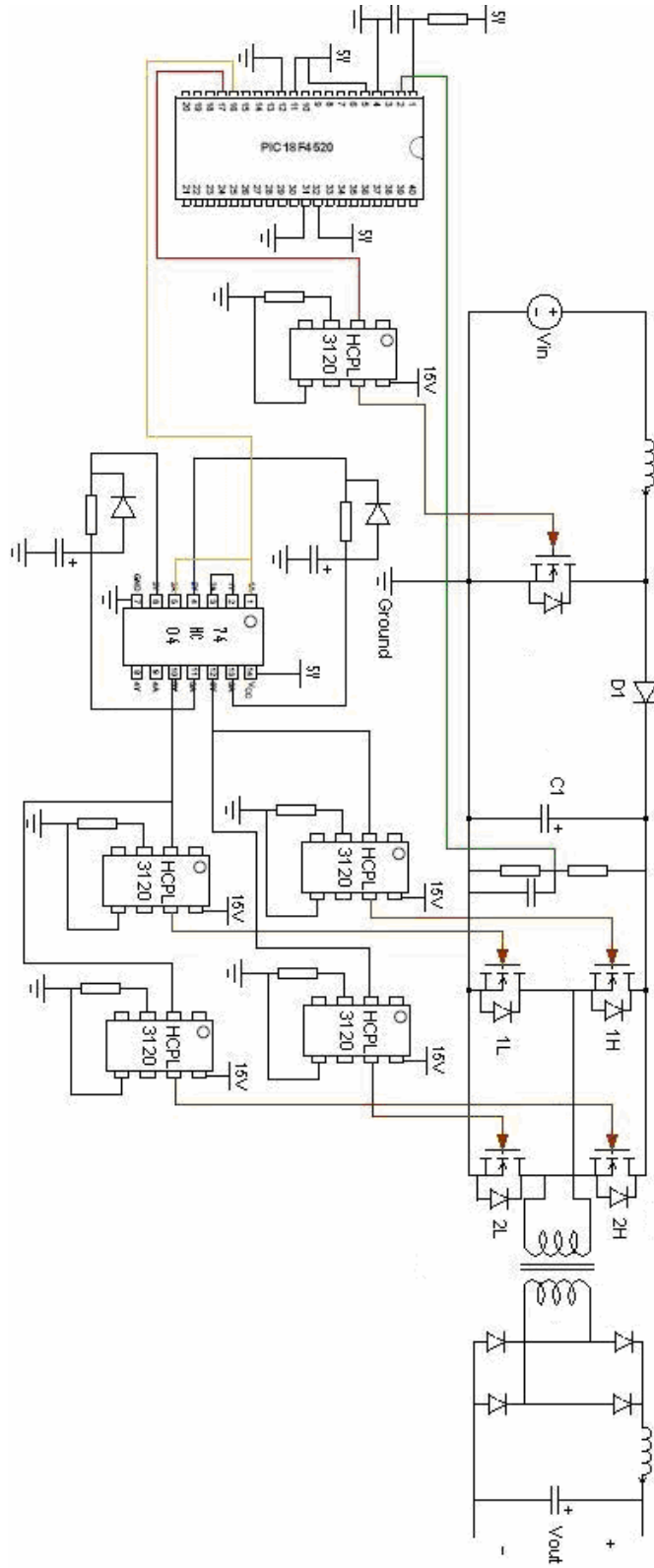
Görüldüğü üzere çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanma izin verilen en yüksek değer olan tepeden tepeye 4 V'un oldukça altındadır.

3.11. Tam Köprü Çeviricinin Deney Düzeneginin Kurulması

Bu bölüme kadar anlatılmış olan tam köprü çeviricinin güç devresi bilgileri ışığında, devre fiziksel olarak gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen devre Şekil 3.12'de gösterilmiştir.

Şekilde görüldüğü üzere birincil yükseltici çevirici ile tam köprü çevirici tek kontrol kartı ve tek mikro denetleyici tarafından sürülmüştür. Bu çalışmada anahtarlama elemanlarını süren sürücü kartı, analog devrelere kıyasla oldukça basit bir şekilde tasarlanmıştır. Buna göre 5 adet ve her biri birbirinden izole çıkış verebilen bir güç kaynağı 15 V gerilim verecek şekilde tasarlanmıştır. Sürücü kartındaki güç kaynağının izoleli olarak tasarlanmasının nedeni tam köprü tarafını sürme esnasında MOSFET'lerin toprak seviyeleri arasında büyük farklılıkların oluşup devrenin zarar görmesini önlemek içindir.

Burada mikro denetleyicinin esas görevi bu tez çalışmasının dışında kalan birincil yükseltici çeviricinin kontrolüdür. Ancak maliyet önemli bir unsur olduğundan tek denetleyiciyle tam köprü çeviricinin MOSFET'lerinin de sürülmesi sağlanmıştır. Burada tam köprü çeviricinin denetleyiciyi kullanmasının sebebi, denetleyicinin PWM çıkışından verdiği sinyal ile tam köprü çevirici MOSFET'lerinin sürülebilmesidir. Ancak mikro denetleyicinin tek PWM çıkışı kullanıldığından, üretilen sürme sinyalinin çoklanması ve istenilen dalga şekillerinin oluşturulması gerekmektedir. Bu amaçla içerisinde DEĞİL kapıları barındıran 74HC04 entegresi kullanılmıştır. Tam köprü MOSFET dalga şekillerinde verildiği gibi anahtarların açılma ve kapanma zamanları arasında, girişi kısa devre etmemek için bir ölü zaman oluşturulmalıdır. Bu ölü zaman da (500 ns) 74HC04 çıkışlarına eklenen RC devreleri ile sağlanmıştır. MOSFET sürücü entegreleri olarak HCPL3120 adlı izoleli bir IC seçilmiştir. Bu entegrenin de izoleli olarak seçilmesinin nedeni tamamen PIC18F4520'den gelen sinyal ve topraklama seviyesinin MOSFET kapı ve emiter uçları arasındaki toprak ve sinyal seviyelerinin birbirinden çok farklı olmasından dolayıdır.



Şekil 3.12 Yakıt pilinden 400V çıkış gerilimi elde edilen sistemin devre şeması

3.12. Maliyet Analizi

Sistemde kullanılan ekipman ve malzemelerin fiyatı ve kullanıldıkları miktara göre sistemin maliyeti Tablo 3.6'daki gibidir:

Tablo 3.6 Sistemin Maliyeti

	Tür	Miktar	1000 adet üzerinden birim fiyatı	Toplam
PIC	PIC18F4520	1	\$ 8,0	\$ 8,0
1. Çevirici	Mosfet	1	\$ 5	\$ 5
	Endüktans	1	\$ 10	\$ 10
	Kondansatör	1	\$ 0,5	\$ 0,5
	Kondansatör	1	\$ 4	\$ 4
	Shottky Diyot	1	\$ 25,26	\$ 25,26
2.Çevirici	Mosfet	4	\$ 5	\$ 20
	Endüktans	1	\$ 2,2	\$ 2,2
	Kondansatör	1	\$ 0,45	\$ 0,45
	Diyot	2	\$ 2,5	\$ 5
Gate Sürücü	HCPL3120	5	\$ 3,5	\$ 17,5
Kurulum	İşçilik / gün	1	\$ 30	\$ 30
Transformatör	Yüksek frekanslı transformatör	1	\$ 30,0	\$ 30,0
Toplam maliyet			\$ 157,91	

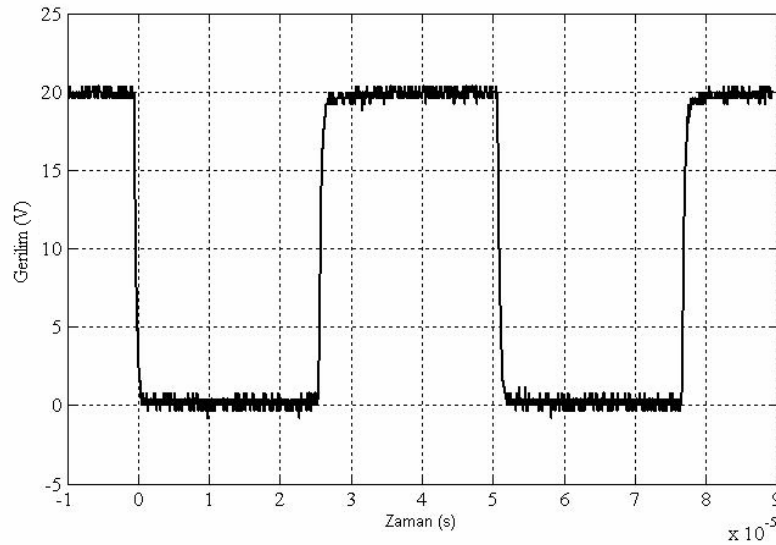
BÖLÜM 4

DENEY SONUÇLARI

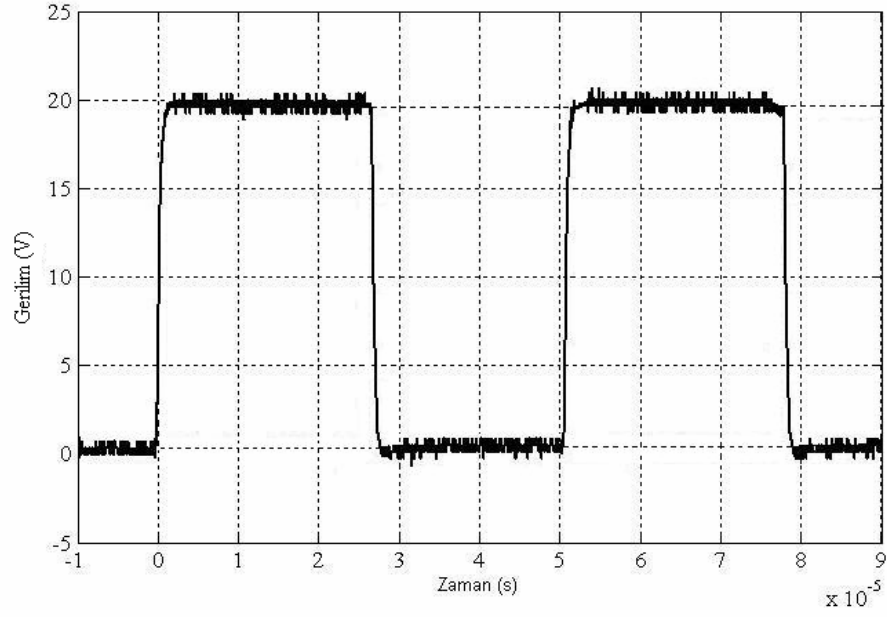
4.1 Devrenin gerçekleştirilmesi

Değişken gerilim çıkışlı ve yüksek akım sağlama özelliği olan güç kaynağı bulma problemi dolayısıyla gerçekleştirme işlemi 12 ile 24V arasında değişiklik gösteren aküler vasıtasıyla sağlanmıştır. Buna göre birinci yükseltici çeviricinin giriş gerilimi değişse de, ikinci yükseltici çeviricinin girişine gelen gerilim 30V civarında sabit kalmaktadır. Devre çalıştığında gerilim ölçerden ikinci çeviricinin girişinde okunan gerilim 30 V civarında olmuştur.

Aynı anda iletimden kesime geçen iki MOSFET'ten her birine gelen sinyal Şekil 4.1'deki gibidir. Şekil 4.2'de ise aynı anda iletimden kesime geçen diğer iki MOSFET'e gelen sinyal görülmektedir. Dikkat edilmesi gereken husus bu dört MOSFET'in asla aynı anda iletimden kesime veya kesimden iletime geçmediğidir. Bu durum MOSFET'lere gelen sinyaller arasında ölü zaman diye tabir edilen kısa bir sürenin konmasıyla sağlanmış olur ve MOSFET'lerin hepsinin aynı anda kesim veya iletim durumunda olmaları engellenmiş olur.

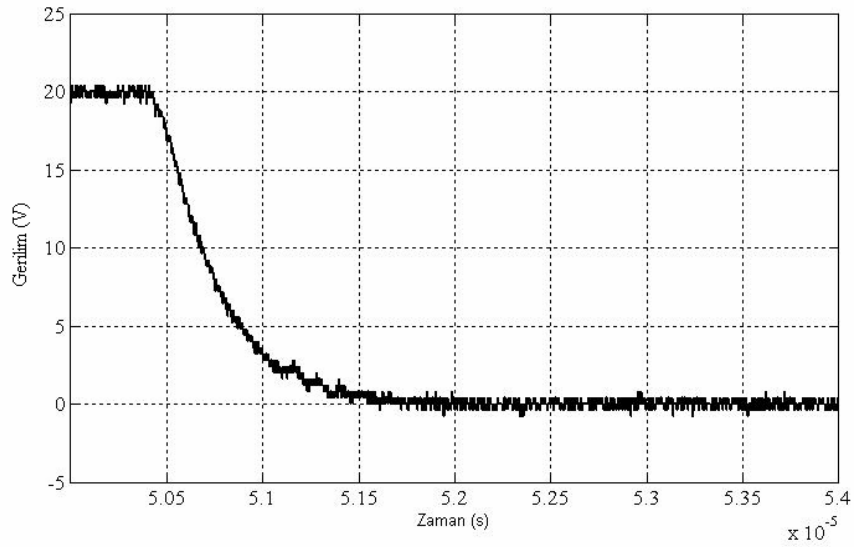


Şekil 4.1 Tam-köprü çeviricinin aynı anda iletimden kesime geçen bir MOSFET çiftine gelen sinyal

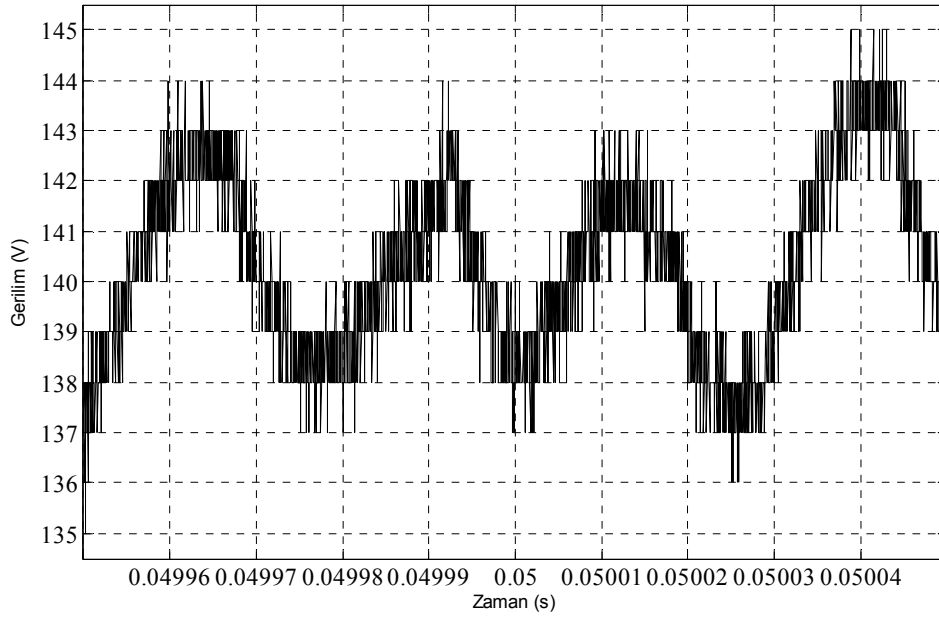


Şekil 4.2 Tam-köprü çeviricinin aynı anda iletimden kesime geçen diğer MOSFET çiftine gelen sinyal

MOSFET çiftlerinin farklı zamanlarda iletimden kesime geçmelerini sağlayan ölü zaman süresince kesime geçen MOSFET çiftine gelen sinyal Şekil 4.3'teki gibidir.



Şekil 4.3 Tam-köprü çeviricinin farklı zamanlarda iletim ve kesime geçen MOSFET'lerine gelen sinyaller arasındaki ölü zaman



Şekil 4.4 Tam-köprü çevirici çıkış gerilimi

Devre çalıştırıldığında çıkışta gerilim ölçerden okunan gerilim 140,4 V'tur. Yani devre yaklaşık 30 V'luk giriş gerilimini tam-köprü çevirici aracılığıyla 140 V civarına yükseltmiştir. Çıkış gerilimi olarak 150 V yerine 140 V elde edilmesine sebep olarak transformatör sarıldıktan sonra istenen sarım oranının tam olarak elde edilememiş olması yada tahmin edilemeyen gerilim düşümlerinin olmuş olması gösterilebilir.

4.2 Sistemin verimi

Sistemin girişinde ölçülen gerilim 24 V iken sistem çalıştığı anda girişten akan akım 20 A'dir. Çıkışta ölçülen gerilim 140,4 V olup 50 Ω 'luk yüke bağlı olduğundan çıkıştaki akım 2,8 A olmaktadır.

Buna göre girişteki güç $P_{in} = 480$ W, çıkıştaki güç ise $P_{out} = 394,24$ W olmaktadır. Bu veriler göz önünde bulundurulduğunda sistemin verimi ;

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{394,24}{480} = 82,13 \%$$

olmaktadır. Bulunan bu değer hesaplanan verim olan % 86,79'den daha dūřuk çıkmıştır. Bu farklılığa sebep olarak ise seçilen bileşenlerin tam olarak bulunamaması onun yerine mevcutta bulunan yani temin edilebilir bileşenlerin kullanımı gösterilebilir.

BÖLÜM 5

SONUÇLAR & ÖNERİLER

5.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında DC-DC çevrim konusu işlenmiş olup, çıkış gerilimi değişken olan yakıt pilinden şehir şebekesine uygun elektrik üretmeye yönelik yapılacak çalışmalara zemin hazırlanmıştır.

MOSFET'ler seçilirken gerekli akım ve gerilim oranlarını sağlayanlardan en düşük $R_{ds(on)}$ değerine sahip olan seçilerek güç kaybının daha az olması amaçlanmıştır. Diyot seçiminde de hızlı ters düzelmeye karakteristiğine ve düşük gerilim düşümüne sahip olan diyot seçilmiştir.

Yapılan analizler neticesinde tasarlanan 1000W'lık sistemin hesaplanan verimi % 86,79, devre üzerinden ölçülen verim ise % 82,13 olmuştur. Hesaplan verimle gerçekleşen verimin arasındaki farklılık, tasarlanan sistemin bileşenlerinin yerine piyasada bulunabilen, yani temin edilebilir bileşenlerin kullanılması olabilir. Kurulan devrenin maliyeti ise \$ 157,91 olarak gerçekleşmiştir.

5.2. Öneriler

Daha düşük $R_{ds(on)}$ değerine sahip MOSFET seçilerek yada MOSFET'ler paralel bağlanarak $R_{ds(on)}$ direncinin düşürülmesi yoluyla kayıplar daha da düşürülebilir. Yine aynı şekilde diyot seçerken ters düzelmeye karakteristiği hızlı olan diyotların seçilmesiyle diyottan kaynaklanan güç kaybının azalması sağlanmış olur.

Güç kayıplarının büyük bir bölümü anahtarlama esnasında meydana gelmektedir. Yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılarak anahtarlama kayıplarının da minimuma indirilmiş olur.

Örneğin, $R_{ds(on)}$ değeri ve diyodun ters düzelme süresi tasarımıda kullanılanlardan yarı yarıya daha az olan bileşenler kullanıldığı varsayıldığında sistemin hesaplanan verimi 91,73%'e çıkmaktadır.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] Çetinkaya, M. ; Karaosmanoğlu F. ; “Doğrudan Metanol Kullanılan Yakıt Pilleri”, İstanbul, 2004
- [2] Elektrik İşleri Etüt İdaresi Genel Müdürlüğü,
www.eie.gov.tr/hidrojen/index_hidrojen.html
- [3] Kordesh, K. Simader, 1996, Fuel Cells and Their Applications, Federal Republic of Germany, 361
- [4] Ozpineci, B.; Tolbert, Leon. M.; Su, G.J.; Du, Z. “Optimum Fuel Cell Utilization with multilevel DC-DC Converters”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004 Nineteenth Annual IEEE , 2004 Page(s) 1572-1576 Vol. 13
- [5] Sharma, R.; Hongwei Gao; “A new DC-DC Converter For Fuel Cell Powered Distributed Residential Power Generation Systems” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE , 19-23 March 2006 Page(s):5 pp.
- [6] Yu, D.; Yuvarajan, S.; “Modeling and Performance Studies Of A Fuel Cell Powered Boost Converter”, Telecommunications Energy Conference, 2004. INTELEC 2004. 26th Annual International, 19-23 Sept. 2004 Page(s):713 - 717
- [7] Haiping Xu; Li Kong; Xuhui Wen; “Fuel Cell Power System & High Power DC-DC Converter” Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 19, Issue 5, Sept. 2004 Page(s):1250 - 1255
- [8] Erdör, Betül, “Yakıt Pili ve Güç Koşullandırma”, Tübitak Marmara Araştırma Merkezi, Ocak 2007
- [9] M.H. Todorovic; L. Palma; P.Enjeti; “ Design of a Wide Input Range DC-DC Converter with a Robust Power Control Scheme Suitable for Fuel Cell Power Conversion”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004, Nineteenth Annual IEEE, Vol. 1, 2004, 374-379

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- [10] Power Electronics: Converters, Applications and Design", Mohan, Undeland and Robbins, Wiley, 1989.
- [11] J. Wang; F. Z. Peng; J. Anderson; A. Joseph; R. Bufferberger, "Low Cost Fuel Cell Converter System Residential Power Generation" APEC'04 Nineteenth Annual IEEE, Vol. 1, 2004, 367-373
- [12] Keyhani, Ali, "Boost DC-DC Converter Design", EE682 Group Project Design, Lecture 1.
- [13] Keyhani, Ali, "Boost DC-DC Converter Design", EE682 Group Project Design, Lecture 2.
- [14] "Full-Bridge Push-Pull Converter"
http://schmidt-walter.fbe.fh-darmstadt.de/smps_e/vgw_hilfe_e.html
- [15] "Bir Fazlı Transformatörlerin Genel Yapısı"
<http://www.kontrollkalemi.com/forum/arsiv-baslik5225.0.html>
- [16] "Bobinler", <http://stu.inonu.edu.tr/~dtumer/odev.html>
- [17] "Fundamentals of Power Electronics", Chapter 14, Transformer Design
<http://ece-www.colorado.edu/~pwrelect/book/slides/Ch14slide.pdf>
- [18] "Geniş Bantlı Mikroşerit Bant Tasarımı", Pasif Devre Elemanları, Bölüm 1
<http://mf.kou.edu.tr/elohab/gonca/bolum1.pdf>
- [19] Eti Elektroteknik A.Ş. http://www.cire.com.tr/tr/hak_teknoloji.htm
- [20] "Fundamentals of Power Electronics", Appendix 2, Magnetics Design Tables
<http://ece-www.colorado.edu/~pwrelect/book/slides/Ap2slide.pdf>