



**T.C.
DÜZCE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK VERİMLİ ÇİFT YÖNLÜ ÇOK FAZLI ÇOK GİRİŞLİ BİR
DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN DENEYSEL OLARAK
GERÇEKLENMESİ**

SEBAHATTİN YALÇIN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

**DANIŞMAN
DR. ÖĞR. ÜYESİ FURKAN AKAR**

DÜZCE, 2019

T.C.
DÜZCE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK VERİMLİ ÇİFT YÖNLÜ ÇOK FAZLI ÇOK GİRİŞLİ BİR
DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN DENEYSEL OLARAK
GERÇEKLENMESİ

Sebahattin YALÇIN tarafından hazırlanan tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi Furkan AKAR
Düzce Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Dr. Öğr. Üyesi Furkan AKAR
Düzce Üniversitesi

Doç. Dr. Murat KALE
Düzce Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Cihan ŞAHİN
Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi

Tez Savunma Tarihi: 30 Temmuz 2019

BEYAN

Bu tez çalışmasının kendi çalışmam olduğunu, tezin planlanmasından yazımına kadar bütün aşamalarda etik dışı davranışımın olmadığını, bu tezdeki bütün bilgileri akademik ve etik kurallar içinde elde ettiğimi, bu tez çalışmasıyla elde edilmeyen bütün bilgi ve yorumlara kaynak gösterdiğimi ve bu kaynakları da kaynaklar listesine aldığımı, yine bu tezin çalışılması ve yazımı sırasında patent ve telif haklarını ihlal edici bir davranışımın olmadığını beyan ederim.

30 Temmuz 2019

Sebahattin YALÇIN

TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans öğrenimimde ve bu tezin hazırlanmasında gösterdiği her türlü destek ve yardımdan dolayı çok değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Furkan AKAR'a en içten dileklerle teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca değerli katkılarını esirgemeyen hocam Doc. Dr. Murat KALE'ye de şükranlarımı sunarım.

Bu çalışma boyunca yardımlarını ve desteklerini esirgemeyen sevgili aileme ve çalışma arkadaşlarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Bu tez çalışması, TÜBİTAK 118E003 numaralı bilimsel araştırma projesiyle desteklenmiştir.

30 Temmuz 2019

Sebahattin YALÇIN

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	vii
KISALTMALAR.....	viii
SİMGELER.....	ix
ÖZET.....	x
ABSTRACT.....	xi
1. GİRİŞ.....	1
1.1. LİTERATÜR ÖZETİ.....	1
1.2. TEZİN AMACI.....	2
2. ÖNERİLEN ÇEVİRİCİNİN ANALİZİ.....	3
2.1. 1-FAZLI YAPI.....	4
2.2. 2-FAZLI YAPI.....	6
2.3. 3-FAZLI YAPI.....	11
2.4. 1,2,3 FAZLI YAPILARDA ÖNEMLİ PARAMETRELERİN BELİRLENMESİ.....	17
2.5. DEVRE PARAMETRELERİ VE ELEMANLARIN BELİRLENMESİ.....	19
3. ÖNERİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BENZETİM ÇALIŞMALARI VE KAYIP MODELİ İLE ANALİZİ.....	23
3.1. BENZETİM ÇALIŞMASI.....	23
3.2. VERİM ANALİZİ.....	26
4. DENEYSEL ÇALIŞMA.....	29
4.1. DÜŞÜK GERİLİM - DÜŞÜK GÜÇ TEST SONUÇLARI.....	31
4.2. YÜKSEK GERİLİM - YÜKSEK GÜÇ TEST SONUÇLARI.....	32
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	36
6. KAYNAKLAR.....	37
7. EKLER.....	39
7.1. EK 1. PSIM MODELLEME.....	39
ÖZGEÇMİŞ.....	40

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa No
Şekil 2.1. Önerilen çift yönlü çok fazlı çok girişli dönüştürücü.	3
Şekil 2.2. 1-fazlı yapı için devre şekilleri.	4
Şekil 2.3. 1-fazlı yapı için dalga şekilleri.	6
Şekil 2.4. 2-fazlı yapı için devre şekilleri (a-d).	7
Şekil 2.5. 2-fazlı yapı için devre şekilleri (e-h).	8
Şekil 2.6. 2-fazlı yapı için dalga şekilleri.	10
Şekil 2.7. 3-fazlı yapı için devre şekilleri (a-d).	11
Şekil 2.8. 3-fazlı yapı için devre şekilleri (e-h).	12
Şekil 2.9. 3-fazlı yapı için devre şekilleri (ı-h).	13
Şekil 2.10. 3-fazlı yapı için dalga şekilleri.	16
Şekil 2.11. Magnetic Inc. x-flux seçim çizelgesi.....	20
Şekil 2.12. Üretilen bobinler	22
Şekil 3.1. Benzetim çalışması sonucunda oluşturulan verimlerin karşılaştırılması.....	24
Şekil 3.2. Benzetim çalışması sonucunda oluşturulan giriş akımlarının dalgalanması	24
Şekil 3.3. Benzetim çalışması sonucunda oluşturulan MOSFET akımlarının dalgalanması	25
Şekil 3.4. Benzetim çalışması sonucunda oluşturulan kayıp analizi	26
Şekil 3.5. 1-Faz için hesaplanan kayıplar	28
Şekil 4.1. Kurulan deney devresi.....	29
Şekil 4.2. DC gerilim kaynağı olarak kullanılan varyaklar	30
Şekil 4.3. Kullanılan yük bankası	30
Şekil 4.4. Düşük güç yükseltici modundaki verim karşılaştırması	31
Şekil 4.5. Düşük güç düşürücü modundaki verim karşılaştırması	32
Şekil 4.6. Düşük güç düşürücü modundaki verim karşılaştırması	32
Şekil 4.7. 2 fazlı yapı için endüktans akımları.....	33
Şekil 4.8. 3 fazlı yapı için endüktans akımları.....	33
Şekil 4.9. Şarj modu: Yükseltici deneyi verim grafiği.....	33
Şekil 4.10. Şarj modu: Düşürücü deneyi verim grafiği.....	34
Şekil 4.11. Deşarj modu deneyi verim grafiği	34
Şekil 4.12. Deşarj modu: 1 fazlı yapı için $d_5 = 0.5$ için giriş akımları.....	35
Şekil 4.13. Deşarj modu: 1 fazlı yapı için $d_5 = 0.28$ için giriş akımları	35
Şekil 7.1. Psim modellemesi.....	39

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Çizelge 2.1. Devre parametreleri	19
Çizelge 2.2. 1-Faz için çekirdek değerleri.....	20
Çizelge 2.3. 2-Faz için çekirdek değerleri.....	20
Çizelge 2.4. 3-Faz için çekirdek değerleri.....	21
Çizelge 2.5. Üretici firmanın kataloğundan seçilten litz teli	21
Çizelge 2.6. Endüktansların DC direnç değerlerinin karşılaştırılması	22



KISALTMALAR

HGS	Hibrit güç sistemleri
MOSFET	Metal oksit yarıiletkenli alan etkili transistör
PI	Oransal integral denetleyici kontrol döngüsü
PWM	Darbe genişliği modülasyonu
UC	Ultrakapasitör



SİMGELER

A	Amper
AC	Alternatif akım
C	Kapasite
d	Çevrim süresi
DC	Doğru akım
F	Farad
f_s	Anahtarlama frekansı
h	Saat
I	Akım
N	Tur sayısı
P	Güç
P_{SW}	Anahtarlama kaybı
P_C	İletim kaybı
P_{IND}	Bobin kaybı
R	Direnç
s	Saniye
t_f	Yükselme süresi
t_f	Düşme süresi
V	Volt
V_{DS}	Drain-source gerilimi
V_{MAX}	Maksimum gerilim
V_{MIN}	Minimum gerilim
Ω	Ohm

ÖZET

YÜKSEK VERİMLİ ÇİFT YÖNLÜ ÇOK FAZLI ÇOK GİRİŞLİ BİR DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN DENEYSEL OLARAK GERÇEKLENMESİ

Sebahattin YALÇIN
Düzce Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Furkan AKAR
Temmuz 2019, 39 sayfa

Artan çevresel kaygılar, dünya üzerindeki petrolün azalması ve içten yanmalı motorların verimliliklerinin düşük olması gibi sebepler nedeniyle elektrikli araçlara olan ilginin gün geçtikçe artmasına sebep olmaktadır. Fakat elektrikli araçlarda kullanılan bataryaların güç yoğunluklarının istenilen seviyede olmaması, kısa ömürlü olmaları, uzun şarj süreleri gibi sorunlar, ticari elektrikli araç sayısını önemli bir ölçüde sınırlamaktadır. Bu sorunların üstesinden gelmek için literatürde hibrit güç sistemlerinin (HGS'nin) kullanılması önerilmektedir. Örnek olarak batarya/ultrakapasitör HGS, yüksek güç/enerji yoğunluğu ve daha uzun batarya ömrü sağlamaktadır. Bu tezde bu tür hibrit sistemleri oluşturabilecek çift yönlü çok fazlı çok girişli bir DC-DC dönüştürücü 10kW güç kapasitesi için tasarlanmakta ve PSIM yazılımı yardımıyla analiz edilmektedir. Tasarım aşaması yarı iletken malzemelerin seçimi ve filtre elamanlarının boyutlandırılmasını içermektedir. Geliştirilen benzetim modelleri ile 1-fazlı, 2-fazlı ve 3-fazlı yapılar verim, akım dalgalanmaları ve anahtar stresleri açısından karşılaştırılmaktadır. Sonrasında bu benzetim modeli deneysel çalışmalarla doğrulanmıştır.

Anahtar sözcükler: : Çok girişli dönüştürücüler, çok fazlı dönüştürücüler, DC-DC dönüştürücüler.

ABSTRACT

EXPERIMENTAL IMPLEMENTATION OF A HIGH EFFICIENCY BIDIRECTIONAL MULTI-PHASE MULTI-INPUT DC-DC CONVERTER

Sebahattin YALÇIN

Düzce University

Graduate School of Natural and Applied Sciences, Department of Electrical-Electronics
and Computer Engineering

Master Thesis

Supervisor: Asist. Prof. Dr. Furkan AKAR

July 2019, 39 pages

Studies on electric vehicles (EVs) have been recently accelerated by several reasons, such as, increasing environmental concerns and unstable oil prices. Unfortunately, the number of commercial EVs are limited since batteries used in EVs exhibit some problems, e.g, unsatisfactory power density, short life-time, long charge time. So as to overcome these problems, using hybrid power systems (HPSs) in EVs are proposed in the literature. For example, battery/ultra-capacitor HPS provides high power/energy density and longer battery life. In this thesis, a bidirectional multi-phase multi-input DC-DC converter is designed for 10kW power capacity and then it's analyzed via PSIM software. The design procedure includes the selection of semiconductor materials and the sizing filter elements. Through developed simulation models, 1-phase, 2-phase and 3-phase structures are compared in terms of efficiency, current ripple and switching stress. After that this analysis is validated by experiment.

Keywords: Multi-input converters, multi-phase converters, DC – DC Converters.

1. GİRİŞ

1.1. LİTERATÜR ÖZETİ

Ulaşım sistemimizdeki araçların büyük bir çoğunluğu içten yanmalı motorlara sahiptir. Petrol fiyatlarının artışı, bu tür araçların karbon gazı salınımı yapması nedeniyle çevre kirliliğine sebep olması ve çevre kirliliğinin sonucu olan küresel ısınmanın etkilerinin hissedilebilir hale gelmesi elektrikli araçlara olan ilginin artmasına sebep olmuştur.

Elektrikli araçlar istenilen menzili sağlayacak yeterli kapasite, hızlanma-yavaşlama durumlarına ortaya çıkacak ani güç yoğunluğu ve tüketicilere ulaşabilecek uygun maliyetlere sahip olması beklenmektedir. Fakat yapılan bilimsel araştırmalara rağmen bu beklentilere cevap verebilen tek bir enerji kaynağı bulunmamaktadır [1].

Elektrikli araçlarda istenilen bu durum için hibrit güç sistemleri kullanılması fikri ortaya çıkmıştır [2]-[4]. Hibrit güç sistemleri, kaynakların güçlü yanlarını kullanıp zayıf yönlerini ortadan kaldırmaktadır. Bu hibrit güç sistemlerinde kullanılan kaynakların güç kontrolleri güç dönüştürücü elemanların kontrolü ile sağlanmaktadır.

Hibrit güç sistemlerinde kullanılan güç dönüştürücü yapıları izoleli ve izolesiz yapılar olarak iki ana başlık altında incelenebilir. İzoleli yapılarda izolasyon trafoları aracılığıyla kaynaklar ve çıkış arasında manyetik izolasyon sağlanmaktadır [5], [6]. Bu tip yapılar yüksek gerilim kazancına sahip sistemlerin oluşturulmasına imkan verse de, izolesiz hibrit güç sistemlerine göre karmaşık yapılara ve kullanılan trafonun kayıplarından dolayı genellikle düşük verime sahiptir. [7] ve [8] tarafından önerilen izolesiz hibrit güç sistemlerinde olduğu gibi, kaynaklardan bazılarının doğrudan bazılarının ise çift yönlü dönüştürücüler üzerinden çıkış barasına bağlanması hibrit güç sistemleri oluşturmada basit bir yöntem sunmaktadır. Ancak bu yöntem, bara gerilimi kontrolüne ve kaynakların enerjilerinin etkili bir şekilde kullanımına imkan vermemektedir. Bu sorunu aşmak için, literatürde çok girişli dönüştürücü yapıları sunulmuştur [9]-[12]. Çok girişli dönüştürücüler

ekonomik olmalarının yanı sıra güvenilir, basit ve kolay kontrol edilebilir hibrit güç sistemlerinin oluşturulması konusunda büyük avantajlar sunmaktadır.

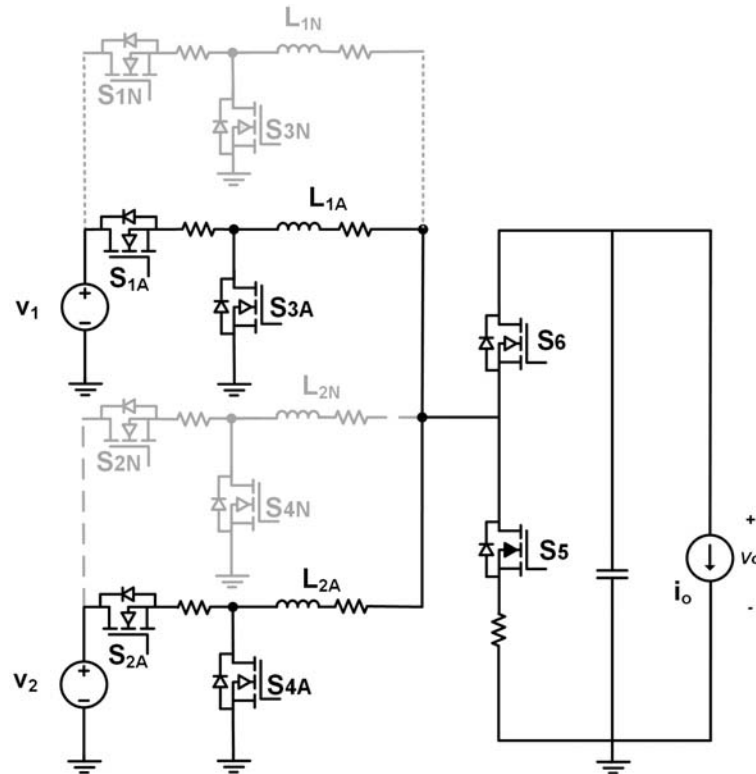
Tek fazlı dönüştürücülerinin neden olduğu problemleri ortadan kaldırmak amacı ile literatürde çok fazlı dönüştürücüler sunulmuştur. Çok fazlı dönüştürücülerde güç dönüşümü toplam gücü eşit olarak paylaşan paralel kollar aracılığıyla gerçekleştirilmektedir. Bu yapı ile karmaşıklığın artmasına karşın, yarı-iletken malzemelerin ve endüktansların akım stresleri azaltılarak verim artışı sağlanmaktadır [13]. Ayrıca, çok fazlı dönüştürücülerde anahtarlama frekansı düşürülebilmekte ve böylelikle anahtarlama kayıpları minimize edilebilmektedir. Çok fazlı yapılarda anahtar sayıları ve endüktans sayıları artsa da düşen akım stresleri daha ucuz elemanlar seçilmesine olanak sağlayarak maliyetlerin düşmesine yardım etmektedir [14] . [15], iki adet çok fazlı yükseltici tipi dönüştürücünün yenilenebilir enerji uygulamaları için paralel olarak kullanılmasını önermektedir; dolayısıyla, önerilen bu yapı tek yönlü olarak yalnızca yükseltici olarak çalışabilmektedir.

1.2. TEZİN AMACI

Bu tezde hibrit araçlarda kullanılması amaçlanan çift yönlü çok fazlı çok girişli bir DC-DC dönüştürücü sunmak ve geliştirmektir. Öncelikle önerilen dönüştürücünün çalışma modları ayrıntılı olarak analiz edilmesi amaçlanmaktadır. Sonrasında hibrit araçlarda rejeneratif frenleme için şarj modu analiz etmek hedeflenmektedir. Bu sistemin analizini test etmek için laboratuarda uygun devrenin kurulması ve gerçekleşmesi amaçlanmaktadır.

2. ÖNERİLEN ÇEVİRİCİNİN ANALİZİ

Bu tezde incelenecek olan önerilen çevirici 2.1’de verilmiştir. Gri alanların olmadığı devre yapısı 2 girişli 1-Faz olurken, gri alanlar eklendiğinde 2 girişli 2-Faz devre oluşmaktadır. Gri alandaki devrelerin aynı noktalara 2 kez eklenmesi ile 3-Faz’lı devre ortaya çıkmaktadır.



Şekil 2.1. Önerilen çift yönlü çok fazlı çok girişli dönüştürücü.

Önerilen dönüştürücün güç aktarımını sağlamak için $S_{(1,2,3,4)N}$, S_5 ve S_6 anahtarlarına darbe genişlik modülasyonu (PWM) uygulamak gereklidir. S_{1-N} , S_{2-N} , S_{3-N} , S_{4-N} , S_5 ve S_6 anahtarlarının sürme sinyallerinin doluluk oranları sırasıyla D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 ve D_6 olarak gösterilmektedir.

Önerilen dönüştürücünün iki çalışma modu bulunmaktadır: Deşarj modu ve şarj modu. Deşarj modunda S_{1-N} , S_{2-N} ve S_5 anahtarları ile girişlerden çıkışa doğru enerji aktarılmaktadır. Şarj modunda ise S_6 , S_{3-N} ve S_{4-N} anahtarları ile çıkıştan girişe doğru

enerji aktarımı sağlanmaktadır. Her iki çalışma modunda da kaynaklar arası enerji akışı mevcuttur ancak bu durum bu tezin kapsamı dışındadır.

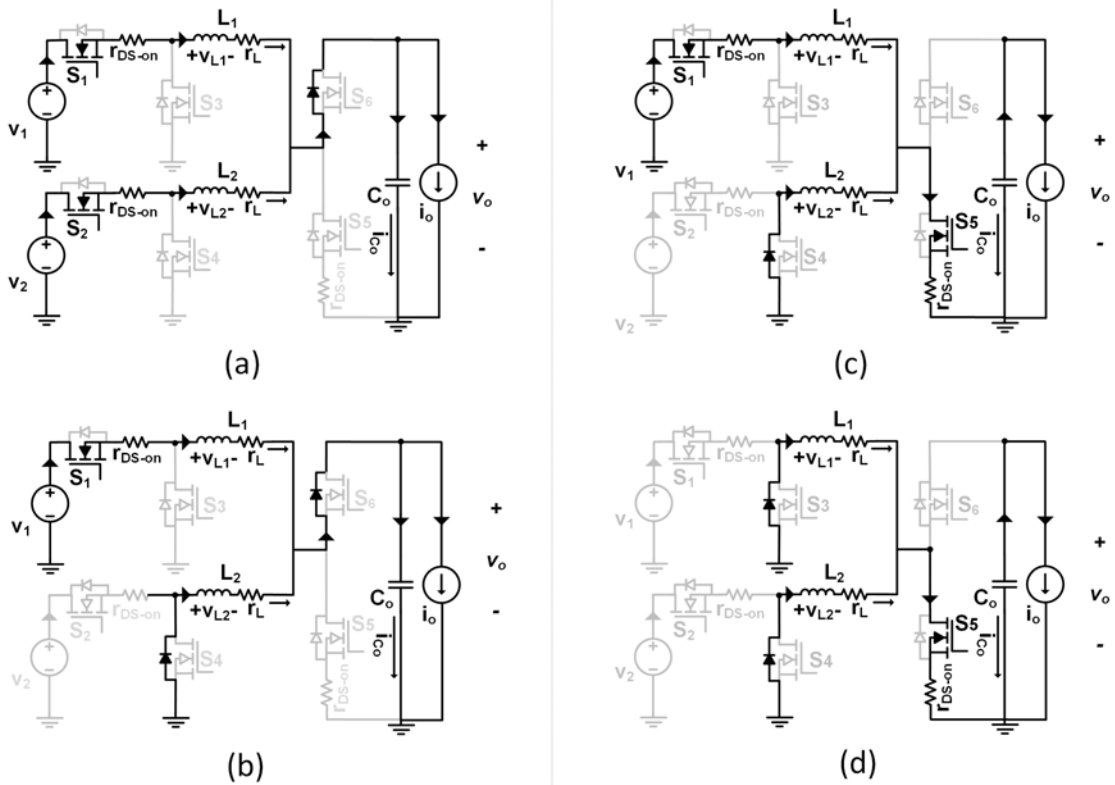
Farklı yapılardaki önerilen dönüştürücünün anahtarlama elemanlarının sayısı sayısı denklem 2.1 ile bulunabilir. Bu denklemde n faz sayısını, m giriş sayısını belirtmektedir.

$$S(adet) = 2 \times (n \times m + 1) \quad (2.1)$$

2.1. 1-FAZLI YAPI

1-fazlı yapı için devre şekilleri Şekil 2.2' de, tipik dalga formları Şekil 2.3'te verilmiştir.

Bu yapıya göre, bir anahtarlama periyodunda 4 farklı durum vardır.



Şekil 2.2. 1-fazlı yapı için devre şekilleri.

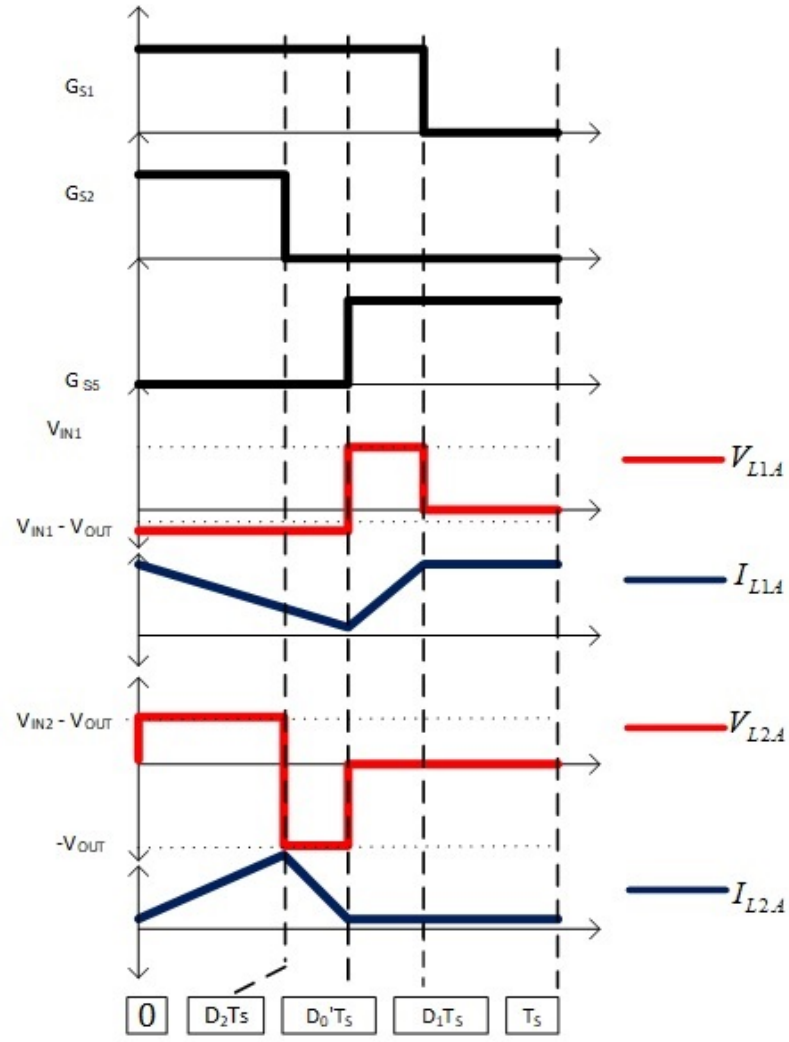
Mode 1 $[0 - D_2T_S]$: Bu modda S_1 ve S_2 kapalıdır. Tüm ideal endüktans gerilimleri, ilişkili giriş gerilimleri ile çıkış gerilimleri arasındaki farka eşit olmaktadır. Şekil 2.3'den

görülebildiği gibi, L_2 gerilimi pozitif ve L_1 gerilimi varsayılan gerilim seviyelerine göre negatif olmaktadır. Bu nedenle, L_1 akımı azalırken, L_2 akımı artmaktadır.

Mode 2 [$D_2T_S - D'_0T_S$]: S_2 $t = D_2T_S$ anahtarlama anında açık konuma getirilir. Bu da ideal L_2 gerilimini negatif çıkış gerilimine eşit olmaktadır; bu nedenle, L_2 akımı azalmaya başlamaktadır. L_1 gerilimi, varsayılan gerilim seviyelerine göre negatif olmaktadır; dolayısıyla L_1 akımı azalmaktadır.

Mode 3 [$D'_0T_S - D_1T_S$]: S_5 'yi $t = D'_0T_S$ konumunda kapatmak bu modu başlatır. S_4 açık olduğu için ideal L_2 gerilimi sıfır olur; bu nedenle, L_2 akımı neredeyse sabittir. L_1 gerilimi pozitifdir ve bu durum L_1 akımının artmasını sağlamaktadır.

Mode 4 [$D_1T_S - T_S$]: Benzer şekilde, S_5 kapalı olduğu için ideal L_1 ve L_2 gerilimleri sıfır olmaktadır. L_1 ve L_2 akımı neredeyse sabit olmaktadır.

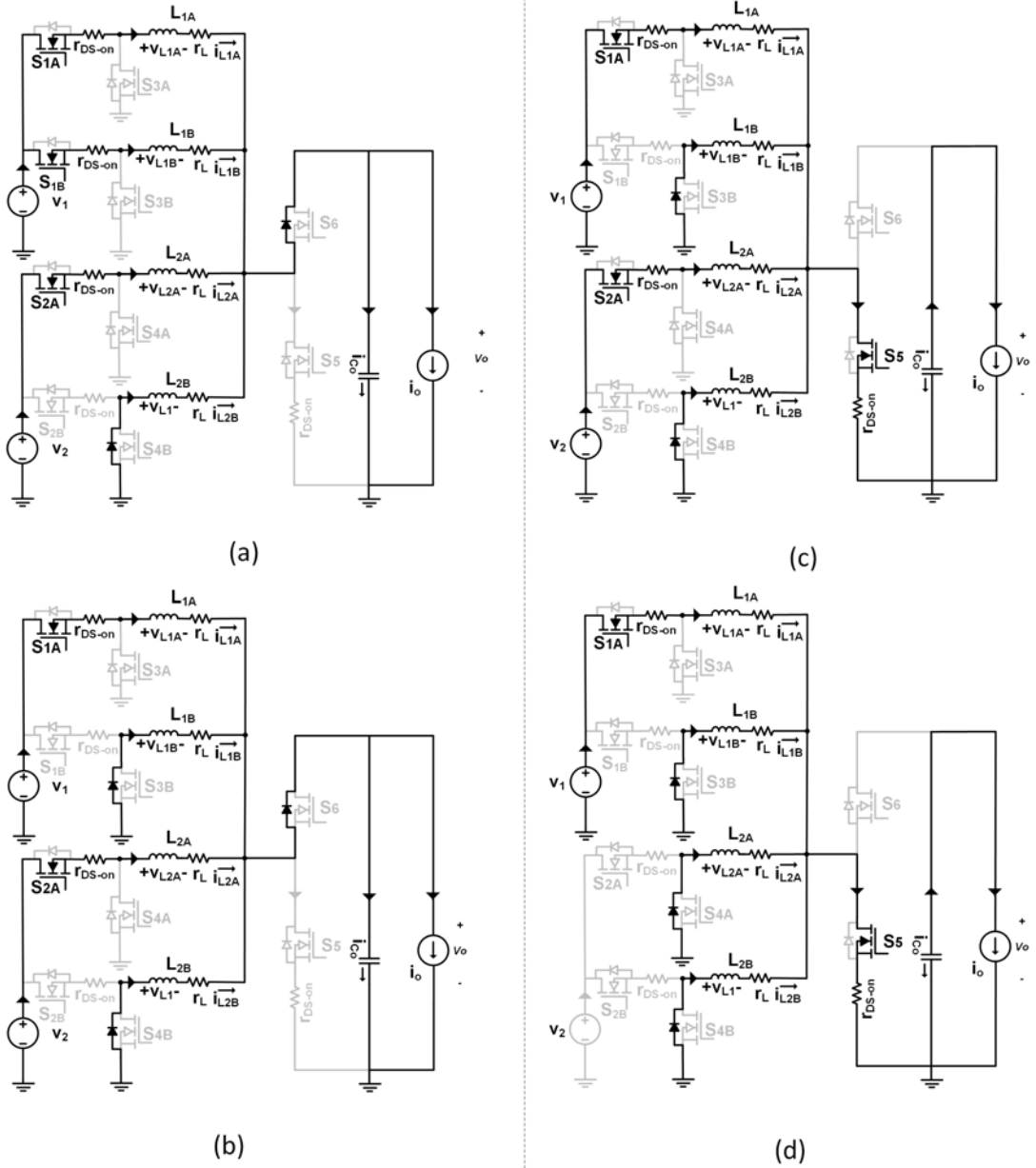


Şekil 2.3. 1-fazlı yapı için dalga şekilleri.

2.2. 2-FAZLI YAPI

2-fazlı yapı için devre şekilleri Şekil 2.5’de, tipik dalga formları Şekil 2.6’de verilmiştir.

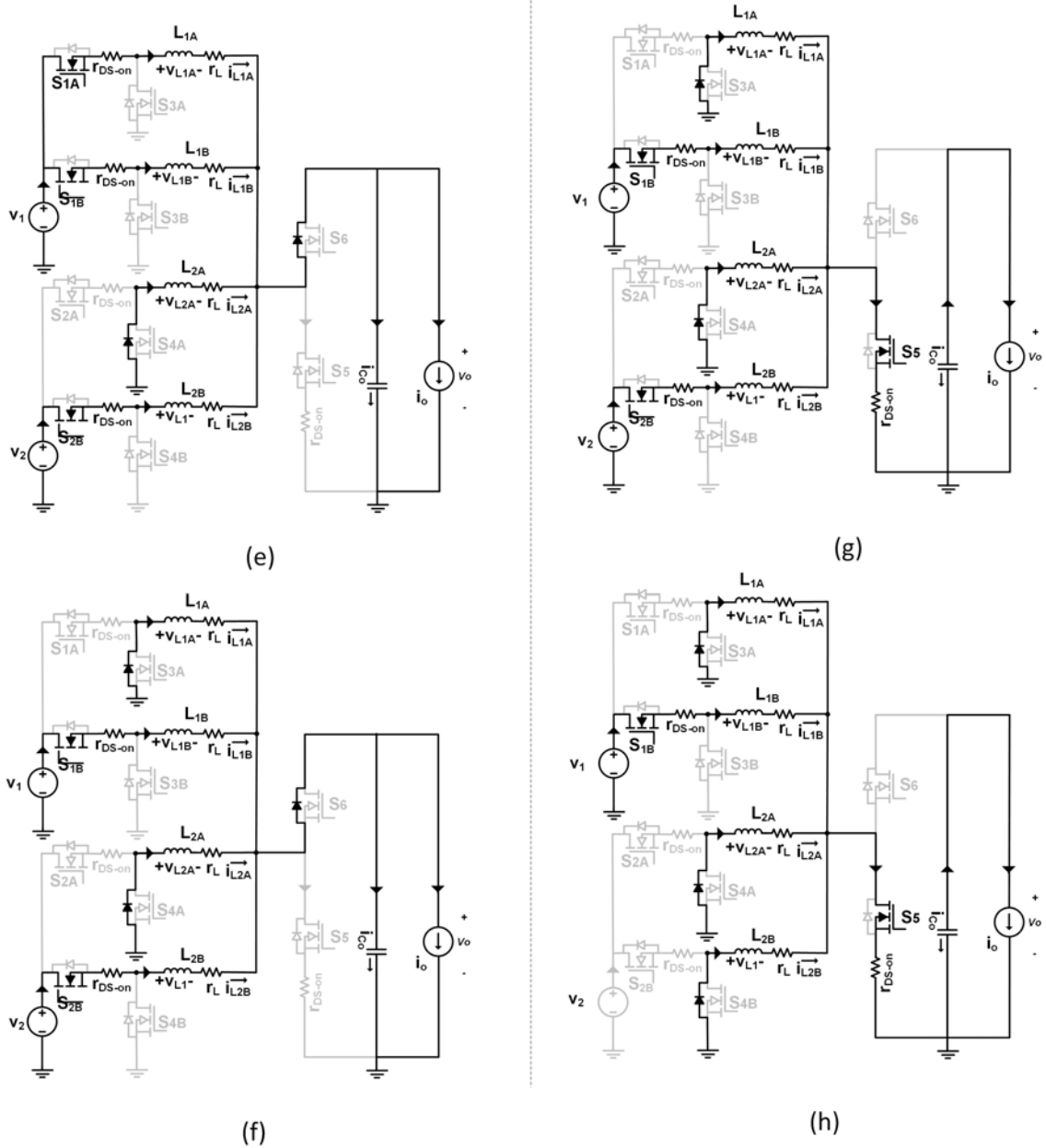
Bu yapıya göre, bir anahtarlama periyodunda 8 farklı durum vardır.



Şekil 2.4. 2-fazlı yapı için devre şekilleri (a-d).

Mode 1 $[0 - (2D_1 - 1)T_S]$: Mod 1'de; S_{1A} , S_{1B} , S_{2A} , S_{4B} ve S_6 kapalı. L_{1A} , L_{1B} , L_{2A} endüktans gerilimleri, ilişkili giriş gerilimleri ile çıkış gerilimleri arasındaki farka eşittir. S_{2B} ise açık. Bundan dolayı L_{2B} gerilimi çıkış gerilimine eşit; bu durumda, L_{2B} akımı azalır. Şekil 2.6'te de görebileceğimiz gibi, L_{1A} ve L_{1B} akımları azalır. L_{2A} akımı artar.

Mode 2 $[(2D_1 - 1)T_S - D'_0 T_S]$: S_{1B} $t = 2D_1 - 1$ anahtarma anında açık konuma getirilir. Bu ideal L_{1B} gerilimini negatif çıkış gerilimine eşit olmaktadır; dolayısıyla L_{1B} akımı daha hızlı azalmaktadır. Ayrıca, L_{1A} , L_{2A} ve L_{2B} gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korumaktadır.



Şekil 2.5. 2-fazlı yapı için devre şekilleri (e-h).

Mode 3 $[D_0'T_5 - D_22T_5]$: S_5 'yı kapalı duruma getirmekle birlikte; ideal L_{1B} ve L_{2B} gerilimleri S_{3B} ve S_{4B} açık olduğu için bu gerilim değerleri sıfır olmaktadır; bu nedenle, L_{1B} ve L_{2B} akımları sabit olmaktadır. L_{1A} ve L_{2A} gerilimleri ise giriş gerilimine eşit olmaktadır. Bu gerilim değerlerinin pozitif olması L_{1A} ve L_{2A} akımlarının artmasını sağlamaktadır.

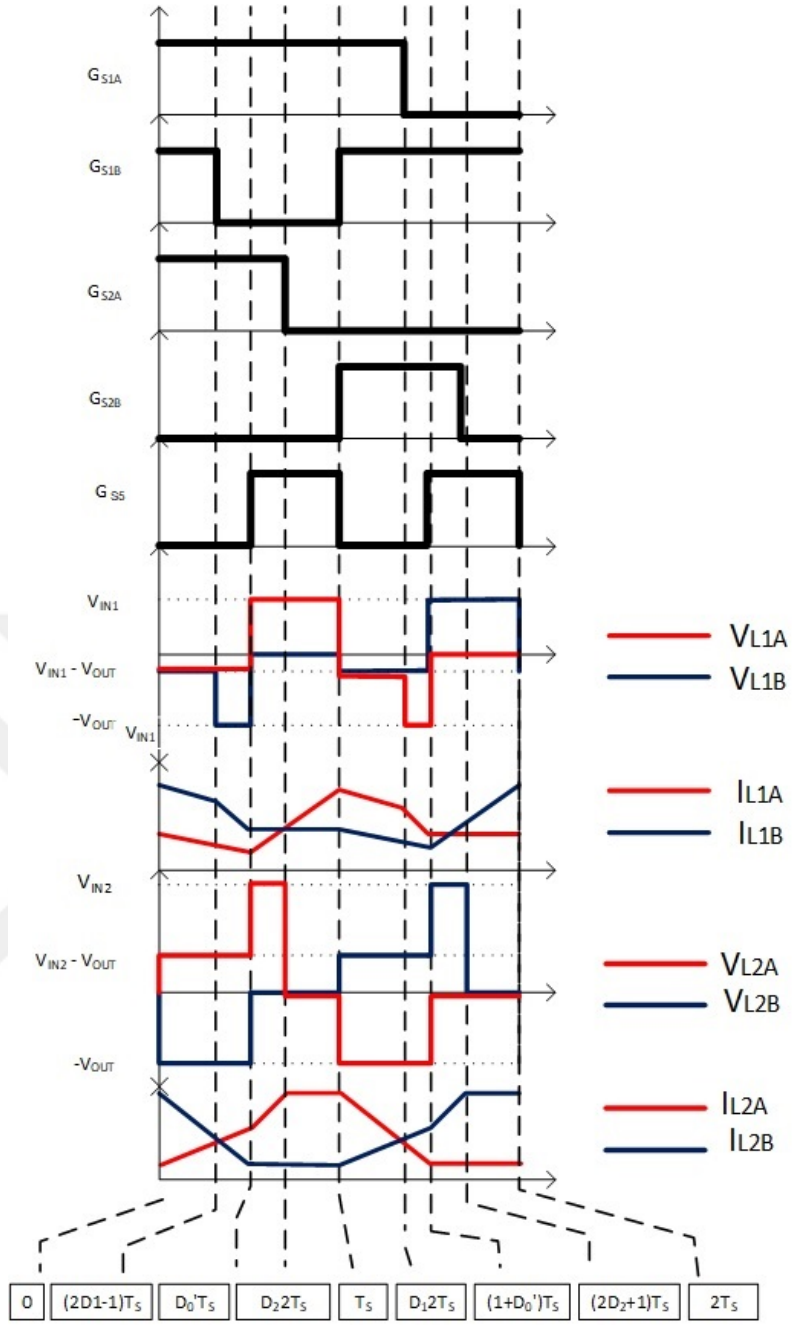
Mode 4 $[D_22T_5 - T_5]$: S_{2A} açılır. S_{4A} kapalı olduğu için ideal L_{2A} gerilimleri sıfır olmaktadır; bu nedenle, L_{2A} akımı da sabit olmaktadır.

Mode 5 [$T_S - D_1 2T_S$]: S_5 , $t = T_S$ anahtarlama anında kapanır. Bu ideal L_{2A} gerilimini negatif çıkış gerilimine eşit olmaktadır; bu nedenle, L_{2A} akımı azalır. L_{1A} , L_{1B} , L_{2B} endüktans gerilimleri, ilişkili giriş gerilimleri ile çıkış gerilimleri arasındaki farka eşit olmaktadır.

Mode 6 [$D_1 2T_S - (1 + D'_0)T_S$]: $T = D_1 2T_S$ anında S_{1A} açık konuma getirilir. Bu ideal L_{1A} gerilimini negatif çıkış gerilimine eşit olmaktadır; dolayısıyla L_{1A} akımı azalmaktadır. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini kormaktadır.

Mode 7 [$(1 + D'_0)T_S - (2D_2 + 1)T_S$]: S_5 'yi $t = (1 + D'_0)T_S$ konumunda kapatmak bu durumu başlatır. İdeal L_{1A} ve L_{2A} gerilimleri, S_{3A} ve S_{4A} kapalı olduğu için sıfır olmaktadır; bu nedenle, L_{1A} ve L_{2A} akımları neredeyse sabittir. L_{1B} ve L_{2B} endüktans gerilimleri pozitifdir, bundan dolayı L_{1B} ve L_{2B} akımları artmaktadır.

Mode 8 [$(2D_2 + 1)T_S - 2T_S$]: S_{2B} açılır. S_{4B} açık olduğu için ideal L_{2B} gerilimi sıfır olur; bu nedenle, L_{2B} akımı neredeyse sabit olmaktadır.

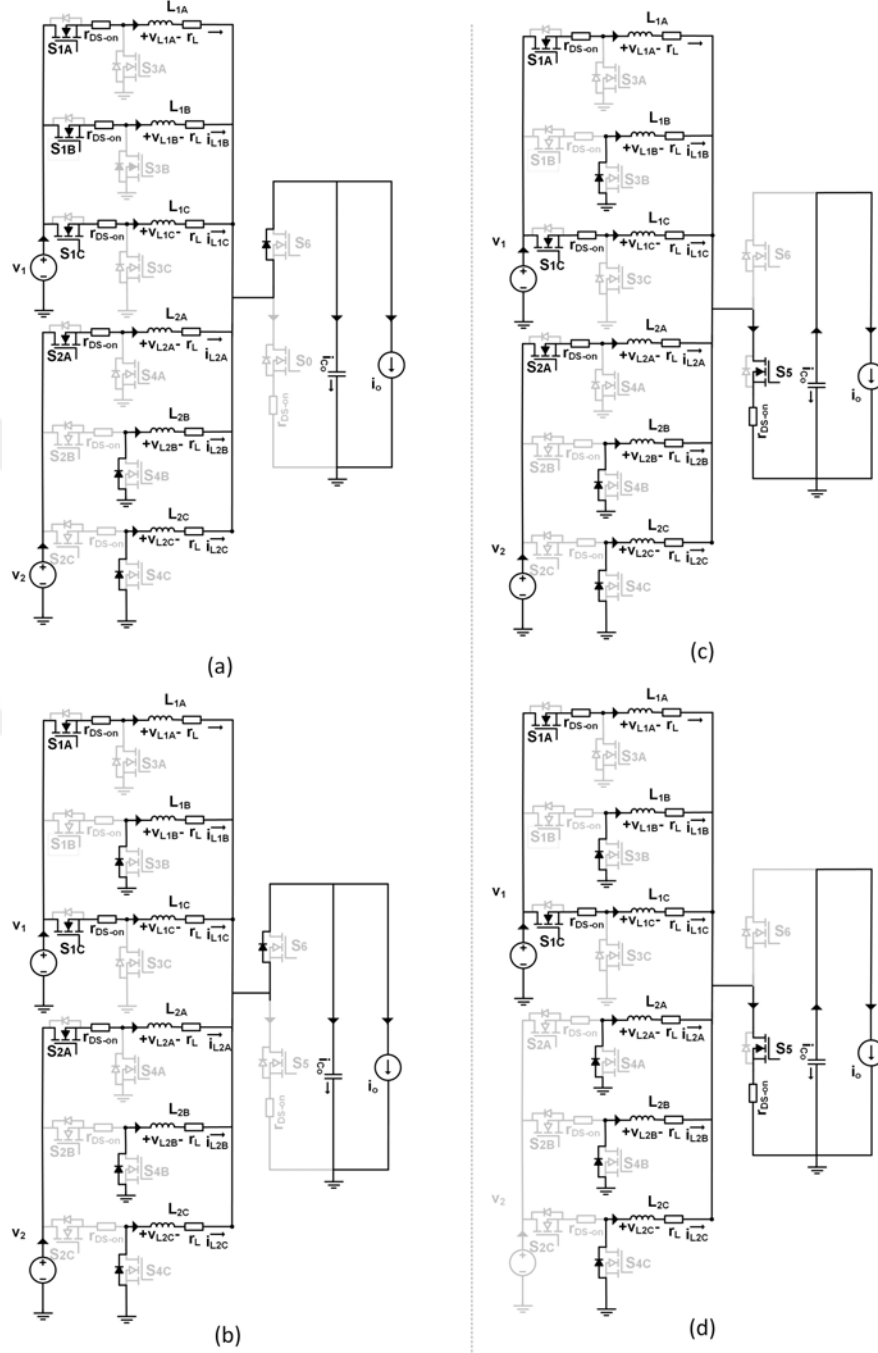


Şekil 2.6. 2-fazlı yapı için dalga şekilleri.

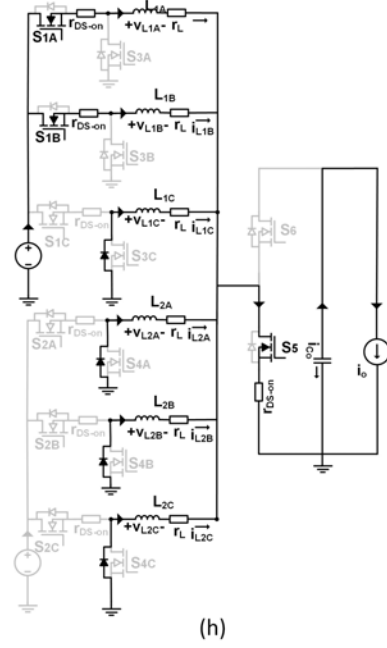
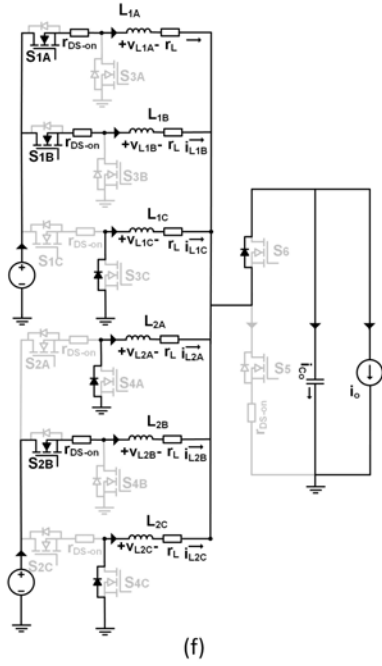
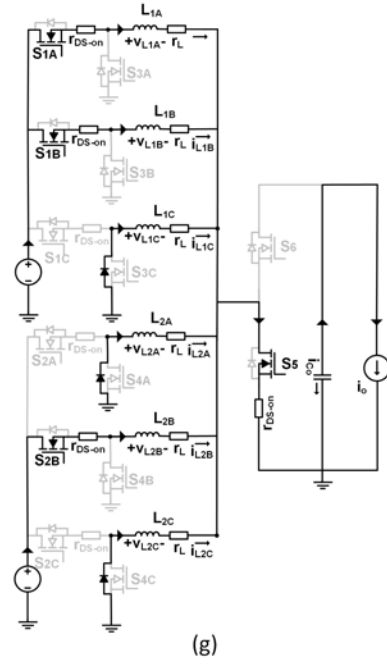
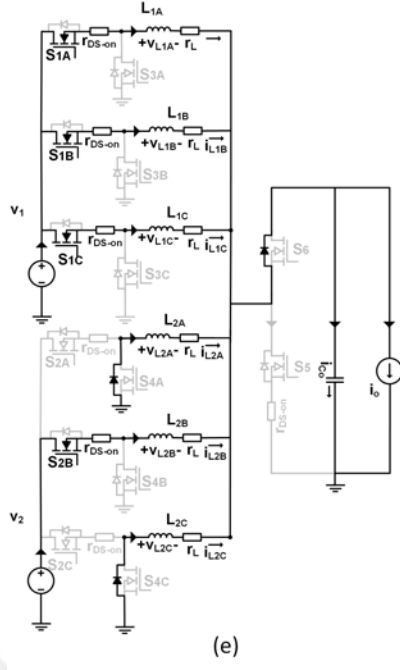
2.3. 3-FAZLI YAPI

Üç fazlı yapı için devre şekilleri Şekil 2.9'da, tipik dalga formları Şekil 2.10'de verilmiştir.

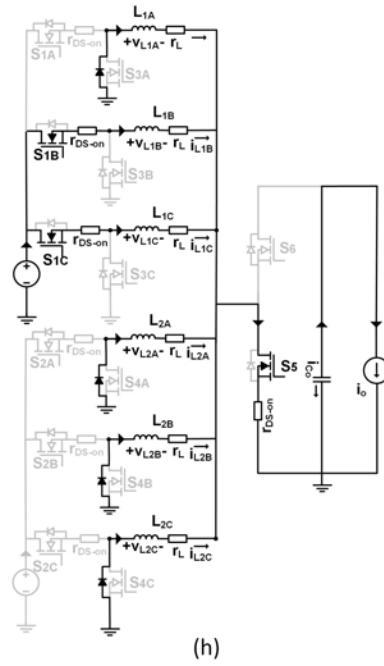
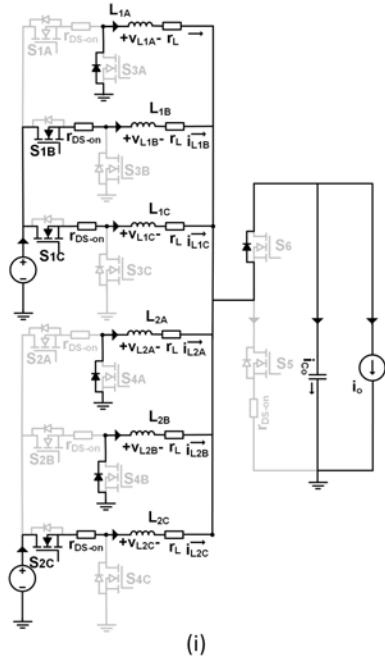
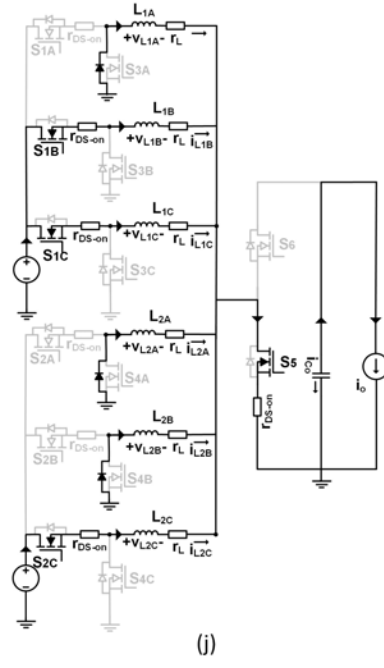
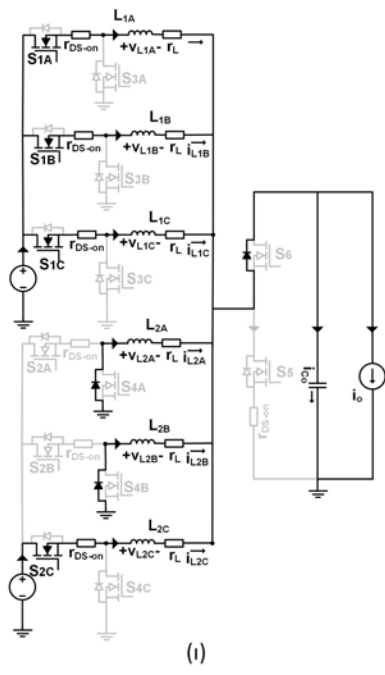
Bu yapıya göre, bir anahtarlama döneminde 12 farklı durum vardır.



Şekil 2.7. 3-fazlı yapı için devre şekilleri (a-d).



Şekil 2.8. 3-fazlı yapı için devre şekilleri (e-h).



Şekil 2.9. 3-fazlı yapı için devre şekilleri (1-h).

Mode 1 [$0 - (3D_1 - 2)T_S$]: Bu başlangıç durumunda S_{1A} , S_{1B} , S_{1C} , S_{2A} , S_{4B} , S_{4C} ve S_6 kapalı. L_{2C} gerilimi negatif çıkış gerilimine eşit; bu nedenle, L_{2C} akımı azalır. S_{4B} açık olduğu için L_{2B} gerilimi sıfır olur; bu da L_{2B} akımını neredeyse sabit olmaktadır. L_{1A} , L_{1B} , L_{1C} ve L_{2A} endüktans gerilimleri, ilişkili giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farka eşittir. L_{2A} gerilimi pozitif ve L_{1A} , L_{1B} ve L_{1C} gerilimleri varsayılan gerilim seviyelerine göre negatif. Bu nedenle, L_{2A} akımı artarken L_{1A} , L_{1B} ve L_{1C} akımları azalmaktadır.

Mode 2 [$(3D_1 - 2)T_S - D'_0T_S$]: Burada S_{1B} 'nin açık konuma getirilir. Bu durum ideal L_{1B} gerilimini negatif çıkış gerilimine eşit olmakta; dolayısıyla L_{1B} akımı daha hızlı azalmaktadır. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korumaktadır.

Mode 3 [$D'_0T_S - D_23T_S$]: S_5 kapatılır. İdeal L_{1B} , L_{2B} ve L_{2C} gerilimleri S_{3B} , S_{4B} ve S_{4C} açık olduğu için sıfır olmakta; bu nedenle, L_{1B} , L_{2B} ve L_{2C} akımları neredeyse sabittir. L_{1A} , L_{1C} ve L_{2A} endüktans gerilimleri pozitifdir, bu da L_{1A} , L_{1C} ve L_{2A} akımlarının artmasını sağlamaktadır.

Mode 4 [$D_23T_S - T_S$]: Bu anahtarlama zamanında, S_{2A} 'yı $t = D_23T_S$ konumunda açık konuma getirilir. Şimdi S_{4A} açık olduğu için ideal L_{2A} gerilimi sıfır olmakta; bu nedenle, L_{2A} akımı neredeyse sabittir. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korumaktadır.

Mode 5 [$T_S - (3D_1 - 1)T_S$]: S_6 $t = T_S$ anında açılır. İdeal L_{2A} gerilimi negatif çıkış gerilimine eşit olur; bu nedenle, L_{2A} akımı azalmaya başlamaktadır. L_{1A} , L_{1B} , L_{1C} ve L_{2B} endüktans gerilimleri, ilişkili giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farka eşittir. L_{2B} gerilimi pozitif ve L_{1A} , L_{1B} , L_{1C} gerilimleri varsayılan gerilim seviyelerine göre negatiftir. Bu nedenle L_{2B} akımı artarken L_{1A} , L_{1B} ve L_{1C} akımları azalır. L_{2C} gerilimi ve L_{2C} akımı önceki değerini korumaktadır.

Mode 6 [$(3D_1 - 1)T_S - (1 + D'_0)T_S$]: S_{1C} kapatılır. Böylelikle, ideal L_{1C} gerilimi negatif çıkış gerilimine eşit olur; bu durum da L_{1C} akımının daha hızlı azalmaya başlamasına sebep olmaktadır. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korumaktadır.

Mode 7 $[(1 + D'_0)T_S - (1 + 3D_2)T_S]$: $T = (1 + D'_0)$ anında S_5 kapalı konuma getirilir. İdeal L_{1C} , L_{2A} ve L_{2C} gerilimleri S_{3C} , S_{4A} ve S_{4C} açık olduğundan sıfır olur; bu nedenle L_{1C} , L_{2A} ve L_{2C} akımları neredeyse sabittir. L_{1A} , L_{1B} ve L_{2B} endüktans gerilimleri pozitiftir, bu da L_{1A} , L_{1B} ve L_{2B} akımlarının artmasını sağlamaktadır.

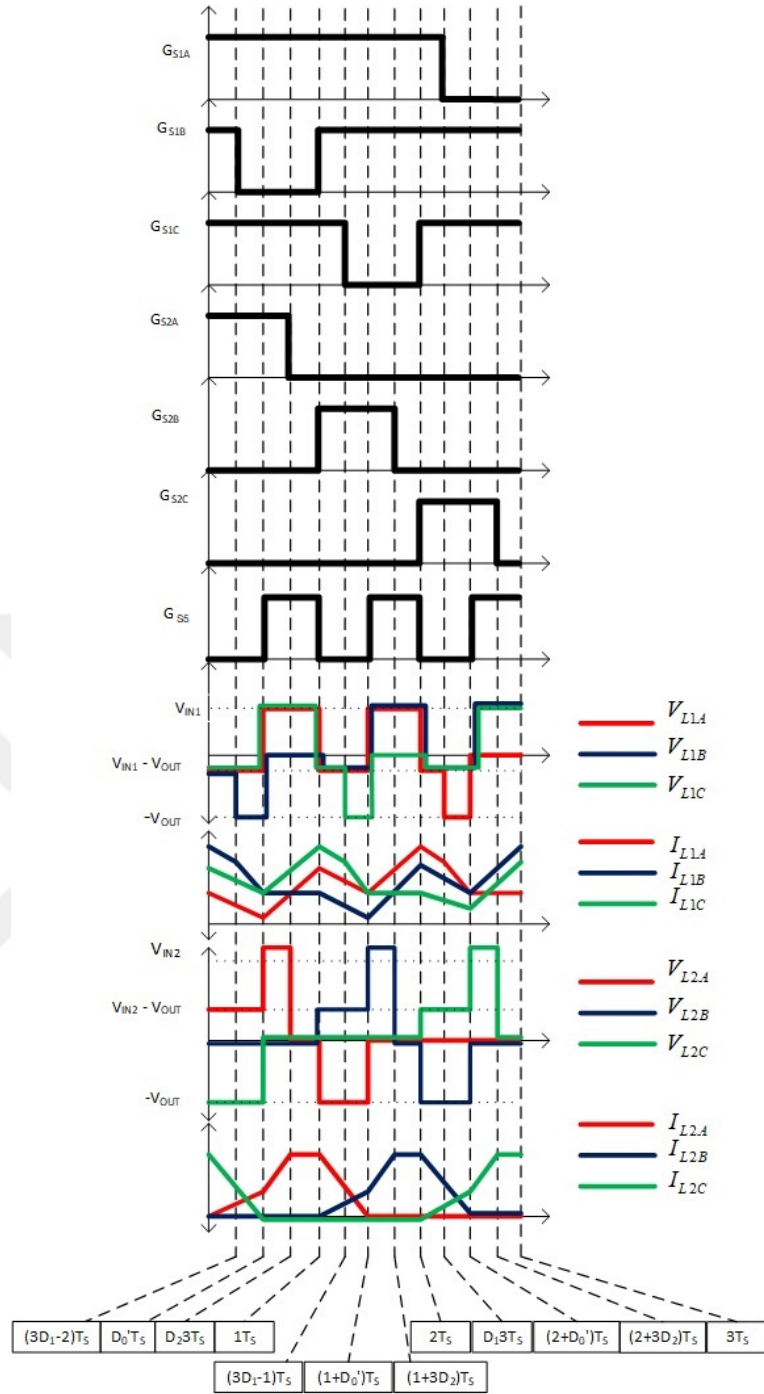
Mode 8 $[(1 + 3D_2)T_S - 2T_S]$: S_{2B} açılır. S_{4B} açık olduğu için ideal L_{2B} gerilimi sıfır olur; bu nedenle, L_{2B} akımı neredeyse sabittir. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korumaktadır.

Mode 9 $[2T_S - D_1 3T_S]$: S_5 açık konuma getirilir. Böylelikle L_{2B} gerilimi negatif çıkış gerilimine eşit olur, L_{2B} akımı azalmaya başlamaktadır. L_{1A} , L_{1B} , L_{1C} ve L_{2C} endüktans gerilimleri, ilişkili giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farka eşittir. L_{2C} gerilimi pozitif ve L_{1A} , L_{1B} ve L_{1C} gerilimleri varsayılan gerilim seviyelerine göre negatiftir. Bu nedenle L_{2C} akımı artarken L_{1A} , L_{1B} ve L_{1C} akımları azalır. L_{2A} gerilimi ve L_{2A} akımı önceki değerlerini korumaktadır.

Mode 10 $[D_1 3T_S - (2 + D'_0)T_S]$: $t = D_1 3T_S$ anında S_{1A} açık konuma getirilir. L_{1A} gerilimi böylelikle negatif çıkış gerilimine eşit olur. L_{1A} akımı da bu durumdan dolayı daha hızla azalmaya başlar. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korumaktadır.

Mode 11 $[(2 + D'_0)T_S - (2 + 3D_2)T_S]$: S_5 kapalı konuma getirilir. İdeal L_{1A} , L_{2A} ve L_{2B} gerilimleri S_{3A} , S_{4A} ve S_{4B} kapalı olduğu için sıfır olmakta; bu nedenle, L_{1A} , L_{2A} ve L_{2B} akımları neredeyse sabittir. L_{1B} , L_{1C} ve L_{2C} endüktans gerilimleri pozitiftir, bu nedenle L_{1B} , L_{1C} ve L_{2C} akımları artmaktadır.

Mode 12 $[(2 + 3D_2)T_S - 3T_S]$: S_{2C} açılır. Şimdi, S_{4C} kapalı olduğundan ideal L_{2C} gerilimi sıfır olmakta; bu nedenle, L_{2C} akımı neredeyse sabittir. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korumaktadır.



Şekil 2.10. 3-fazlı yapı için dalga şekilleri.

2.4. 1,2,3 FAZLI YAPILARDA ÖNEMLİ PARAMETRELERİN BELİRLENMESİ

Şekil 2.3, Şekil 2.6 ve Şekil 2.10'daki endüktör-gerilim-saniye dengesi ile çıkış gerilimi denklem 2.2'deki gibi yazılabilir. Buradaki D_1 ilk girişin doluluk oranı, D_2 ikinci girişin çevrim oranı ve D_5 çıkış tarafındaki anahtarlama elemanlarının çevrim oranıdır.

$$V_O = \frac{V_1 D_1}{1 - D_5} = \frac{V_2 D_2}{1 - D_5} \quad (2.2)$$

Endüktans akım dalgalanmaları ($\Delta_{IL1(A,B,C)}$ ve $\Delta_{IL2(A,B,C)}$) ise denklem 2.3 ve 2.4'deki gibi ifade edilebilir. Bu denklemler oluşturulurken 2.3'deki dalga şekilleri kullanılmıştır.

$$\Delta_{IL1(A,B,C)} = \frac{V_1 - V_O}{L_1(A,B,C)} \frac{1 - D_5}{f_s} \quad (2.3)$$

$$\Delta_{IL2(A,B,C)} = \frac{V_2 - V_O}{L_2(A,B,C)} \frac{D_2}{f_s} \quad (2.4)$$

Örnek olarak 2.3'de $0 - D_5'$ aralığında maksimum akım dalgalanması mevcuttur. Bu aralıktaki bobinin üzerine düşen gerilim ise $V_1 - V_O$ 'tur.

Minimum endüktans akımları, ortalama akımlarından denklem 2.5 ve 2.6'te görüleceği üzere $\Delta/2$ çıkartılarak bulunabilir.

$$I_{L1-min(A,B,C)} = \frac{I_1}{D_1} - \frac{\Delta_{IL1(A,B,C)}}{2} \quad (2.5)$$

$$I_{L2-min(A,B,C)} = \frac{I_2}{D_2} - \frac{\Delta_{IL2(A,B,C)}}{2} \quad (2.6)$$

$S_1(A,B,C)$ ve $S_2(A,B,C)$ anahtarlama elemanlarının etkin akımları Şekil 2.2, Şekil 2.5 ve Şekil 2.9'e bakarak denklem 2.7 ve 2.8 şekilde yazılabilir.

$$I_{S1(A,B,C)-rms} = \sqrt{d_1(I_{L1-min}^1 + \Delta I_{L1} I_{L1-min} + \Delta I_{L1}^2)/3} \quad (2.7)$$

$$I_{S2(A,B,C)-rms} = \sqrt{d_2(I_{L2-min}^2 + \Delta I_{L2} I_{L2-min} + \Delta I_{L2}^2)/3} \quad (2.8)$$



2.5. DEVRE PARAMETRELERİ VE ELEMANLARIN BELİRLENMESİ

Önerilen dönüştürücünün analizini benzetim ve deneysel sonuçlarla yapmak için öngörülen tasarım parametreleri Çizelge 2.1 de verilmiştir.

Bu çalışmada dönüştürücünün düşürücü/yükseltici modunda çalışması amaçlanmıştır. Çıkış gerilimi 400V, giriş gerilimleri sırasıyla 300V ve 500V olarak belirlenmiştir. Bu değerlere göre oluşacak maksimum MOSFET akımları belirlenerek, bu akımları sağlayacak MOSFET'ler seçilmiştir. Sonrasında en kötü senaryoda oluşacak akım dalgalanması %20 olacak şekilde endüktans gerilimi denklem 2.9'e göre hesaplanmıştır. Çıkış geriliminin dalgalanması %0.1 olacak şekilde çıkış kondansatör değeri denklem 2.10'e göre seçilmiştir.

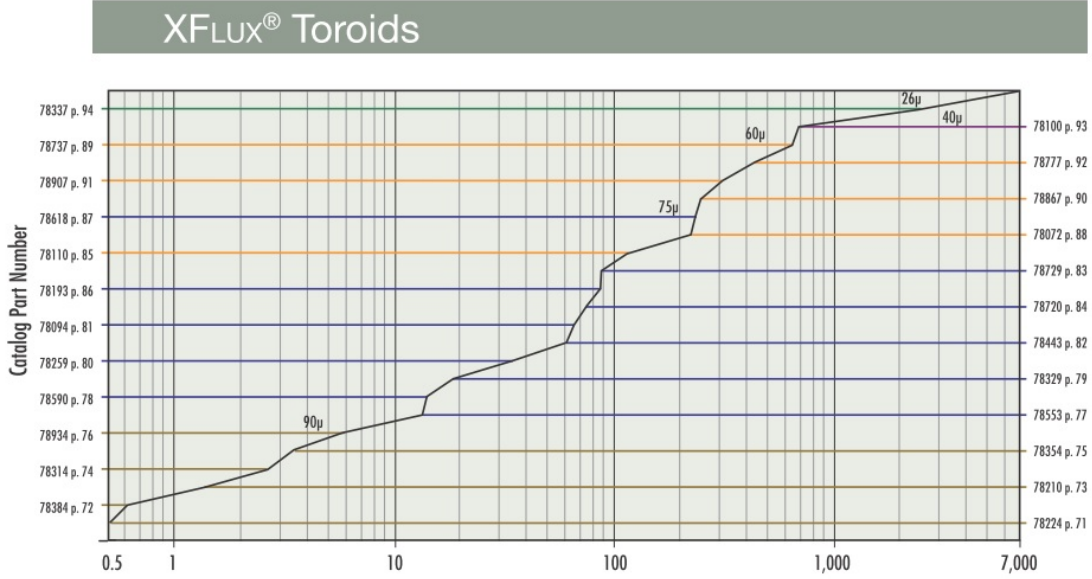
$$L = \frac{V_G \times (V_O - V_G)}{\Delta I_L \times f_S \times V_O} \quad (2.9)$$

$$C_O = \frac{I_{O_{MAX}} \times D_6}{f_S \times \Delta V_O} \quad (2.10)$$

Çizelge 2.1. Devre parametreleri

	1-FAZ	2-FAZ	3-FAZ
$S_{1-(a,b,\dots f)}$ and $S_{2-(a,b,\dots f)}$ Anahtarlama frekansları	90 kHz	45 kHz	30 kHz
Seçilen MOSFETler için $S_{1-(a,b,\dots f)}$ ve $S_{2-(a,b,\dots f)}$ (gerilim/akım değerleri)	6×Infineon IPX65R190CFD 650 V/ 6×17,5 A	3×Infineon IPX65R190CFD 650 V/ 3×17,5 A	2×Infineon IPX65R190CFD 650 V/ 2×17,5 A
Seçilen MOSFETler için $S_5 - S_6$ (gerilim/akım değerleri)	6×Infineon IPB60R080P7 600 V/ 6×37 A		
Endüktans değeri	150 μH		
Endüktans Çekirdek - Tel - Tur Sayısı	X-Flux 78777A7 AWG#38 - 38 turn	X-Flux 78110A7 AWG#38 - 63 turn	X-Flux 78443A7 AWG#38 - 42 turn
Endüktans direnci	20,6 $m\Omega$	32,3 $m\Omega$	45,9 $m\Omega$
Gerilim değerleri $V_1 / V_2 / V_0$	300 V / 500 V / 400V		
İstenilen Çıkış Gücü	10 kW		
Çıkış Kapasitörü	400 μF		

Hesaplanan edüktansı üretmek için Magnetic INC. firmasının X-Flux çekirdek grubundan uygun çekirdekler seçilmiştir ve akımı taşıyacak uygun Litz teli kullanılmıştır. Bu aşamada ile olarak X-Flux kataloğundaki 1-Faz, 2-Faz ve 3-Faz için ayrı ayrı $L \times I^2$ değerleri bulunarak bu değerlere karşılık gelen çekirdekler temin verilmiştir. Sonrasında bu çekirdek ile istenilen endüktans değerine ulaşmak için üreticinin belirttiği hesap kullanılarak tur sayısı belirlenmiştir.



Şekil 2.11. Magnetic Inc. x-flux seçim çizelgesi

Çizelge 2.2. 1-Faz için çekirdek değerleri

LI^2 Değeri	Seçilen Çekirdek	Tur Sayısı ve Kablo Uzunluğu
$LI^2(mH \times A^2)$ $0.15 \times 50^2 = 375$	78777 $A_L(nH/T^2) = 205 \pm 8\%$ Sarma Faktörü(mm)=114	$0.5 \times 150\mu h = 0.3mH$ $N = \sqrt{\frac{0.3}{205 \times 10^{-6}}} = 38$ $38 \times 114 = 4.3m$

Çizelge 2.3. 2-Faz için çekirdek değerleri

LI^2 Değeri	Seçilen Çekirdek	Tur Sayısı ve Kablo Uzunluğu
$LI^2(mH \times A^2)$ $0.15 \times 25^2 = 93.75 \cong 94$	78110 $A_L(nH/T^2) = 75 \pm 8\%$ Sarma Faktörü(mm)=71	$0.5 \times 150\mu h = 0.3mH$ $N = \sqrt{\frac{0.3}{75 \times 10^{-6}}} = 63$ $63 \times 71 = 4.5m$

Çizelge 2.4. 3-Faz için çekirdek değerleri

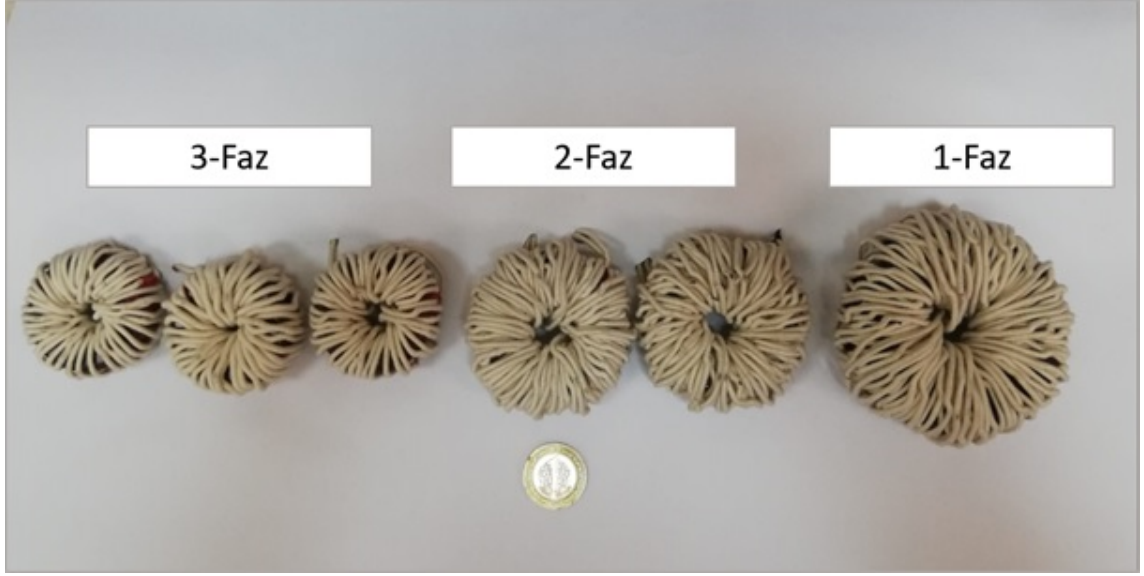
LI^2 Değeri	Seçilen Çekirdek	Tur Sayısı ve Kablo Uzunluğu
$LI^2(mH \times A^2)$ $0.15 \times 16.67^2 = 41.68 \approx 42$	78443 $A_L(nH/T^2) = 169 \pm 8\%$ Sarma Faktörü(mm)=74.1	$0.5 \times 150 \mu h = 0.3mH$ $N = \sqrt{\frac{0.3}{169 \times 10^{-6}}} = 42$ $42 \times 74.1 = 3.2m$

Bu tur sayısı göz önünde bulundularak, telin çekirdeğe sarılabilecek ve akımı taşıyabilecek kapasitede litz teli seçilmiştir. Litz telinin seçimi için üretici firmanın önerdiği katalog değerleri göz önünde bulundurulmuştur. Çizelge 2.5’de de görüleceği üzere üretici firmanın 50 kHz-100 kHz arasında çalışacak çizelgeye bakıldığında 162 adet 38AWG telden oluşan ve toplamda 16AWG’ye denk gelen kablo uygun görülmüştür.

Equivalent AWG	Circular Mil Area	Number of Wires	AWG of Wire	Film Coating ¹	Construction Type	Outer Insulation ²	Nominal OD	Nominal LBS./1000 FT	Direct Current Resistance OHMS/1000 FT ^A	Construction
RECOMMENDED OPERATING FREQUENCY - 50 KHZ TO 100 KHZ										
30	112	7	38	S	1	SN	.017	.380	99.360	7/38
28	160	10	38	S	1	SN	.019	.542	69.550	10/38
26	256	16	38	S	1	SN	.024	.850	43.470	16/38
24	400	25	38	S	1	SN	.029	1.320	27.820	25/38
22	640	40	38	S	1	SN	.036	2.060	17.390	40/38
20	1056	66	38	S	1	SN	.045	3.380	10.750	3/22/38
18	1600	100	38	S	2	SN	.059	5.250	7.160	5X20/38
16	2592	162	38	S	2	SN	.069	8.270	4.380	3/54/38
14	4160	260	38	S	2	SN	.093	13.470	2.760	5X52/38
12	6720	420	38	S	2	SN	.117	21.690	1.740	5X3/28/38
10	10560	660	38	S	2	DN	.149	33.980	1.110	5X3/44/38
8	16800	1050	38	S	2	DN	.200	58.940	.700	5X5X42/38
6	26400	1650	38	S	2	DN	.249	91.200	.450	5X5X66/38
4	42000	2625	38	S	2	DN	.320	143.450	.290	5X5X3/35/38
2	66240	4140	38	S	5	SNB	.494	247.000	.180	6(5X3/46/38)
1	84000	5250	38	S	5	SNB	.551	311.000	.141	6(5X5X35/38)
1/0	105600	6600	38	S	5	SNB	.613	389.000	.112	6(5X5X44/38)
2/0	136000	8500	38	S	5	SNB	.749	522.000	.087	10(5X5X34/38)
3/0	168000	10500	38	S	5	SNB	.828	642.000	.070	10(5X5X42/38)
4/0	211200	13200	38	S	5	SNB	.966	824.000	.056	12(5X5X44/38)

Çizelge 2.5. Üretici firmanın kataloğundan seçilten litz teli

Seçilen çekirdekler belirlenen litz teli ile sarılarak bobin meydana getirilmiştir. Toplamda 1-Faz için 2 adet, 2-Faz için 4 adet, 3-Faz için 6 adet üretilmiştir. Şekil 2.12’da üretilen bobinler görülmektedir.



Şekil 2.12. Üretilen bobinler

Üretici firmanın çizelge 2.5’da belirttiği litz telinin DC direci, üretilen endüktansta da LCR metre ile test edilmiştir. Sonuçları oldukça yakın çıkması üretilen endüktansın güvenilirliğini arttırmıştır. Sonuçlar Çizelge 2.6’da görülmektedir.

Çizelge 2.6. Endüktansların DC direnç değerlerinin karşılaştırılması

Faz Sayısı	1-FAZ	2-FAZ	3-FAZ
Tur Sayısı	38	63	42
Uzunluk (m)	4,3	4,5	3,2
Nüvenin Kendi Kütlesi (gr)	530	150	153
Endüktans Adet Kütlesi (gr)	784,16	272,88	197,94
Endüktans Toplam Kütlesi (gr)	787,16	546,20	596
Hesaplanan Endüktans Direnç Değeri (Ω)	0,0206	0,0323	0,0459
Ölçülen Endüktans Direnç Değeri (Ω)	0,0208	0,0348	0,0496

3. ÖNERİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BENZETİM ÇALIŞMALARI VE KAYIP MODELİ İLE ANALİZİ

3.1. BENZETİM ÇALIŞMASI

Belirlenen devre elemanları ile kalıcı durum analizi yapmak için PSIM yazılımı kullanılmıştır. Bu yazılımda 1-Faz 2-Faz ve 3-Faz yapıları ayrı ayrı oluşturulup benzetim çalışmaları yapılmıştır. PSIM’de bulunan "Aygıt Veritabanı Düzenleyicisi" ile seçilen MOSFET’lerin datasheet’te bulunan verileri bu yazılıma kaydedilmiştir.

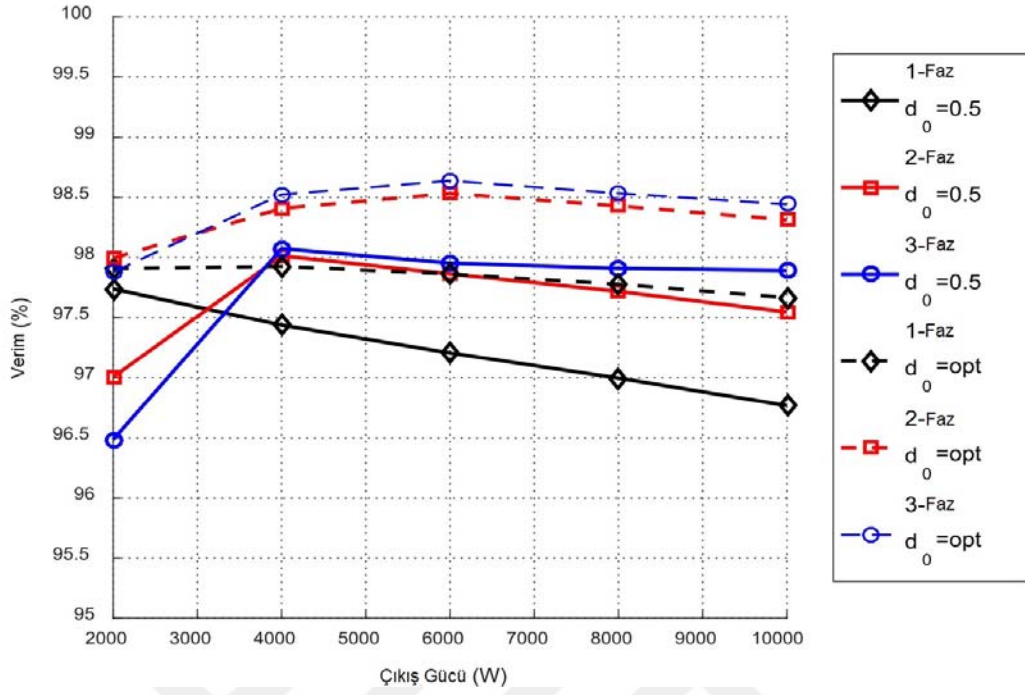
Çıkış gerilimini belirlemek için $S_{1(A-B-C)}$ kullanılmakta, $S_{1(A-B-C)}$ ’nin görev döngüsünü belirlemek için de bir PI cihazı kullanılmaktadır. Bir diğer PI cihazı ise, diğer girişin gücünü kontrol etmek üzere çalışır ve $S_{2(A-B-C)}$ anahtarlama elemanlarının görev döngüsünü belirler. Böylece güç paylaşımı gerçekleşmiş olur.

S_6 anahtarının görev göngüsü 2 farklı şekilde seçilmiştir. Bunlardan biri sabit 0.5 seçilirken, diğer durumda denklem 3.1’de belirtilen optimum görev döngüsü bulunur. Optimum görev döngüsü ile verimliliğin artması amaçlanmaktadır. Optimum görev döngüsünü belirleyen temel bileşenler ise giriş gerilimleri ve çıkış gerilimidir. Maksimum D_1 ve D_2 değerleri ise 0.9 seçilir.

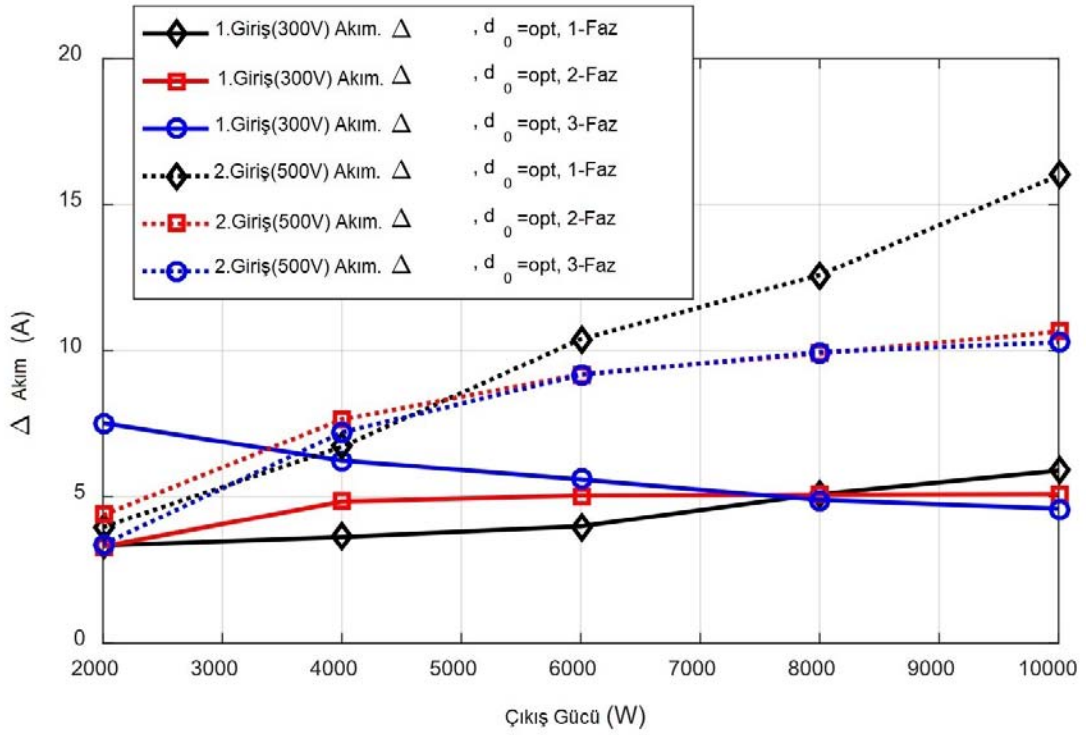
$$D_{S5,opt} = 1 - \frac{\min(V_1, V_2)}{V_0} \times \max(D_1, D_2) \quad (3.1)$$

Bu benzetim çalışmasında her bir yapı için çıkış gücü 2kW, 4kW, 6kW, 8kW, 10kW olacak şekilde ve D_5 optimum ve 0.5 olacak şekilde simule edilmiştir. Yapılan bu benzetim çalışmasında ilk olarak verimlilik, giriş akımı stresi ve anahrlama elemanlarının akım stresleri incelenmiştir. Daha sonra yine PSIM yazılımının içerisinde kayıplar ayrı ayrı incelenmiştir.

Şekil 3.1’de görüleceği üzere, çok fazlı yapıyı seçmek ve optimum D_5 seçmek verimliliği arttırmaktadır.

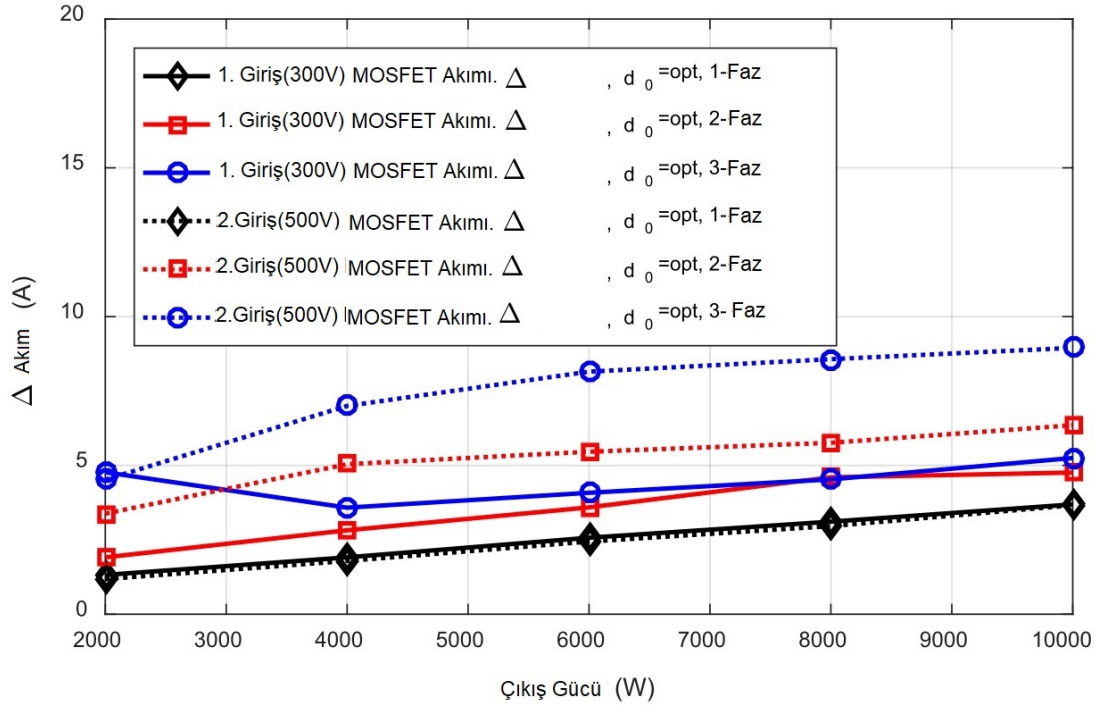


Şekil 3.1. Benzetim çalışması sonucunda oluşturulan verimlerin karşılaştırılması



Şekil 3.2. Benzetim çalışması sonucunda oluşturulan giriş akımlarının dalgalanması

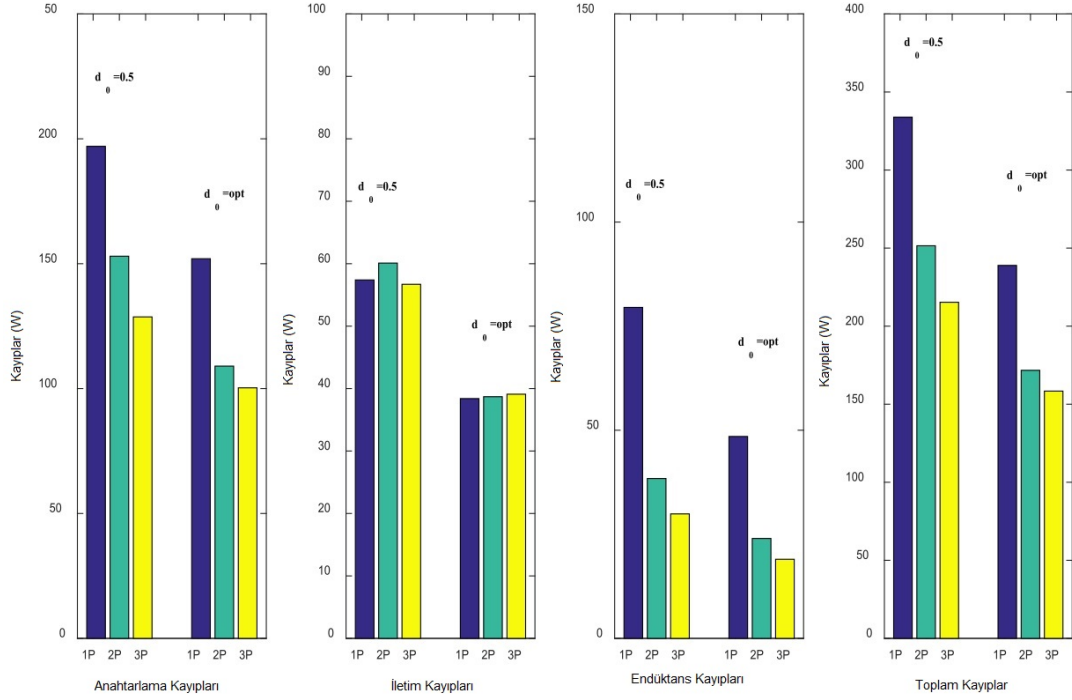
Şekil 3.2’de görüleceği üzere faz sayısı arttıkça giriş akımının dalgalanması azalmaktadır. Ve yine optimum D_5 seçmek giriş akımının dalgalanmasını azaltmaktadır.



Şekil 3.3. Benzetim çalışması sonucunda oluşturulan MOSFET akımlarının dalgalanması

Şekil 3.3’ü incelediğimizde tek bir MOSFET üzerinden geçen akımlar gözükmemektedir. Faz sayısının artırılması veya optimum D_5 seçmenin MOSFET üzerinde de akım streslerini azalttığı görülmektedir.

3.4’de PSIM yazılımında elde edilen sonuçlar ile, kayıpların hangi bileşenlerden oluştuğu gözükmemektedir. Optimum D_5 kullanıldığında ve faz sayısının artırıldığında, anahtarlama kayıplarını ve bobin kayıplarını düşürdüğü açıkça görülmektedir.



Şekil 3.4. Benzetim çalışması sonucunda oluşturulan kayıp analizi

3.2. VERİM ANALİZİ

Bu çalışmada, belirtilen anahtarlama elemanların PSIM üzerinde yapılan modelleme ile anahtarlama elemanlarının t_f ve t_r anındaki akım değerleri, anahtarlama elemanlarının etkin akım değerleri ve bobinlerdeki etkin akım değerleri not alınmıştır. Alınan bu notlar ile aşağıdaki denklemler kullanılarak kayıplar hesaplanmıştır.

Mosfet anahtarlama kaybı için aşağıdaki denklem kullanılmıştır. Bu denklem Denklem 3.2’de verilmiştir.

$$P_{sw} = f_s \times \left(\frac{V_{DS} \times I_{ON} \times t_r}{2} + \frac{V_{DS} \times I_{OFF} \times t_f}{2} + \frac{V_{DS}^2 \times C_{OSS} \times Q_t \times V_G}{2} \right) \quad (3.2)$$

Bu denklemde f_s anahtarlama frekansı, V_{DS} MOSFET’in çalışma anındaki savak-kaynak gerilimi, I_{ON} MOSFET’in iletme geçme anındaki akımı, t_r MOSFET’in iletme geçme süresi, I_{OFF} MOSFET’in kesime geçme anındaki akımı, t_f MOSFET’in kesime geçme süresi, C_{OSS} MOSFET’in çıkış kapasitansı, Q_t MOSFET’in kapı şarj yükü değeri ve V_G MOSFET’in kapı gerilimidir.

MOSFET içerisindeki diyotun anahtarlama kaybı için aşağıdaki denklem kullanılmıştır. Bu denklem 3.3'de verilmiştir.

$$P_D = f_S \times V_{DS} \times Q_{rr} \quad (3.3)$$

Bu denklemde V_{DS} MOSFET'in çalışma anındaki drain-source gerilimi ve Q_{rr} gövde diyodunun ters toparlanma yükü değeridir.

MOSFET ve gövde diyotunun iletim kaybı için aşağıdaki denklem kullanılmıştır. Bu denklem 3.4'de verilmiştir.

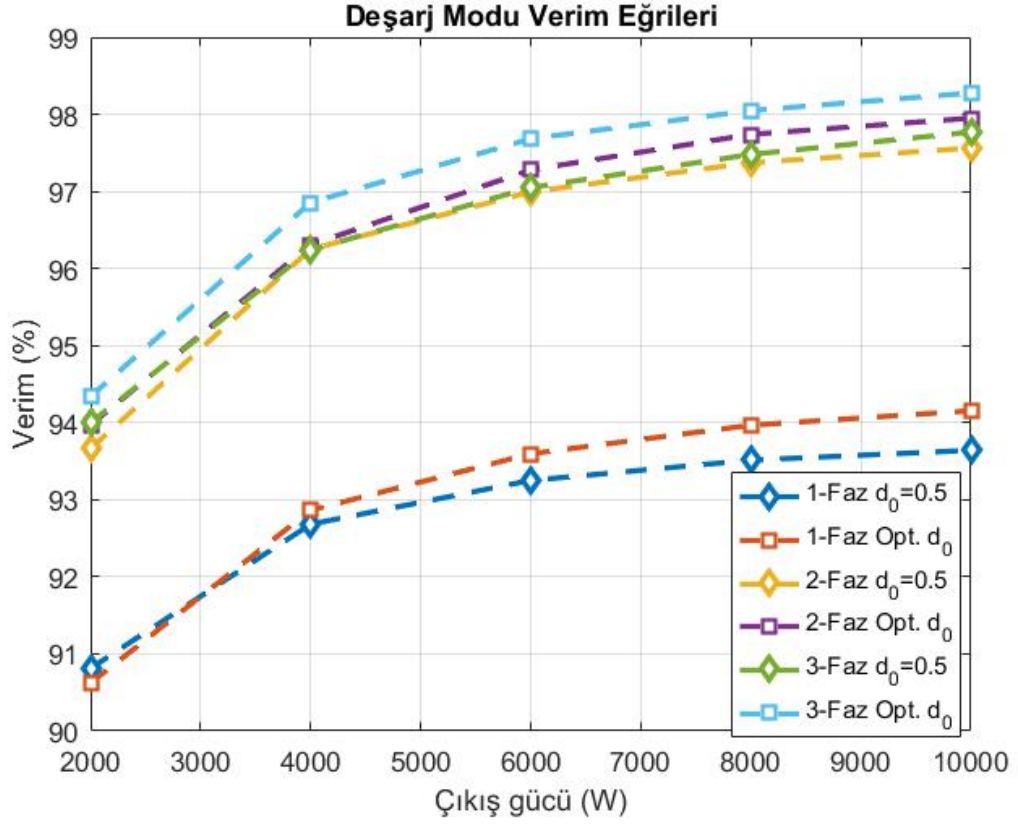
$$P_{Cd} = R_{DSon} \times I_{rms}^2 \quad (3.4)$$

Bu denklemde R_{DSon} MOSFET'in iletim anındaki iç direnci ve I_{rms} MOSFET'in üzerinden geçen akımın etkin değeridir.

Endüktans kaybı için aşağıdaki denklem kullanılmıştır.

$$P_L = R_L \times I_{rms}^2 \quad (3.5)$$

Bu denklemde R_L endüktansın iç direnci ve I_{rms} endüktansın üzerinden geçen akımın etkin değeridir.

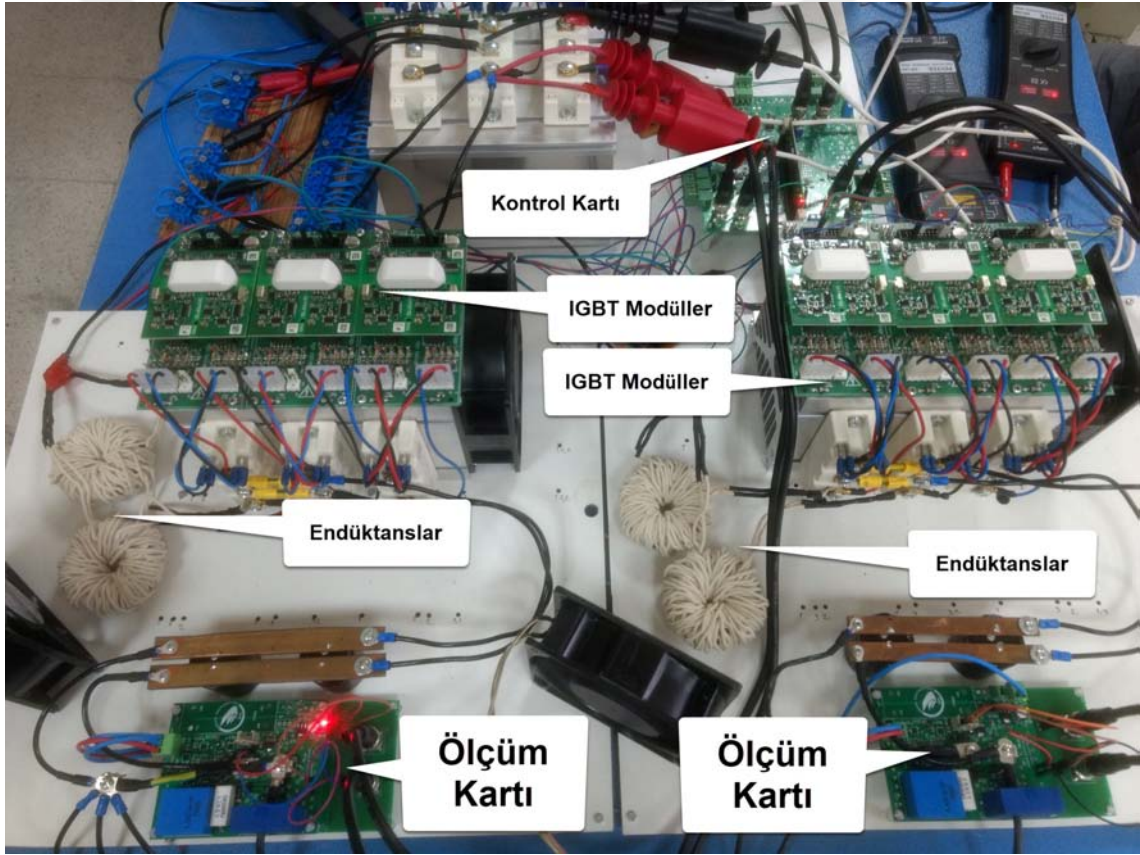


Şekil 3.5. 1-Faz için hesaplanan kayıplar

Şekil 3.5'e göre çok fazlı yapının ve D_5 optimum seçiminin verimi arttırdığı yine gözlemlenmiştir. 6kW'ta yapılan deneyde çok fazlı yapı kullanıldığında %4 verim artışı sağlarken, optimum D_5 kullanıldığında verim %4.8'e çıkmaktadır.

4. DENEYSEL ÇALIŞMA

Deneysel çalışma yapmak için Şekil 4.1'deki devre kurulmuştur. Faz yapıları değiştirmek için bobinler, uygun bobinler ile değiştirilip, bağlantı yapısı da değiştirilmiştir. Verim hesabı yapmak ve devreyi kapalı çevrim çalıştırmak için devrenin girişlerine ve çıkışına ölçüm kartı kullanılmıştır. Ölçüm kartında elde edilen akım ve gerilim verileri, devredeki gürültüden etkilenmemek için BNC kablolar vasıtasıyla kontrol kartına aktarılmıştır. Kullandığımız Texas Instruments TMS320F28335 DSP kontrol kartı gereken PWM sinyallerini üretmektedir. Fakat bu sinyaller 3.3V seviyesinde olduğundan bu sinyaller direk IGBT modüllerinde çalışmamaktadır. Bu sorunu çözmek için her bir PWM sinyali seviye arttırıcı devrede ile 15V seviyesine çıkartılmıştır.



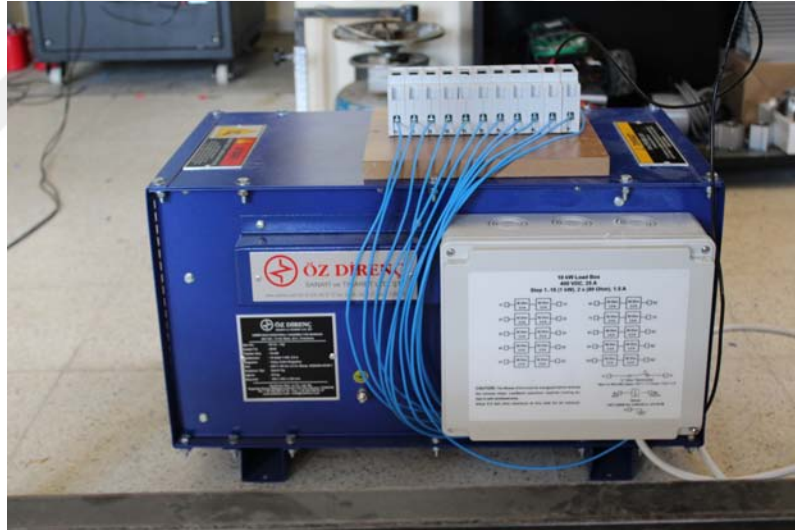
Şekil 4.1. Kurulan deney devresi

DC gerilim kaynağı oluşturmak için şekil 4.2'deki 2 adet varyak kullanılmıştır. Varyakların çıkışına 3 fazlı köprü diyod kullanılarak DC gerilim elde edilip, yine aynı şekilde gözükten kondansatörler kullanılarak bu DC gerilimler filtre edilmiştir.



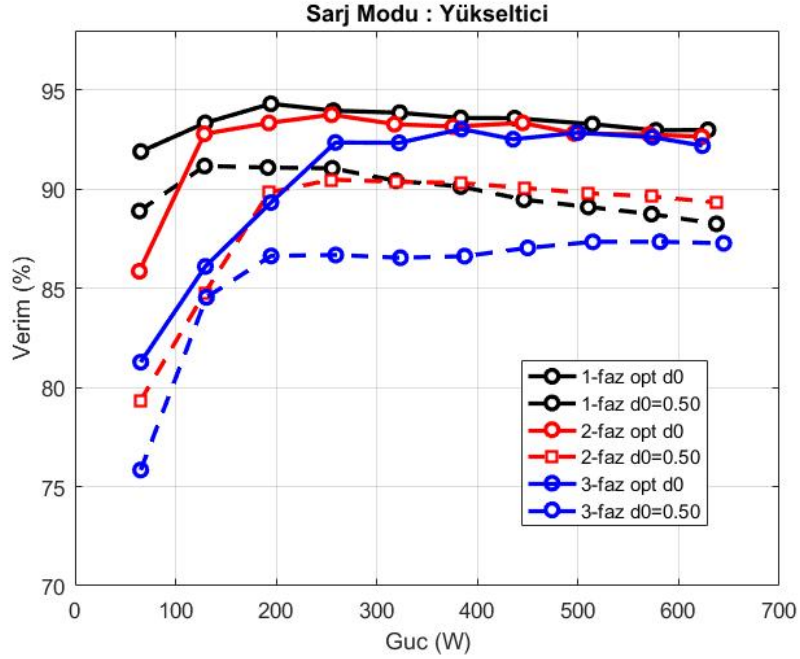
Şekil 4.2. DC gerilim kaynağı olarak kullanılan varyaklar

Yük olarak şekil 4.3'deki yük bankası kullanılmıştır. Toplamda 10 adet olan ve her biri 160Ω olan kademelere W-otomat bağlanmıştır. Bu W-otomatların konumları değiştirilerek yük ayarı yapılmıştır.



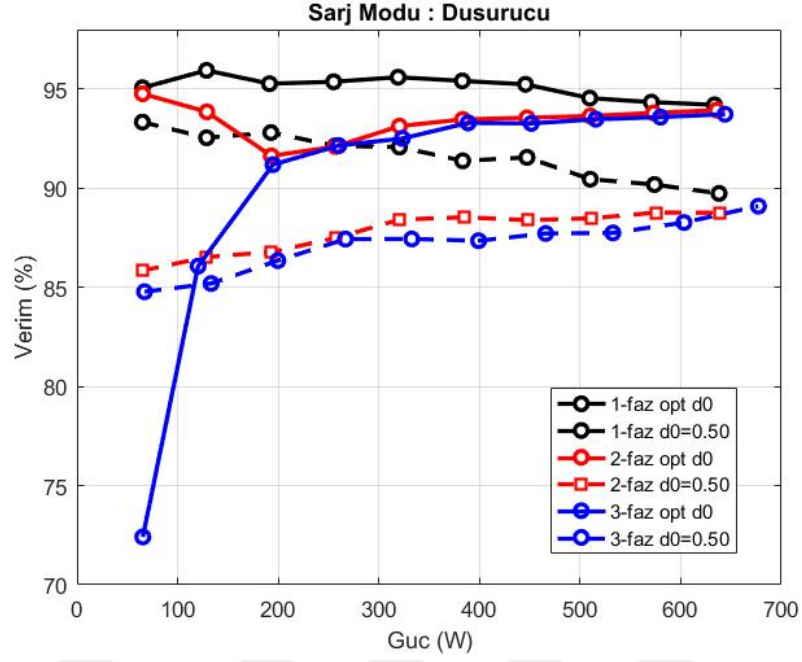
Şekil 4.3. Kullanılan yük bankası

4.1. DÜŞÜK GERİLİM - DÜŞÜK GÜÇ TEST SONUÇLARI

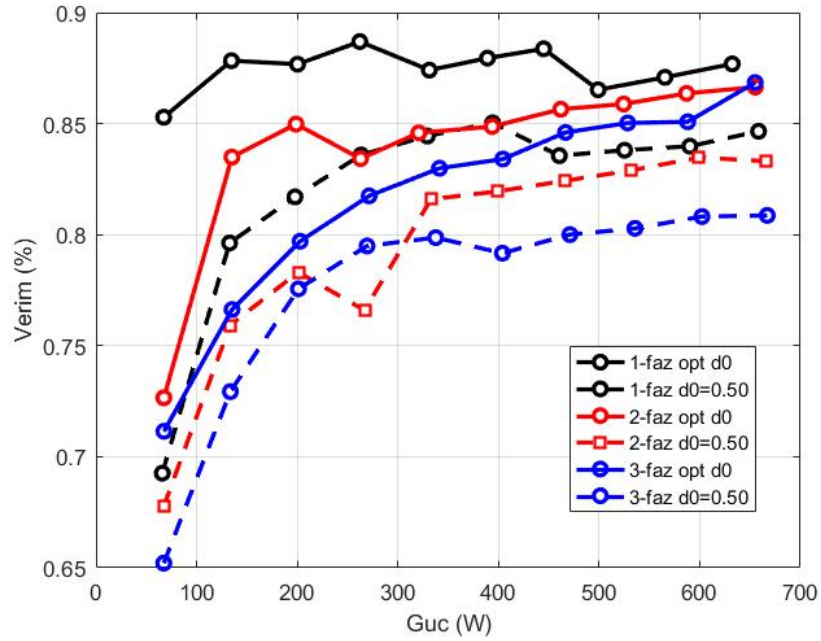


Şekil 4.4. Düşük güç yükseltici modundaki verim karşılaştırması

Bu testlerde geliştirilen dönüştürücü prototipinin düşük güç ve düşük gerilim durumundaki performansı test edilmektedir. Test sonuçları Şekil 4.4-4.6'da verilmektedir. Şekil 4.4 şarj modu için yükseltici durumdaki verimleri göstermektedir. Bu deneyde giriş gerilimi 80V iken çıkış gerilimi 100V'tur. Sonuçlara göre MOSFET'ler düşünülerek yapılan analizin aksine çok fazlı yapı verim artışına olanak sağlamamaktadır. Bu duruma sebep olarak IGBT'lerin gerilim ve akım değerlerinin yüksek olması ve MOSFET'lerden farklı olarak iletim durumunda bir gerilim düşümlerinin yaklaşık olarak sabit olmasından kaynaklandığı değerlendirilmektedir. Şekil 4.5'te verilen deşarj modu düşürücü testinde de benzer sonuçlar gözlemlenmektedir. Şekil 4.6 ise şarj modunda her iki kaynak da çıkış yükünü eşit olarak beslerken elde edilen verimleri karşılaştırmaktadır. Yukarıda ortaya konulan sebeplerden dolayı çok fazlı yapı yine verim artışı sağlayamamaktadır. Ancak D_5 değerinin optimum seçilmesi verim artışına olanak sağlamaktadır.



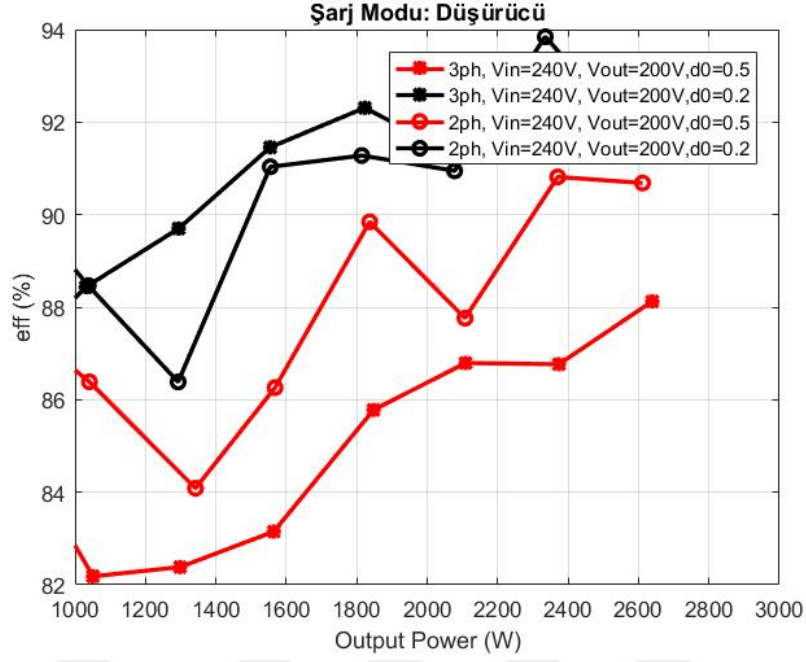
Şekil 4.5. Düşük güç düşürücü modundaki verim karşılaştırması



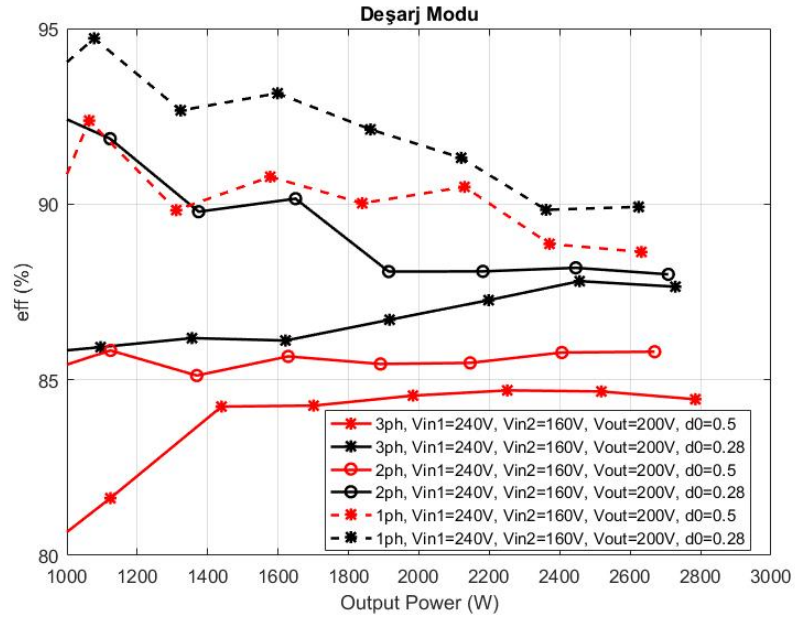
Şekil 4.6. Düşük güç düşürücü modundaki verim karşılaştırması

4.2. YÜKSEK GERİLİM - YÜKSEK GÜÇ TEST SONUÇLARI

Şekil 4.7 ve 4.8 tam güçte 2-Fazlı ve 3-Fazlı yapılar için bobin akımlarını göstermektedir. Buradan gücün istenildiği gibi fazlar arasında paylaştırıldığı gözükmektedir.



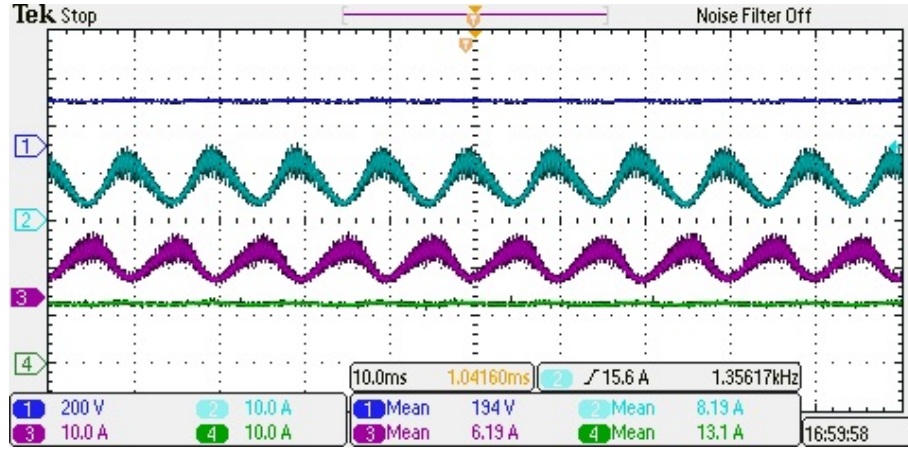
Şekil 4.10. Şarj modu: Düşürücü deneyi verim grafiği



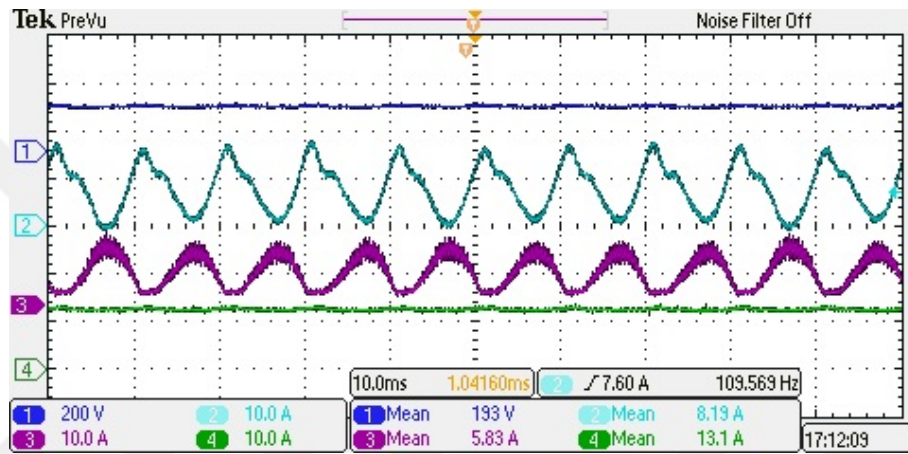
Şekil 4.11. Deşarj modu deneyi verim grafiği

4.9 ve 4.10'da şarj modundaki, 4.11 deşarj modundaki verim grafiği verilmiştir. Bu grafiğe göre faz sayısının arttırılması ve optimum D_5 kullanmak verimi yükselttiği doğrulanmıştır.

Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'da 1-Fazlı yapılar için tam yükte, deşarj modunda giriş akımları gözükmemektedir. $d_5 = 0.5$ için 1. kaynağın gücü 1.49kW iken 2. kaynağın gücü 1.31 KW dır.



Şekil 4.12. Deşarj modu: 1 fazlı yapı için $d_5 = 0.5$ için giriş akımları



Şekil 4.13. Deşarj modu: 1 fazlı yapı için $d_5 = 0.28$ için giriş akımları

$d_5 = 0.28$ için 1. kaynağın gücü 1.40kW iken 2. kaynağın gücü 1.31 KW dır. Osilaskop görüntülerinden görüleceği üzere de kaynaklar arasında güç paylaşımı yapılabilmektedir.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tezde hibrit araçlarda kullanılması amaçlanan çok girişli çok fazlı iki yönlü bir DC-DC dönüştürücü analiz edilip gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen dönüştürücü yükseltici/düşürücü modlarında çalışabilir, kaynaklar arasında güç paylaşımı yapabilir ve iki yönde güç aktarabilmektedir.

Çok fazlı yapının kullanılması ile farklı kaynaklardan elde edilen toplam 10kW gücün %90 verim ile dönüştürüldüğü analiz edilmiştir. Gerçeklenme esnasında ise 3kW güçte bu verimliliğe yaklaşıldığı gözlemlenmiştir. Ayrıca optimum D_5 kullanılarak verimliliğin $D_0 = 0.5$ 'e göre fazla olduğu analiz ve uygulama sonuçlarına göre doğrulanmıştır.

Bu tez çalışmasında yapılan analizler, benzetim çalışmaları ve deneysel çalışmaya göre aşağıdaki önerilerde bulunabilir:

- 1) Sunulan çok fazlı dönüştürücü ile elektrikli araçlarda kullanılmak üzere batarya/UC, yakıt hücresi/UC gibi hibrit sistemler başarılı bir şekilde oluşturulabilir.
- 2) Önerilen dönüştürücüyü yüksek verimle çalıştırmak için; önerilen yapıdaki tüm endüktansların bağlandığı çıkış anahtarının doluluk oranını mümkün olduğu kadar düşük tutulmalı ve giriş gerilimleri ile çıkış gerilimi bu stratejiye göre belirlenmelidir.
- 3) Bu çalışmada gösterilmese de giriş kaynaklarının sayısı kolayca üç veya daha fazlasına artırılabilir. Bu şekilde farklı gerilimlere ve kapasitelere sahip batarya ve ultrakapasitör gibi kaynaklar hibritlenebilir.

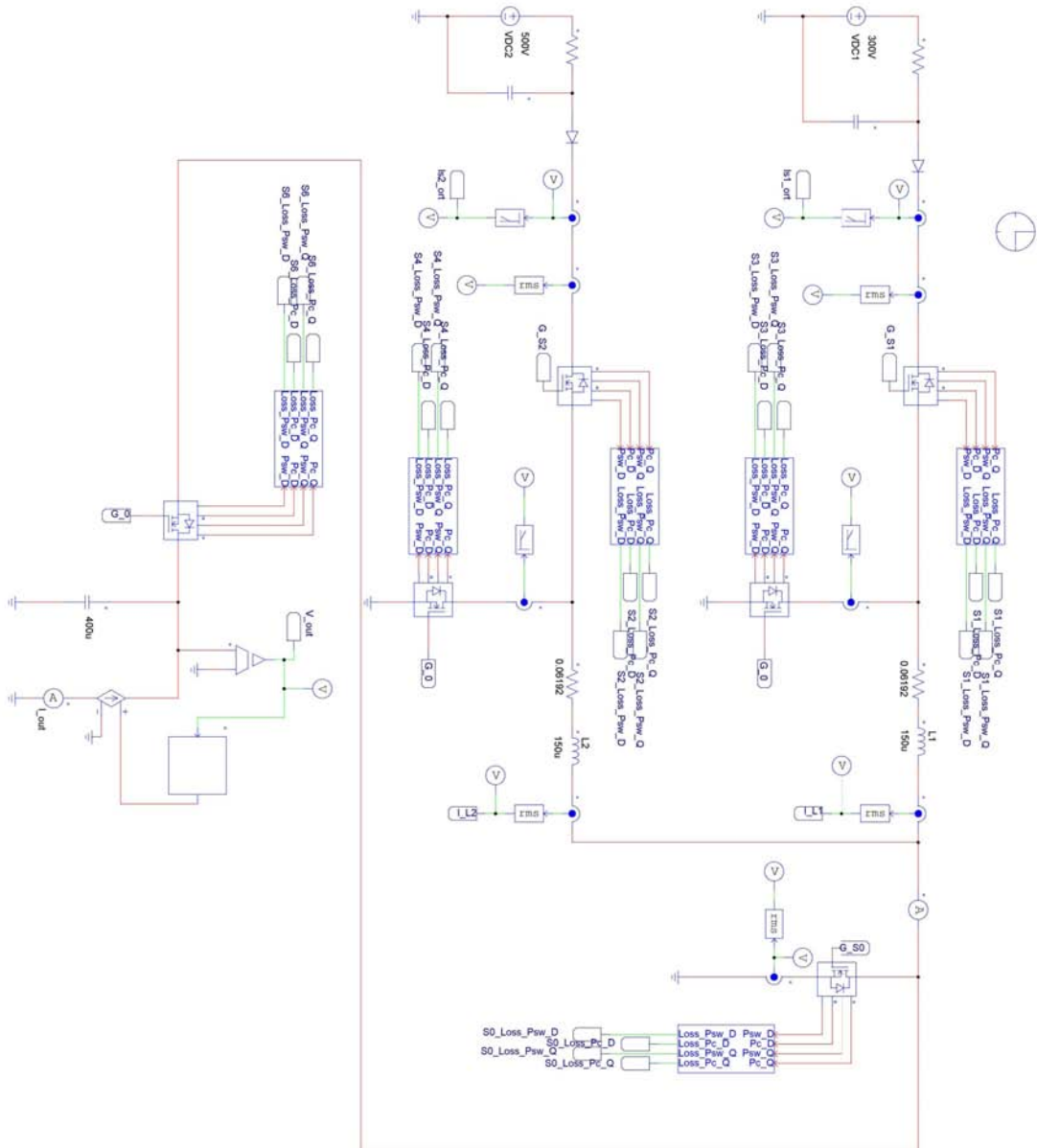
8. KAYNAKLAR

- [1] S. J. Moura, J. L. Stein, and H. K. Fathy, "Battery-health conscious power management in plug-in hybrid electric vehicles via electrochemical modeling and stochastic control," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, c. 21, sayı. 3, ss. 679–694, 2012.
- [2] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi, "Energy storage systems for automotive applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, c. 55, sayı. 6, ss. 2258–2267, 2008.
- [3] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art," *IEEE transactions on Vehicular Technology*, c. 59, sayı. 6, ss. 2806–2814, 2010.
- [4] O. C. Onar, J. M. Miller, S. L. Campbell, C. Coomer, C. P. White, and L. E. Seiber, "A novel wireless power transfer for in-motion ev/phev charging," *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2013, pp. 3073–3080.
- [5] J. Shi, L. Zhou, and X. He, "Common-duty-ratio control of input-parallel output-parallel (ipop) connected dc–dc converter modules with automatic sharing of currents," *IEEE Transactions on Power Electronics*, c. 27, sayı. 7, ss. 3277–3291, 2011.
- [6] K. Colak, M. Bojarski, E. Asa, and D. Czarkowski, "A constant resistance analysis and control of cascaded buck and boost converter for wireless ev chargers," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2015, pp. 3157–3161.
- [7] S. Lu, K. A. Corzine, and M. Ferdowsi, "A new battery/ultracapacitor energy storage system design and its motor drive integration for hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, c. 56, sayı. 4, ss. 1516–1523, 2007.
- [8] M. Camara, H. Gualous, B. Dakyo, C. Nichita, and P. Makany, "Buck-boost converters design for ultracapacitors and lithium battery mixing in hybrid vehicle applications," *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, 2010, pp. 1–6.
- [9] L. Solero, A. Lidozzi, and J. A. Pomilio, "Design of multiple-input power converter for hybrid vehicles," *IEEE Transactions On Power Electronics*, c. 20, sayı. 5, ss. 1007–1016, 2005.
- [10] A. Khaligh, J. Cao, and Y.-J. Lee, "A multiple-input dc–dc converter topology," *IEEE Transactions on power electronics*, c. 24, sayı. 3, ss. 862–868, 2009.

- [11] F. Nejabatkhah, S. Danyali, S. H. Hosseini, M. Sabahi, and S. M. Niapour, "Modeling and control of a new three-input dc–dc boost converter for hybrid pv/fc/battery power system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, c. 27, sayı. 5, ss. 2309–2324, 2011.
- [12] S. Danyali, S. H. Hosseini, and G. B. Gharehpetian, "New extendable single-stage multi-input dc–dc/ac boost converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, c. 29, sayı. 2, ss. 775–788, 2013.
- [13] B. Zhao, Q. Yu, and W. Sun, *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao (Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering)*, Chine. Chinese Society for Electrical Engineering, 2012, ss. 43–50.
- [14] W. Jing, C. H. Lai, S. H. W. Wong, and M. L. D. Wong, "Battery-supercapacitor hybrid energy storage system in standalone dc microgrids: areview," *IET Renewable Power Generation*, c. 11, sayı. 4, ss. 461–469, 2016.
- [15] G. Seyfang, S. Hielscher, T. Hargreaves, M. Martiskainen, and A. Smith, "A grassroots sustainable energy niche? reflections on community energy in the uk," *Environmental Innovation and Societal Transitions*, c. 13, ss. 21–44, 2014.

7. EKLER

7.1. EK 1. PSIM MODELLEME



Şekil 7.1. Psim modellemesi

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Sebahattin YALÇIN
Doğum Tarihi ve Yeri : 1994 Bursa
Yabancı Dili : İngilizce
Eposta : sebahatin.94@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Elektronik ve Bilgisayar Müh.	Düzce Üniversitesi	2019
Lisans	Elektrik Elektronik Müh.	Düzce Üniversitesi	2016
Lise	Biyomedikal Teknolojileri	M.K. Coşkunöz Anadolu Teknik Lisesi	2012

İŞ TECRÜBELERİ

Yıl	Firma/Enstitü	Pozisyon
2016-2018	Elektroteks Mattress and Quilting Machinery	Elektrik-Elektronik Mühendisi

YAYINLAR

Kale M., Akar F., Yalçın S., Taş G. (2019), Design And Analysis Of A Bidirectional Multi-Phase Multi-Input Dc-Dc Converter. 4th International Social and Education Sciences Studies Congress (UBAK), Science and Engineering (pg. 242-250).

PROJELER

1. Elektrikli Araçlarda Hibrit Güç Sistemleri Geliştirilmesine Yönelik Yüksek Verimli Çift Yönlü Çok Fazlı Çok Girişli Bir Dc-Dc Dönüştürücünün Geliştirilmesi, Bursiyer, Tübitak 3001 Projesi, Proje No: 118E003

