



**Elektrikli Araçlarda Hibrit Güç Sistemleri Geliştirilmesine
Yönelik Yüksek Verimli Çift Yönlü Çok Fazlı Çok Girişli Bir
DC-DC Dönüştürücünün Geliştirilmesi**

Program Kodu: 3001

Proje No: 118E003

Proje Yürütücüsü:
Dr. Öğr. Üyesi Furkan AKAR

Araştırmacı:

Prof. Dr. Murat KALE

Bursiyerler:

Sebahattin YALÇIN

Gözde TAŞ

KASIM 2020

DÜZCE



ÖNSÖZ

118E003 Nolu ve “Elektrikli Araçlarda Hibrit Güç Sistemleri Geliştirilmesine Yönelik Yüksek Verimli Çift Yönlü Çok Fazlı Çok Girişli Bir DC-DC Dönüştürücünün Geliştirilmesi” başlıklı bu proje, TÜBİTAK Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Projelerini Destekleme Programı (3001) tarafından alınan destek ile gerçekleştirilmiştir. Projeye vermiş olduğu destekten ötürü TÜBİTAK’a teşekkür ederim. Ayrıca proje araştırmacısı Prof Dr. Murat KALE, bursiyerler Sebahattin YALÇIN, Gözde TAŞ ve Düzce Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’ndeki çalışma arkadaşlarıma da teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

TABLO LİSTESİ	iii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
ÖZET	vii
ABSTRACT	viii
1. GİRİŞ	1
2. ÖNERİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ	4
2.1 1-fazlı Yapı.....	4
2.2 2-fazlı Yapı.....	6
2.3 3-fazlı Yapı.....	10
2.3.1 Sürekli Akım Modu	10
2.3.2 Kesintili Akım Modu	15
2.4 Bastırma Hücresi	18
3. DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI ve BENZETİMİ	24
3.1 Bastırma Hücresi İçermeyen Sistem	24
3.2 Bastırma Hücresi İçeren Sistem.....	30
4. DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....	38
4.1 Prototip-1: Modüler sistem	38
4.2 Prototip-2: IGBT'li sistem.....	47
4.3 Prototip-3: MOSFET ve Harici Sürücülü Sistem	49
4.4 Prototip-4: MOSFET ve Dahili Sürücülü Sistem	57
5. MALİYET ANALİZİ	64
6. SONUÇLAR	66
7. REFERANSLAR.....	69



TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1. Benzetim çalışması parametreleri.....	25
Tablo 3.2. Endüktans ve çıkış kapasitans parametrelerinin belirlenme aşamaları.....	25
Tablo 3.3. Endüktansların karşılaştırılması	27
Tablo 4.1. Modüler tasarımdaki eleman sayıları	38
Tablo 5.1. Maliyet analizi ayrıntıları	64

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1. Önerilen çok fazlı çok girişli dönüştürücü	4
Şekil 2.2. 1-fazlı yapı için devre şekilleri	5
Şekil 2.3. 1-fazlı yapı için tipik dalga şekilleri.	6
Şekil 2.4. 2 fazlı yapı için devre şekilleri	8
Şekil 2.5. 2-fazlı yapı için tipik dalga şekilleri	9
Şekil 2.6. 3-fazlı yapı için devre şekilleri	12
Şekil 2.7. 3-fazlı devre için CCM'de tipik dalga şekilleri	15
Şekil 2.8. 3-fazlı devre için DCM'de tipik dalga şekilleri	16
Şekil 2.9. 3-fazlı yapı için gerilim kazançları	17
Şekil 2.10. Bastırma hücresi içeren devre	18
Şekil 2.11. Yumuşak anahtarlama devre için dalga şekilleri	19
Şekil 3.1. Nüve seçim grafiği	26
Şekil 3.2. Proje kapsamında üretilen endüktanslar	27
Şekil 3.3. Verimlilik karşılaştırması	28
Şekil 3.4. Giriş akımı stresinin karşılaştırılması.....	28
Şekil 3.5. Bireysel anahtar akım stresleri.....	29
Şekil 3.6. Tam yükte kayıplar.....	29
Şekil 3.7. Yumuşak anahtarlama test devresi-1	31
Şekil 3.8. Yumuşak anahtarlama test devresi-1 sonuçları.....	32
Şekil 3.9. Yumuşak anahtarlama test devresi-2.....	33
Şekil 3.10. Yumuşak anahtarlama test devresi-2 sonuçları-1	33
Şekil 3.11. Yumuşak anahtarlama test devresi-2 sonuçları-2	34
Şekil 3.12. Kuplajlı endüktans değerlerinin frekansa göre değişimi.....	35
Şekil 3.13. Jiang vd. (2013)'de sunulan devredeki endüktans değerlerinin frekansa göre değişimi.....	35
Şekil 3.14. PSIM sonuçları a) 24Khz, b) 36kHz, c) 48kHz, d) 66kHz.	36
Şekil 4.1. Prototip-1: 1 Fazlı yapının modüler tasarımı.....	39
Şekil 4.2. Prototip-1: 2-fazlı yapının modüler tasarımı	39
Şekil 4.3. Prototip-1: 3-fazlı yapının modüler tasarımı	40
Şekil 4.4. Prototip-1: 2 adet MOSFET içeren güç kartı (ön ve arkadan görünüş-sırasıyla)....	40
Şekil 4.5. Prototip-1: 3 adet MOSFET içeren güç kartı (ön ve arkadan görünüş-sırasıyla)....	41
Şekil 4.6. Prototip-1: Güç kartları (2 MOSFET'li ve 3 MOSFET'li -sırasıyla).....	41
Şekil 4.7. Prototip-1: Kontrol kartı	42
Şekil 4.8. Prototip-1: Ölçüm kartı ve BNC adaptör	42
Şekil 4.9. Prototip-1: Deneysel düzenek	43

Şekil 4.10. Prototip-1: Giriş kaynaklarının oluşturulması	43
Şekil 4.11. Direnç grubu ve sigortalar.	44
Şekil 4.12. Prototip-1: Mikrodenetleyici ile elde edilen sürme sinyalleri	44
Şekil 4.13. Prototip-1: Tek fazlı devre için yük paylaşımı testi	45
Şekil 4.14. Prototip-1: 1-fazlı devre için deneysel sonuçlar	45
Şekil 4.15. Prototip-1: 3-fazlı devre için deneysel sonuçlar	46
Şekil 4.16. Prototip 1: MOSFET hatası	46
Şekil 4.17. Prototip-2: IGBT'ler ile oluşturulan sistem	47
Şekil 4.18. Prototip-2: 2-faz bobin akımları	48
Şekil 4.19. Prototip-2: 3-faz bobin akımları	48
Şekil 4.20. Prototip-2: Verim karşılaştırması	49
Şekil 4.21. Prototip-3: Devrenin 3-boyutlu görüntüsü	49
Şekil 4.22. Prototip-3: Geliştirilen sistemin fotoğrafları	50
Şekil 4.23. Prototip-3: Düşürücü şarj modu için verim karşılaştırması	51
Şekil 4.24. Prototip-3: Yükseltici şarj modu için verim karşılaştırması	51
Şekil 4.25. Prototip 3: 1250W çıkış gücü ve optimum D_6 için düşürücü şarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri	52
Şekil 4.26. Prototip 3: 1250W çıkış gücü ve $D_6=0.5$ için düşürücü şarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri	52
Şekil 4.27. Prototip 3: 1500W çıkış gücü ve optimum D_6 için yükseltici şarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri	53
Şekil 4.28. Prototip 3: 1500W çıkış gücü ve $D_6=0.5$ için yükseltici şarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri	53
Şekil 4.29. Prototip 3: 1500W çıkış gücü ve optimum D_6 için yükseltici şarj modundaki 1-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri	54
Şekil 4.30. Prototip 3: 1500W çıkış gücü ve $D_6=0.5$ için yükseltici şarj modundaki 1-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri	54
Şekil 4.31. Prototip 3: 1250W çıkış gücü altında düşürücü şarj modu için termal kamera görüntüleri	54
Şekil 4.32. Prototip-3: Deşarj modu için verim karşılaştırması.	55
Şekil 4.33. Prototip 3: 2000W çıkış gücü ve optimum D_5 için deşarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri.....	56
Şekil 4.34. Prototip 3: 2000W çıkış gücü ve $D_5=0.5$ için deşarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri.....	56
Şekil 4.35. Prototip 3: 2500W çıkış gücü ve deşarj modu için termal kamera görüntüleri.....	56

Şekil 4.36. Prototip 3: 1250W çıkış gücü ve optimum D_6 için giriş akımı dalgalanmaları karşılaştırması:	57
Şekil 4.37. Prototip 4: Tasarlanan dönüştürücünün 3 boyutlu görünümüleri	58
Şekil 4.38. Prototip 4: Tasarlanan sürücü sistemi	59
Şekil 4.39. Prototip 4: Üretilen dönüştürücü sistemi	59
Şekil 4.40. Prototip-4: Düşük gerilimler için verim karşılaştırması	60
Şekil 4.41. Prototip 4: 2000W çıkış gücü ve optimum D_5 için deşarj modundaki 3-fazlı devrenin bobin gerilimi ve bobin akım değişimleri	61
Şekil 4.42. Prototip 4: 2000W çıkış gücü ve optimum $D_5=0.4$ için deşarj modundaki 3-fazlı devrenin bobin gerilimi ve bobin akım değişimleri	61
Şekil 4.43. Prototip 4: Yüksek gerilimler için elde edilen sonuçlar	62
Şekil 4.44. Prototip 4: Yüksek gerilimler için osiloskop çıktıları	63



ÖZET

Dengesiz petrol fiyatları, ekonomik kaygılar, küresel ısınma gibi sebepler elektrikli araçlara olan ilgiyi arttırmaktadır. Dinamik yük profilleri ile bilinen elektrikli araçların yüksek güç yoğunluğuna sahip bir enerji depolama sistemi ile beslenmesi gerekmektedir. Ayrıca, uzun menzil için enerji depolama sisteminin enerji yoğunluğunun da yüksek olması gerekmektedir. Bu iki ihtiyaca tek bir tür enerji depolama sistemi ile cevap verilmesi zor olduğundan, literatürde hibrit enerji depolama sistemlerinin kullanılması önerilmektedir. Örneğin, batarya-ultrakapasitör hibrit sistemi ile yüksek güç ve yüksek enerji yoğunluğuna ulaşılabilirken aynı zamanda batarya ömrü de arttırılabilmektedir.

Bu proje yukarıda örnekleri verilen hibrit güç sistemlerini oluşturabilecek, çift yönlü olarak giriş kaynakları arasında aktif güç paylaşımı yapabilen, her iki yönde de düşürücü ve yükseltici olarak çalışabilen çok fazlı çok girişli bir güç elektroniği dönüştürücüsü önermektedir. Önerilen bu dönüştürücü, çok fazlı yapısı yardımıyla benzer dönüştürücülerde karşılaşılan düşük verim ve yüksek giriş akımı dalgalanması gibi problemleri ortadan kaldırmayı amaçlamaktadır. Ayrıca verimi arttırmak amacıyla devreye bir bastırma hücresi eklenmesi önerilmektedir. Önerilen dönüştürücünün 1-fazlı, 2-fazlı ve 3-fazlı hallerinin bastırma hücresi içeren ve içermeyen durumları için analiz, tasarım ve benzetim çalışmaları yapılmıştır. Prototipler üretilmiş ve sistemler deneysel olarak test edilmiş, verim, güç yoğunluğu ve maliyet açılarından karşılaştırılmıştır. Son olarak detaylı bir maliyet analizi yapılmıştır.

Anahtar kelimeler: Elektrikli araçlar, hibrit enerji depolama sistemleri, çok girişli dönüştürücüler, çok fazlı dönüştürücüler, yumuşak anahtarlama



ABSTRACT

Studies on electric vehicles (EVs) have been recently accelerated by several reasons, such as, unstable oil prices, economical concerns and global warming. EVs need high power density energy storage systems because of their dynamic load profiles. Besides, energy storage systems should have high energy density as well for long driving range. Since it is hard to meet these two requirements by a single type system, utilizing hybrid power systems have been proposed in the literature. For example, a battery-ultracapacitor hybrid system not only reach high power/energy density but also increases the lifespan of the battery.

This project proposes a multi-phase multi-input power electronics converter which can build hybrid power systems by allowing active power sharing in both directions with both buck and boost capabilities. The proposed structure aims to overcome the problems associated with the single phase converters, such as, low efficiency and high input current ripple. Moreover, it is offered to attach a snubber cell to increase the efficiency. First, analysis, design and simulations have been realized for the proposed converter for 1-phase, 2-phase, and 3-phase with and without the snubber cell. Then, prototypes have been developed and systems have been experimentally tested. Furthermore, they are compared in terms of efficiency, power density and cost. Finally, a detailed cost analysis has been conducted.

Keywords: Electric vehicles, hybrid power systems, multi-input converters, multi-phase converters, soft switching

1. GİRİŞ

Çevresel ve ekonomik kaygılar elektrikli araçlar üzerine yapılan araştırmaların yoğunluğunu arttırmaktadır. Elektrikli araçlarda kullanılan enerji kaynaklarının istenilen menzili sağlayabilecek yeterlilikte enerji kapasitesine, hızlanma-yavaşlama durumlarında ortaya çıkan ani yük değişimlerine cevap verecek nitelikte güç yoğunluğuna ve tüketiciler tarafından erişilebilir maliyete sahip olması beklenmektedir. Ancak, kaydedilen tüm bilimsel gelişmelere rağmen, henüz bu beklentilere tek başına cevap verebilen bir enerji kaynağı bulunmamaktadır (Martinez vd., 2012; Moura vd., 2013). Bu sorunu aşmak için, elektrikli araçlarda hibrit güç sistemlerini kullanma fikri ortaya çıkmıştır (Lukic vd., 2008; Khaligh, 2010; Onar vd., 2013). Kullanılan kaynakların güçlü yanlarını bir araya getirip zayıf yönlerini ortadan kaldırmayı amaçlayan hibrit güç sistemlerinde kullanılan kaynakların güçlerinin tam anlamı ile kontrolü yalnızca güç dönüştürücüleri kullanımı ile mümkün olmaktadır.

Hibrit güç sistemlerinde kullanılan güç dönüştürücü yapıları iki ana başlıkta toplanabilir: izoleli ve izolesiz. Zhou vd. (2011), Ding vd. (2014), Colak vd. (2015) ve Dusmez vd. (2016) tarafından sunulan izoleli yapılarda izolasyon trafoları aracılığıyla kaynaklar ve çıkış arasında manyetik izolasyon sağlanmaktadır. 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. Lu vd. (2007) ve Camara vd. (2010) 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. Ek olarak, Samosir vd. (2010), Payman vd. (2011), Zandi vd. (2011), Tani vd. (2012) ve Kollimalla vd. (2014), her bir giriş için farklı izolesiz güç dönüştürücüler kullanarak hibrit güç sistemleri oluşturmuştur. Bu yöntem çıkış gerilimi kontrolünü sağlasa da birden fazla güç dönüştürücüsüne ihtiyaç duyduğundan pahalı bir çözüm olmaktadır. Bu sorunu aşmak için, literatürde çok girişli dönüştürücü yapıları sunulmuştur (Solero vd. 2005; Khaligh vd. 2009; Nejabatkhah vd. 2012; Danyali vd. 2014). Nejabatkhah vd. (2012) tarafından da ifade edildiği gibi, çok girişli dönüştürücüler ekonomik olmalarının yanı sıra güvenilir, basit ve kolay kontrol edilebilir hibrit güç sistemlerinin oluşturulması konusunda büyük avantajlar sunmaktadır.

Akar vd. (2016) ve Akar vd. (2017) çalışmalarında çok girişli bir dönüştürücüyü detaylı bir şekilde analiz etmiş ve sonrasında geliştirdikleri batarya/UK hibrit güç sistemi ve enerji yönetim stratejileri ile bu dönüştürücüyü deneysel olarak test etmiştir. Test sonuçları bu dönüştürücünün çıkışa enerji aktarıldığı çalışma modunda düşürücü-yükseltici olarak

çalışabildiğini ve kaynaklar arasında aktif güç paylaşımını yapabildiğini ortaya koymuştur. Ancak, adı geçen dönüştürücü faydalı frenleme enerjisinin geri kazanıldığı çalışma modunda yalnızca düşürücü olarak çalışabilmekte ve aktif güç paylaşımı yapamamaktadır. Ek olarak, iki farklı dönüştürücü yapısı ile yapılan karşılaştırma, bu dönüştürücünün ayrı iki dönüştürücünün kullanılmasına göre verimin düşmesine neden olduğunu göstermiştir. Ayrıca, yüksek güçlere ihtiyaç duyan elektrikli araçlarda bu tek fazlı yapının kullanılması yüksek akımlardan dolayı büyük boyutlu endüktanslara, büyük boyutlu giriş-çıkış filtrelerine ihtiyaç duyulmasına ve kullanılacak olan yarı-iletkenlerin maruz kaldığı akım streslerinin artmasına neden olacaktır.

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 (Li vd., 2004; Zhang vd. 2007, Zhang vd. 2012). Ek olarak, filtre gereksinimleri, endüktans boyutları, elektromanyetik girişim ve baskı devrelerdeki sıcak bölgeler azaltılmaktadır. (Baba, 2012; Garcia vd. 2006; Shrud vd. 2010). 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 (Wong vd, 2015). Literatürde çok fazlı yapıların getirdiği avantajları kullanan çok girişli dönüştürücüler sunulsa da, bu konu geniş bir araştırma alanı sunmaktadır. Örnek olarak, Ishigaki vd. (2013) bir izoleli dönüştürücü ile iki adet çok fazlı yükseltici dönüştürücü içeren çift yönlü olarak çalışabilen bir yapı önerilmektedir; bu yapı enerji tüketimi konusunda avantaj sağlasa da, yalnızca yükseltici olarak çalışabilmekte ve azami dört adet kaynak kullanımına olanak sağlamaktadır. Smith vd. (2014) ise 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.

Daha önce de belirtildiği gibi, Akar vd. (2016) ve Akar vd. (2017) tarafından sunulan çok girişli dönüştürücüde tüm endüktansların enerjilerinin tek bir anahtar çifti ile taşınması kayıpları arttırarak verimi düşürmektedir. Literatürde sunulan çeşitli dönüştürücülerdeki benzer verim problemleri yumuşak anahtarlama olarak bilinen yöntemle ortadan kaldırılabilir (Bose, 2007; Kwon, 2014). Bu yöntemde devrelerin karmaşıklığını arttıran bastırma hücreleri kullanılmaktadır; bu hücreler basitçe çeşitli yöntemlerle anahtarlama kayıplarını sınırlandırmakta veya yok etmektedir. Ayrıca yumuşak anahtarlama yardımıyla anahtarlama frekansı attırılabilir ve devre elemanlarının boyutları küçültülerek güç yoğunluğu

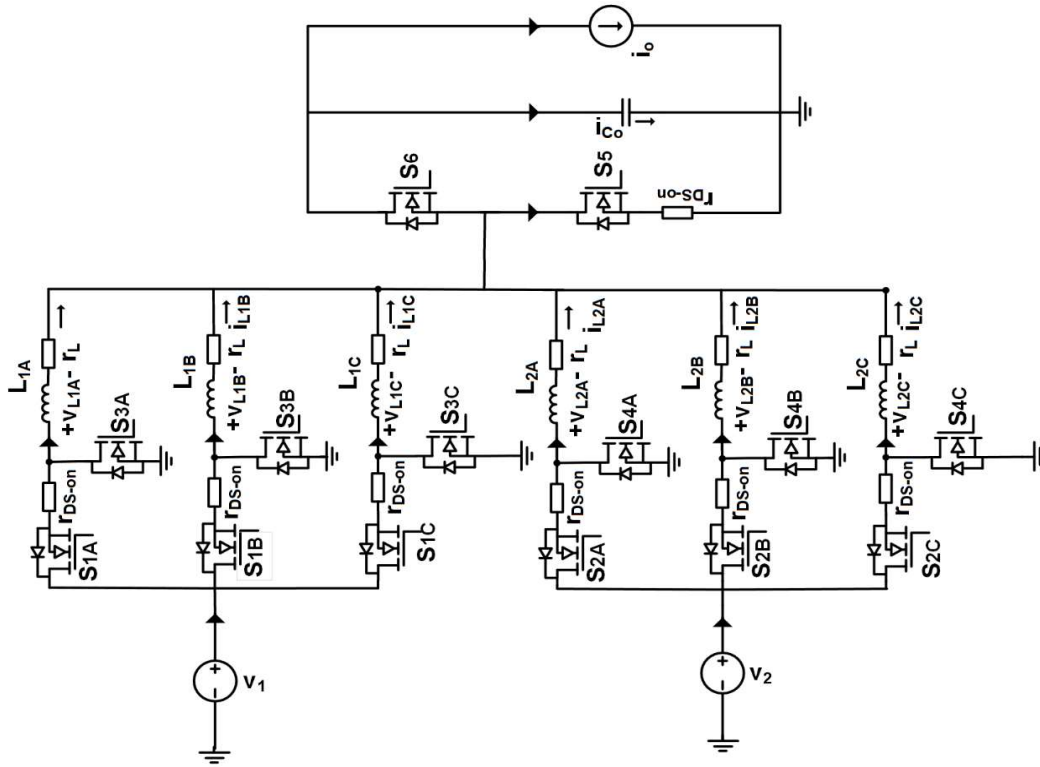


arttırılabilmektedir. Gelişen malzeme teknolojisine rağmen yumuşak anahtarlama hala popülerliğini korumaktadır; bu durumu literatürde sunulan güncel yayınlar (Zhu vd., 2017; Lam vd., 2017; Akin vd., 2017; Wang vd., 2017) açıkça ortaya koymaktadır.

Bu projede, elektrikli araçlarda hibrit güç sistemlerini oluşturmakta kullanılacak çift yönlü çok fazlı çok girişli yeni bir dönüştürücü geliştirilmiş ve deneysel olarak test edilmiştir Ayrıca, verimin artırılması amacı ile bu dönüştürücüye Jiang vd. (2013) tarafından sunulan aktif bastırma hücresinin eklenmesi konusu incelenmiştir.

2. ÖNERİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ

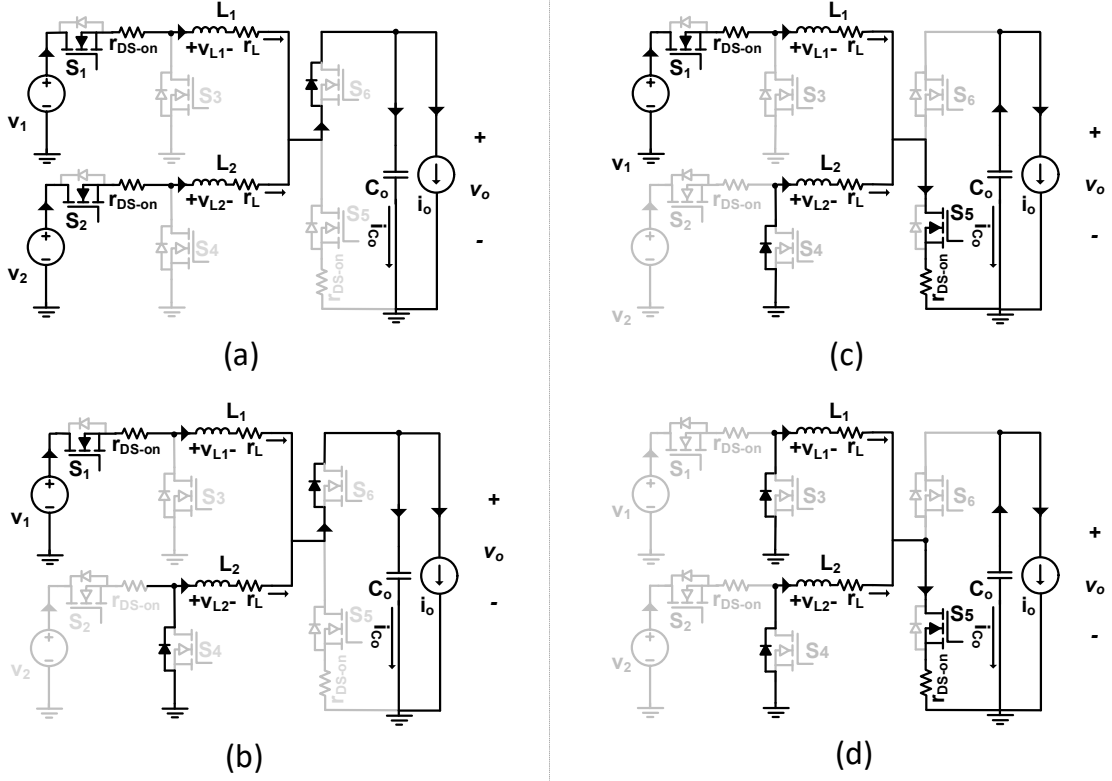
Bu projede önerilen çok fazlı çok girişli dönüştürücünün 3-fazlı ve 2-girişli hali Şekil 2.1'de gösterilmektedir. Dönüştürücünün $S_{1(A,B;C)}$, $S_{2(A,B;C)}$, $S_{3(A,B;C)}$ ve $S_{4(A,B;C)}$ anahtarları giriş akımlarını taşıırken, S_5 ve S_6 anahtarları tüm bobin akımlarını taşımaktadır. Bu yüzden S_5 ve S_6 anahtarlarının kayıpları fazla olmaktadır. Önerilen dönüştürücü de giriş anahtarlarının anahtarlama frekansı 2-fazlı dönüştürücüde, $S_{5,6}$ 'nın iki katı, 3 fazlı dönüştürücü de üç katı olmalıdır. Bu nedenle, giriş anahtarlarının kapı sürme sinyallerinin 2 fazda, $S_{5,6}$ 'ya göre 180° faz farkı, 3 fazda ise 120° faz farkı olmalıdır. Bu rakamlara göre, bir anahtarlama çevrimi sırasıyla 2 ve 3 fazlı yapılar için 8 ve 12 çalışma modundan oluşur. Öncelikle bu çalışma modları analiz edilecek ve dönüştürücüler bir benzetim çalışması ile karşılaştırılacaktır. Sonrasında tüm bobinlerin akımlarını taşıyan S_5 ve S_6 anahtarlarının anahtarlama kayıplarını bastırmak için bir yumuşak anahtarlama hücresinin dönüştürücüye entegrasyonu incelenecektir.



Şekil 2.1. Önerilen çok fazlı çok girişli dönüştürücü

2.1 1-fazlı Yapı

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

Mod 1 ($0-D_2T_s$): Bu modda S_1 ve S_2 açık. Tüm ideal endüktans gerilimleri, ilişkili giriş gerilimleri ile çıkış gerilimleri arasındaki farka eşittir. Şekil 2.3'den görülebildiği gibi, L_1 gerilimi pozitif ve L_2 gerilimi varsayılan gerilim seviyelerine göre negatiftir. Bu nedenle, L_2 akımı azalırken, L_1 akımı artar.

Mod 2 ($D_2T_s -D_0'T_s$): S_2 $t = D_2T_s$ anahtarlama anında kapalı konuma getirilir. Bu da ideal L_2 gerilimini negatif çıkış gerilimine eşit yapar; bu nedenle, L_2 akımı azalmaya başlar. L_1 gerilimi, varsayılan gerilim seviyelerine göre negatif; dolayısıyla L_1 akımı azalır.

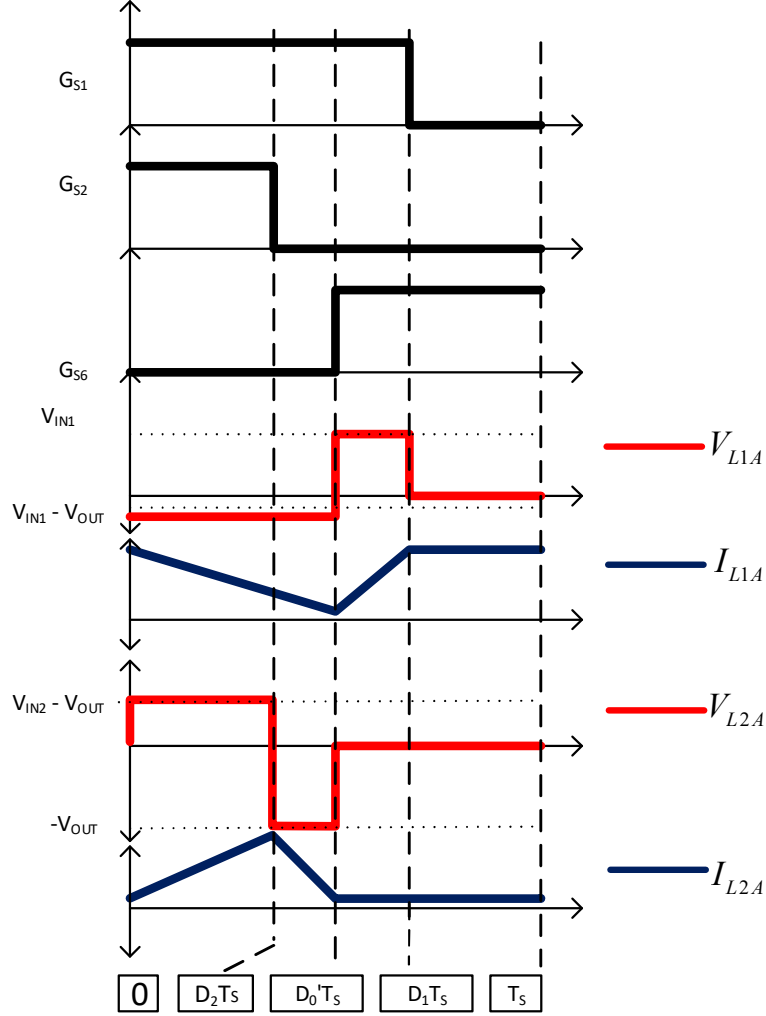
Mod 3 ($D_0'T_s -D_1T_s$): S_5 'yi $t = D_0'T_s$ konumunda kapatmak bu modu başlatır. Şimdi S_4 açık olduğu için ideal L_2 gerilimi sıfır olur; bu nedenle, L_2 akımı neredeyse sabittir. L_1 gerilimi pozitif ve bu durum L_1 akımının artmasını sağlar.

Mod 4 ($D_1T_s -T_s$): Benzer şekilde, S_5 açık olduğu için ideal L_1 ve L_2 gerilimleri sıfır olur. L_1 ve L_2 akımı neredeyse sabittir.

Şekil 2.3'e göre volt-saniye-denge (VSD) prensibi uygulanarak, giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişkiler (1) deki gibi yazılabilir.

$$V_o = \frac{V_1 D_1}{1 - D_5} = \frac{V_2 D_2}{1 - D_5}$$

(1)



Şekil 2.3. 1-fazlı yapı için tipik dalga şekilleri.

Ayrıca endüktans akımı dalgalanmaları (2) 'ye göre hesaplanabilir.

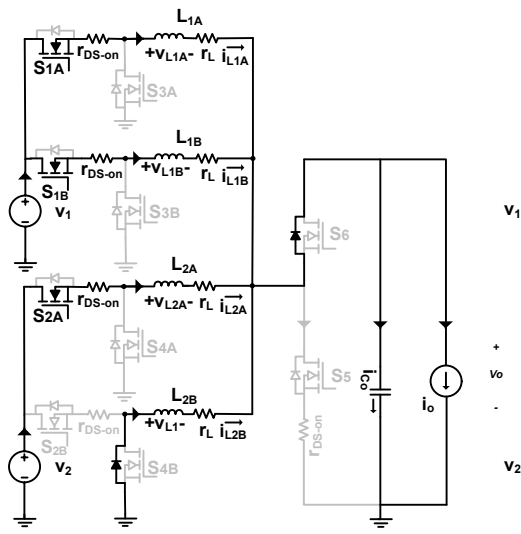
$$\Delta I_{L1} = \frac{V_1 - V_o}{L_1} \frac{1 - D_5}{f_s}$$

(2)

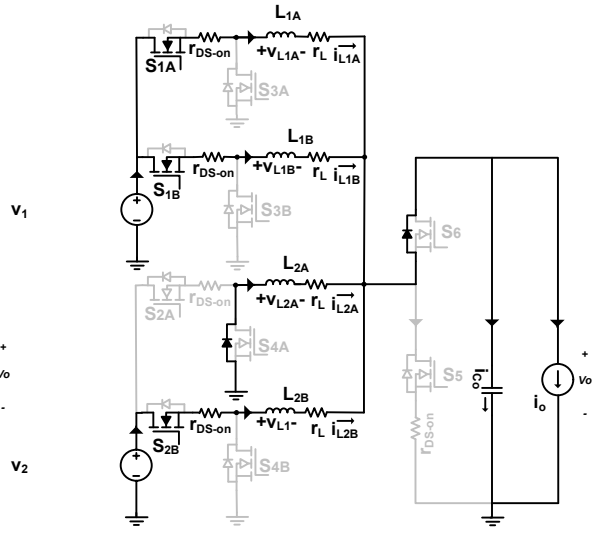
$$\Delta I_{L2} = \frac{V_2 - V_o}{L_1} \frac{D_2}{f_s}$$

2.2 2-fazlı Yapı

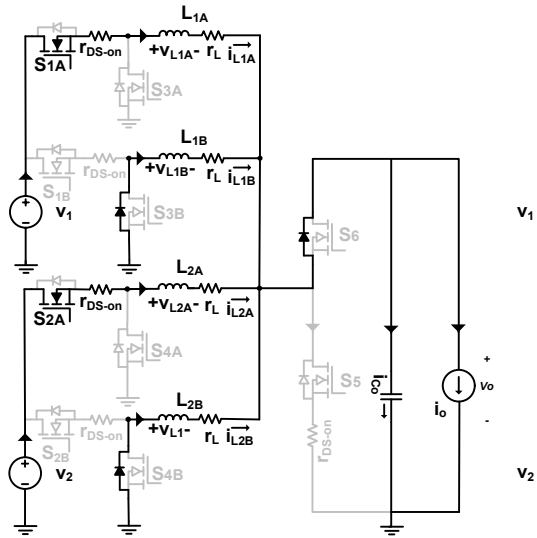
2-fazlı yapı için devre şekilleri Şekil 2.4'de, tipik dalga formları Şekil 2.5'de verilmiştir. Bu yapıya göre, bir anahtarlama periyodunda 8 farklı durum vardır.



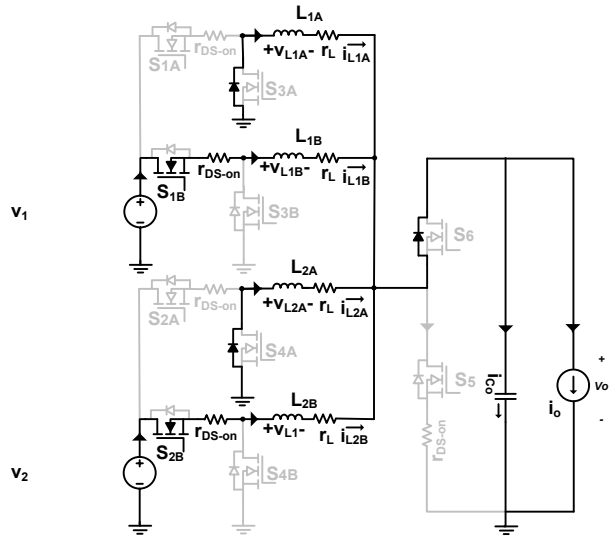
(a)



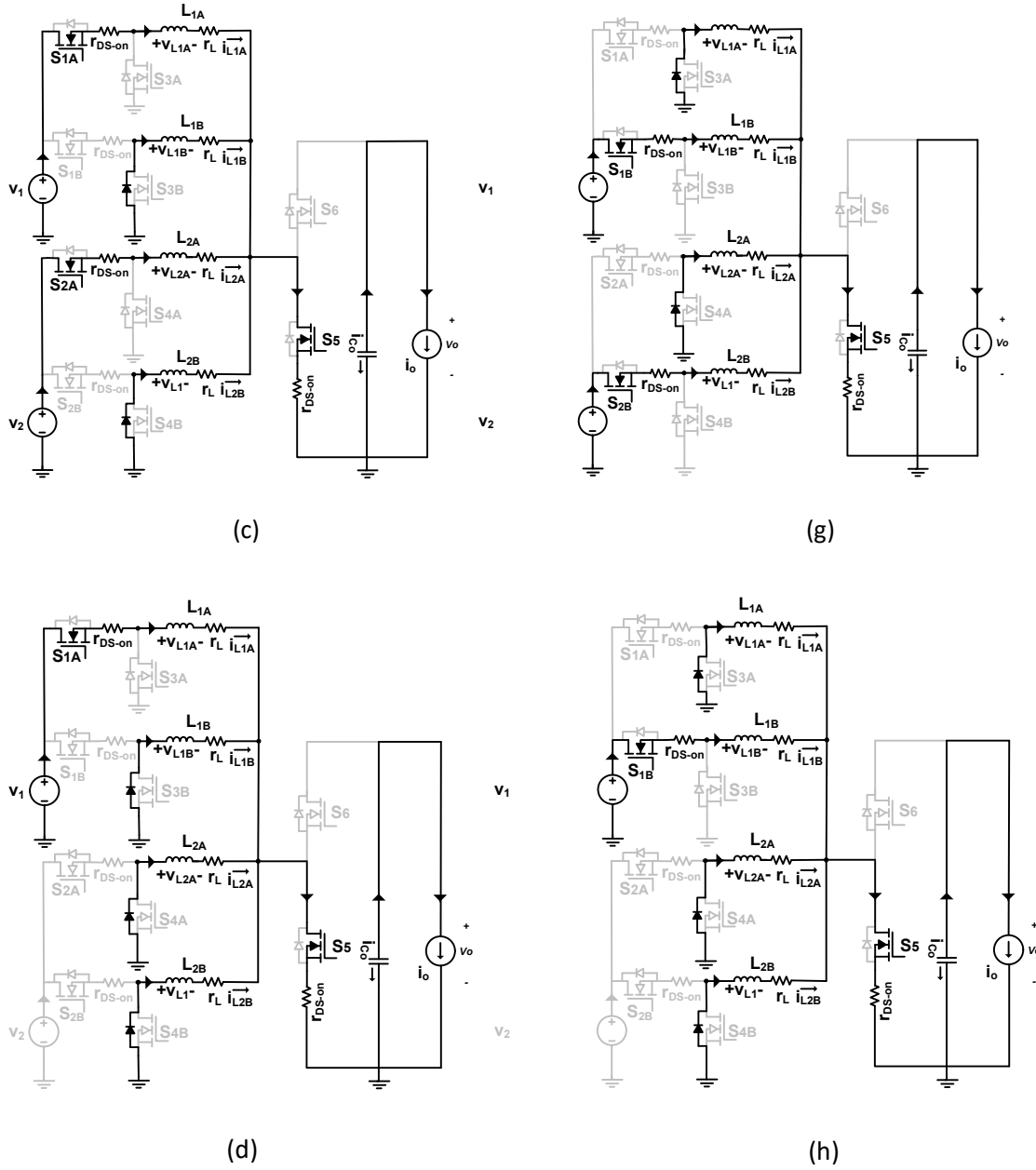
(e)



(b)



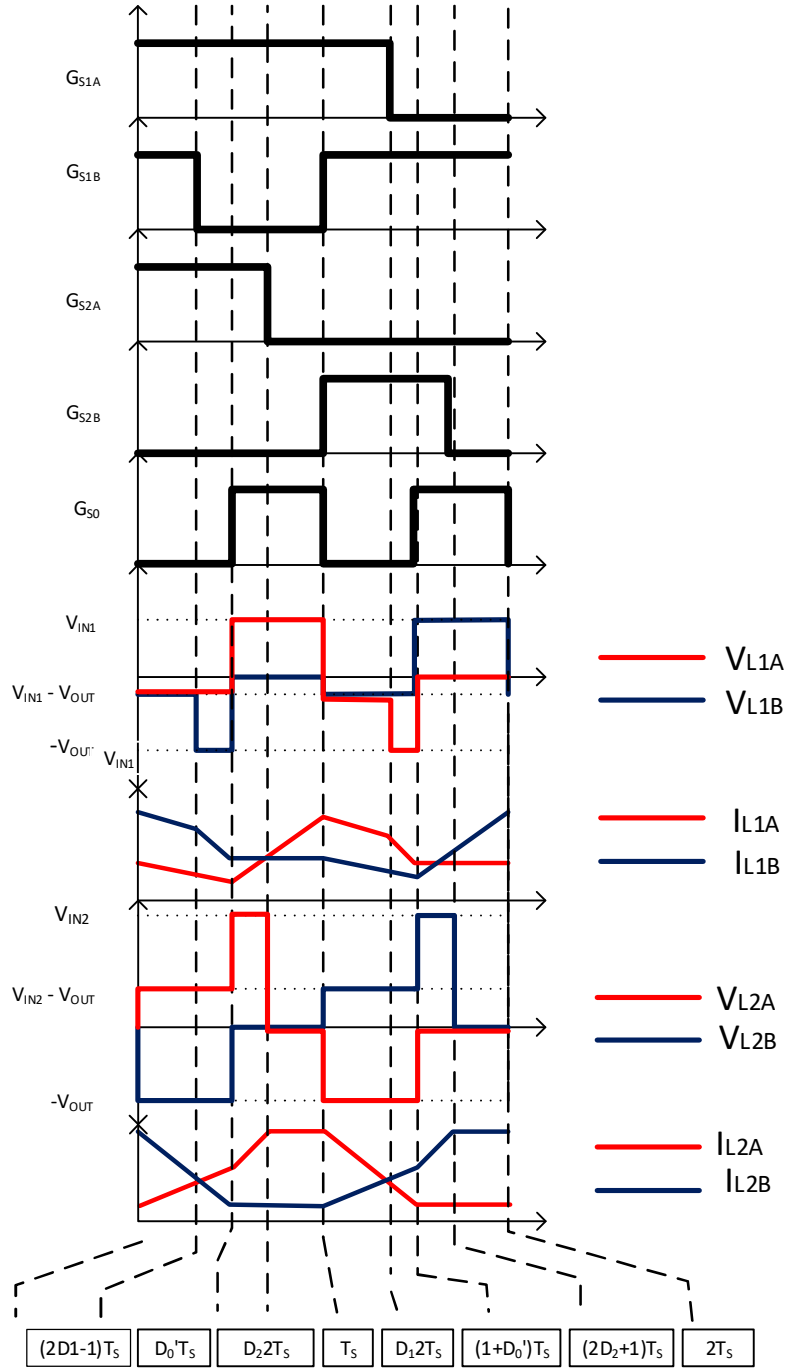
(f)



Şekil 2.4. 2 fazlı yapı için devre şekilleri

Mod 1 $[0 - ((2D_1-1)T_s]$: Mod 1'de ; S_{1A} , S_{1B} , S_{2A} , S_{4B} ve S_5 açık. L_{1A} , L_{1B} , L_{2A} endüktans gerilimleri, ilişkili giriş gerilimleri ile çıkış gerilimleri arasındaki farka eşittir. S_{2B} ise kapalı. Bundan dolayı L_{2B} gerilimi çıkış gerilimine eşit; bu durumda, L_{2B} akımı azalır. Şekil 2.5'te de görebileceğimiz gibi, L_{1A} ve L_{1B} akımları azalır. L_{2A} akımı artar.

Mod 2 $[(2D_1-1)T_s - D_0T_s]$: S_{1B} $t=2D_1-1$ anahtarma anında kapalı konuma getirilir. Bu ideal L_{1B} gerilimini negatif çıkış gerilimine eşit yapar; dolayısıyla L_{1B} akımı daha hızlı azalır. Ayrıca, L_{1A} , L_{2A} ve L_{2B} gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korur.



Şekil 2.5. 2-fazlı yapı için tipik dalga şekilleri

Mod 3 [$D_0'T_s - D_22T_s$]: S_5 'i kapalı duruma getirmekle birlikte; ideal L_{1B} ve L_{2B} gerilimleri S_{3B} ve S_{4B} açık olduğu için bu gerilim değerleri sıfır olur; bu nedenle, L_{1B} ve L_{2B} akımları sabittir. L_{1A} ve L_{2A} gerilimleri ise giriş gerilimine eşit olur. Bu gerilim değerlerinin pozitif olması L_{1A} ve L_{2A} akımlarının artmasını sağlar.

Mod 4 [$D_22T_s - T_s$]: S_{2A} kapatılır. S_{4A} açık olduğu için ideal L_{2A} gerilimleri sıfır olur; bu nedenle, L_{2A} akımı da sabittir.

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

Mod 6 [$D_1 2T_s - (1 + D_0') T_s$]: $T = D_1 2T_s$ anında S_{1A} kapalı konuma getirilir. Bu ideal L_{1A} gerilimini negatif çıkış gerilimine eşit yapar; dolayısıyla L_{1A} akımı azalır. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korur.

Mod 7 [$(1 + D_0') T_s - (2D_2 + 1) T_s$]: S_5 'i $t = (1 + D_0') T_s$ konumunda kapatmak bu alt durumu başlatır. İdeal L_{1A} ve L_{2A} gerilimleri, S_{3A} ve S_{4A} açık olduğu için sıfır olur; 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 artar.

Mod 8 [$(2D_2 + 1) T_s - 2T_s$]: S_{2B} kapatılır. Şimdi S_{4B} açık olduğu için ideal L_{2B} gerilimi sıfır olur; bu nedenle, L_{2B} akımı neredeyse sabittir.

Şekil 2.5'e göre volt-saniye-denge (VSD) prensibi uygulandığında, 2-fazlı dönüştürücü için giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişkinin (1) deki gibi olduğu görülebilir. Ayrıca endüktans akımı dalgalanmaları (3) 'ye göre hesaplanabilir.

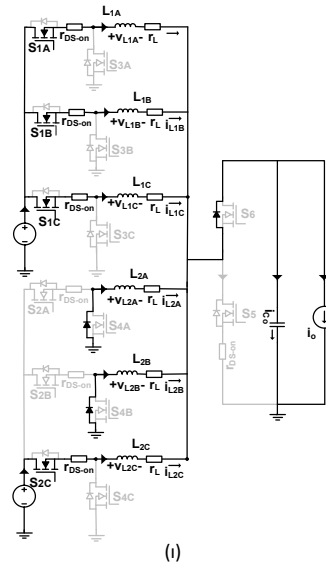
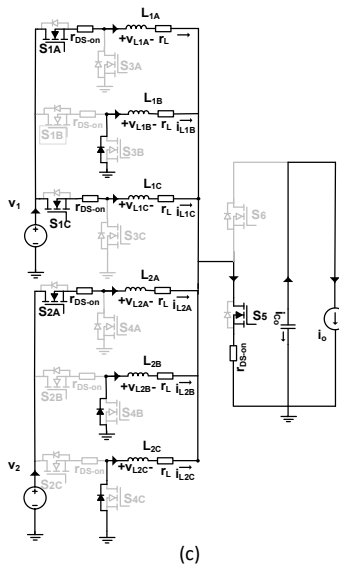
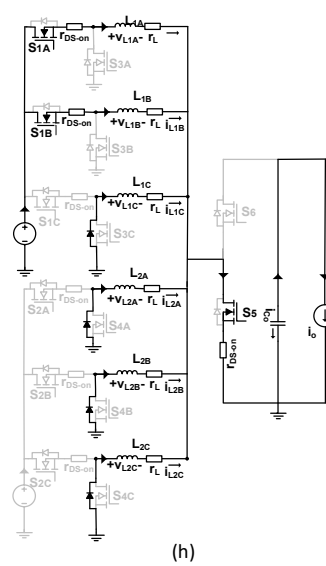
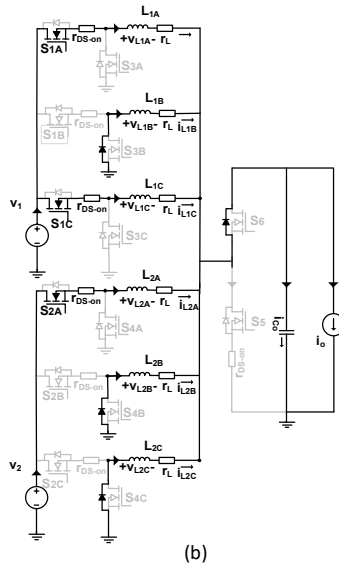
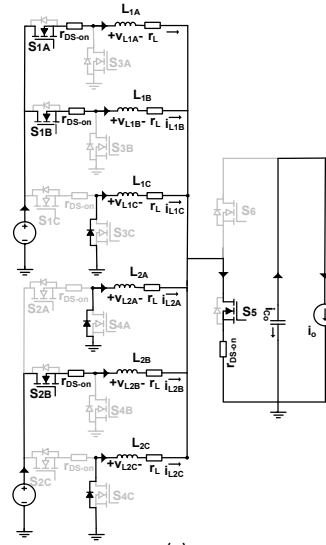
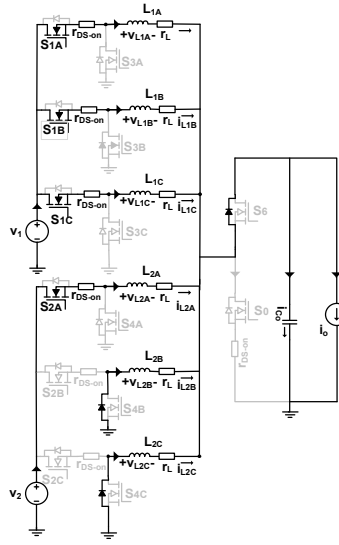
$$\Delta_{IL1(A,B)} = \frac{V_{IN1}}{L_{1(A,B)}} \frac{D_5}{f_s} \quad (3)$$

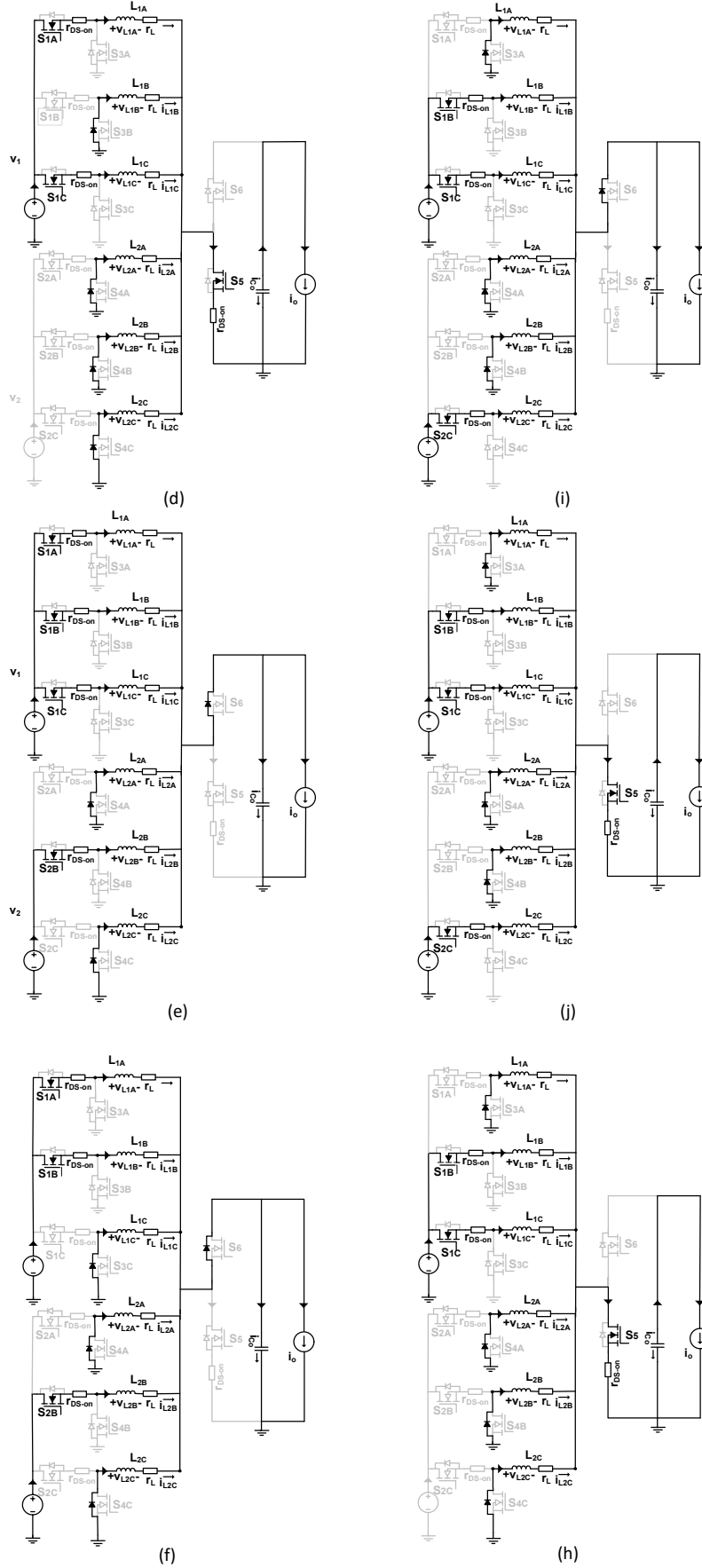
$$\Delta_{IL2(A,B)} = \frac{V_{IN2} - V_{out}}{L_{2(A,B)}} \frac{1 - D_5}{f_s}$$

2.3 3-fazlı Yapı

2.3.1 Sürekli Akım Modu

Üç fazlı yapı için Sürekli Akım Modu (CMM) için devre şekilleri Şekil 2.6'da, tipik dalga formları Şekil 2.7'de verilmiştir. Bu yapıya göre, bir anahtarlama döneminde 12 farklı durum vardır.





Şekil 2.6. 3-fazlı yapı için devre şekilleri

Mod 1 $[0 - (3D_1-2)T_s]$: Bu başlangıç durumunda S_{1A} , S_{1B} , S_{1C} , S_{2A} , S_{4B} , S_{4C} ve S_5 açık. 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 yapar. 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_{2A} , L_{1B} ve L_{1C} akımları azalır.

Mod 2 $[(3D_1-2)T_s - D_0'T_s]$: Burada S_{1B} 'nin kapalı konuma getirilir. Bu durum ideal L_{1B} gerilimini negatif çıkış gerilimine eşit yapar; dolayısıyla L_{1B} akımı daha hızlı azalır. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korur.

Mod 3 $[D_0'T_s - D_23T_s]$: S_5 kapatılır. İdeal L_{1B} , L_{2B} ve L_{2C} gerilimleri S_{3B} , S_{4B} ve S_{4C} açık olduğu için sıfır olur; 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 sağlar.

Mod 4 $[D_23T_s - T_s]$: Bu anahtarlama zamanında, S_{2A} 'yı $t = D_23T_s$ konumunda kapalı konuma getirilir. Şimdi S_{4A} açık olduğu için ideal L_{2A} gerilimi sıfır olur; bu nedenle, L_{2A} akımı neredeyse sabittir. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korur.

Mod 5 $[T_s - (3D_1-1)T_s]$: $S_5 t=T_s$ anında açılır. İdeal L_{2A} gerilimi negatif çıkış gerilimine eşit olur; bu nedenle, L_{2A} akımı azalmaya başlar. 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 negatifdir. Bu nedenle L_{2B} akımı artarken L_{1A} , L_{1B} ve L_{1C} akımları azalır. L_{2C} gerilimi ve L_{2C} akımı önceki değerini korur.

Mod 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 olur. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korur.

Mod 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 pozitifdir, bu da L_{1A} , L_{1B} ve L_{2B} akımlarının artmasını sağlar.

Mod 8 $[(1+ 3D_2)T_s - 2T_s]$: S_{2B} kapatılır. 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 korur.

Mod 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 başlar. 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 negatif. Bu nedenle L_{2C} akımı artarken L_{1A} , L_{1B} ve L_{1C} akımları azalır. L_{2A} gerilimi ve L_{2A} akımı önceki değerlerini korur.

Mod 10 [$D_1 3T_s - (2 + D_0)T_s$]: $T = D_1 3T_s$ anında S_{1A} kapalı 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 korur.

Mod 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} açık olduğu için sıfır olur; bu nedenle, L_{1A} , L_{2A} ve L_{2B} akımları neredeyse sabittir. L_{1B} , L_{1C} ve L_{2C} endüktans gerilimleri pozitifdir, bu nedenle L_{1B} , L_{1C} ve L_{2C} akımları artar.

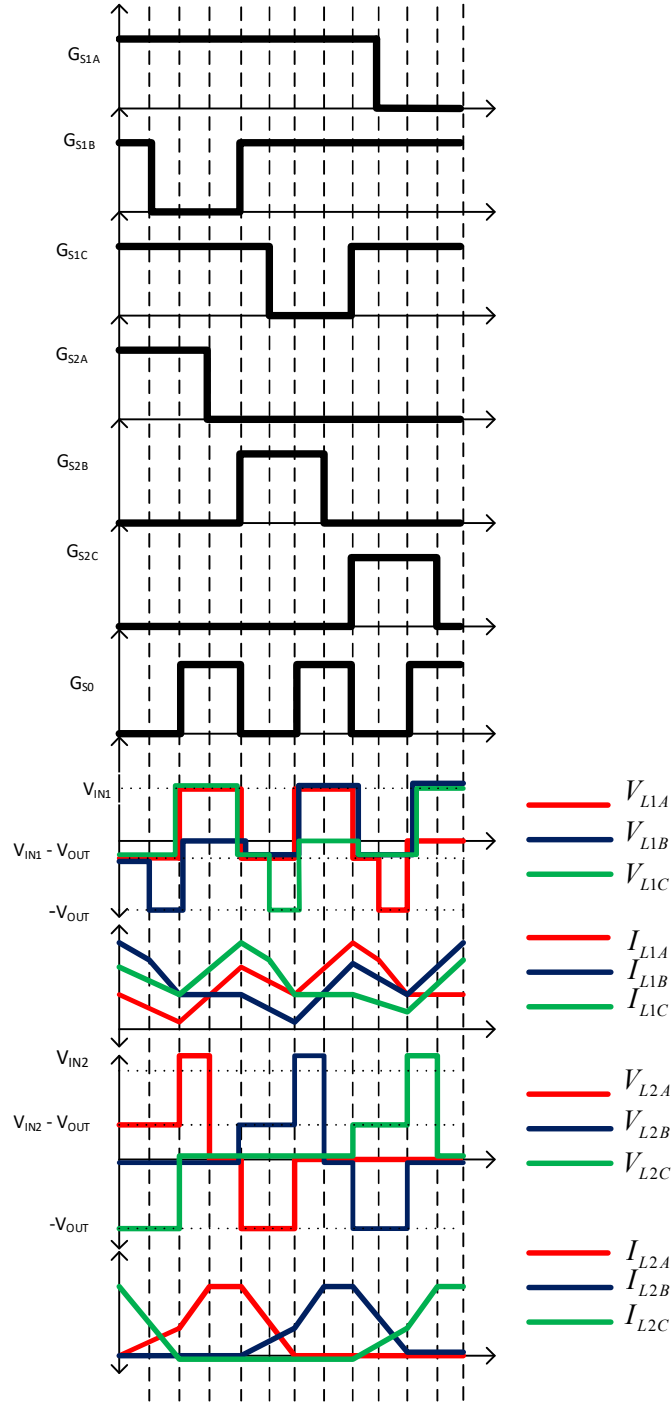
Mod 12 [$(2 + 3D_2)T_s - 3T_s$]: S_{2C} kapatılır. Şimdi, S_{4C} açık olduğundan ideal L_{2C} gerilimi sıfır olur; bu nedenle, L_{2C} akımı neredeyse sabittir. Diğer endüktans gerilimleri ve diğer endüktans akımları önceki değerlerini korur.

Özetle; Giriş ve çıkış gerilimleri ile endüktans akımı dalgalanmaları arasındaki ilişki 2 ve 3 fazlı yapılarda sırasıyla (1) ve (2) 'ye göre bulunabilir. Bu denklemlerde, f_s 'nin S_5 'nin anahtarlama frekansı olduğu açıktır.

Şekil 2.7'e göre volt-saniye-denge (VSD) prensibi uygulandığında, 3-fazlı dönüştürücü için giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişkinin yine (1) deki gibi olduğu görülebilir. Ayrıca endüktans akımı dalgalanmaları (4) 'e göre hesaplanabilir.

$$\Delta_{IL(A,B,C)} = \frac{V_{IN1}(1 + D_6) - V_{out}(1 - D_5)}{L_{1(A,B,C)}f_s} \quad (4)$$

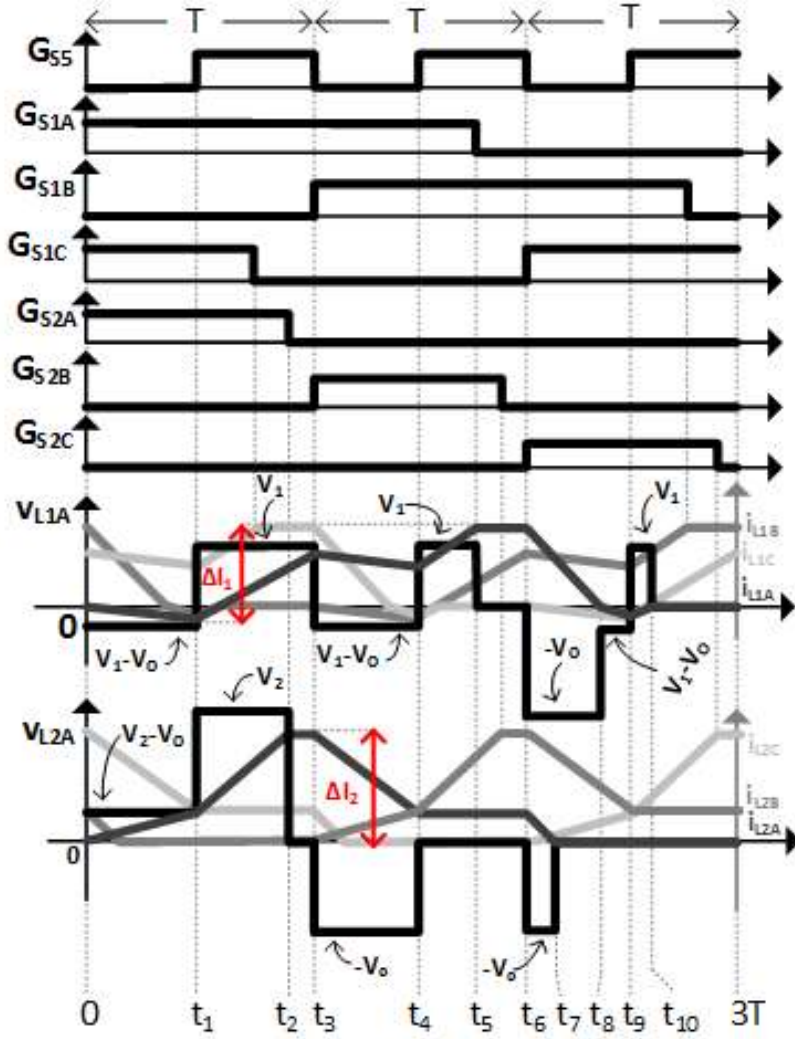
$$\Delta_{IL2(A,B,C)} = \frac{3V_{IN2}D_2 - V_{out}(1 - D_5)}{L_{2(A,B,C)}f_s}$$



Şekil 2.7. 3-fazlı devre için CCM'de tipik dalga şekilleri

2.3.2 Kesintili Akım Modu

3-fazlı yapı ayrıca Kesintili Akım Modu (DCM) için analiz edilmektedir. Tipik dalga şekilleri Şekil 2.8'de gösterilmektedir. Burada verilen endüktans gerilimlerine, endüktans-gerilim-saniye dengesi prensibi uygulanırsa (5) denklemi elde edilir. Burada D_α t_6 - t_8 arasında geçen zaman, D_β ise t_6 - t_7 arasında geçen zamandır.



Şekil 2.8. 3-fazlı devre için DCM'de tipik dalga şekilleri

$$V_o = \frac{3V_1D_1}{2(1-D_6) + D_\alpha} = \frac{3V_2D_2}{2(1-D_6) + D_\beta} \quad (5)$$

i_{L1A} bobin akım dalgalanması ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\Delta_{iL1} = \frac{3V_1(D_1 + D_6 - 1) - 2V_o(1 - D_6)}{f_s L_1} = \frac{3V_o D_\alpha}{f_s L_1} \quad (6)$$

Burada geçen L_{1A} bobininin akımının ortalaması yaklaşık olarak (7)'deki gibi hesaplanabilir.

$$I_{iL1} \approx \frac{1}{2} \Delta_{iL1} \frac{2 + D_\alpha}{3} \quad (7)$$

Benzer şekilde i_{L2} akım dalgalanması ve ortalama L_{2A} akımı sırasıyla (8) ve (9)'daki gibi bulunabilir.

$$\Delta_{IL2} = \frac{3V_1D_2 - V_o(1 - D_6)}{f_sL_2} = \frac{V_o(1 - D_6 + D_\alpha)}{f_sL_2} \quad (8)$$

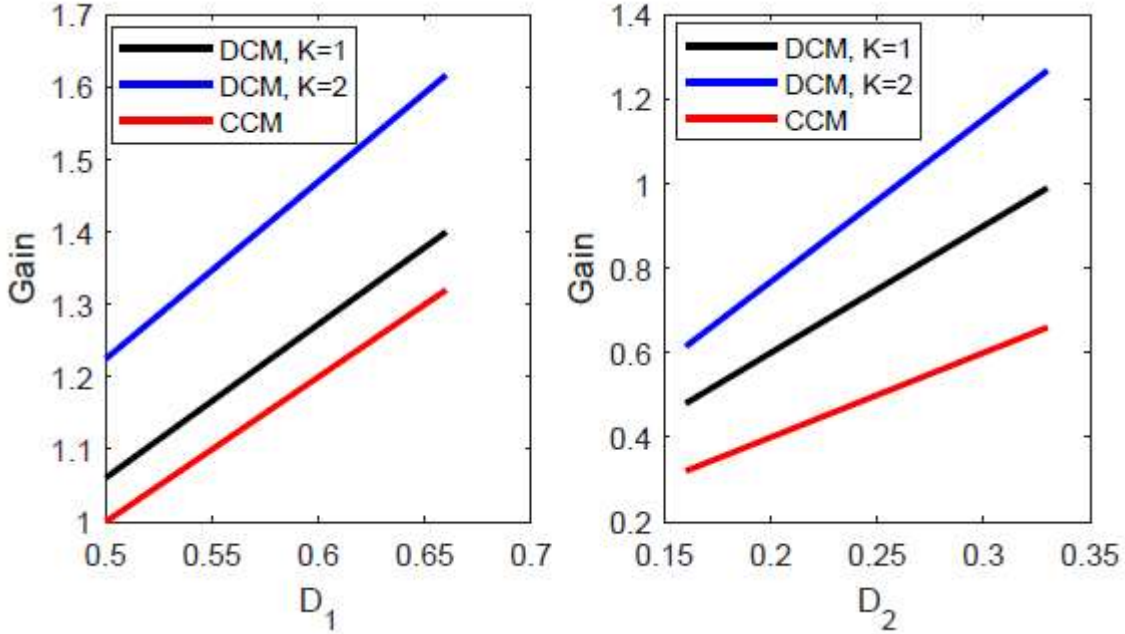
$$I_{IL2} \approx \frac{1}{2} \Delta_{IL2} \frac{2 + D_\beta}{3} \quad (9)$$

Tek kaynaklı operasyon ve fazlar arasında eşit güç paylaşımı düşünüldüğünde ortalama bobin akımları (10)'daki gibi ifade edilirse, çıkış gerilimi (11)'daki gibi yazılabilir.

$$I_{IL1,2} = \frac{V_o}{3(1 - D_\alpha)} \Delta_{IL1} \frac{2 + D_\alpha}{3} \quad (10)$$

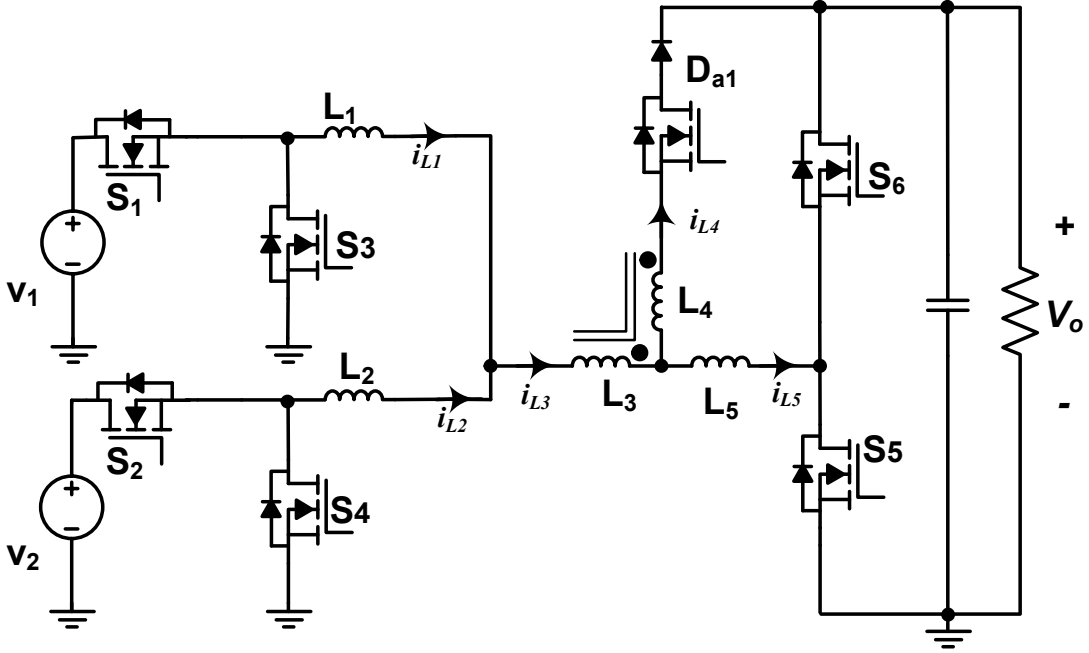
$$V_o \approx \begin{cases} \sqrt{K(3V_1D_1 - 2V_o(1 - D_5))(3V_1D_1 + 2V_oD_o)} & , 2 - D_5 < 3D_1 < 2 \\ \sqrt{K(3V_2D_2 - V_o(1 - D_5))(3V_2D_2 + 2V_oD_o)} & , 1 - D_5 < 3D_2 < 1 \end{cases} \quad (11)$$

(11) denkleminde $K = (1 - D_5)R/(2f_sL_{1,2})$ olarak ifade edilmektedir. 3-fazlı devrenin DCM'de gerilim kazancını bulmak için (11) denklemi MATLAB'da Symbolic Toolbox aracılığıyla çözülmüştür. $D_5=0.5$ için, iki farklı K değeri ve CCM çalışma modundaki gerilim kazançları Şekil 2.9'da görülmektedir. Beklendiği gibi yükseltme ve düşürme durumları görülmektedir. DCM'de kazançlar CCM'e göre daha yüksektir. Ayrıca, K arttığında (yük azaldıkça) gerilim kazancı artmaktadır.



Şekil 2.9. 3-fazlı yapı için gerilim kazançları

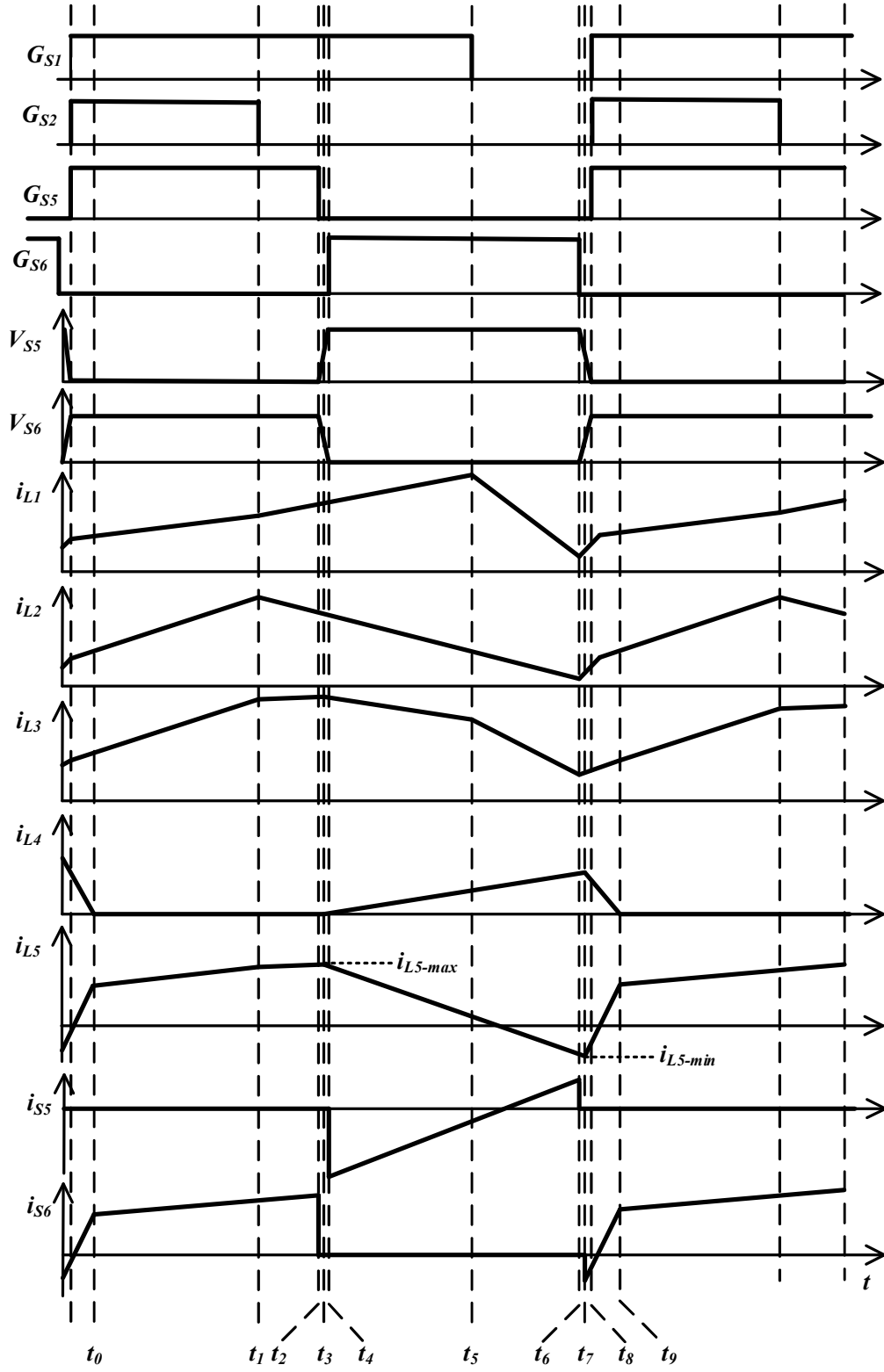
2.4 Bastırma Hücresi



Şekil 2.10. Bastırma hücresi içeren devre

Şekil 2.10' da bastırma hücresi içeren dönüştürücü gösterilmektedir. Bu analizde, 1-fazlı yapı dikkate alınmaktadır. Çok fazlı yapılarda yumuşak anahtarlama için kullanılan L_3 , L_4 ve L_5 bobinlerinin akım değişimlerinin tek fazlı yapıya göre çok fazla değişmeyeceği gerçeği ile yumuşak anahtarlamanın sağlanacağı varsayılmaktadır. Bu varsayım analizin sonrasında yapılacak benzetim çalışması ile doğrulanacaktır.

Bu analizde kaynaklardan çıkışa enerji aktarılırken $V_1 < V_o < V_2$ olduğu varsayılmıştır. Bu durumda dönüştürücünün hem yükseltici hem de düşürücü durumları dikkate alınmış olacaktır. Analizde ayrıca $L_1 = L_2 = L_i$ olduğu kabul edilmektedir. Dönüştürücü böylelikle 9 farklı çalışma moduna sahip olmaktadır. Bu modlara ait dalga şekilleri Şekil 2.11'de gösterilmektedir.



Şekil 2.11. Yumuşak anahtarlama devre için dalga şekilleri

Mod 1 [t₀-t₁]: Bu modda S₁, S₂ ve S₅ anahtarları iletimdedir. Dolayısıyla L₅ akımı L₃ akımına eşit olup, L₂'den herhangi bir akım akmamaktadır. Kirchoff Gerilim Kanunu (KGG) ve Kirchoff Akım Kanunu gereği bobin akımları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 V_1 - L_i \frac{di_{L1}}{dt} - (L_3 + L_5) \frac{di_{L3}}{dt} &= 0, \\
 V_2 - L_i \frac{di_{L2}}{dt} - (L_3 + L_5) \frac{di_{L3}}{dt} &= 0, \\
 \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{di_{L3}}{dt} = \frac{di_{L5}}{dt}, \\
 i_{L4} &= 0.
 \end{aligned} \tag{12}$$

(12) sistemi çözümlerse bobin akım eğimleri aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{(V_1 - V_2)(L_3 + L_5) + V_1 L_i}{(L_i + 2[L_3 + L_5])L_i}, \\
 \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{(V_2 - V_1)(L_3 + L_5) + V_2 L_i}{(L_i + 2[L_3 + L_5])L_i}, \\
 \frac{di_{L3}}{dt} &= \frac{di_{L5}}{dt} = \frac{(V_1 + V_2)L_i}{L_i + 2[L_3 + L_5]}, \\
 \frac{di_{L4}}{dt} &= 0.
 \end{aligned} \tag{13}$$

Mode 2[t₁-t₂]: Bu mod S₂ anahtarının kesime gitmesiyle başlamaktadır. Diğer anahtarlarının durumu ilk mod ile aynıdır. Dolayısıyla buradaki bobin akımı eğimleri (13)'de V₂ görülen yere 0 koyulması ile kolayca bulunabilir. Sonuçta $\frac{di_{L1}}{dt}$ artarken, $\frac{di_{L2}}{dt}$ negatif olmaktadır. $\frac{di_{L3}}{dt}$ ve $\frac{di_{L5}}{dt}$ ilk moda göre azalmaktadır.

Mod 3 [t₂-t₃]: t₂ anında S₅ kesime gitmekte ve L₅ bobini ile bastırma kondansatörleri (C_{a5} ve C_{a6}) arasında rezonans başlamaktadır. C_{a6} gerilimi sıfır olduğu anda S₆ anahtarının gövde diyodu (D₆) iletme geçecektir. Bu çalışma modu çok kısa olduğu için bobin gerilimlerin değişmediği farz edilebilir. Bu modda geçen süre bastırma kondansatör değerlerinin C_a değerinde eşit olduğu varsayımı ile aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$T_{m3} = t_3 - t_2 = (2Ca) \frac{V_o}{I_{L5-max}} \tag{14}$$

Bu moddaki kritik nokta L_5 bobinindeki enerjinin bastırma kondansatörlerini şarj ve deşarj etmesi için yeterli olması gerektiğidir.

Mod 4 [t_3 - t_4]: D_6 iletme geçtiği anda D_{a1} diyotu da iletme geçmektedir. Bu durumun gerçekleşmesi için Jiang vd. (2013) tarafından gösterildiği gibi ise $M = \sqrt{L_3 L_4}$ olmak üzere, $L_5 < M$ şartının sağlanması gerekmektedir. D_6 iletme geçtiği anda S_6 gerilimi sıfır olmakta ve böylelikle S_6 anahtarı için sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) şartı sağlanmaktadır. Kuplajlı endüktansın kutupları göz önünde bulundurularak ayrıştırılmış KKG ve KAK denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned}
V_1 - L_i \frac{di_{L1}}{dt} - (L_1 + M) \frac{di_{L3}}{dt} - (L_4 + M) \frac{di_{L4}}{dt} - V_O &= 0, \\
-L_i \frac{di_{L2}}{dt} - (L_1 + M) \frac{di_{L3}}{dt} - (L_4 + M) \frac{di_{L4}}{dt} - V_O &= 0, \\
-(L_4 + M) \frac{di_{L4}}{dt} - (L_5 - M) \frac{di_{L5}}{dt} &= 0, \\
\frac{di_{L1}}{dt} + \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{di_{L3}}{dt} = \frac{di_{L4}}{dt} + \frac{di_{L5}}{dt}. &
\end{aligned} \tag{15}$$

(15) sistemi çözüldüğünde bu moddaki akım eğimleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
\frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{V_1(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (V_1 - V_O)(L_4 + L_5)L_i}{(2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i)L_i}, \\
\frac{di_{L2}}{dt} &= -\frac{V_1(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + V_O(L_4 + L_5)L_i}{(2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i)L_i}, \\
\frac{di_{L3}}{dt} &= \frac{(V_1 - 2V_O)(L_4 + L_5)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i}, \\
\frac{di_{L4}}{dt} &= \frac{(V_1 - 2V_O)(L_5 - M)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i}, \\
\frac{di_{L5}}{dt} &= \frac{(V_1 - 2V_O)(L_4 + M)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i}.
\end{aligned} \tag{16}$$

Mod 5[t_4 - t_5]: t_4 anında S_6 anahtarı iletme geçer ve i_{L5} akımı pozitiften negatife doğru azalır. Bu çalışma modunda eğimler bir önceki çalışma modu ile aynıdır.

Mod 6 [t₅-t₆]: Bu çalışma modu S₁ anahtarının kesime gitmesi ile başlar. Dolayısıyla buradaki akım eğimleri (15)'de bulunan denklemlerde V₁ görülen yerlere sıfır koyulması yolu ile bulunabilir. Bu çalışma modu i_{L5} akımının minimum değerine (i_{L5-min}) değerine düşmesi ve S₆ anahtarının kesime gitmesi ile son bulur. Buradaki önemli nokta ise L₅ bobinindeki enerjinin bastırma kondansatörlerini şarj ve deşarj etmek için yeterli olması gerektiğidir. Maksimum yük ZVS için en kötü durumu oluşturmaktadır. Sonuç olarak aşağıdaki denklem yazılabilir:

$$\frac{1}{2}L_5 i_{L5-min}^2 > C_a V_0^2 \quad (17)$$

Mod 7 [t₆-t₇]: S1 kesime gittiğinden rezonans başlar ve bastırma kondansatörleri şarj ve deşarj olurlar. Sonrasında, S₅ anahtarının gerilimi sıfıra düşer ve ZVS şartı sağlanmış olur. Bu moddaki süre aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$T_{m7} = t_7 - t_6 = (2C_a) \frac{V_0}{|i_{L5-min}|} \quad (18)$$

Bu sürenin ZVS için S₅ ve S₆ anahtarlarının sürme sinyallerinin arasındaki ölü zamandan küçük olması gerekmektedir. S₅ gerilimi sıfıra indiği anda S₅ anahtarın diyodu (D₅) iletime geçmekte ve bu mod sonra ermektedir.

Mod 8 [t₇-t₈]: D₅ diyodunun iletimi S₅'nin t₇ anında ZVS ile iletime geçmesine olanak sağlamaktadır. Bu çalışma modu için KGK ve KAK gereği aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$\begin{aligned} -L_i \frac{di_{L1}}{dt} - (L_3 + M) \frac{di_{L3}}{dt} - (L_5 - M) \frac{di_{L5}}{dt} &= 0, \\ -L_i \frac{di_{L2}}{dt} - (L_3 + M) \frac{di_{L3}}{dt} - (L_5 - M) \frac{di_{L5}}{dt} &= 0, \\ (L_5 - M) \frac{di_{L5}}{dt} - (L_4 + M) \frac{di_{L4}}{dt} - V_0 &= 0, \\ \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{di_{L3}}{dt} = \frac{di_{L4}}{dt} + \frac{di_{L5}}{dt} & \end{aligned} \quad (19)$$

(19) sistemi çözümlerse aşağıdaki eğim ifadeleri bulunabilir:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{V_0(L_5 + M)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i} \quad (20)$$

$$\frac{di_{L3}}{dt} = -\frac{2V_0(L_5 + M)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i},$$

$$\frac{di_{L4}}{dt} = -\frac{V_0(2L_3 + 2L_5 + L_i)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i}$$

$$\frac{di_{L5}}{dt} = \frac{V_0(2L_3 + 2M + L_i)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i}$$

Mod 9 [t₈-t₉]: Bu çalışma modu t₈ anında S₁, S₂ ve S₅ anahtarının iletime geçmesi ile başlar. i_{L5} akımı S₅ üzerinden yükselmeye devam eder. i_{L3} ve i_{L5} akımları t₉ anında eşit olurlar ve i_{L4} sıfır olur yani D_{a1} diyodu kesime gider. Dönüştürücü böylelikle tekrardan ilk çalışma moduna döner. Bu çalışma modu için aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$V_1 - L_i \frac{di_{L1}}{dt} - (L_3 + M) \frac{di_{L3}}{dt} - (L_5 - M) \frac{di_{L5}}{dt} = 0,$$

$$V_2 - L_i \frac{di_{L2}}{dt} - (L_3 + M) \frac{di_{L3}}{dt} - (L_5 - M) \frac{di_{L5}}{dt} = 0,$$

$$(L_5 - M) \frac{di_{L5}}{dt} - (L_4 + M) \frac{di_{L4}}{dt} - V_0 = 0,$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} + \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{di_{L3}}{dt} = \frac{di_{L4}}{dt} + \frac{di_{L5}}{dt}.$$

(21) sistemi çözüldüğünden akım eğimleri aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{(V_1 - V_2)(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + V_1(L_4 + L_5)L_i + V_0(M - L_5)L_i}{(2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i)L_i},$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{(V_2 - V_1)(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + V_2(L_4 + L_5)L_i + V_0(M - L_5)L_i}{(2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i)L_i},$$

$$\frac{di_{L3}}{dt} = \frac{(V_1 + V_2)(L_4 + L_5) + 2V_0(M - L_5)}{(2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i)},$$

$$\frac{di_{L4}}{dt} = \frac{(V_1 + V_2)(L_5 - M) - V_0(2L_3 + 2L_5 + L_i)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i},$$

$$\frac{di_{L5}}{dt} = \frac{(V_1 + V_2)(L_4 + M) + V_0(2L_3 + 2M + L_i)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i}.$$

3. DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI ve BENZETİMİ

3.1 Bastırma Hücresi İçermeyen Sistem

Öncelikle dönüştürücü her iki çalışma yönünde buck / boost modunda çalışacak şekilde düzenlenmiştir; daha sonra bu dönüştürücüdeki faz artışının etkileri, PSIM'de oluşturulan anahtarlama modelleri ile verimlilik, anahtarlama akım stresleri ve giriş akımı dalgalanmaları dikkate alınarak incelenmektedir.

10kW çıkış gücü için tasarlanan parametreler Tablo 3.1'de gösterilmektedir. Maksimum giriş gücü 5kW ve çıkış gerilimi 400V için yaklaşık akım değeri 50A olarak hesaplanabilir. Bu nedenle, bu akım dikkate alınarak, maksimum giriş gerilimi (500V) ve çıkış gerilimi (400V) ne göre, Tablo 1'de verilen MOSFET'ler seçilir. Daha sonra, tam yükte ve en kötü senaryoda %20 akım dalgalanması için gerekli endüktans değeri 150μH olarak hesaplanır. Ayrıca, çıkış kapasitörü % 0.1 voltaj dalgalanması için yaklaşık 400μF olarak hesaplanır. Bu hesaplamalar (23) ve (24)'e göre yapılabilir.

$$L = \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{\Delta_{IL} \times f_s \times V_{out}} \quad (23)$$

$$C_{out} = \frac{I_{out(max)} \times D}{f_s \times \Delta V_{out}} \quad (24)$$

Tablo 3.1'deki parametreler kullanılarak, 1-fazlı, 2-fazlı ve 3-fazlı yapılar PSIM'deki simülasyon modelleri ile karşılaştırılır. Simülasyon çalışması, dönüştürücülerin gerçekçi anahtarlama modellerini yapmak için PSIM'de sunulan "Aygıt Veritabanı Düzenleyicisi"nden yararlanmaktadır. Çıkış gerilimini düzenlemek için S_{1 (A-B-C)} görev döngüsünü belirlemek için bir PI kontrol cihazı kullanılırken, diğer PI denetleyicisi ikinci giriş gücünü ayarlamak için S_{2 (A-B-C)} görev döngüsünü kontrol eder; Böylece güç paylaşımı gerçekleşir. D₅ için iki farklı koşul göz önünde bulundurulur: optimum değer ve 0.5. En iyi D₅ değeri, temel olarak D₅'i giriş gerilimi seviyelerine göre mümkün olan en düşük değere ayarlayan (25) ile elde edilir.

$$D_{5,opt} = 1 - \frac{\min(V_1, V_2)}{V_{out}} \max(D_1, D_2) \quad (25)$$

(25) anahtarlar ve endüktanslar üzerindeki mevcut gerilmeleri azaltmayı ve böylece dönüşüm verimliliğini arttırmayı amaçlamaktadır. (25) 'te D_1 ve D_2 değerleri 0,9 olarak seçilir.

Tablo 3.1. Benzetim çalışması parametreleri

	1-FAZ	2- FAZ	3- FAZ
$S_{1-(a,b,...f)}$ ve $S_{2-(a,b,...f)}$ anahtarlama frekansları	90 kHz	45 kHz	30 kHz
S_5 anahtarlama frekansı	90 kHz		
Seçilen MOSFETler için $S_{1-(a,b,...f)}$ ve $S_{2-(a,b,...f)}$ (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 ve S_6 (gerilim/akım değerleri)	6*Infineon IPB60R080P7 600 V/ 6*37 A		
Endüktans değeri	150 μ H		
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.	61,9 m Ω	64,8 m Ω	46,1 m Ω
Gerilim değerleri $V_1/ V_2/V_0$	300 V / 500 V / 400V		
İstenilen çıkış gücü	10 kW		

Endüktans ve çıkış kapasite parametrelerinin belirlenme aşamaları Tablo 3.2'de ayrıntılı olarak verilmiştir. Bu hesaplamalar en kötü senaryoya göre yapılmaktadır.

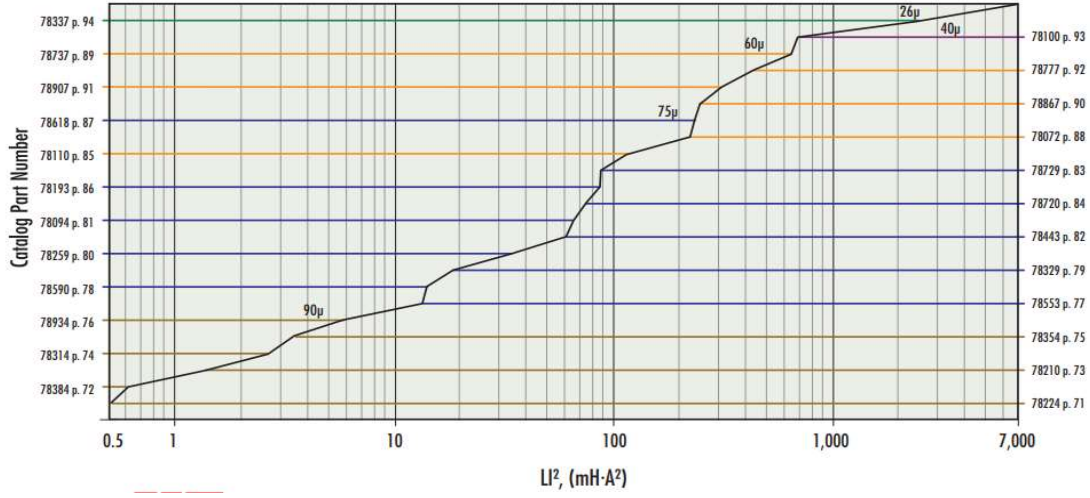
$$(V_{in} = 300V, V_{out} = 400V, P_{out} = 10kW, \eta = \%90, f_s = 90kHz)$$

Tablo 3.2. Endüktans ve çıkış kapasitans parametrelerinin belirlenme aşamaları

D	$1 - \frac{V_{in} \times \eta}{V_{out}}$	$D = 1 - \frac{300 \times 0.9}{400} = 0.325$
Δ_{IL}	$\Delta_{IL} = 0.2 \times I_{out(max)} \times \frac{V_{out}}{V_{in}}$	$\Delta_{IL} = 0.2 \times 25 \times \frac{400}{300} = 6.67 A$
ΔV_{out}	$\Delta V_{out} = V_{out} \times 0.001$	$\Delta V_{out} = 400 \times 0.001 = 0.4V$
I_{out}	$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}}$	$I_{out} = \frac{10000}{400} = 25 A$
L	$L = \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{\Delta_{IL} \times f_s \times V_{out}}$	$L = \frac{300 \times (400 - 300)}{6.67 \times 90000 \times 400} = 125 \mu H \cong 150 \mu H$
C_{out}	$C_{out} = \frac{I_{out(max)} \times D}{f_s \times \Delta V_{out}}$	$C_{out} = \frac{25 \times 0.325}{90000 \times 0.4} = 225 \mu F \cong 400 \mu F$

Uygun manyetik çekirdekler ve sarım sayısı aşağıdaki gibi 1 fazlı, 2 fazlı ve 3 fazlı yapı için ayrı ayrı Şekil 3.1' den faydalanılarak belirlenir.

XFLUX® Toroids

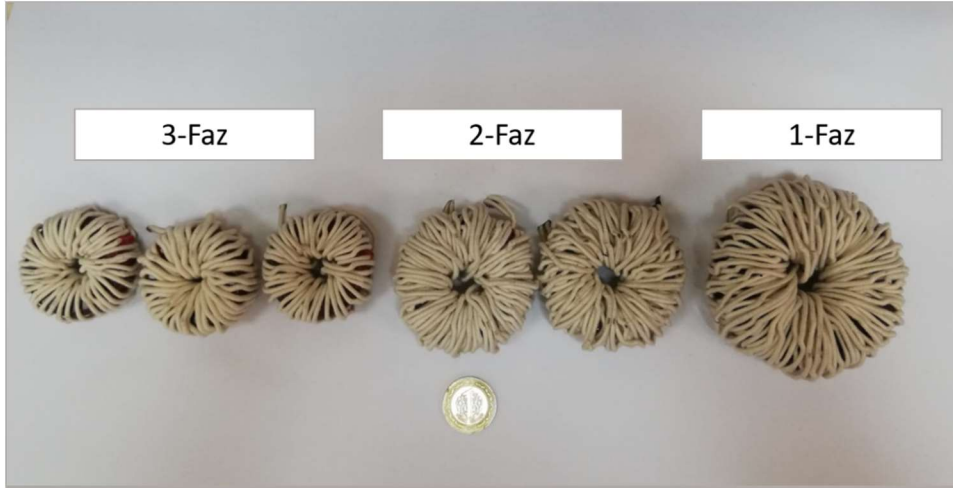


Şekil 3.1. Nüve seçim grafiği

Şekil 3.1’ de verilen Nüve Seçim Grafiği (Magnetics Inc. ,2015) ‘nde bulunan değere en yakın nüve kodu bulunur. Belirlenen nüve kodlarına göre de aşağıdaki işlemler yapıp endüktans tur sayısı hesaplanır.

1-faz	$LI^2 (mH \cdot A^2)$ $0.15 \times 50^2 = 375$	$\left\{ \begin{array}{l} 78777 \\ A_L (nH / T^2) = 205 \pm 8\% \\ \text{Sarma faktörü} (mm) = 114 \end{array} \right\}$	$\frac{1}{0.5} \times 150 \mu H = 0.3 mH$ $N = \sqrt{\frac{0.3}{205 \times 10^{-6}}} = 38$ $38 \times 114 = 4.3 m$
	$\frac{4,38}{0,3048} = 14,37 \Omega / m$	$\frac{14,37 \times 4,3 / 3}{1000} = 0,0206 \Omega$	
2-faz	$LI^2 (mH \cdot A^2)$ $0.15 \times 25^2 = 93.75 \cong 94$	$\left\{ \begin{array}{l} 78110 \\ A_L (nH / T^2) = 75 \pm 8\% \\ \text{Sarma faktörü} (mm) = 71 \end{array} \right\}$	$\frac{1}{0.5} \times 150 \mu H = 0.3 mH$ $N = \sqrt{\frac{0.3}{75 \times 10^{-6}}} = 63$ $63 \times 71 = 4.5 m$
	$\frac{4,38}{0,3048} = 14,37 \Omega / m$	$\frac{14,37 \times 4,5 / 2}{1000} = 0,0323 \Omega$	

$$\begin{aligned}
 & \text{3-faz} \quad LI^2 (mH \cdot A^2) \quad \left\{ \begin{array}{l} 78443 \\ A_L (nH / T^2) = 169 \pm 8\% \\ \text{Sarma faktörü} (mm) = 74.1 \end{array} \right\} \\
 & \quad \quad \quad 015 \times 16.67^2 = 41.68 \\
 & \quad \quad \quad \frac{4,38}{0,3048} = 14,37 \Omega / m \quad \quad \quad \frac{14,37 \times 3,2}{1000} = 0,0459 \Omega \\
 & \quad \quad \quad \frac{1}{0.5} \times 150 \mu H = 0.3 mH \\
 & \quad \quad \quad N = \sqrt{\frac{0.3}{169 \times 10^{-6}}} = 42 \\
 & \quad \quad \quad 42 \times 74.1 = 3.2 m
 \end{aligned}$$



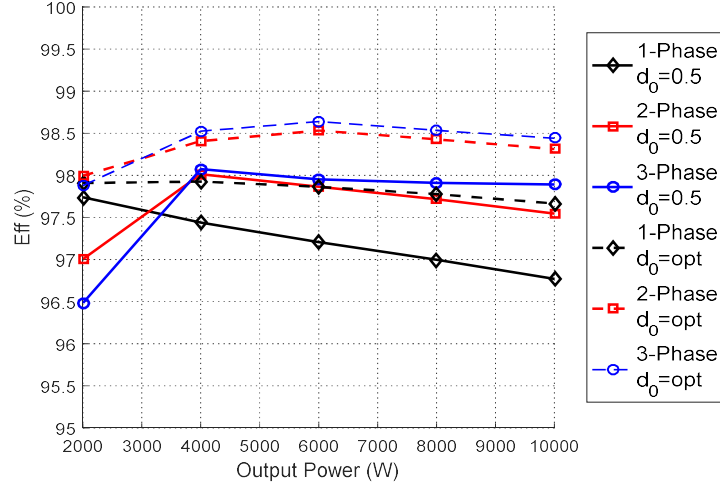
Şekil 3.2. Proje kapsamında üretilen endüktanslar

Şekil 3.2’te belirlenen nüvelerin litz teli ile sarılmasıyla oluşturulan bobinler verilmektedir. 3-fazlı yapı için 3 adet endüktans, 2-fazlı yapı için 2 adet endüktanstan ve 1-fazlı yapı için 1 adet bobin kullanılacağı açıktır. Tablo 3.3’te bu endüktansların tur sayısı, uzunluk, kütle ve direnç gibi özellikleri verilmektedir. Bu tabloya göre çok fazlı yapı ile toplam endüktans ağırlığının yaklaşık %25 azaldığı görülebilir. Bu sonuç sistemin güç yoğunluğunun çok fazlı yapı ile arttırılabileceğini göstermektedir.

Tablo 3.3. Endüktansların karşılaştırılması

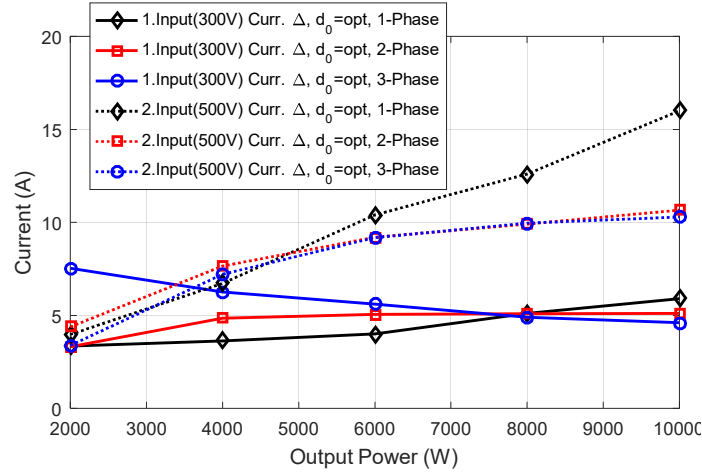
Faz sayısı	1-faz	2-faz	3-faz
Tur sayısı	38	63	42
Uzunluk	4,3	4,5	3,2
Nüvenin kendi kütlesi (gr)	530	150	153
Endüktans adet kütlesi (gr)	784,16	272,88	197,94
Endüktans toplam kütlesi (gr)	787,16	546,20	596
Hesaplanan endüktans direnç değeri (Ω)	0,0206	0,0323	0,0459
Ölçülen endüktans direnç değeri (Ω)	0,0208	0,0348	0,0496

Simülasyon sonuçları, Şekiller 3.3-3.6'da gösterilmektedir. Şekil 3.2' te, dönüştürücülerin verimi farklı güçlerde gösterilmektedir. Görülebileceği gibi, çok-fazlı yapı ve (18) 'e göre D_5 'in seçilmesi verimi açıkça arttırmaktadır.



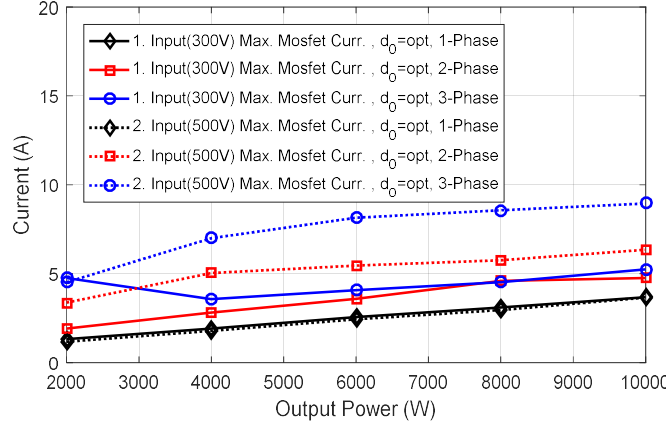
Şekil 3.3. Verimlilik karşılaştırması

Şekil 3.4, giriş akımı streslerini karşılaştırmaktadır. Bu rakam açıkça, çok fazlı yapı kullanmanın giriş akımı stresinin azalmasına yol açtığını göstermektedir.



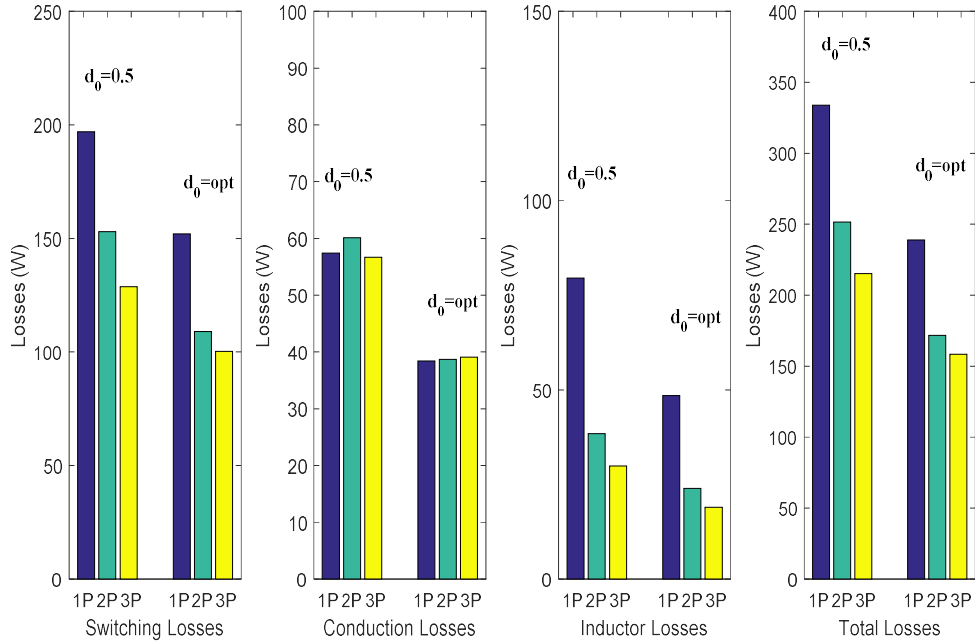
Şekil 3.4. Giriş akımı stresinin karşılaştırılması

Ayrıca, bireysel anahtarların akım stresleri, Şekil 3.5'te karşılaştırılmıştır. Bu şekilde, çok fazlı yapıda, anahtarlama frekanslarının azalması nedeniyle streslerin arttırdığı görülebilir. Anahtar seçerken bu durumun dikkate alınması gerekmektedir.



Şekil 3.5. Bireysel anahtar akım stresleri

Son olarak, Şekil 3.6, dönüştürücüler tam yükte çalıştığıında kayıpları göstermektedir. Bu rakama göre çok fazlı yapı kullanmak, anahtarlama kayıplarını ve endüktans kayıplarını azaltırken, iletim kayıpları faz sayısından bağımsızdır. Benzer şekilde, D_5 seçimi, iletim kayıpları değiştirmezken, anahtarlama kayıplarını ve endüktans kayıplarını azaltmaktadır.



Şekil 3.6. Tam yükte kayıplar.

Bu çalışmada, çok fazlı çok girişli bir dönüştürücü simülasyon çalışması ile değerlendirilmiştir. Bu çalışmada, 1-faz, 2-faz ve 3-faz yapılar seçilen anahtarların veri sayfası parametrelerini dikkate alan anahtarlama modelleri ve tasarlanan endüktans iç dirençlerini temel olarak karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçları, dönüşüm verimliliğinin fazların artırılmasıyla artırılabilceğini göstermiştir. Ayrıca, giriş filtresi gereksiniminin azaltılabileceği araştırılmıştır.

Bununla birlikte, çok fazlı yapılarda giriş anahtarlarının anahtarlama frekansı düştüğü için bireysel anahtar akımı stresleri fazların artmasıyla artmıştır.

3.2 Bastırma Hücresi İçeren Sistem

Bastırma hücresi tasarımı için en kötü durum iki girişin geriliminin de çıkış gerilimden yüksek olduğu ve S_5 anahtarının doluluk oranının (d_5) en yüksek olduğu durumdur. Çünkü bu durumda ortalama endüktans akımları en yüksek değerleri almaktadır. Ayrıca, deneysel çalışmalarda kullanılacak olan güç kaynaklarının azami çıkış akımı (I_{in-max}) 8A olduğundan en yüksek giriş gücü 500V giriş gerilimi için 4kW olarak belirlenmiştir. Çalışma frekansı olarak 48kHz olarak belirlenmiştir. Çıkış gerilimi V_o ise 400V'tur.

$D_5=0.6$ için Bölüm 2.4'te verilen analizde Mod-4 olarak adlandırılan serbest dolaşım modunun süresi aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\Delta t = \frac{(1 - D_5)}{f_{sw}} = \frac{(1 - 0.6)}{48k} = 8.3\mu s \quad (26)$$

Bu durumda L_1 ve L_2 bobinlerinin ortalamama akımlarının azami değeri $I_{Li-ma} = 8/0.32 = 25A$ olarak bulunabilir. Akım dalgalanması %25 olarak belirlenirse L_1 ve L_2 bobinlerinin akım dalgalanması $\Delta_{iLi-m} = 6.25A$ olur. Sonrasında, L_3 bobini L_1 ve L_2 akımlarını taşıdığından, bu bobinin akım dalgalanması $\Delta_{iL3-max} = 12.5A$ olarak hesaplanır. L_3 bobininin akımının azami değeri $i_{L3-ma} = 2|I_{Li-m}| + \Delta_{iL3-m} / 2 = 56.25A$ olur. L_5 bobininin akımının Mod-4'ün başında i_{L3-max} değerine eşit olduğu ve modun sonundaki değerinin negatif $\Delta_{iL3-max}$ değerine eşit olduğu ($|i_{L5-min}| = 12.5A$) varsayımıyla, L_5 akım dalgalanması $\Delta_{iL5} = 56.25 + 12.5 = 68.75A$ olur.

ZVS'nin sağlanması (16) şartının sağlanması gerekmektedir. Ayrıca $T_{m7} = 100ns$ olarak belirlenirse, azami bastırma kondansatörü değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$C_{a-max} = \frac{50|i_{L5-min}|}{V_o} nF = \frac{50 \times 12.5}{400} nF = 1.56nF = 1560pF. \quad (27)$$

(27) ifadesi (17)'de yerine koyulursa, minimum L_5 değeri aşasındaki gibi belirlenebilir:

$$L_5 > L_{5-min} = \frac{V_o}{10|i_{L5-min}|} \mu H = \frac{400}{10 \times 12.5} \mu H = 3.2\mu H. \quad (28)$$

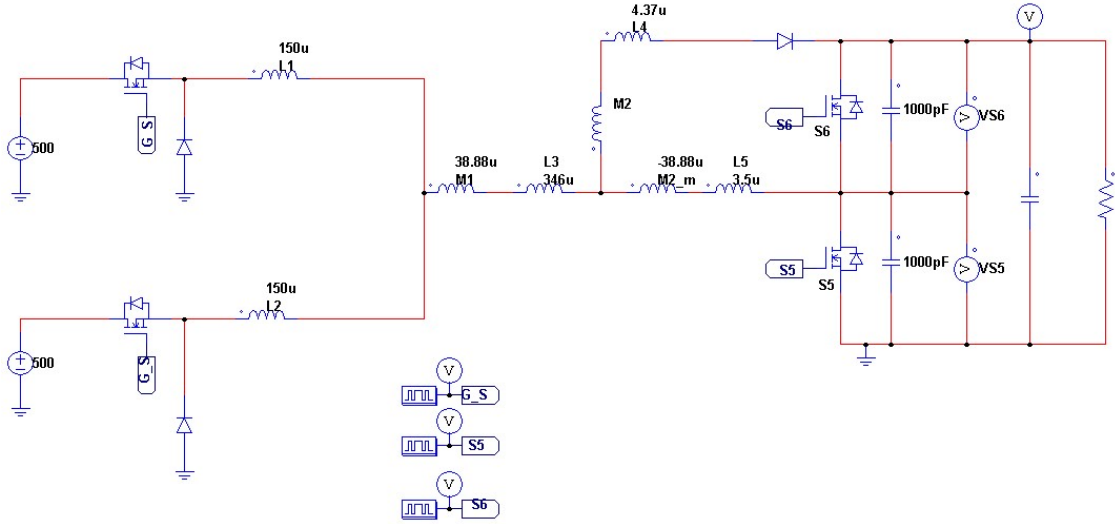
Son adım ise L_3 ve L_4 değerlerinin belirlenmesidir. (16) denklem sisteminde $V_1 = 0$ için aşağıdaki akım değişim denklemleri yazılabilir:

$$\Delta_{IL3-m} = \frac{2V_0(L_4 + L_5)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i} \Delta t,$$

$$\Delta_{IL} = \frac{2V_0(L_4 + M)}{2(L_3 + L_4 + 2M)L_5 + (L_4 + L_5)L_i} \Delta t. \quad (29)$$

(29) sisteminde $\Delta_{IL3-max}$, Δ_{IL5} , V_0 , Δt değerleri bilinmektedir. Ayrıca, sert anahtarlama durumunda $L_i = 150\mu H$ olarak belirlenmişti. $M = \sqrt{L_3 L_4}$ olduğuna ve (28)'e göre $L_5 = 3.5\mu H$ olarak seçilirse, (29) sistemin çözülmesi sonrasında $L_3 = 346\mu H$ ve $L_4 = 4.37\mu H$ olarak hesaplanabilir.

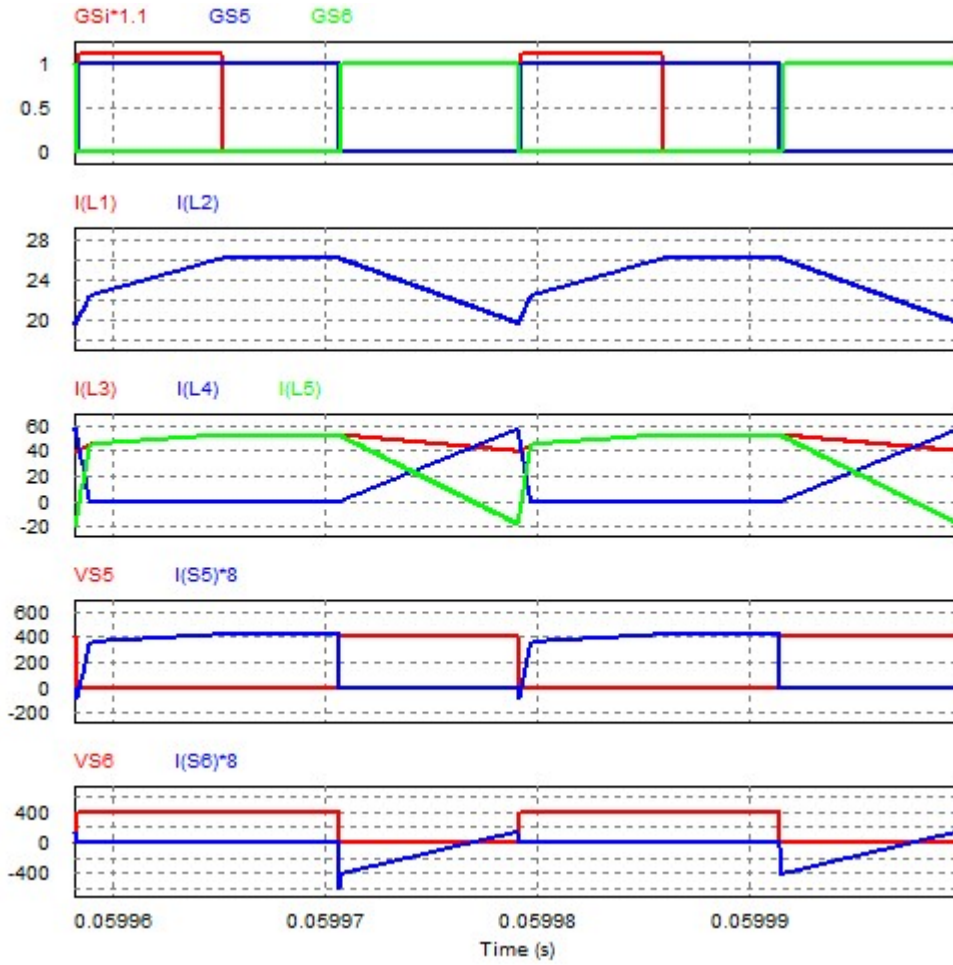
Benzetim çalışmaları PSIM ortamında gerçekleştirilmiştir. Öncelikli olarak tasarımda ele alınan durum (Tek fazlı ve $V_1=V_2=500V$) çalışmıştır. Benzetim modeli aşağıda gösterilmektedir.



Şekil 3.7. Yumuşak anahtarlama test devresi-1

Şekil 3.7'de verilen devreye göre giriş gerilimleri 500V'tur. d_5 0.6'ya ayarlandığından giriş anahtarlarının doluluk oranları 0.32 olarak belirlenmiştir. Yük direnci çıkış gücü 8kW olacak şekilde seçilmiştir. (21) sonucuna göre bastırma kondansatörleri 1000pF olarak seçilmiştir ve tasarlanan kuplejli endüktansın eşdeğer modeli kullanılmıştır.

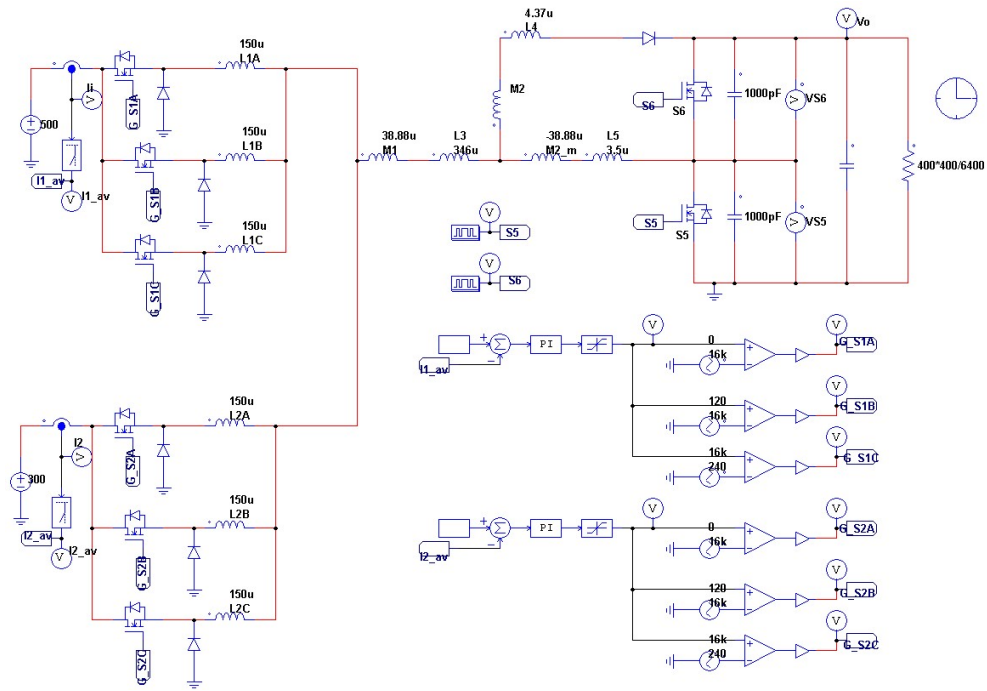
Şekil 3.8'de gösterilen sonuçlara göre S_5 ve S_6 anahtarlarının ZVS ile anahtarlандıkları ve dolayısıyla tasarım sonuçlarının doğrulandığı söylenebilir.



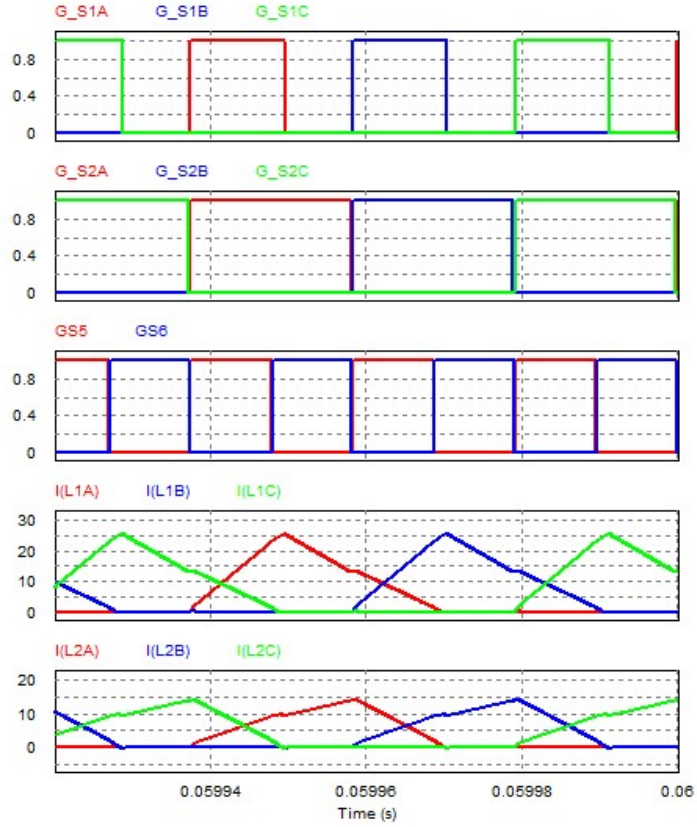
Şekil 3.8. Yumuşak anahtarlama test devresi-1 sonuçları

Sonraki adım olarak Şekil 3.9'da verilen benzetim modeli oluşturulmuştur. Bu modelde 3 fazlı yapı test edilmektedir. Burada $D_5=0.5$ ve $V_1=500V$ ve $V_2=300V$ olarak belirlenmiştir. 2 adet PI kontrolcü ile giriş akımları 8A'de tutmak yolu ile yumuşak anahtarlama devresinin en genel durum için test edilmesi amaçlanmaktadır.

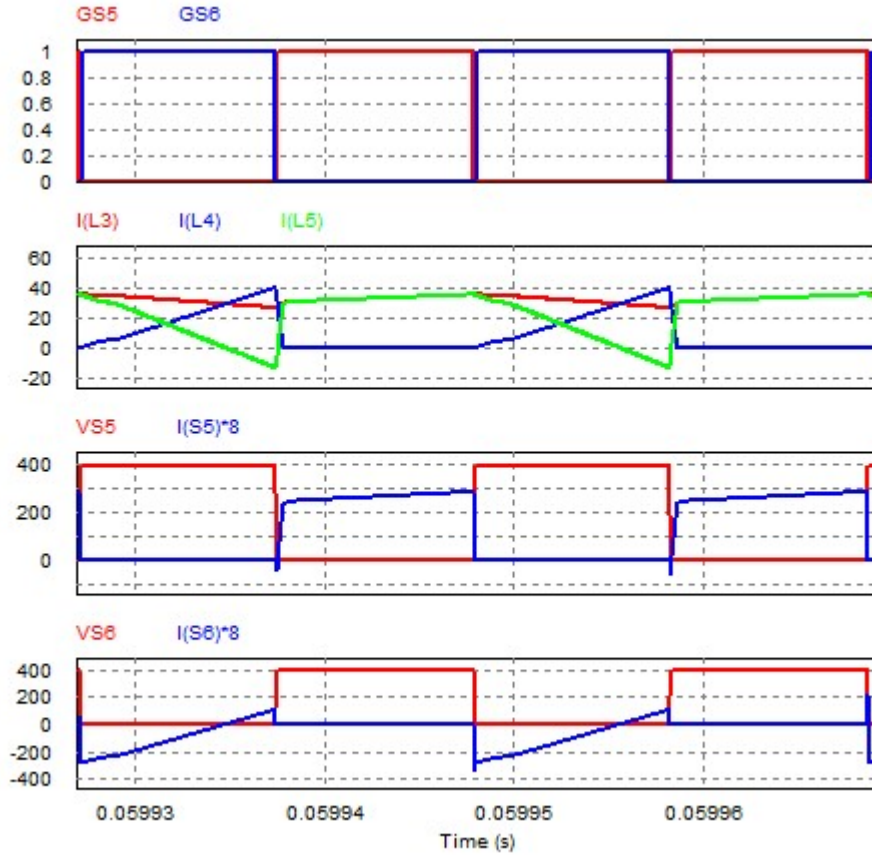
Şekil 3.10'da verilen sonuçlar anahtarlama sinyallerinin istenildiği gibi üretildiklerini göstermektedir. Girişteki anahtarlar 16kHz ile anahtarlarırken, çıkış anahtar 48kHz ile anahtarlanmaktadır. Giriş bobinleri ise kesintili akım modunda çalışmaktadır. Bu durumun giriş anahtarların sıfır akımda anahtarlanmalarına (ZCS) olanak sağlayabileceği söylenebilir. Şekil 3.11'den S_5 ve S_6 anahtarlarının ZVS ile anahtarlandıkları görülmektedir.



Şekil 3.9. Yumuşak anahtarlama test devresi-2

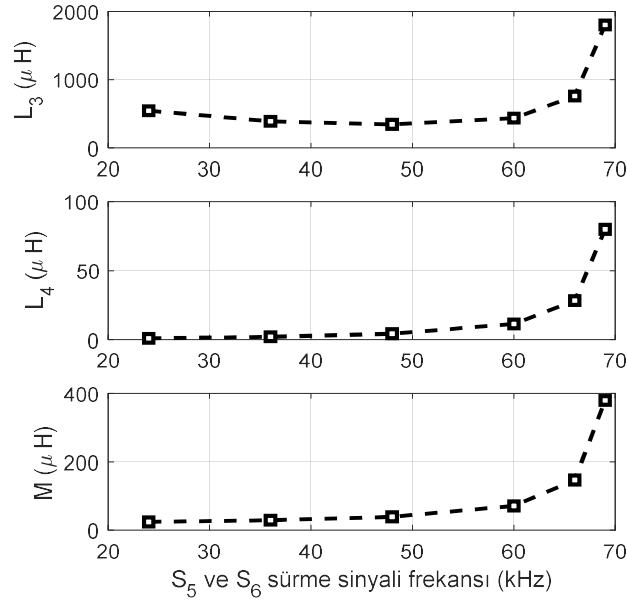


Şekil 3.10. Yumuşak anahtarlama test devresi-2 sonuçları-1

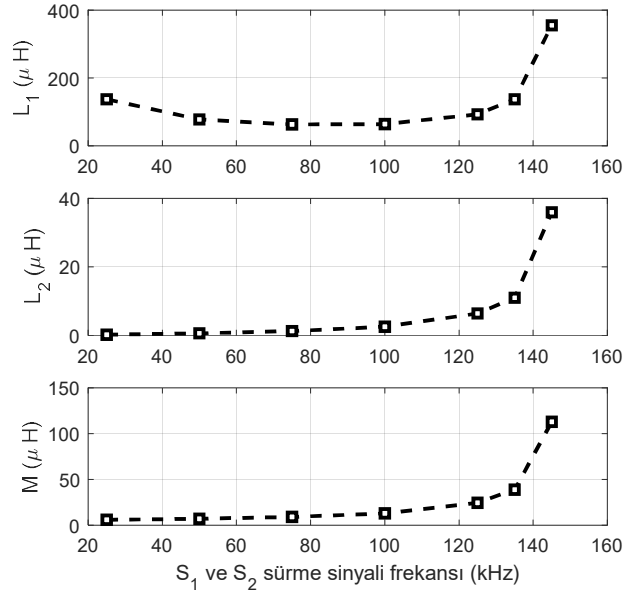


Şekil 3.11. Yumuşak anahtarlama test devresi-2 sonuçları-2

Yukarıda gösterildiği gibi (29) sistemi kullanılarak 48kHz anahtarlama frekansı için $L_3 = 346\mu H$ ve $L_4 = 4.37\mu H$ olarak hesaplanmıştır. Bu değerlerin anahtarlama frekansına göre değişimleri Şekil 3.12’de verilmektedir. Bu şekle göre ilginç bir biçimde 60kHz’den sonra değerler hızla büyümektedir. Bu duruma L_3 , L_4 ve L_5 ’in aralarındaki doğrusal olmayan ilişkinin neden olduğu düşünülmektedir. Şekil 3.12’de gözlemlenen durumdan sonra Jiang vd. (2013) tarafından sunulan çalışmadaki verilen tasarım kriterlerine göre endüktans parametrelerin frekansa göre nasıl değiştiği sorusu akla gelmektedir. Şekil 3.13’de bu devredeki kuplajlı endüktansın primeri (L_1) ve sekonderi (L_2), ve karşıt endüktans (M) değerlerinin frekansa göre değişimleri verilmektedir. Benzer şekilde bu devrede de bir noktadan sonra frekansın artması bobin değerlerini büyütmektedir.

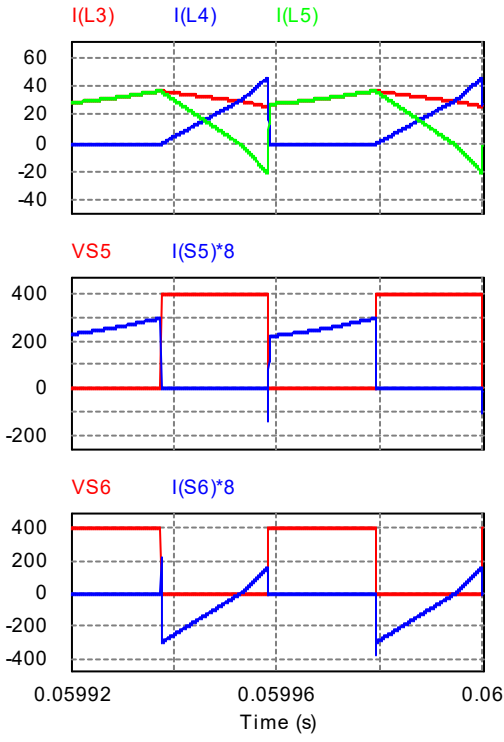


Şekil 3.12. Kuplelı endüktans değerlerinin frekansa göre değişimi

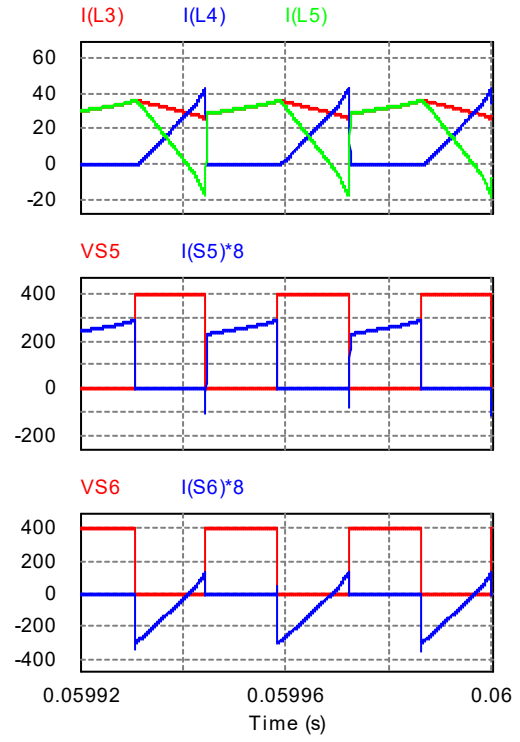


Şekil 3.13. Jiang vd. (2013)'de sunulan devredeki endüktans değerlerinin frekansa göre değişimi

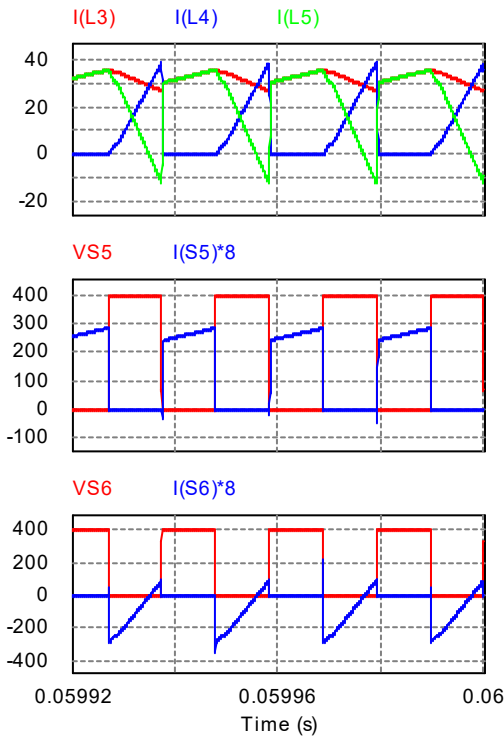
Şekil 3.12'de verilen değerlerin doğrulanması için 3-fazlı PSIM modelindeki parametreler hesaplanan değerlere göre güncellenmiş ve L_3 , L_4 ve L_5 bobin akımlarının değerleri ile S_5 ve S_6 anahtarlarının gerilim ve akımları farklı frekanslar için karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmayı yapan PSIM sonuçları Şekil 3.14'te görülmektedir. Bu sonuçlara göre Şekil 3.12'de varılan sonuç doğrulanmaktadır. Çünkü akımların minimum ve maksimum değerleri (tasarım kriterleri) değişmemektedir.



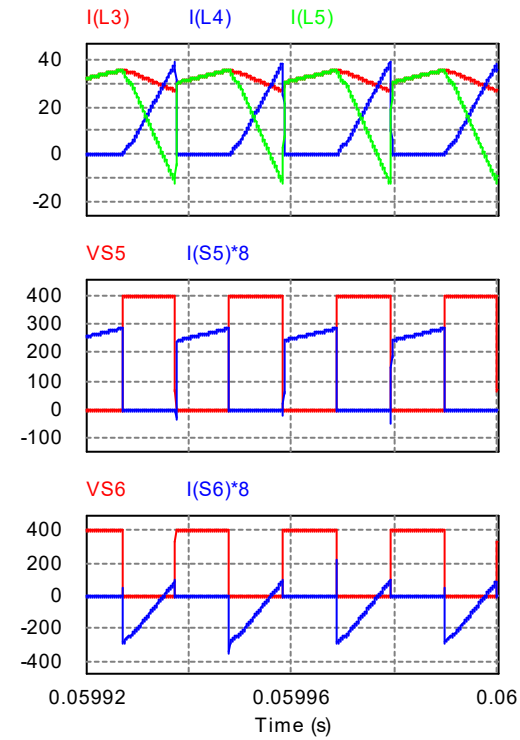
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 3.14. PSIM sonuçları a) 24kHz, b) 36kHz, c) 48kHz, d) 66kHz.

Sonuç olarak önerilen bastırma devresindeki kuplajlı endüktansın en küçük değerleri 48kHz civarında olmaktadır. Dolayısıyla, anahtarlama frekansını arttırmak bu açıdan mantıklı olmamaktadır. 48kHz'de çalışacak $346\mu H$ primer endüktanslı, $4.37\mu H$ sekonder endüktanslı bir bobin tasarlamak gerekirse Bölüm 3.1'de verilen tasarım örnekleri incelenebilir. Bastırma hücrendeki kuplajlı endüktansın maksimum akımı yaklaşık 60A olmaktadır. Bu durumda LI^2 değeri 1260 mH.A² olarak hesaplanabilir. Bu durumda XFlux toroidlerden 78337 seçilebilir ya da daha önce seçilen 78777'den dört adet kullanılabilir. 78337'in çapı yaklaşık olarak 13cm olup, ağırlığı 1465 g olarak verilmektedir. 78777'in ise çapı yaklaşık olarak 8cm olup, ağırlığı 530 g'dır. Litz tellerinin sarılması ile ağırlıklar daha da artacaktır. Sonuçta bu iki tasarımın gerçekleştirilmesi hem maliyet hem de güç yoğunluğunun düşmesi nedeniyle teknik açıdan mantıklı olmamaktadır. Düşük gerilim ve düşük güçte çalışabilecek çok fazlı yumuşak anahtarlmalı bir prototipin geliştirilmesinin mümkün olabileceği düşünülmektedir, ancak bu yapı elektrikli araçlara uygun olmadığından projenin kapsamı dışında olacaktır.

4. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Deneysel çalışmalarda farklı yaklaşımlar denenmiştir. Bu yaklaşımlara göre üretilen sistemler ve bu sistemlerden elde edilen deneysel sonuçlar aşağıda ayrıntılı bir şekilde sunulmaktadır.

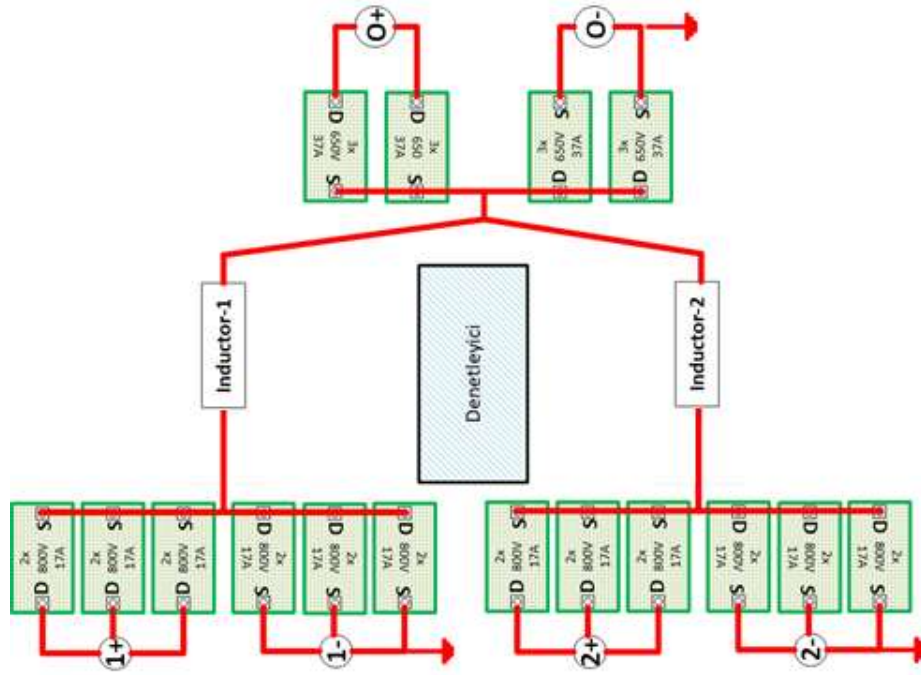
4.1 Prototip-1: Modüler sistem

Güç ve kontrol kartları için öncelikler modüler bir tasarım gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.1,4.2 ve 4.3’de bu tasarımlar gösterilmektedir. Kartlar arasındaki bağlantıların düzenlenmesi ile 1-fazlı, 2-fazlı ve 3-fazlı yapıların test edilmesi amaçlanmaktadır. Böylelikle maliyet açısından verimli bir çözüm üretilmesi amaçlanmıştır. 1 fazlı, 2 fazlı ve 3 fazlı yapılar için kullanılacak olan devre ekipmanlarının ve devre elemanlarının sayısı Tablo 4.1’ te verilmiştir. Ayrıca 2 adet MOSFET içeren ve 3 adet MOSFET içeren güç kartlarının şematik çizimi ve PCB çizimi aşağıda ayrıntılı olarak verilmiştir.

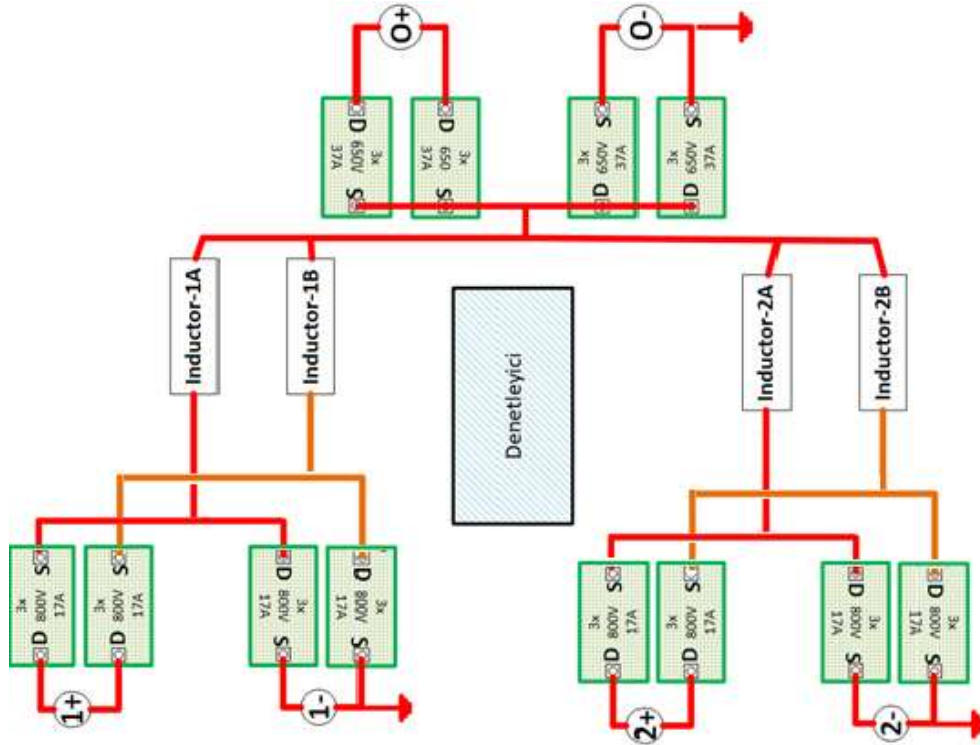
Tablo 4.1. Modüler tasarımdaki eleman sayıları

Faz Sayısı	1 Faz	2 Faz	3 Faz
Bağımsız Pwm Kanalı	6 Adet	10 Adet	14 Adet
Mosfet	36 Adet	36 Adet	36 Adet
Sürücü	36 Adet	36 Adet	36 Adet
Dönüştürücü	6 İzoleli 1.5W DC-DC 2 İzoleli 2W DC-DC	6 İzoleli 1.5W DC-DC	6 İzoleli 1.5W DC-DC 2 İzoleli 2W DC-DC

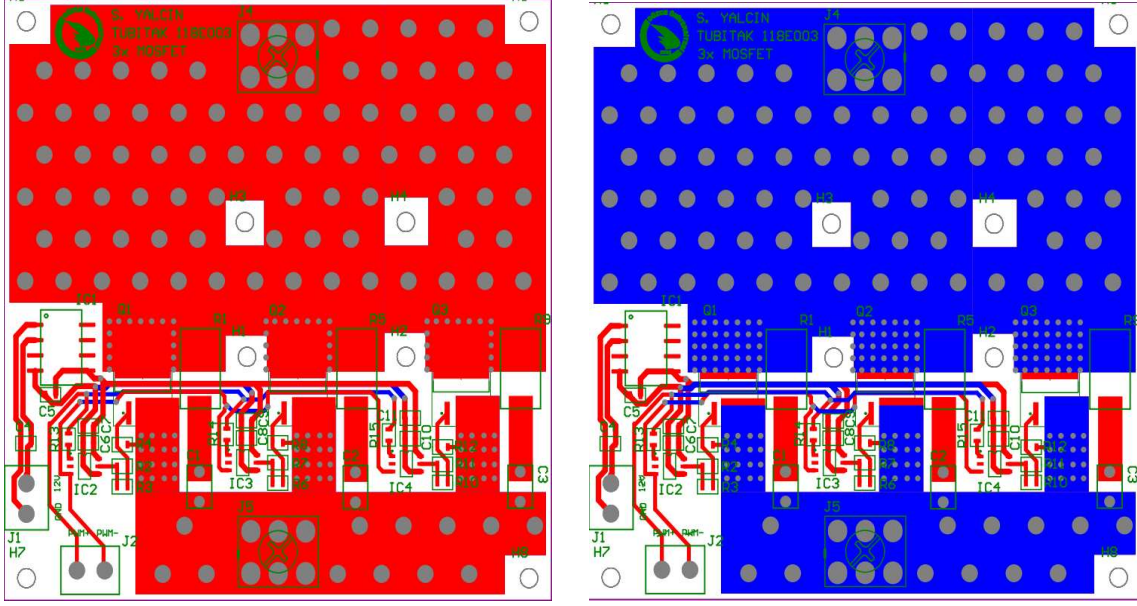
Baskı devre için kart tasarımında Altium Designer programı kullanılmıştır. 2 adet MOSFET içeren güç kartının PCB devre çizimlerini Şekil 4.4’te, 3 adet MOSFET içeren güç kartının PCB devre çizimlerini Şekil 4.5’te gösterilmektedir. Her kart için MOSFET ve sürücüler birbirine benzer simetrik şekilde konumlandırılmıştır. MOSFET’lerin drain ve source bölgelerine bağlanan yollar yüksek akım geçeceğinden geniş tutulmuştur. Ayrıca bakır levha çift taraflı olup iki taraftan da drain ve source akımları geçmektedir. Soğutucu olarak kullanılacak alüminyum bloğun boyutları hesaplanarak kartın altına konumlandırılmıştır. Soğutmanın sağlanması için plaket üzerine uygun sıklıkta delikler (thermal via) açılmıştır.



Şekil 4.1. Prototip-1: 1 Fazlı yapının modüler tasarımı

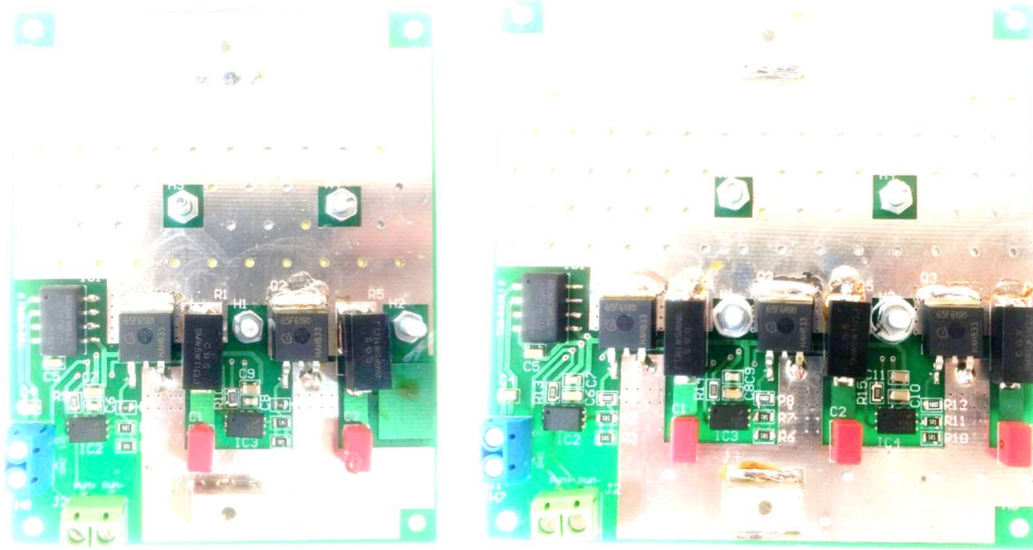


Şekil 4.2. Prototip-1: 2-fazlı yapının modüler tasarımı



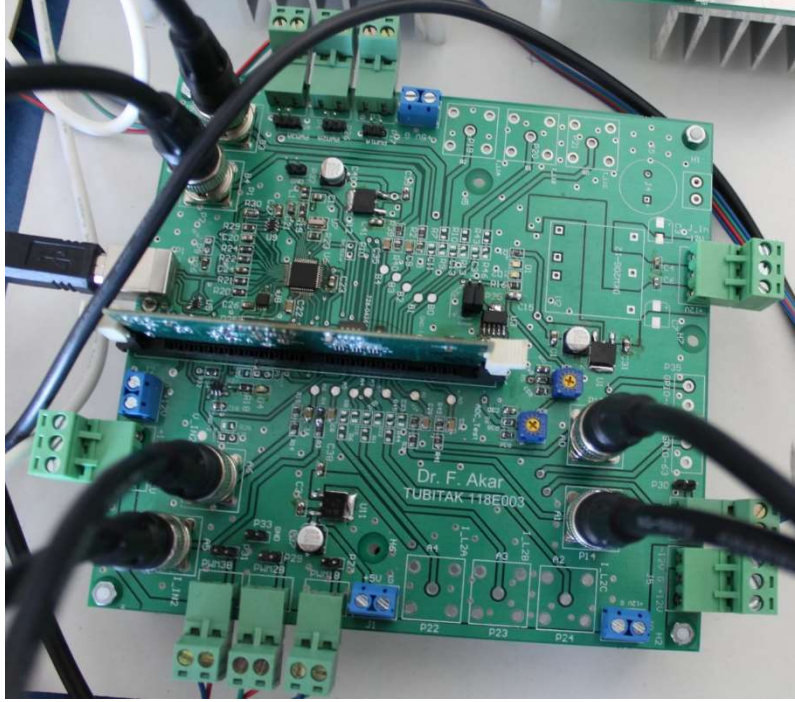
Şekil 4.5. Prototip-1: 3 adet MOSFET içeren güç kartı (ön ve arkadan görünüş-sırasıyla)

Şekil 4.6'da üretilen 2 ve 3 MOSFET'li devreler verilmektedir. Buradaki devre elemanları yüzey montaj devre elemanlarıdır.



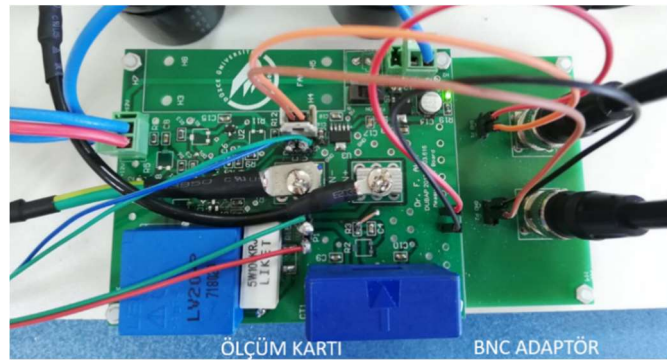
Şekil 4.6. Prototip-1: Güç kartları (2 MOSFET'li ve 3 MOSFET'li -sırasıyla)

Güç kartlarının denetleme işlemlerini yapan denetleyici kart ise Şekil 4.7'de verilmektedir.. Bu kartta TMS320F28335 mikrodenetleyici kullanılmaktadır. Bilgisayar ile bu mikrodenetleyicinin haberleşmesi USB/UART dönüşümü yapan devre ile (FTDI2232 entegresi ve çevre elemanları) sağlanmaktadır. Akım ve gerilim bilgileri ölçüm kartlarından BNC kablolar aracılığıyla taşınmaktadır.



Şekil 4.7. Prototip-1: Kontrol kartı

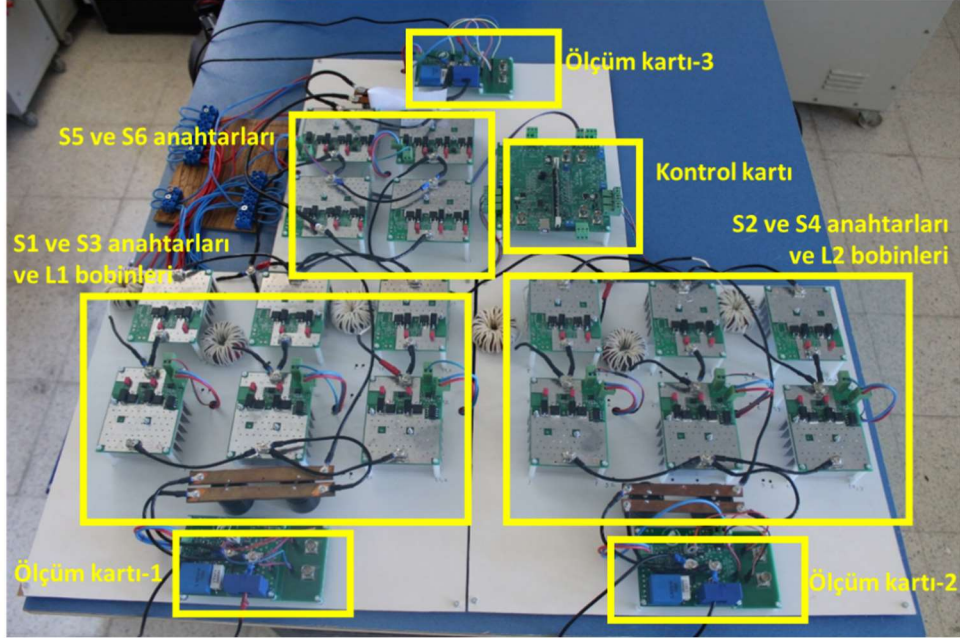
Bu projede kullanılan ölçüm kartı Şekil 4.8'te gösterilmektedir. Daha önce proje yürütürücü tarafından başka bir proje kapsamında üretilen bu kartta LV20P gerilim sensörü, LA55P akım sensörü kullanılmaktadır. Genel amaçlı üretilen bu yapıda, ölçüm dirençlerinin değiştirilmesi ile geniş bir aralıkta akım ve gerilim ölçülebilmektedir. Proje kapsamında, bu yapıya entegre olacak BNC adaptör devresi tasarlanmıştır. Böylelikle analog verilerin gürültüden asgari etkilenecek mikrodenetleyiciye taşınması amaçlanmaktadır.



Şekil 4.8. Prototip-1: Ölçüm kartı ve BNC adaptör

Şekil 4.9'da tüm elektronik kartlar bir bütün halinde örnek olarak oluşturulan 3-fazlı yapı ile gösterilmektedir. Daha önce ifade edildiği gibi bu yapıda gerekli bağlantıları yaparak tek fazlı ve çok fazlı yapılarının test edilmesi amaçlanmaktadır. Şekil 4.10 varyaklar ve doğrultucu

devreler ile oluşturulan giriş kaynaklarını ve Şekil 4.11 ise sigortalar ile kademesi değiştirilebilir direnç grubunu göstermektedir.



Şekil 4.9. Prototip-1: Deneysel düzenek

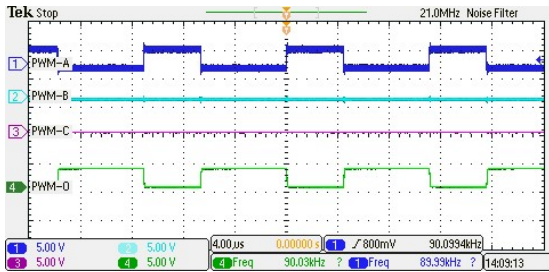


Şekil 4.10. Prototip-1: Giriş kaynaklarının oluşturulması

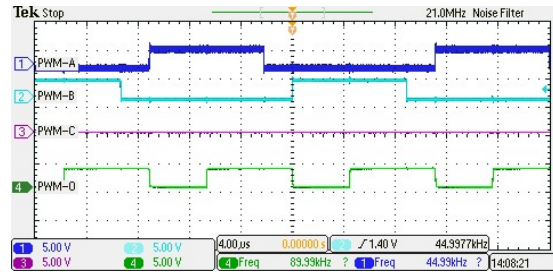


Şekil 4.11. Direnç grubu ve sigortalar.

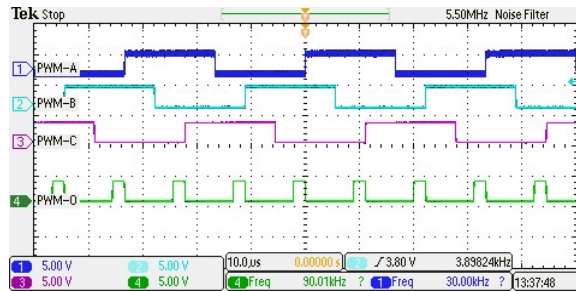
Öncelikler Mikrodenetleyici ile 1-fazlı, 2-fazlı ve 3-fazlı devreler için sürme sinyalleri başarı bir şekilde elde edilmiştir. Bu sinyaller aşağıda gösterilmektedir.



(a) 1-fazlı devre için



(b) 2-fazlı devre için

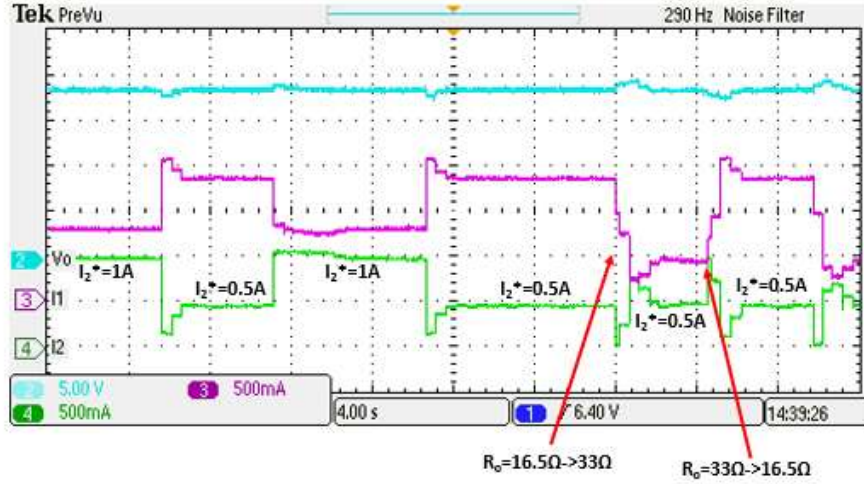


(c) 3-fazlı devre için

Şekil 4.12. Prototip-1: Mikrodenetleyici ile elde edilen sürme sinyalleri

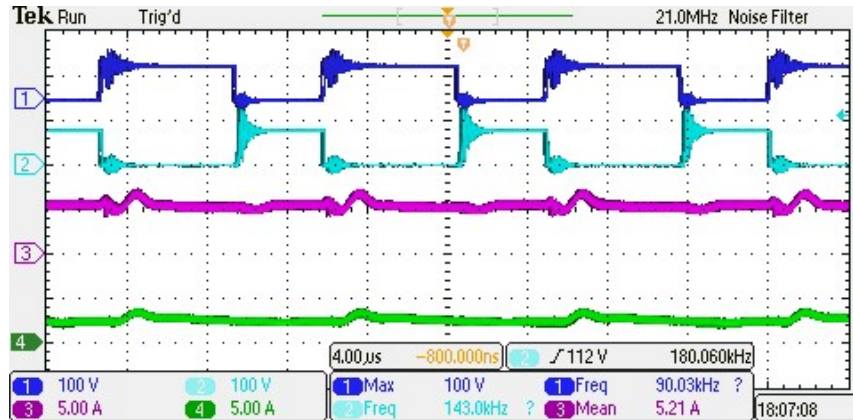
Yukarıdaki şekilden görüleceği üzere istenildiği gibi her bir yapı için S_5 veya S_6 anahtarı sürme sinyalinin (PWM-O) frekansı 90kHz'de tutulurken, 1-fazda S_1 anahtarı sürme sinyalinin (PWM-A) frekansı 90kHz olarak ayarlanmıştır. Ayrıca, 2-fazda $S_{1-A,B}$ anahtarları sürme sinyalleri (PWM-A ve PWM-B) frekansı 45kHz ve 3-fazda $S_{1-A,B,C}$ anahtarları sürme sinyalleri (PWM-A, PWM-B ve PWM-C) frekansı 30kHz olarak belirlenmiştir.

Şekil 4.13 geliştirilen sistemin düşük gerilim ve düşük güçlerde güç paylaşımı performansını ölçmektedir. Bu testlerde sistem bir laboratuvar tipi dc kaynakla beslenmektedir. Bu testler esnasından 1. giriş çıkış gerilimini 18V değerinde tutmaya çalışırken, 2. girişin akımının referansı dinamik olarak 0.5A ve 1A değerlerine ayarlanmaktadır. Bu aşamada iki adet PI kontrollör kullanılmakta ve yük direnci değiştirilmektedir. Sonuçlara göre, giriş akımı istenildiği gibi ayarlanabilmek de ve çıkış gerilimi regüle edilebilmektedir.



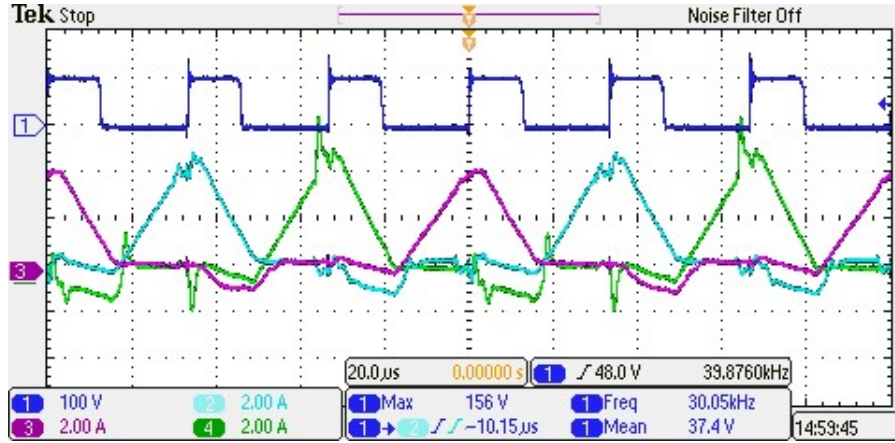
Şekil 4.13. Prototip-1: Tek fazlı devre için yük paylaşımı testi

Şekil 4.14 ve Şekil 4.15'de verilen deneysel sonuçları ise sistem varyak ile beslenirken elde edilmiştir. Şekil 4.14'de giriş gerilimi 75V iken, çıkış gerilimi ise 100V seviyesinde tutulmaktadır. Giriş gücü ise yaklaşık olarak 500W seviyesindedir. MOSFET'ler 90kHz anahtarlama frekansı ile anahtarlarırken osiloskobun 1. kanalı S5 anahtarının drain-source gerilimi, 2. kanalı ise S1 anahtarının drain-source gerilimini göstermektedir. Ayrıca, 3. kanal bobin akımını ve 4.kanal ise giriş akımını göstermektedir. Bu sonuçlar anahtarlamanın başarılı bir şekilde yüksek frekanslarda gerçekleştiğini ortaya koymaktadır.



Şekil 4.14. Prototip-1: 1-fazlı devre için deneysel sonuçlar

Şekil 4.15’de çok fazlı yapı (3-fazlı) test edilmektedir. Bu sonuçlarda 1.kanal S₅ anahtarının drain-source gerilimini gösterirken diğer kanallar bobin akımlarını göstermektedir. Yine çıkış gerilimi 100V seviyesinde tutulurken giriş gücü 500W seviyesindedir. Bu sonuçlar çok fazlı yapıda da anahtarlamamanın başarılı bir şekilde gerçekleştiğini ve fazlar arasından güç paylaşımının sağlandığını ortaya koymaktadır.



Şekil 4.15. Prototip-1: 3-fazlı devre için deneysel sonuçlar

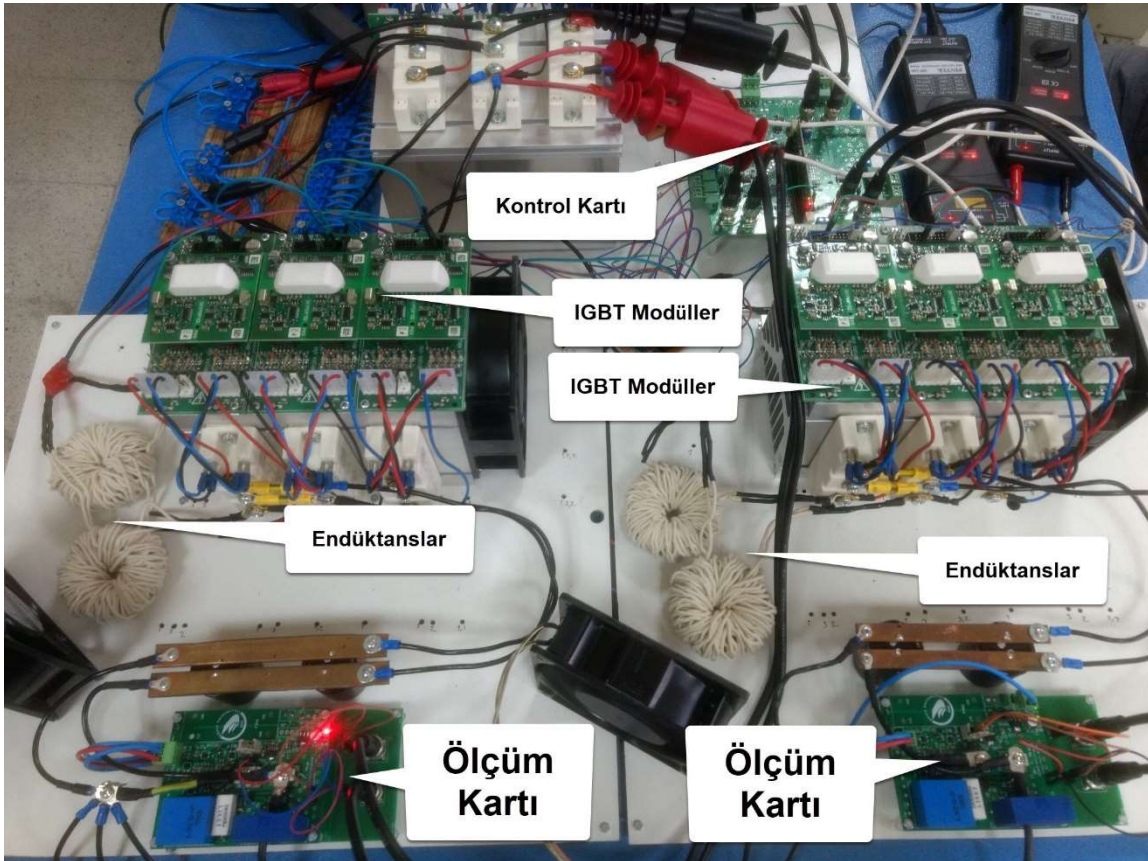
Varyak ile gerilim artırılarak çıkış gerilimi 100V’un üzerine çıktığında ise devrelerde önlenemez MOSFET arızaları gerçekleşmiştir. Bu arızalardan birini gösteren termal kamera görüntüsü Şekil 4.16’da gösterilmektedir. Bunun nedeni olarak, maliyet verimli olarak düşünülen tasarım neticesindeki dağınık ve kablolu yapının MOSFET’lerin üzerinde oluşturduğu yüksek genlikli gerilimler olduğu değerlendirilmektedir. Bunun önüne geçmek için farklı tasarımlara geçilmiştir.



Şekil 4.16. Prototip 1: MOSFET hatası

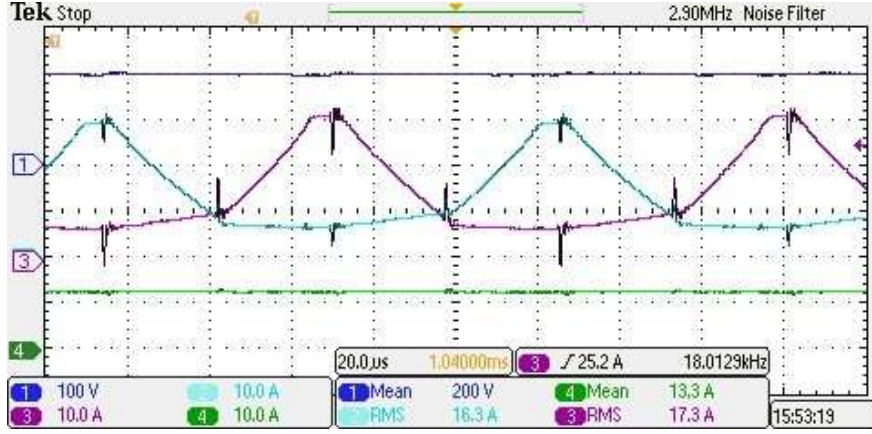
4.2 Prototip-2: IGBT'li sistem

Modüler sistemde karşılaşılan problemlerden dolayı IGBT modülleri ile yeni bir sistem oluşturulmuştur. Bu sistem Şekil 4.17'de gösterilmektedir. Devreyi kapalı çevrim çalıştırmak için devrenin girişlerine ve çıkışlarına ölçüm kartları bağlanmıştır. Ölçüm kartında elde edilen akım ve gerilim verileri, devredeki gürültüden etkilenmemek için BNC kablolar vasıtasıyla kontrol kartına aktarılmıştır. Kullanılan Texas Instruments TMS320F28335 DSP kontrol kartı gereken PWM sinyallerini üretmektedir. Fakat bu sinyaller 3.3V seviyesinde olduğundan bu sinyaller kullanılan sürücü kartlarını (Skyper 32 Pro R) çalıştıramamaktadır. Bu sorunu çözmek için her bir PWM sinyali seviye arttırıcı devre ile 15V seviyesine çıkartılmıştır.

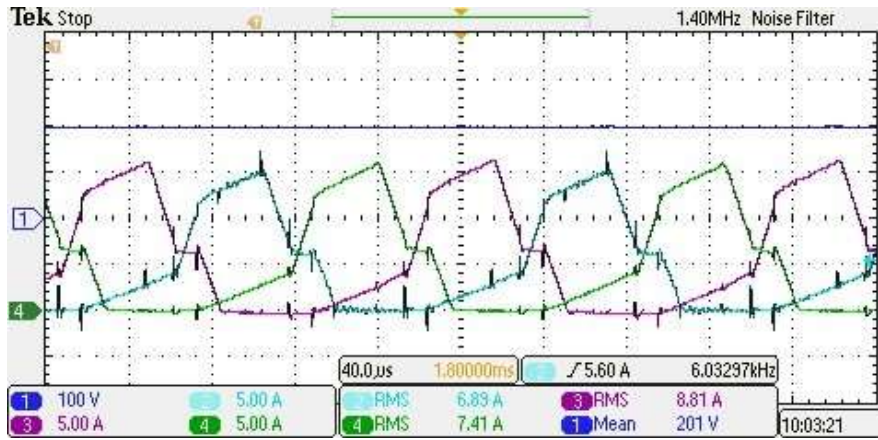


Şekil 4.17. Prototip-2: IGBT'ler ile oluşturulan sistem

Prototip-2, $V_1=240V$, $V_2=160V$ ve $V_2=200V$ değerleri için test edilmiştir. S_5 anahtarının anahtarlama frekansı 36kHz'e ayarlanmıştır. Giriş anahtarların anahtarlama frekansı ise faz sayılarına göre belirlenmiştir. Şekil 4.18 ve 4.19 tam güçte 2-fazlı ve 3-fazlı yapılar için bobin akımlarını göstermektedir. Buradan gücün istenildiği gibi fazlar arasında paylaştırıldığı gözükmektedir.

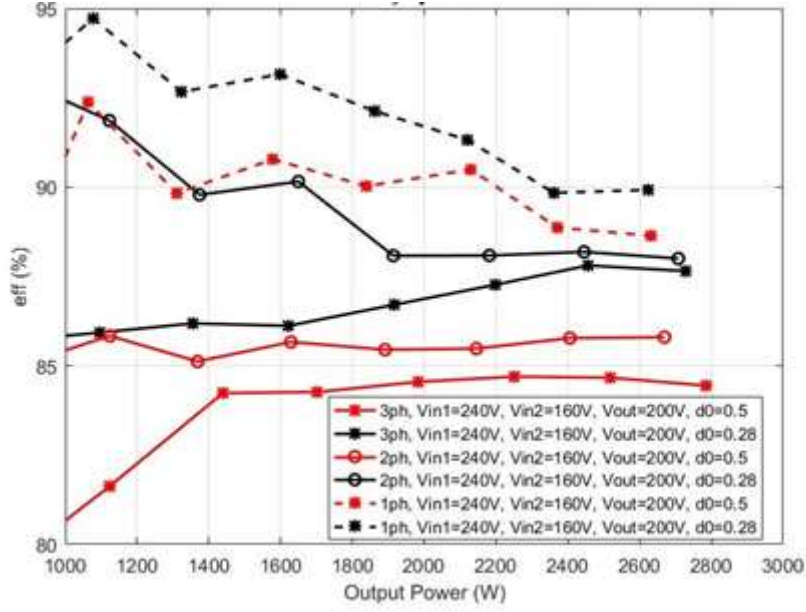


Şekil 4.18. Prototip-2: 2-faz bobin akımları



Şekil 4.19. Prototip-2: 3-faz bobin akımları

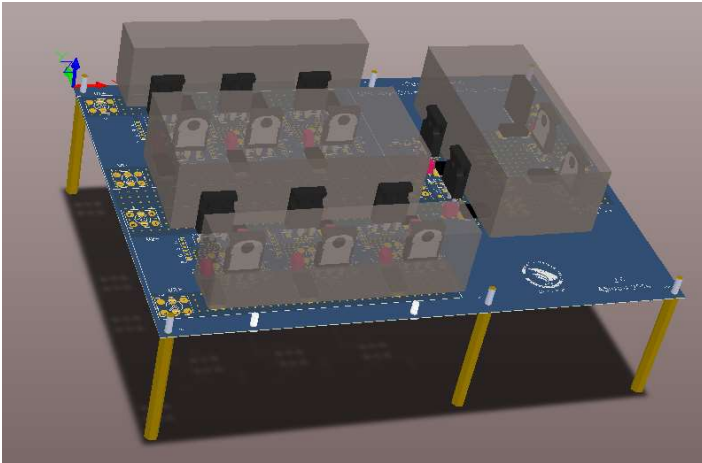
Şekil 4.20'de prototip-2 için verim karşılaştırması yapılmamaktadır. Bu şekle göre, d_5 'nin optimum ayarlanması verimi arttırmaktadır. Ancak faz sayısının artması verim artışına neden olmamaktadır. Sonuç olarak IGBT sisteminden elde edilen sonuçlar, IGBT sisteminin faz sayısının artırılması ile verimin artırılması amacına hizmet etmediğini göstermektedir. Bunun ilk nedeni olarak çok fazlı sistemde artan anahtarlama kayıpları olduğu söylenebilir. Ayrıca, iletim durumunda bir eşdeğer direnç ile temsil edilen MOSFET'lerden farklı olarak IGBT'lerin bir gerilim kaynağı ile temsil edilmesi sonrasında iletim kayıplarının çok fazlı yapılarda da artacağı değerlendirilmektedir. Sonuçta yeni bir tasarım gerçekleştirilmesine karar verilmiştir.



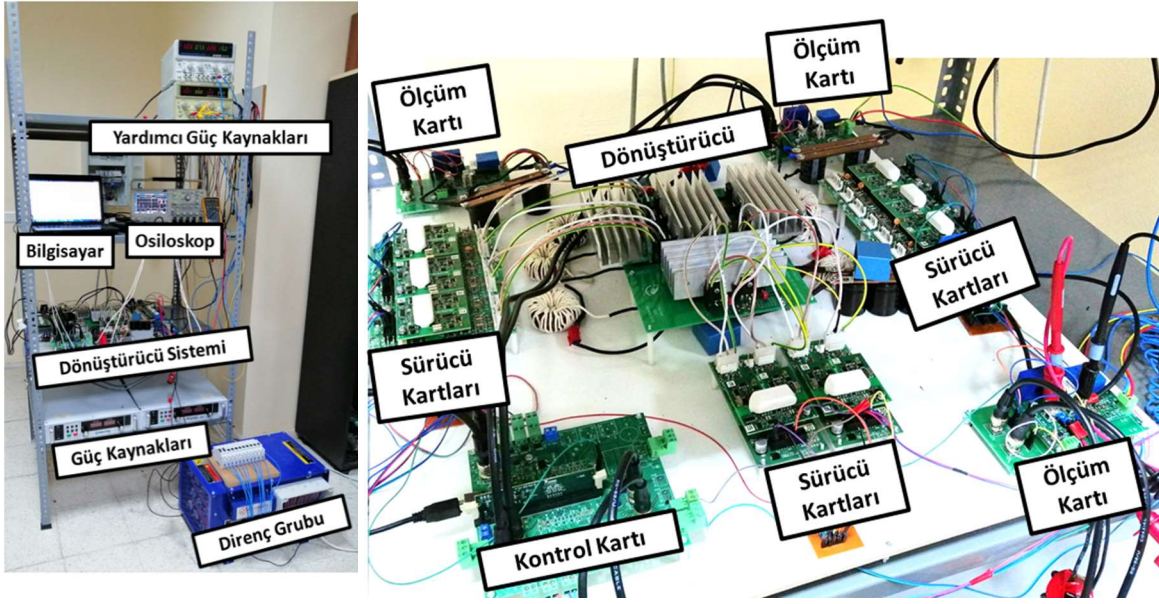
Şekil 4.20. Prototip-2: Verim karşılaştırması

4.3 Prototip-3: MOSFET ve Harici Sürücülü Sistem

MOSFET içeren yeni devrenin 3 boyutlu görüntüsü Şekil 4.21’de verilmektedir. Bu devre 1-fazlı, 2-fazlı ve 3-fazlı yapılarının tümünün uygun bobin bağlantılarını yapmak suretiyle test edilmesine olanak sağlayacaktır. MOSFET’ler Skyper Pro 32 R sürücü kartları ile sürülecektir. Bu kartların izin verdiği azami sürme sinyali frekansı 50kHz olduğundan, tüm sistemleri göz önünde bulundurarak S_5 ve S_6 anahtarlarının anahtarlama frekansları 48kHz olarak belirlenmiştir. S_1 , S_2 , S_3 ile S_4 anahtarları IXFH30N85X (850V, 30A) ve S_5 ile S_6 anahtarlar IXFH50N85X (850V, 50A) olarak belirlenmiştir. 1-faz ve 2-fazlı devrelerde 8 adet, 3-fazlı devrede ise 12 adet IXFH30N85X kullanılacaktır. Ayrıca, tüm sistemler 4 adet XFH50N85XT’e ihtiyaç duymaktadır. Ek olarak Tasarlanan kartta RC bastırma elemanları eklenmiştir.



Şekil 4.21. Prototip-3: Devrenin 3-boyutlu görüntüsü

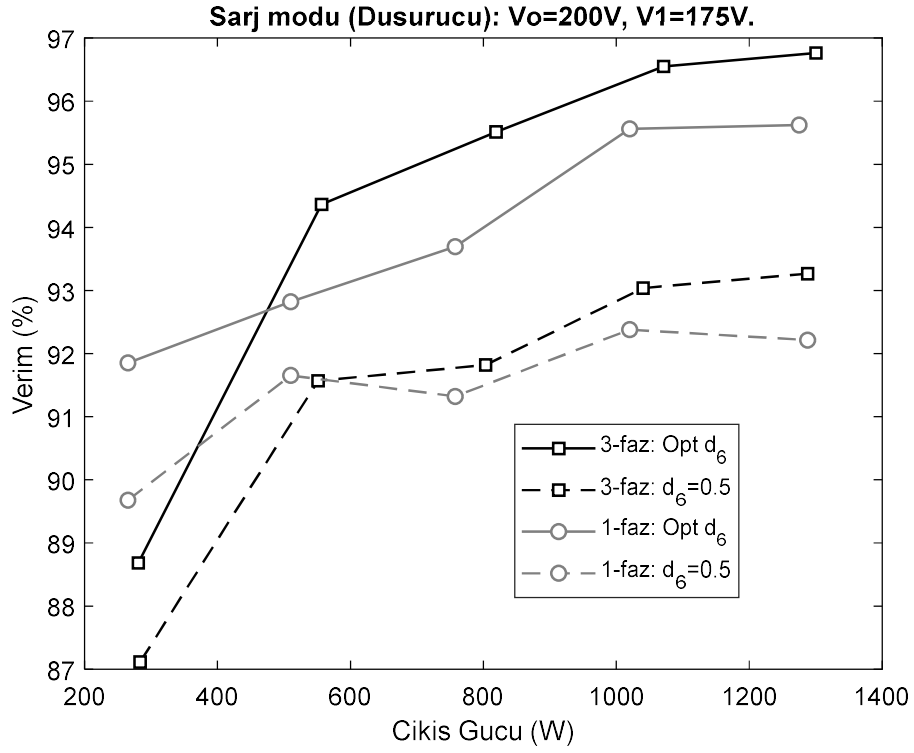


Şekil 4.22. Prototip-3: Geliştirilen sistemin fotoğrafları

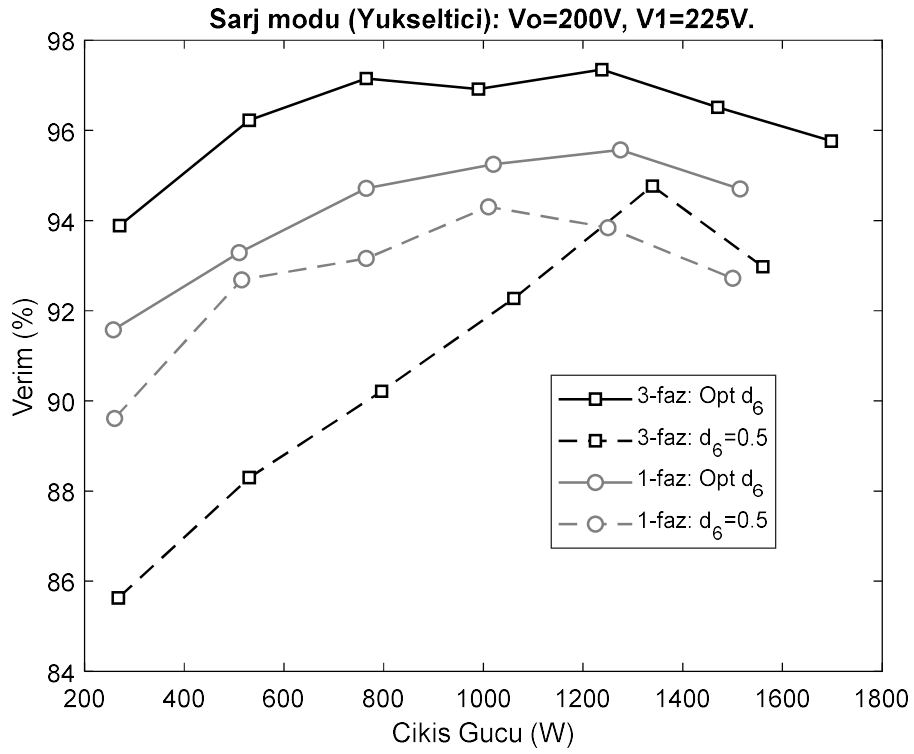
Şekil 4.22’de laboratuvarında geliştirilen sistem gösterilmektedir. Bu sistemde, daha önce yapılan çalışmalardan farklı olarak 2 adet DC güç kaynağı (Magna-Power XR500-8.0/380+LXI) kullanılmaktadır. Bu değişikliğin nedeni varyak-doğrultucu-filtre sisteminin neden olduğu düşünülen ve IGBT sistem testlerinde karşılaşılan giriş akımlarındaki şebeke frekansındaki salınımların önüne geçmektedir. Ayrıca, güç kaynaklarının aşırı akım ve gerilim korumalarının sistemi koruması beklenmektedir. Diğer taraftan bu kaynakların azami çıkış gücü 4kW (500V, 8A)’tır.

Aşağıda verilen test sonuçlarında çıkış gerilimi 200V’a ayarlanmıştır. Dolayısıyla, kullanılan direnç grubu ile azami 2500W çıkış gücüne erişilebilmektedir. 1. güç kaynağının gerilimi 175V’a, 2. güç kaynağının gerilimi ise 225V’a ayarlanmıştır. Böylelikle sistem hem düşürücü hem de yükseltici olarak test edilebilecektir.

Öncelikler olarak Prototip-3 çıkıştan girişe enerji aktarılırken test edilmiştir. Tek bir yük bankası olduğundan, çıkıştan yalnızca tek bir girişe enerji aktarılmıştır. Şekil 8.23 ve Şekil 8.24 sırasıyla düşürücü ve yükseltici çalışma modları için verimleri karşılaştırmaktadır. Verilen sonuçlara göre hem 1-fazlı sistemde hem de 2-fazlı sistemde çıkış anahtarının doluluk oranının optimum değere ayarlanması ile verim artışı gerçekleşmiştir. Ayrıca düşürücü modda, düşük güçlerde 1-fazlı devre daha verimli olsa da yüksek güçlerde 3-fazlı devre daha verimli çalışmıştır. Bu durumda faz artışının verimi arttıracığı öngörüsü doğrulanmıştır.

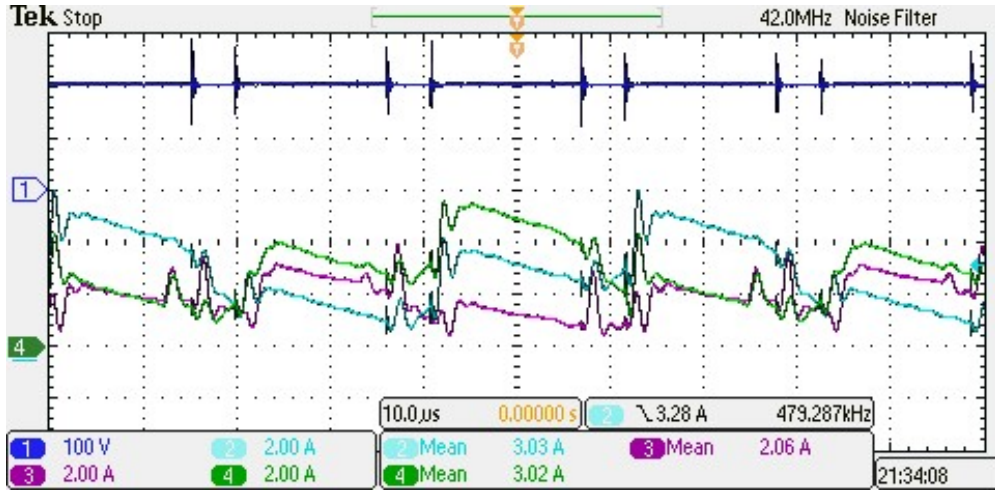


Şekil 4.23. Prototip-3: Düşürücü şarj modu için verim karşılaştırması

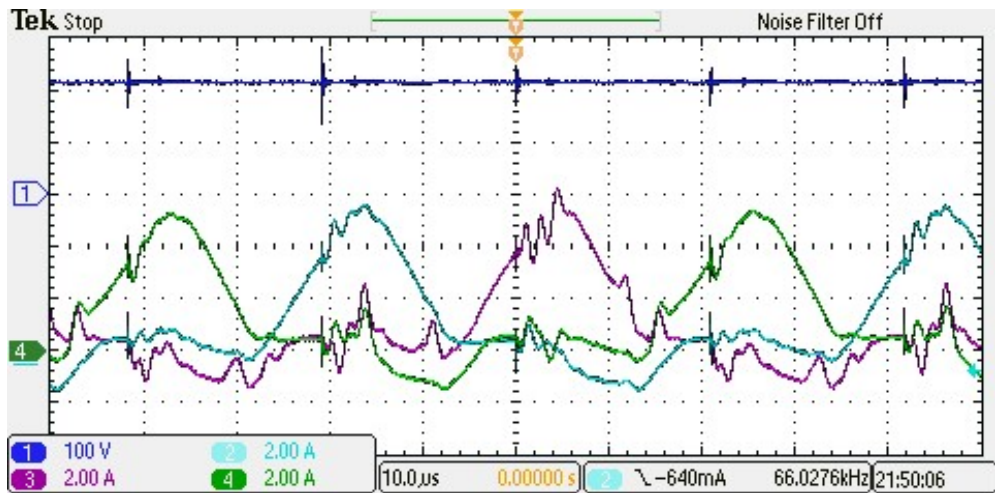


Şekil 4.24. Prototip-3: Yükseltici şarj modu için verim karşılaştırması

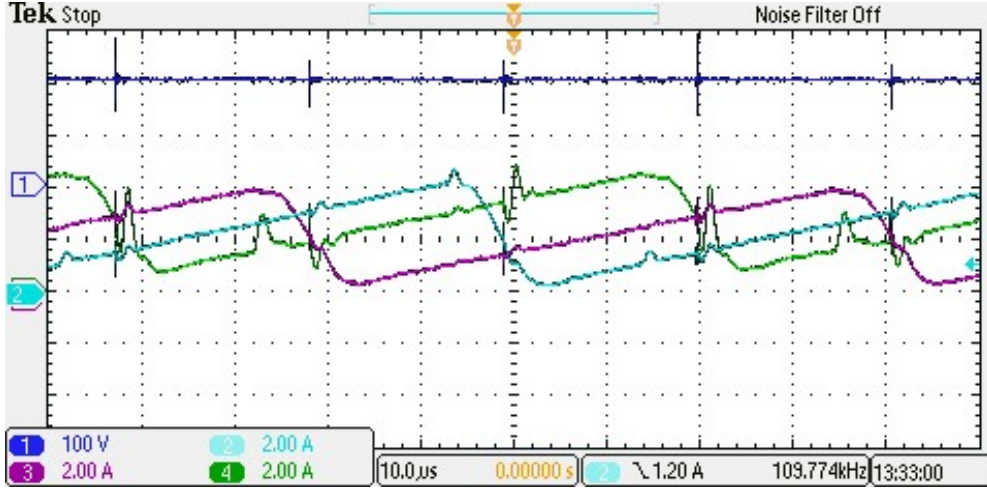
Şekil 4. 23 ve Şekil 4.24'te verilen sonuçları doğrulamak amacı ile, Şekiller 4.25-4.28'de verilen şekiller incelenebilir. Şekil 4.25 ve Şekil 4.26'da 3-fazlı devre düşürücü modunda çalışırken bobin akımlarını optimum D_6 ve $D_6=0.5$ durumları için karşılaştırılmaktadır; görüldüğü üzere optimum D_6 durumu tepe bobin akımlarının tepe değeri yaklaşık olarak %30 (6A→4A) düşürmektedir. Benzer şekilde Şekil 4.27 ve Şekil 4.28'te bu karşılaştırmayı yükseltici mod için yapmaktadır. Bu karşılaştırma göre ise yükseltici modda optimum D_6 ile bobin akımlarının tepe değeri yaklaşık %50 (10A→5A) azalmaktadır.



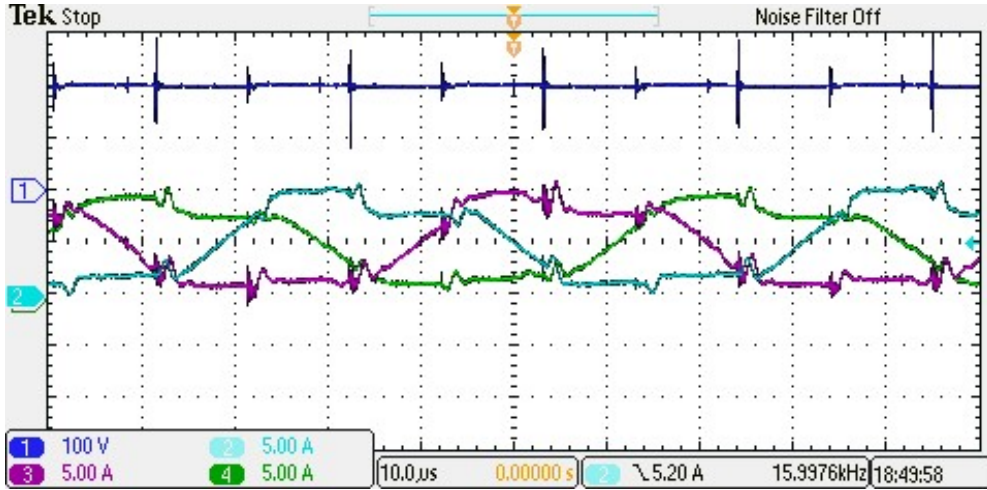
Şekil 4.25. Prototip 3: 1250W çıkış gücü ve optimum D_6 için düşürücü şarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri



Şekil 4.26. Prototip 3: 1250W çıkış gücü ve $D_6=0.5$ için düşürücü şarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri



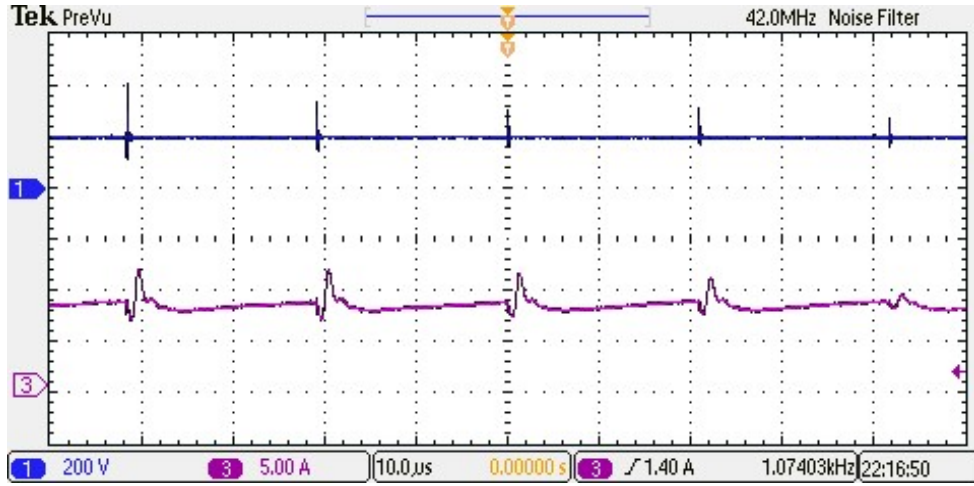
Şekil 4.27. Prototip 3: 1500W çıkış gücü ve optimum D_6 için yükseltici şarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri



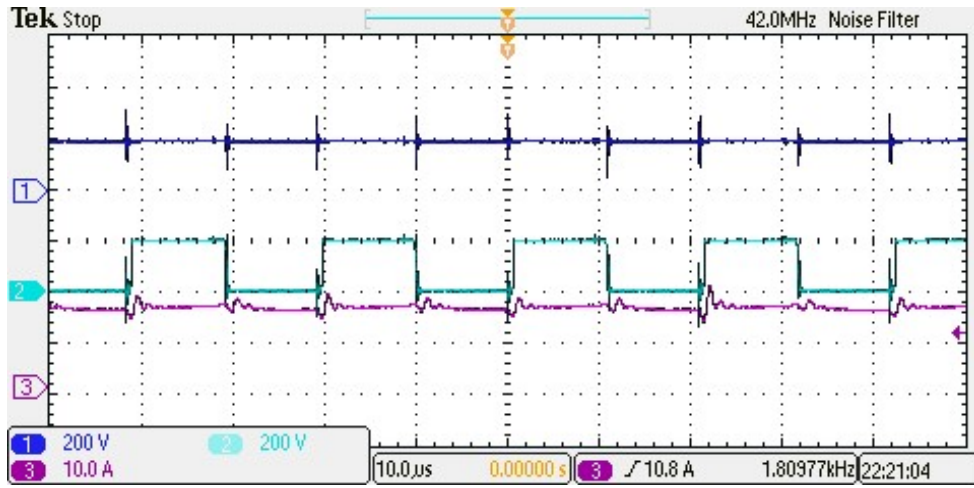
Şekil 4.28. Prototip 3: 1500W çıkış gücü ve $D_6=0.5$ için yükseltici şarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri

1-fazlı devrenin bobin akımları ise Şekil 4.29 ve Şekil 4.30 aracılığıyla karşılaştırılabilir. Buradan da görüleceği üzere incelen durumda bobin tepe akımları D_6 'nın optimum seçilmesi ile yaklaşık olarak %50 ($20A \rightarrow 10A$) azaltılmıştır. Tüm bu sonuçlar D_6 'nın optimum seçilmesinin verim artışına olan olumlu katkısını açıkça ortaya koymaktadır.

Şekil 4.31'da ise 1250W çıkış gücü için S_5 ve S_6 anahtarlarının termal görüntüleri iki durum için karşılaştırılmaktadır. Bu durumlar: 3-fazlı devre için $D_6=0.5$ ve 1-fazlı devre için optimum D_6 . Şekil 4.24 incelendiğinde bu şartlarda 1-fazlı devre daha verimli çalışmaktadır. Şekil 4.31'da da bu durum doğrulanmaktadır. Optimum D_6 sayesinde S_5 ve S_6 anahtarları yaklaşık %15 daha az ısınmaktadır. Çünkü çıkış anahtarlarının maruz kaldığı akım stresleri D_6 'ya bağlıdır.



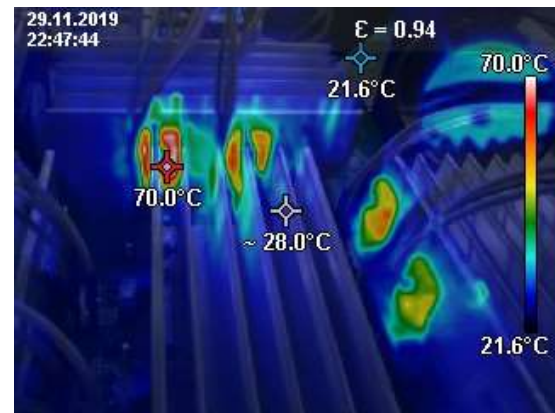
Şekil 4.29. Prototip 3: 1500W çıkış gücü ve optimum D_6 için yükseltici şarj modundaki 1-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri



Şekil 4.30. Prototip 3: 1500W çıkış gücü ve $D_6=0.5$ için yükseltici şarj modundaki 1-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri



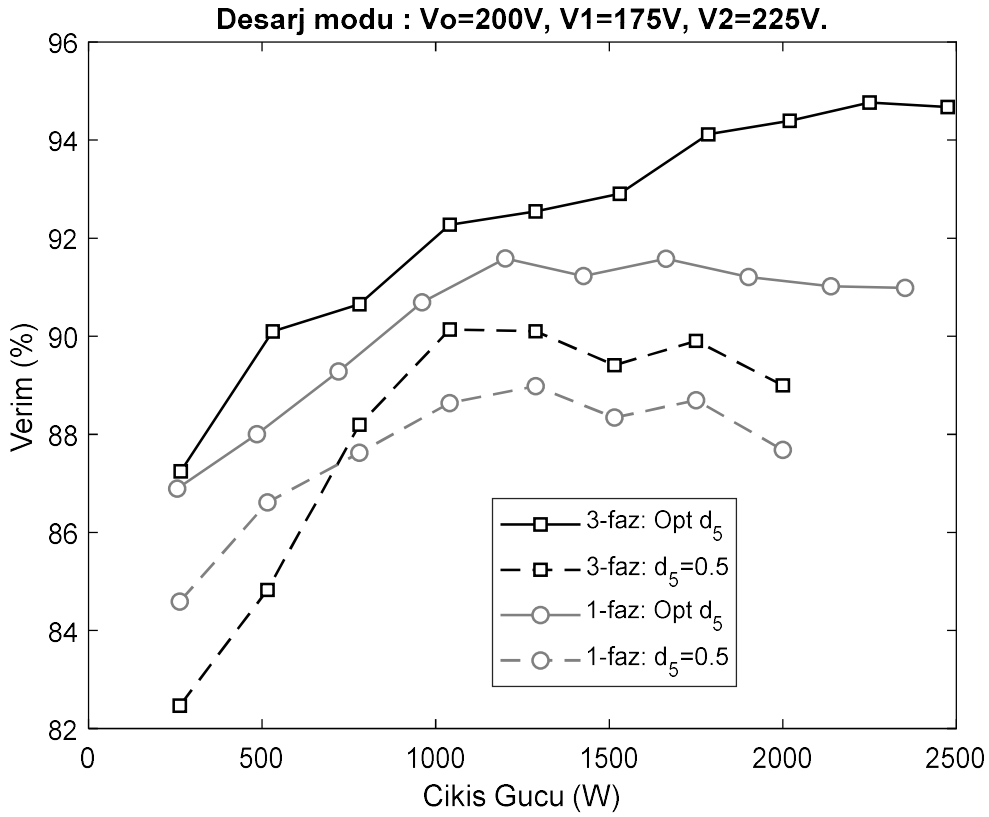
(a) 3-faz $D_6=0.5$



(b) 1-faz optimum d_6

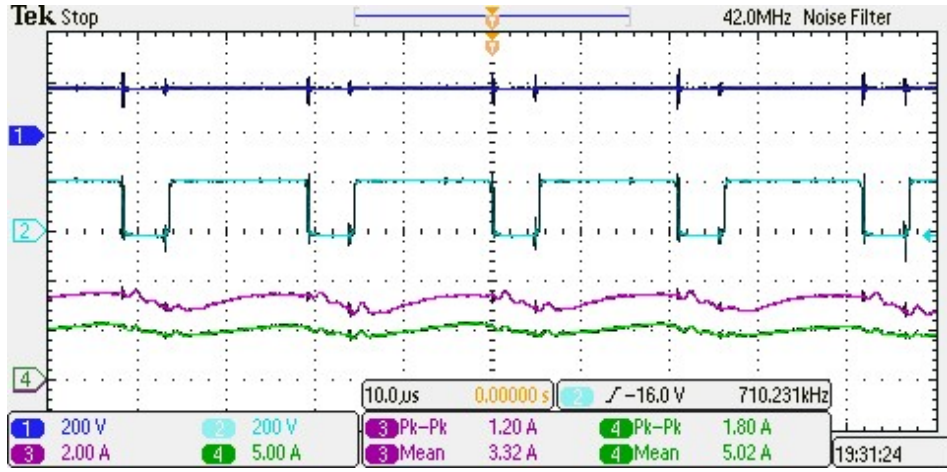
Şekil 4.31. Prototip 3: 1250W çıkış gücü altında düşürücü şarj modu için termal kamera görüntüleri

Şekil 4.32’de ise kaynaklardan çıkışa enerji aktarılırken elde edilen verim eğrileri karşılaştırılmaktadır. Burada iki adet PI kontrolcü ile kaynakların çıkış gücünü paylaşması sağlanmaktadır. 2. kaynak çıkış gücünün yarısını sağlarken, 1. kaynak diğer yarısı ile birlikte kayıpları sağlamaktadır. Sonuçlara göre, hem 1-fazlı devrede hem de 3-fazlı devrede D_5 ’nin optimum seçilmesi verimi ortalama olarak %4 artırmaktadır. Ayrıca, 3-fazlı devre 1-fazlı devreye göre yaklaşık olarak %3 daha verimli çalışmaktadır. Bu durumda 1-fazlı devrenin $D_5=0.5$ ile çalışması durumuna göre 3-fazlı devre ve optimum D_5 ile ortalama verim artışı yaklaşık olarak %7 olmaktadır.

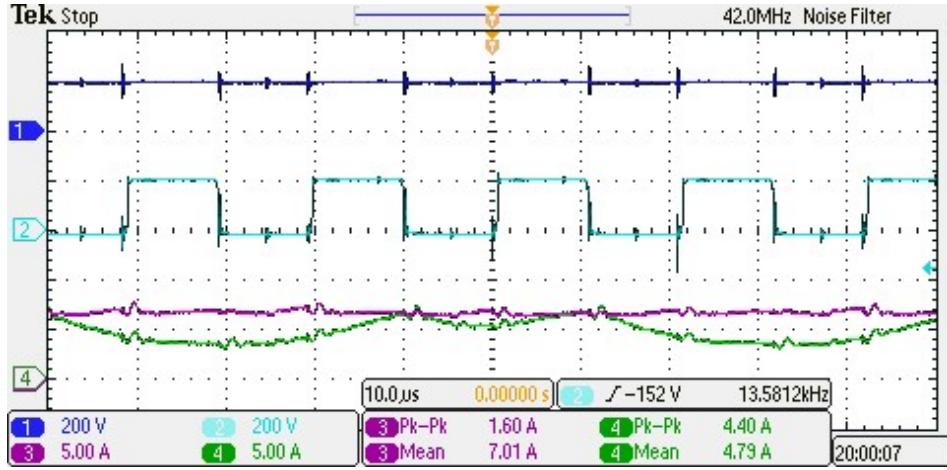


Şekil 4.32. Prototip-3: Deşarj modu için verim karşılaştırması.

Şekil 4.33 ve 4.34 ise 2000W çıkış gücü ve farklı D_5 değerleri için 3-fazlı dönüştürücünün şarj modundaki bobin akımlarını ve çıkış gerilimlerini karşılaştırmaktadır. Bu şekillerde 1.kanal çıkış gerilimini, 2. kanal S_5 anahtarının Drain-Source gerilimini, 3. kanal L_{2A} ’nın akımını ve 4. kanal ise L_{1A} ’nın akımını göstermektedir. Buradan görüleceği gibi D_5 ’in küçük seçilmesi (optimum) seçilmesi bobin akımlarının tepe değerini düşürmektedir.



Şekil 4.33. Prototip 3: 2000W çıkış gücü ve optimum D_5 için deşarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri



Şekil 4.34. Prototip 3: 2000W çıkış gücü ve $D_5=0.5$ için deşarj modundaki 3-fazlı devrenin çıkış gerilimi ve bobin akım değişimleri



(a) 3-faz optimum D_5

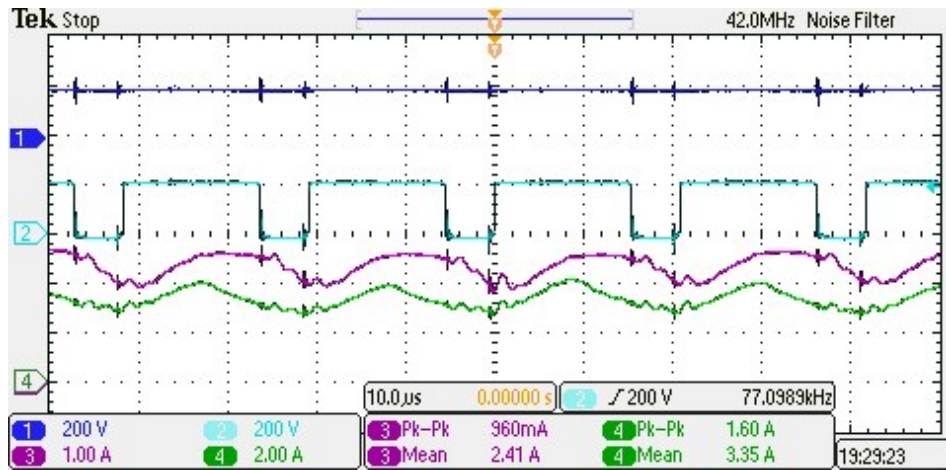


(b) 1-faz optimum D_5

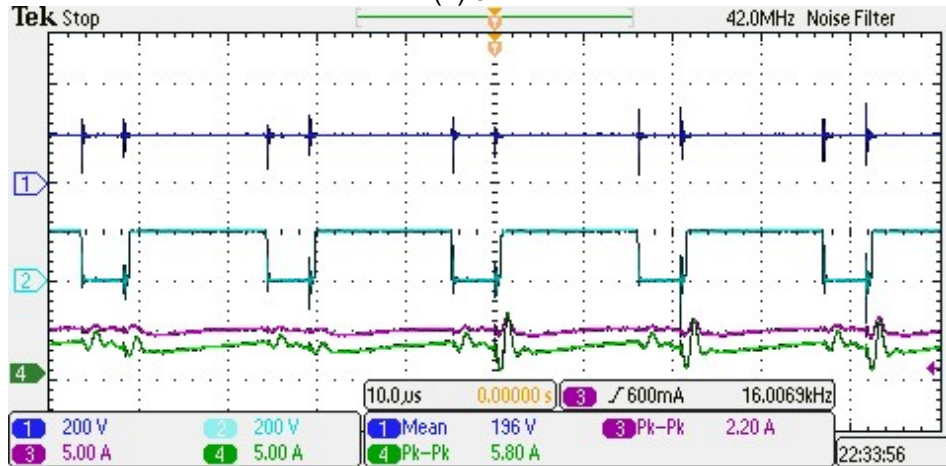
Şekil 4.35. Prototip 3: 2500W çıkış gücü ve deşarj modu için termal kamera görüntüleri

Şekil 4.35'de verilen termal kamera görüntüleri verim eğrilerine uygun bir şekilde S_5 anahtarının 1-fazlı devrede daha fazla ısındığını göstermektedir.

Şekil 4.36 ise deşarj modu için 1250W çıkış gücü için giriş akımı dalgalanmalarını karşılaştırmaktadır. Sonuçlara göre 3-fazlı devrede giriş akımı dalgalanmaları 0.96A ($V_2=225V$) ve 1.6A ($V_1=175V$) olurken, 1-fazlı devrede bu değerler sırası ile 2.2A ve 5.8A değerlerine çıkmaktadır. Sonuç olarak faz sayısının artmasının giriş akım dalgalanmalarını azalttığı deneysel olarak doğrulanmıştır.



(a) 3 faz



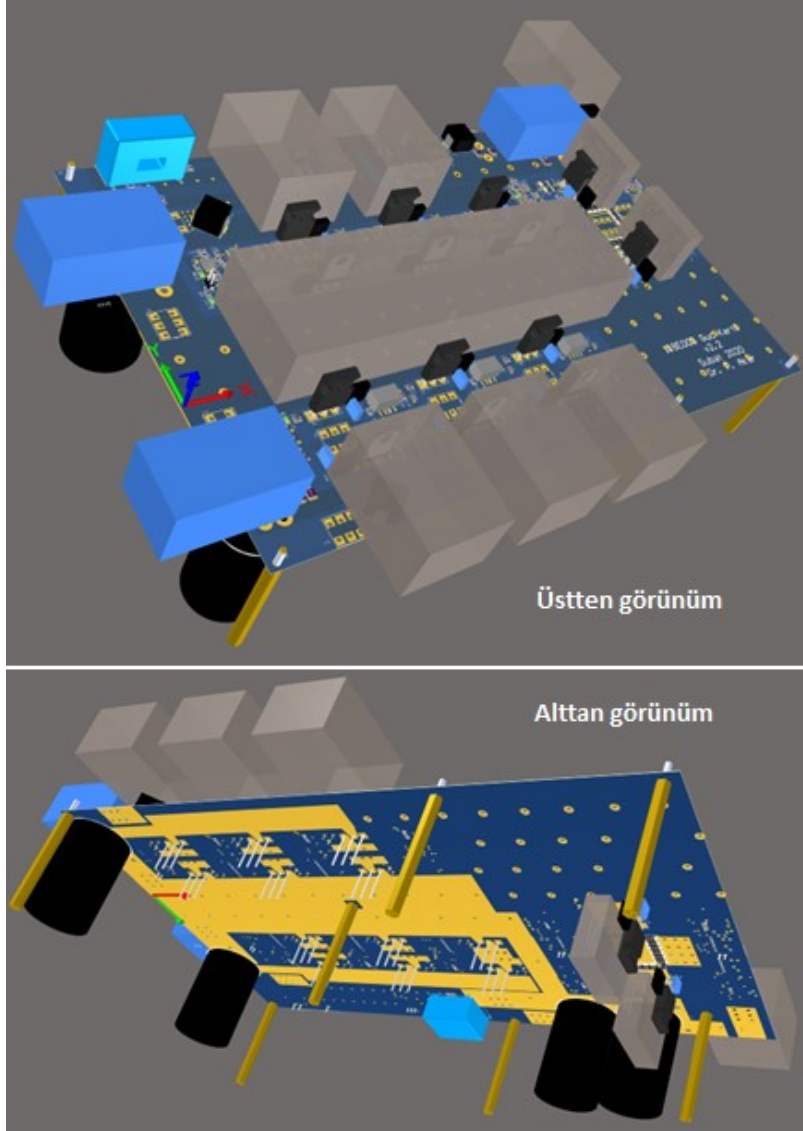
(b) 1-faz

Şekil 4.36. Prototip 3: 1250W çıkış gücü ve optimum D_6 için giriş akımı dalgalanmaları karşılaştırması:

4.4 Prototip-4: MOSFET ve Dahili Sürücülü Sistem

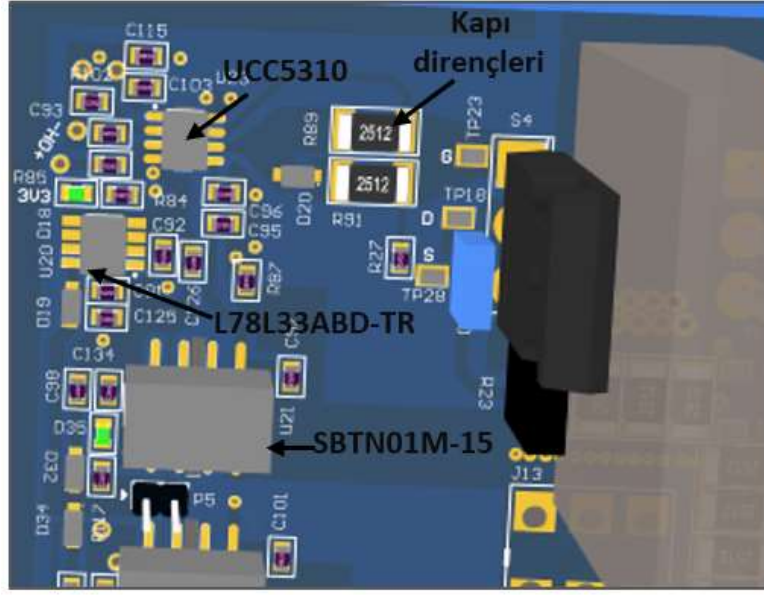
Prototip-3'den farklı olmak üzere sisteme bir sürücü dahil edilmesi amaçlanmıştır. Böylelikle daha kompakt bir tasarım ile PCB tasarımının neden olduğu parazitik etkilerin yüksek di/dt oranlarının azaltılması ve güç seviyesinin artırılması planlanmıştır. Tasarlanan yeni

dönüştürücü sistemi Şekil 4.37’de verilmektedir. Bu sistemde bir önceki sistemden farklı olmak üzere, parazitik endüktansları azaltmak amacı ile filtre elemanları PCB üzerinde yer almaktadır. MOSFET’ler değiştirilmemiştir. Ayrıca, bastırma kapasitelerini büyütme olanağına erişebilmek için bastırma dirençleri olarak 20W’lık 5 Ω değerinde T0-126 kılıfında dirençler eklenmiştir.



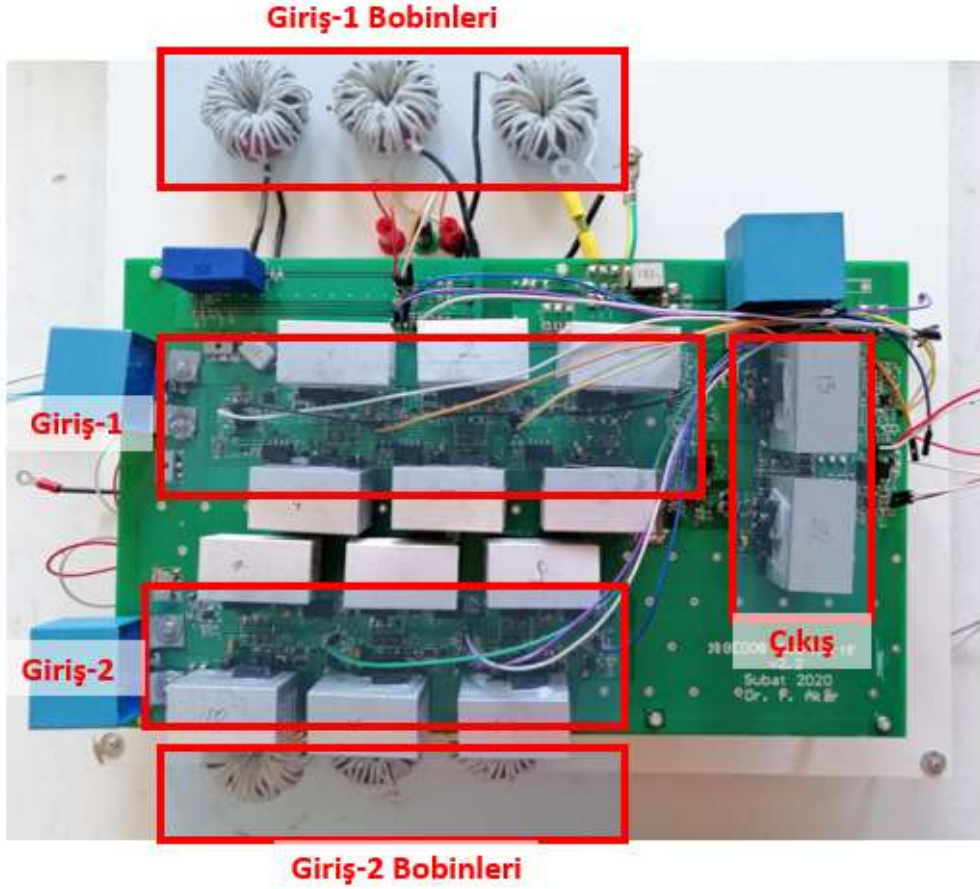
Şekil 4.37. Prototip 4: Tasarlanan dönüştürücünün 3 boyutlu görünümü

Seçilen sürücüler Texas Instrument Inc. firmasının Si-O₂ temelli kapasitör teknolojisini kullanan izoleli 2A’lık UCC5310 sürücülerdir. Kapı dirençleri olarak 1W’lık 2512 kılıfında dirençler tercih edilmiştir. TMS320F28335’in ürettiği PWM sinyalleri 3V tepe değerine sahip olduğundan devreye L78L33ABD-TR 3.3V gerilim regülatörleri eklenmiştir. İzoleli sürme gerilimi elde edilmesi için ise Meanwell firmasının 15V çıkışlı SBTN01M-15 DC-DC dönüştürücüsü seçilmiştir. Bu elemanların PCB’deki yerleşimi Şekil 4.38’de gösterilmektedir.



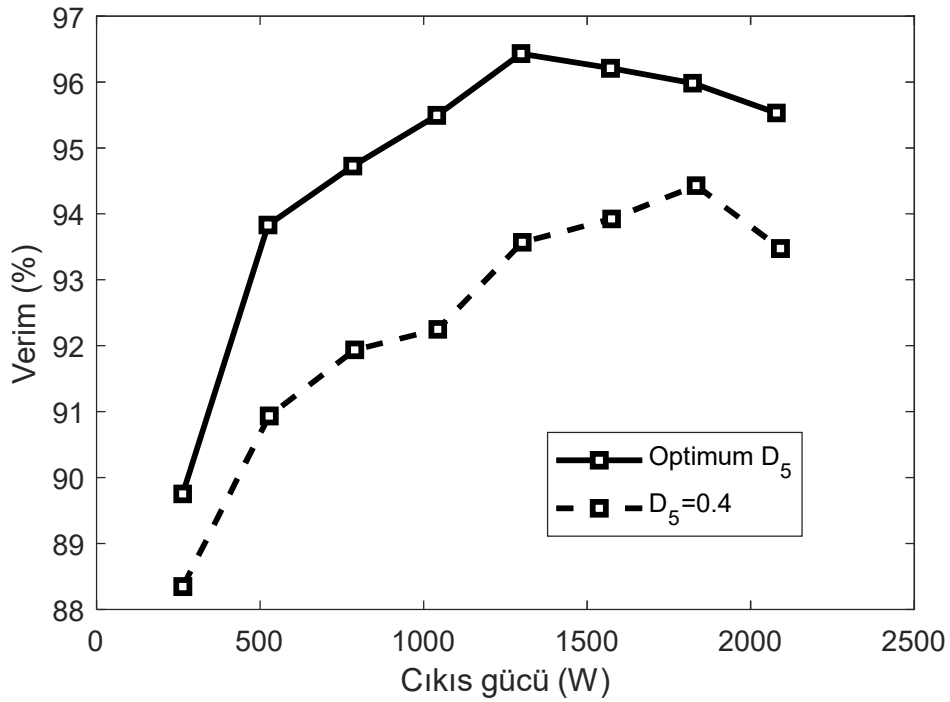
Şekil 4.38. Prototip 4: Tasarlanan sürücü sistemi

Şekil 4.39'da üretilen sistemin fotoğrafı yer almaktadır. Bu sistemin gücü daha önceki sistemde olduğu gibi 2 adet DC güç kaynağından (Magna-Power XR500-8.0/380+LXI) sağlanmaktadır.



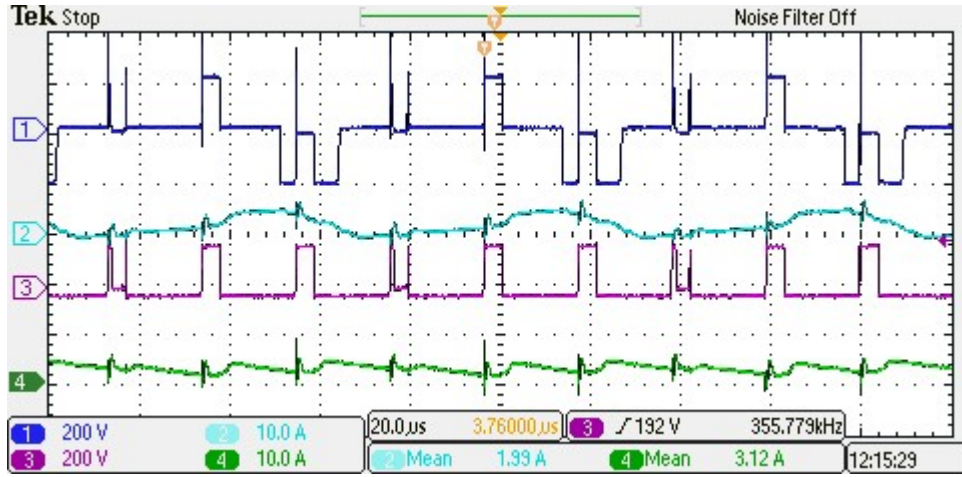
Şekil 4.39. Prototip 4: Üretilen dönüştürücü sistemi

İlk yapılan testlerde $V_1=225V$ ve $V_2=175V$ olarak ayarlanmıştır. Çıkış gerilimi 200V değerinde tutulurken kaynaklar arasında güç paylaşımı sağlanmıştır. 3-fazlı devre için yapılan testler sonrasında elde edilen verim eğrileri Şekil 4.40'da verilmektedir. Burada da optimum D_5 ile verimin arttığı doğrulanmıştır. Şekil 4.32'de verilen Prototip-3 verim eğrileri ile karşılaştırıldığında Prototip-4'ün daha verimli çalıştığı söylenebilir. Bunun nedeni olarak kompakt tasarım sonrasında MOSFET'lerin Drain-Source terminallerinde oluşan gerilim tepelerinin azaltılması sayesinde RC bastırma elemanlarındaki kayıpların azaltılması olduğu düşünülmektedir.

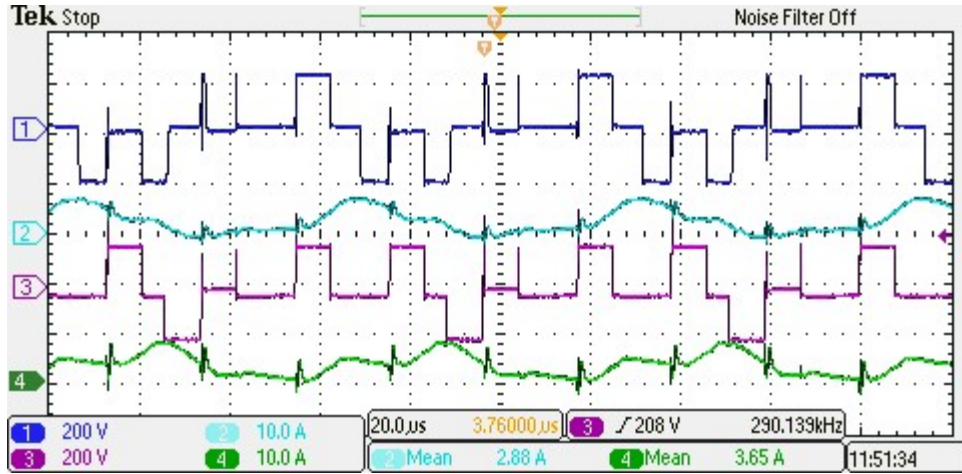


Şekil 4.40. Prototip-4: Düşük gerilimler için verim karşılaştırması

Şekil 4.41 ve Şekil 4.42 ise 2000W çıkış gücü için sırasıyla optimum D_5 ve $D_5=0.4$ için bobin gerilimleri ile bobin akımlarını karşılaştırmaktadır. Bu şekillere göre $D_5=0.4$ için 1. kaynağın ortalama akımı yaklaşık olarak %45 (1.99A→2.88A), 2. kaynağın ortalama akımı ise %17 (3.12→3.65) artmaktadır. Diğer taraftan 1. kaynağın tepe akımı çok değişmez iken 2. kaynağın tepe akımı yaklaşık olarak %50 (5A→10A) artmaktadır. Bu sonuçlar Şekil 4.40 verilen verim eğrilerini doğrulamaktadır.

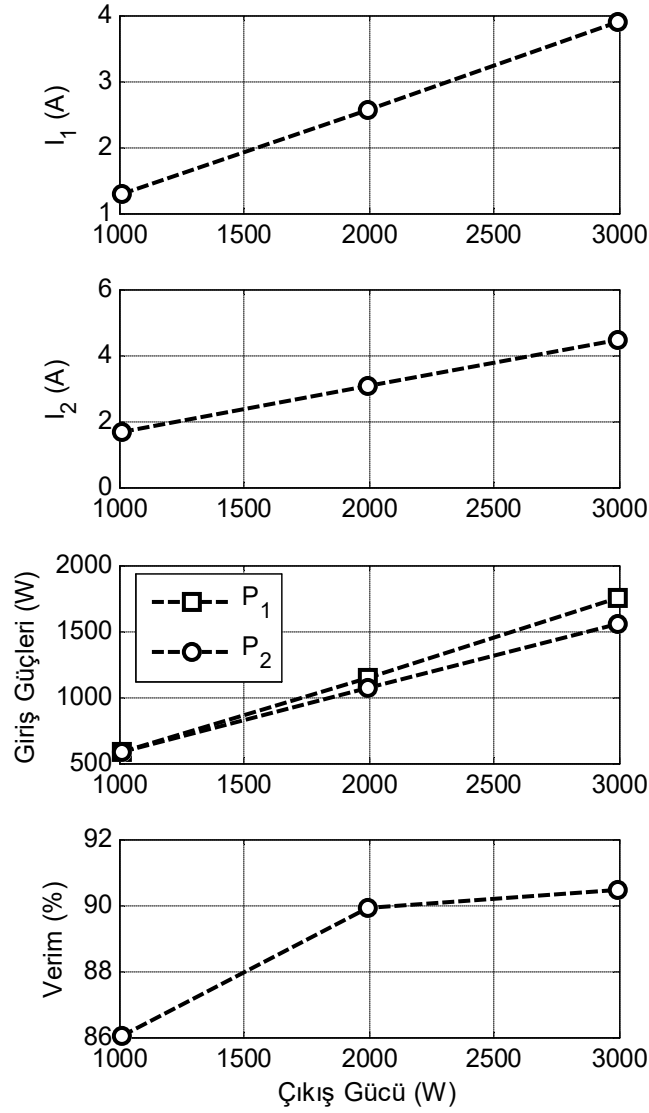


Şekil 4.41. Prototip 4: 2000W çıkış gücü ve optimum D_5 için deşarj modundaki 3-fazlı devrenin bobin gerilimi ve bobin akım değişimleri



Şekil 4.42. Prototip 4: 2000W çıkış gücü ve optimum $D_5=0.4$ için deşarj modundaki 3-fazlı devrenin bobin gerilimi ve bobin akım değişimleri

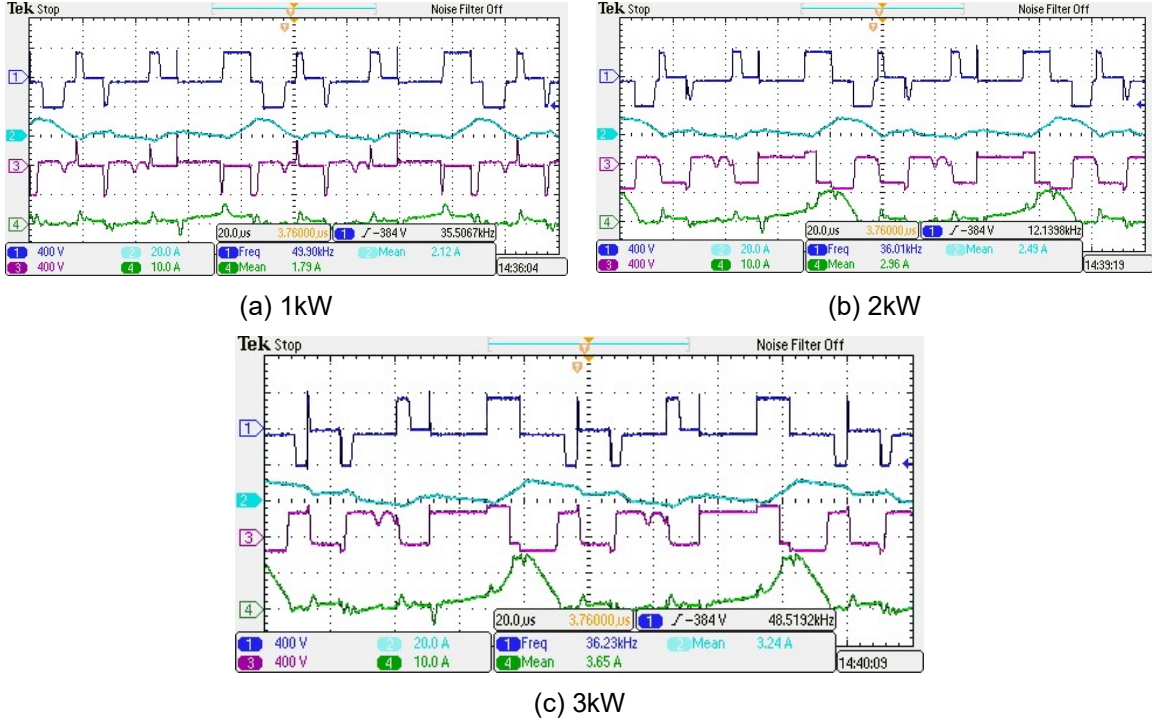
Daha sonraki testte gerilimler artırılmış, böylelikle güç artışı sağlanmaya çalışılmıştır. $V_1=450V$, $V_2=350V$, çıkış gerilimi referansı 400V ve S_5 anahtarlama frekansı 36kHz ve d_5 0.4 olarak seçilmiştir. Bu teste ait sonuçlar Şekil 4.43'te özetlenmektedir. 3 farklı çıkış gücü için testler gerçekleştirilmiştir: 1kW, 2kW ve 3kW. Bu testte girişlerin çıkış gücünü eşit olarak paylaşması sağlanmaya çalışılmıştır. Burada verilen giriş akımları ve giriş güçleri değişimlerine göre güç paylaşımın sağlandığı söylenebilir. Verim eğrisi incelendiğinde ise güç artıçça verimin de arttığı yorumu yapılabilir.



Şekil 4.43. Prototip 4: Yüksek gerilimler için elde edilen sonuçlar

Şekil 4.44'te ise Şekil 4.44'te sonuçları özetlenen testin osiloskop çıktıları verilmektedir. Sırasıyla Şekil 4.44(a) 1kW çıkış gücü için, Şekil 4.44(b) 2kW çıkış gücü için ve Şekil 4.44(c) 3kW çıkış gücü için kaydedilen değişimleri göstermektedir. Burada Kanal-1 S_{1A} anahtarının Drain-Source gerilimini, Kanal-2 L_{1A} bobininin akımını, Kanal-3 S_{2A} anahtarının Drain-Source gerilimini ve Kanal-4 L_{2A} bobininin akımını göstermektedir. Verilen değişimlerde ilk dikkat çeken nokta üç durumda da bobinlerin akımlarının kesintili olmasıdır (kesintili akımı modu, DCM). Bunun nedeni anahtarlama frekansının küçük olmasıdır. Bu durum bobin akımlarının da tepe değerlerinin artmasına neden olmuştur. Örneğin, 1kW çıkış gücü için giriş akımı ortalama 1.30A olarak ölçülürken L_1 bobini akımı 12A seviyelerine ulaşmaktadır. Verilen osiloskop çıktıları her iki girişinde çıkışa enerji aktardığını doğrulamaktadır. Ayrıca, gücün artması ile bobin akımlarının ortalama değerleri beklendiği gibi artmaktadır. Artan güç ile L_1

bobini ortalama akımı 2.12A, 2.49A ve 3.24A olurken, L_2 bobini ortalama akımı 1.79A, 2.96A ve 3.65A olmaktadır.



Şekil 4.44. Prototip 4: Yüksek gerilimler için osiloskop çıktıları

5. MALİYET ANALİZİ

Tablo 5.1’de önerilen dönüştürücünün bastırma hücresi içermeyen 1-fazlı, 2-fazlı ve 3-fazlı halleri için yapılan maliyet analizinin ayrıntıları yer almaktadır. Bu tabloya göre 3-fazlı devre MOSFET fiyatı açısından en kötü durumdur. Ek olarak, 3-fazlı devredeki bobin sayısı fazla olsa da, küçük nüveler kullanıldığı için toplam bobin fiyatı açısından en iyi sonucu 3-fazlı devre vermektedir. Sürücü maliyeti açısından ise anahtar sayısının fazla olması sebebiyle yine 3-fazlı devre en kötü sonucu vermektedir. Filtre elemanları, PCB maliyetleri ve sensör maliyetleri açısından ise devreler arasında bir üstünlük söz konusu değildir. Sonuç olarak 1-fazlı devreye göre 2-fazlı devrenin maliyeti yaklaşık olarak %8 daha fazladır, 3-fazlı devrede ise bu oran %10 olmaktadır. Sonrasın da ise bir L7e sınıfı elektrikli araç düşünülerek analiz genişletilmiştir. Bu analizde 1-fazlı devrenin ortalama verimi %86, 2-fazlı devrenin ortalama verimi %90 ve 3-fazlı devrenin ortalama verimi %94 olarak farz edilmiştir. 4kW nominal gücünde bir motora sahip bir aracın günde 1 saat seyahat etmesi varsayımı altında 10 yıllık elektrik tüketimleri hesaplanmıştır. Hesaplamalara göre 1-fazlı devreye göre, 2-fazlı devrede elektrik tüketim maliyeti %4.5 düşmektedir; 3-fazlı devrede ise bu oran bu oran %8’e çıkmaktadır. Sonuçta devre maliyetleri ile birlikte elektrik tüketimi maliyetleri düşünüldüğünde ise en uygun devre 3-fazlı devre olmaktadır. 3-fazlı devre 1-fazlı devreye göre yaklaşık olarak %8.3, 2 fazlı devreye göre ise yaklaşık olarak %5.8 maliyet avantajı sağlamaktadır. Analizde Dolar/TL kuru 7.85, elektrik birim fiyatı ₺0.88/kWh olarak kabul edilmiştir. Ayrıca, devreyi oluşturan parçaların fiyatları www.digikey.com web sitesinden elde edilmiştir.

Tablo 5.1. Maliyet analizi ayrıntıları

	1-faz	2-faz	3-faz
MOSFET (S ₁ (a,b,c)-S ₄ (a,b,c))	IXFH50N85X	IXFH50N85X	IXFH30N85X
MOSFET (S ₁ (a,b,c)-S ₄ (a,b,c))adeti	8	8	12
MOSFET (S ₁ (a,b,c)-S ₄ (a,b,c))birim fiyatı	\$8,77	\$8,77	\$6,72
MOSFET (S ₁ (a,b,c)-S ₄ (a,b,c)) toplam fiyatı TL	₺550,75	₺550,75	₺633,02
MOSFET (S ₅ ve S ₆)	IXFH50N85X	IXFH50N85X	IXFH50N85X
MOSFET (S ₅ ve S ₆) adeti	4	4	4
MOSFET(S ₅ ve S ₆) birim fiyatı	\$8,77	\$8,77	\$8,77
MOSFET (S ₅ ve S ₆) toplam fiyatı	₺275,37	₺275,37	₺275,37
Toplam MOSFET fiyatı	₺826,12	₺826,12	₺908,39
Bobin nüvesi	XFlux 78777	XFlux 78110	XFlux 78443
Nüve birim fiyatı	\$14,07	\$4,26	\$3,57

Litz teli	3*162X38AWG	2*162X38AWG	162X38AWG
Bobin sarım uzunluğu (m)	4,3	4,5	3,2
Litz teli birim fiyatı (\$ /m)	\$5,32	\$3,55	\$1,77
Bobin birim maliyeti	\$36,95	\$20,24	\$9,23
Bobin adeti	2	4	6
Bobin toplam fiyatı	₺580,11	₺635,34	₺434,73
Sürücü	UCC5350MCDR	UCC5350MCDR	UCC5350MCDR
Sürücü birim fiyatı	\$2,3	\$2,3	\$2,3
DC-DC Dönüştürücü	SBT01M-15	SBT01M-15	SBT01M-15
DC-DC Converter birim fiyatı	\$3,97	\$3,97	\$3,97
Sürücü devresi birim fiyatı	\$6,27	\$6,27	\$6,27
Sürücü devresi sayısı	12	12	16
Sürücü devresi toplam fiyatı	₺590,63	₺590,63	₺785,51
Güç konnektörü	CAT7786	CAT7787	CAT7788
Konnektör birim fiyatı	\$0,47	\$0,47	\$0,47
Konnektör sayısı	10	10	12
Konnektör toplam fiyatı	₺36,90	₺36,90	₺36,90
Filtre kapasitesi	LGN2X151MELC40		
Filtre kapasitesi birim fiyatı	\$5,93	\$5,93	\$5,93
Filtre kapasitesi adeti	4	4	4
Filtre kapasitesi toplam fiyatı	₺186,20	₺186,20	₺186,20
Filtre bobini	7443091100		
Filtre bobini birim fiyatı	\$2,13	\$2,13	\$2,13
Filtre bobini sayısı	3	3	3
Filtre bobini toplam fiyatı	₺50,16	₺50,16	₺50,16
Akım ve gerilim sensörü fiyatı (USD)	\$47,17	\$47,17	\$47,17
Akım ve gerilim sensörü fiyatı (TL)	₺370,28	₺370,28	₺370,28
PCB üretim maliyeti (USD)	\$69,00	\$69,00	\$69,00
PCB üretim maliyeti (TL)	₺541,65	₺541,65	₺541,65
Toplam devre maliyet	₺2.995,85	₺3.237,28	₺3.313,82
Devre ortalama verimi	86%	90%	94%
Motor nominal gücü (kW)	4	4	4
Günlük seyahat süresi (saat)	1	1	1
Günlük elektrik tüketimi (kWh)	4,65	4,44	4,26
Günlük elektrik tüketimi maliyeti	₺4,10	₺3,90	₺3,60
10 yıllık toplam elektrik tüketimi maliyeti	₺14.965	₺14.235	₺13.140
10 yıllık toplam maliyet	₺17.960,85	₺17.472,28	₺16.453,82

6. SONUÇLAR

Bu projede çift yönlü çok fazlı çok girişli bir DC-DC dönüştürücü geliştirilmiştir. Önerilen dönüştürücünün 1-fazlı halinde ortaya çıkan verim düşüklüğü, yüksek giriş akımı dalgalanması gibi problemleri ortadan kaldırmak amacıyla çok fazlı yapının kullanılması incelenmiştir. Öncelikle önerilen dönüştürücü 1-faz, 2 faz ve 3-faz için detaylıca analiz edilmiştir. Sonrasında, dönüştürücünün tüm bobinlerin bağlandığı anahtar çiftinin (çıkış anahtarları) anahtarlama kayıplarını bastırma amacı ile bir bastırma hücresi tasarımı incelenmiş ve dönüştürücüye entegrasyonu analiz edilmiştir.

10kW çıkış gücü için bastırma hücresi içermeyen dönüştürücü devreleri için tasarımlar gerçekleştirilmiş ve PSIM'de yapılan benzetim çalışmaları ile devreler karşılaştırılmıştır. PSIM termal analizine göre çıkış anahtarlarının doluluk oranının optimum seçilmesi ve artan faz sayısı ile verim artışı sağlanmıştır. Ayrıca giriş akımı dalgalanması artan faz sayısı ile azaltılmıştır.

Bastırma hücresi içeren dönüştürücü için de bir tasarım örneği sunulmuş ve bu tasarım benzetim çalışması ile doğrulanmıştır. Sonrasında yapılan analiz ile bastırma hücresini oluşturan kuplajlı endüktansın ve küçük değerli başka bir endüktansın değerlerinin artan anahtarlama frekansı ile arttığı gösterilmiştir ve bu analiz farklı anahtarlama frekansları ile çalışan PSIM modelleri ile doğrulanmıştır. 48kHz anahtarlama frekansı altında en küçük bobin değerlerinin elde edildiği görülmüştür. Ancak bu durumda bile analiz sonucu elde edilen endüktans ve akım parametrelerine göre oldukça büyük ve ağır bir kuplajlı endüktans tasarımı gerektiği ortaya konmuştur. Dolayısıyla, incelenen bastırma hücresinin önerilen çok fazlı dönüştürücüye entegrasyonunun küçük güçler için mantıklı olabileceği söylenebilir. Diğer taraftan elektrikli araçlar gibi yüksek güç seviyesi gerektiren uygulamalarda bu yaklaşımın güç yoğunluğunu düşürmesi, maliyet ile karmaşıklığı arttırması nedeniyle mühendislik açısından uygun olmadığı düşünülmektedir. Bu yüzden deneysel çalışmalar da bu yaklaşım test edilmemiştir.

Deneysel çalışmalarda 4 farklı prototip oluşturulmuştur. Prototip-1'de 1-fazlı ve çok fazlı yapıları bazı bağlantı değişiklikleri ile test etmek amacı ile modüler bir tasarım gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Düşük güçlerde bazı sonuçlar alındıysa da, dağınık tasarımın neden olduğu parazitik etkilerden dolayı ortaya çıkan MOSFET arızarından dolayı Prototip-1 tam anlamı ile test edilememiştir. Sonrasında IGBT modülleri ile harici sürücüler (Skyper 32 Pro) ile Prototip-2 oluşturulmuştur; bu sistemde 2800W çıkış gücüne ulaşılmıştır. Ancak, MOSFET'lere nispeten IGBT'lerin yüksek anahtarlama kayıplarına sahip olması ile artan faz sayısı ile iletim kayıplarının artmasından dolayı Prototip-2'de faz sayısının artmasının verime olan olumlu etkisi gözlemlenememiştir. Sonrasında MOSFET'ler ve harici sürücüler içeren

Prototip-3 için yeni bir devre tasarlanmıştır. Prototip-3'te tek bir devre ile yalnızca bobinlerin değiştirilmesi ile 1-fazlı ve çok fazlı sistemlerin test edilmesi amaçlanmıştır. Bu sistemde azami 2500W çıkış gücü altında 48kHz anahtarlama frekansı ile test edilmiştir. Bu testler sonucundan kaynaklar ve fazlar arasındaki güç paylaşımının başarılı bir şekilde gerçekleştirildiği ortaya konmuştur. Ayrıca, çıkış anahtarlarının doluluk oranlarının optimum ayarlanması ve 3-fazlı yapı ile ortalama %7'lik bir verim artışı sağlandığı gösterilmiştir. Ek olarak, Prototip-3 ile giriş akımı dalgalanmalarının çok fazlı yapı sayesinde azaltılabileceği deneysel olarak ispat edilmiştir. Ancak, güç arttırılmaya çalışıldığında, ortaya çıkan MOSFET hatalarından dolayı bu sistem daha yüksek güçlerde test edilememiştir. Gücü arttırmak amacı ile Prototip-3'e göre daha kompakt bir devre tasarlanmış ve Prototip-4 oluşturulmuştur. Prototip-4, Prototip-3'den farklı olarak dâhili sürücülere sahiptir. Son geliştirilen sistem 48kHz anahtarlama frekansı altında 3-faz için azami 2000W çıkış gücü için başarı ile test edilmiştir. Bu testlere göre Prototip-3'e göre verim arttırılmıştır; bunun nedeni olarak ortaya konulan kompakt devre tasarımı olduğu söylenebilir. Ancak, bu sistemde de gücün artması ile anahtarlarda aşırı ısınmalar ($>100^{\circ}\text{C}$) ortaya çıkmıştır. Bunun nedeni olarak kullanılan sürücülerin çıkış akımlarının yeterince büyük olmaması ve bu durumda anahtarların anahtarlama kayıplarının artması olduğu düşünülmektedir. Örneğin Skyper 32 Pro'nun çıkış akımı 15A iken, Prototip-4'te kullanılan UCC5310'nin çıkış akımı 2A'dir. Anahtarlama frekansının düşürülmesi ile bu sorun ortadan kaldırılabileceği düşünülebilir, ancak bu durumda da anahtarların akım streslerinin artacak ve olası MOSFET arızaları ortaya çıkacaktır.

Maliyet analizine göre ise 3-fazlı yapının devre maliyeti açısından en kötü durumda olduğu görülmüştür. Diğer taraftan L7e sınıfı bir elektrikli aracın 10 yıllık elektrik tüketimi ve verim artışı göz önüne alındığında, 3-fazlı yapının maliyet açısından daha avantajlı hale geldiği ortaya konmuştur.

Sonuç olarak, bu projede elde edilen tecrübeler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

1. Modüler devre yapısı neden olduğu parazitik etkilerden dolayı önerilen dönüştürücü için uygun değildir. 1-fazlı veya çok fazlı yapıların her birinin ayrı ayrı tasarlanması en iyi çözüm olacaktır.
2. Önerilen dönüştürücüde çıkış anahtarlarının doluluk oranının optimum seçilmesi ile ortalama bobin akımları ve tepe bobin akımları azaltılmaktadır. Böylelikle verim artışı sağlanmaktadır.
3. Önerilen çok fazlı dönüştürücüyü IGBT'ler ile oluşturmak verim artışı amacına hizmet etmemektedir. Bunun nedeni MOSFET'lerden farklı anahtarlama ve iletim

karakteristiklerine sahip olan IGBT'lerden oluşan çok fazlı sistemde artan anahtarlama ve iletim kayıplarıdır.

4. MOSFET'ler ile oluşturulan çok fazlı dönüştürücüler ile beklendiği gibi verim artışı gözlemlenmiştir. Verim artışını maksimize etmek için harici sürücüler yerine dâhili sürücüler ile daha kompakt tasarımlar gerçekleştirilmesi gerekmektedir.
5. Yüksek güçlerde kullanılan MOSFET'lerin kapı yüklerinin (Q_d) yüksek olmasından dolayı anahtarlama kayıplarının sınırlandırılması için yüksek akımlı sürücüler kullanılması gerekmektedir.
6. Çok fazlı yapı ile giriş akımı dalgalanmaları azaltılmaktadır.
7. Güç elektroniği dönüştürücülerinde artan anahtarlama frekansı ile endüktans boyutlarının küçülmesi beklenir; ancak bu projede incelenen yapı da olduğu gibi, kuplajlı endüktanslar kullanıldığında sargılar arasındaki etkileşim dikkate alınarak bir optimum çalışma frekansı bulunmalıdır.

Proje kapsamında Sebahattin YALÇIN yüksek lisans tez çalışmasını tamamlamıştır. Gözde TAŞ ile lisans bursiyeri olarak deneysel çalışma tecrübesi kazanmıştır. Ayrıca, IEEE International Conference on Electrical, Telecommunication and Computer Engineering (ELTICOM) konferansında bir adet bildiri yayınlanmıştır. Projede sunulan analizleri ve sonuçları içeren bir makale çalışmasının en kısa sürede prestijli bir dergiye gönderilmesi planlanmaktadır.

7. REFERANSLAR

Akar, F., Tavlasoglu, Y. Vural, B. 2017. "A Bidirectional Non-Isolated Multi-Input DC-DC Converter for Hybrid Energy Storage Systems in Electric Vehicles", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 3(1), 191-200.

Akar, F., Tavlasoglu, Y., Ugur, E., Vural, B., Aksoy, I. 2016. "An Energy Management Strategy for a Concept Battery/Ultracapacitor Electric Vehicle With Improved Battery Life", IEEE Transactions on Transportation Electrification, 65(10), 7944-7955.

Akin, B., Sarul, M. H. 2017. "Soft switched SVPWM controlled PRDCL inverter", International Journal of Hydrogen Energy, 42(28), 17886-17894.

Baba, D. 2012. "Benefits of a multiphase buck converter," Texas Instruments Incorporated.

Bose, B. K. 2007. "Need a switch?", IEEE Industrial Electronics Magazine, 1(4), 30-39.

Camara, M., B., Gualous, H., Gustin, F., Berthon, A., Dakyo, B. 2010. "DC / DC Converter Design for Supercapacitor and Battery Power Management in Hybrid Vehicle Applications — Polynomial Control Strategy", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(2), 587–597.

Colak, K., Asa, E., Bojarski, M., Czarkowski, D. 2015. "Asymmetrical Duty-Cycle Control of a Novel Multi- Port CLL Resonant Converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 3019–3024.

Danyali, S., Hosseini, S., H., Gharehpetian, G., B. 2014. "New Extendable Single-Stage Multi-input DC–DC/AC Boost Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 29(2), 775–788.

Ding, Z., Yang, C., Zhang, Z., Wang, C., Xie, S. 2014. "A novel soft-switching multiport bidirectional dc-dc converter for hybrid energy storage system," IEEE Transactions on Power Electronics, 29(4), 1595–1609.

Dusmez, S., Li, X., Akin, B. 2016, "A New Multiinput Three-Level DC / DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 31(2), 1230–1240.

Garcia, O., Zumel, P., De Castro, A., Cobos, A. 2006. "Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages," IEEE Transactions on Power Electronics, 21(3), 578–586.

Ishigaki, M., Ito, K., Tomura, S., Umeno, T. 2013. "A new isolated multi-port converter using interleaving and magnetic coupling inductor technologies," IEEE 28th Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 1068–1074.

Jiang, L., Mi, C., C., Li, S., Zhang, M., Zhang, X., Yin, C. 2013. "A novel soft-switching bidirectional DC–DC converter with coupled inductors", IEEE Transactions on Industrial Applications, 49(6), 2730–2740.

Khaligh, A. 2010. "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, 59(6), 2806–2814.

Khaligh, A., Cao, J., Lee, Y.-J. 2009. "A Multiple-Input DC–DC Converter Topology", IEEE Transactions on Power Electronics, 24(3), 862–868.

Kollimalla, S., K., Mishra, M., K., Narasamma, N., L. 2014. "Design and Analysis of Novel Control Strategy for Battery and Supercapacitor Storage System", IEEE Transactions on Sustainable Energy, 5(4), 1137–1144.

Kwon, M., Oh, S., Choi, S. 2014. "High gain soft-switching bidirectional DC–DC converter for eco-friendly vehicles", IEEE Transactions on Power Electronics, 29(4), 1659-1666.

Lam, J., El-Taweel, N., Abbasi, M. 2017. "An Output-Current-Dependent DC-Link Energy Regulation Scheme for a Family of Soft-Switched AC/DC Offline LED Drivers Without Electrolytic Capacitors" IEEE Transactions on Industrial Electronics, (7), 5838-5850.

Li, J., Stratakos, A., Schultz, A., Sullivan, C. R. 2004. "Using coupled inductors to enhance transient performance of multi-phase buck converters," IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1289–1293.

Lu, S., Corzine, K., A., Ferdowsi, M. 2007. "A Unique Ultracapacitor Direct Integration Scheme in Multilevel Motor Drives for Large Vehicle Propulsion", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 56(4), 1506–1515.

Lukic, S., M., Bansal, R., C., Rodriguez, F., Emadi, A. 2008. "Energy Storage Systems for Automotive Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(6), 2258–2267.

Magnetics Inc. 2015. "Powder Core Catalog".

Martinez, W., Cortes, C., Munoz, L., 2012. "Sizing of ultracapacitors and batteries for a high performance electric vehicle", IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), 1-6.

Moura, S. J., Stein, J. L., Fathy, H. K. 2013. "Battery-health conscious power management, in plug-in hybrid electric vehicles via electrochemical modeling and stochastic control", IEEE Transactions on Control Systems Technology, 21(3), 679-694.

Nejabatkhah, F., Danyali, S., Hosseini, S., H., Sabahi, M., Niapour, S., M. 2012. "Modeling and control of a new three-input dc-dc boost converter for hybrid PV/FC/battery power system", IEEE Transactions on Power Electronics, 27(5), 2309–2324.

Onar, O., C., Kobayashi, J., Khaligh, A. 2013. "A Fully Directional Universal Power Electronic Interface for EV, HEV, and PHEV Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, 28(12), 5489–5498.

Payman, A., Pierfederici, S., Meibody-Tabar, F., Davat, B. 2011. "An Adapted Control Strategy to Minimize DC-Bus Capacitors of a Parallel Fuel Cell/Ultracapacitor Hybrid System", IEEE Transactions on Power Electronics, 26(12), 3843–3852.

Samosir, A., S., Yatim, A., H., M. 2010. "Implementation of dynamic evolution control of bidirectional DC-DC converter for interfacing ultracapacitor energy storage to fuel-cell system", IEEE Transactions Industrial Electronics, 57(10), 3468–3473.

Shrud, M. A., Kharaz, A. H., Ashur A. S., Faris, A., Benamar, M. 2010. "Analysis and simulation of automotive interleaved buck converter," World Academy of Science, Engineering and Technology, 10-17.

Smith N., McCann, R., 2014. "Analysis and simulation of a multiple input interleaved boost converter for renewable energy applications," IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 1–7.

Solero, L., Lidozzi, A., Pomilio, J., A. 2005. "Design of Multiple-Input Power Converter for Hybrid Vehicles," IEEE Transactions on Power Electronics, 20(5), 1007–1016.

Tani, A., Camara, M., B., Dakyo, B. 2012. "Energy management based on frequency approach for hybrid electric vehicle applications: Fuel-cell/lithium-battery and ultracapacitors," IEEE Transactions on Vehicular Technology, 61(8), 3375–3386.

Wang, M., Huang, Q., Guo, S., Yu, X., Yu, W., Huang, A. 2017. "Soft-switched Modulation Techniques for an Isolated Bi-directional DC-AC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, PP(99), 1-1.

Wong, K., Evans, D. 2015. "Merits of multiphase buck DC/DC converters in small form factor applications", Texas Instruments.

Zandi, M., Payman, A., Martin, J., Pierfederici, S., Davat, B., Meibody-Tabar, F. 2011. "Energy Management of a Fuel Cell / Supercapacitor / Battery Power Source for Electric Vehicular Applications", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 60(2), 433–443.

Zhang, J., Lai, J. S., Kim, R. Y., Yu, W. 2007. "High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional dc-dc converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 22(4), 1145-1153.

Zhang, Y., Bagnoli, P. E., Franchi, E. 2012. "Theoretical design of compact multi-phase interleaved buck dc-dc converter for automotive power applications," IEEE International Symposium on in Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 1324–1329.

Zhou, H., Bhattacharya, T., Tran, D., Siew S., T., Khambadkone, A., M. 2011. "Composite energy storage system involving battery and ultracapacitor with dynamic energy management in microgrid applications", IEEE Transactions on Power Electronics, 26(3), 923–930.

Zhu, B., Liu, S., Huang, Y., Tan, C. 2017. "Non-isolated high step-up DC/DC converter based on a high degrees of freedom voltage gain cell", IET Power Electronics.

TÜBİTAK
PROJE ÖZET BİLGİ FORMU

Proje Yürütücüsü:	Dr. Öğr. Üyesi FURKAN AKAR
Proje No:	118E003
Proje Başlığı:	Elektrikli Araçlarda Hibrit Güç Sistemleri Geliştirilmesine Yönelik Yüksek Verimli Çift Yönlü Çok Fazlı Çok Girişli Bir Dc-Dc Dönüştürücünün Geliştirilmesi
Proje Türü:	3001 - Başlangıç AR-GE
Proje Süresi:	22
Araştırmacılar:	MURAT KALE
Danışmanlar:	
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi:	DÜZCE Ü. TEKNOLOJİ F. ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ B.
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri:	01/06/2018 - 01/10/2020
Onaylanan Bütçe:	68096.0
Harcanan Bütçe:	45659.05
Öz:	<p>Dengesiz petrol fiyatları, ekonomik kaygılar, küresel ısınma gibi sebepler elektrikli araçlara olan ilgiyi arttırmaktadır. Dinamik yük profilleri ile bilinen elektrikli araçların yüksek güç yoğunluğuna sahip bir enerji depolama sistemi ile beslenmesi gerekmektedir. Ayrıca, uzun menzil için enerji depolama sisteminin enerji yoğunluğunun da yüksek olması gerekmektedir. Bu iki ihtiyaca tek bir tür enerji depolama sistemi ile cevap verilmesi zor olduğundan, literatürde hibrit enerji depolama sistemlerinin kullanılması önerilmektedir. Örneğin, batarya-ultrakapasitör hibrit sistemi ile yüksek güç ve yüksek enerji yoğunluğuna ulaşılabılırken aynı zamanda batarya ömrü de artırılabilir.</p> <p>Bu proje yukarıda örnekleri verilen hibrit güç sistemlerini oluşturabilecek, çift yönlü olarak giriş kaynakları arasında aktif güç paylaşımı yapabilen, her iki yönde de düşürücü ve yükseltici olarak çalışabilen çok fazlı çok girişli bir güç elektroniği dönüştürücüsü önermektedir. Önerilen bu dönüştürücü, çok fazlı yapısı yardımıyla benzer dönüştürücülerde karşılaşılan düşük verim ve yüksek giriş akımı dalgalanması gibi problemleri ortadan kaldırmayı amaçlamaktadır. Ayrıca verimi arttırmak amacıyla devreye bir bastırma hücresi eklenmesi önerilmektedir. Önerilen dönüştürücünün 1-fazlı, 2-fazlı ve 3-fazlı hallerinin bastırma hücresi içeren ve içermeyen durumları için analiz, tasarım ve benzetim çalışmaları yapılmıştır. Prototipler üretilmiş ve sistemler deneysel olarak test edilmiş, verim, güç yoğunluğu ve maliyet açılarından karşılaştırılmıştır. Son olarak detaylı bir maliyet analizi yapılmıştır.</p>
Anahtar Kelimeler:	Elektrikli araçlar, hibrit sistem, çok girişli çok fazlı dönüştürücüler, yumuşak anahtarlama.
Fikri Ürün Bildirim Formu Sunuldu Mu?:	Hayır
Projeden Yapılan Yayınlar:	1- A Multi-Input Multi-Phase DC-DC Converter with Soft-Switching Capability (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum), 2- Yüksek verimli çift yönlü çok fazlı çok girişli bir dc-dc dönüştürücünün deneysel olarak gerçekleştirilmesi (Tez (Araştırmacı Yetiştirilmesi) - Yüksek Lisans Tezi),