



**Yerleşik Elektrikli Araç Batarya Şarj Uygulamaları İçin
Yüksek Verimli ve Yüksek Güç Yoğunluklu Bir Batarya Şarj
Devresinin Optimum Tasarımı**

Program Kodu: 3501

Proje No: 116E125

Proje Yürütücüsü:
Doç. Dr. Sevilay ÇETİN

Araştırmacı:
Doç. Dr. Selami KESLER

NİSAN 2019
DENİZLİ



ÖNSÖZ

Günümüzde fosil enerji kaynaklarının kullanımı çevre kirliliğini ve dolayısıyla küresel ısınmayı artırmaktadır. Bu sebeple, otomotiv endüstrisinde fosil yakıtları kullanan içten yanmalı motorlar yerine tamamen elektrikle çalışan araç teknolojisinin geliştirilmesi üzerine çalışmalar hız kazanmıştır. Elektrikli araç (EV) bataryaları herhangi bir şarj istasyonu veya aracın içine yerleşik batarya şarj üniteleri ile herhangi bir AC prizden şarj olabilmektedirler. Şarj ünitesi aracın içine yerleşik olduğu (on-board) durumlarda, aracın performansının yüksek olması için düşük ağırlıklı ve küçük hacimli batarya şarj ünitesinin tasarlanması önemlidir. Bununla beraber, günümüzde giderek artan enerji talebi ve yükselen enerji fiyatları, enerjinin verimli kullanılması gerekliliğini de beraberinde getirmiştir. Bu alanlarda son yıllarda yoğun akademik ve endüstriyel çalışmalar yapılmaktadır. Bu proje çalışmasında da, yüksek verimli, düşük ağırlıklı ve yüksek güç yoğunluklu bir batarya şarj devresinin tasarım çalışması sunulmuştur. “Yerleşik Elektrikli Araç Batarya Şarj Uygulamaları İçin Yüksek Verimli ve Yüksek Güç Yoğunluklu Bir Batarya Şarj Devresinin Optimum Tasarımı” başlıklı proje ile ulusal ve uluslararası alanda EV geliştirme teknolojilerine katkı sağlanması beklenmektedir. Bu proje çalışmasında ortaya çıkan, teorik ve uygulamalı olarak doğrulanan tasarım yaklaşımının bundan sonraki akademik çalışmalara ışık tutacağı düşünülmektedir. Aynı zamanda sunulan tasarım yaklaşımının ülkemizdeki EV teknolojiye adapte edilmesiyle ulusal ekonomiye katkı sağlayacağı ve dış kaynaklara bağımlı olan enerji ihtiyacını azaltıcı yönde etki yapacağı beklenmektedir. Bu projenin, ulusal ve uluslararası düzeyde, bilim ve teknolojiye katkı sağlamasını, iyi bir referans olmasını dilerim.

Nisan, 2019

Doç. Dr. Sevilay Çetin

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	i
İÇİNDEKİLER.....	ii
TABLO VE ŞEKİL LİSTELERİ.....	iii
ÖZET	vi
ABSTRACT	viii
1. GİRİŞ VE LİTERATÜR ÖZETİ.....	1
2.GEREÇ VE YÖNTEM.....	6
2.1 Temel Çalışma Analizleri, Tasarım Çalışmaları ve Güç Kayıp Analizi Çalışmaları	6
2.1.1 PFC Fonksiyonuna Sahip Doğrultucunun Temel Çalışma Prensibi, Tasarım ve Güç Kayıp Analizi Çalışmaları:	6
2.1.1.1 Temel Çalışma Prensibi:.....	6
2.1.1.2 Tasarım Çalışmaları:	7
2.1.1.3 Güç Kayıp Analizi Çalışmaları:	9
2.1.2 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Temel Çalışma Prensibi, Tasarımı, Güç Kayıp Analizi ve Çalışma Bölgesi Optimizasyonu Çalışmaları:	12
2.1.2.1 Temel Çalışma Prensibi:.....	12
2.1.2.2 Tasarım Çalışmaları	20
2.1.2.3 Güç Kayıp Analizi Çalışmaları	24
2.1.2.4 Çalışma Bölgesi Optimizasyonu	26
2.2 Simülasyon Çalışmaları	32
2.2.1 PFC Fonksiyonuna Sahip Doğrultucu Katı için Simülasyon Çalışmaları:	32
2.2.2 LLC Rezonanslı Dönüştürücü için Simülasyon Çalışmaları:.....	33
2.3 Prototip Tasarımı ve Deneysel Ölçüm Sonuçları	41
2.3.1 PCB Tasarımları:.....	41
2.3.2 Prototip Kurulumu ve Deneysel Ölçüm Sonuçları	44
3. BULGULAR VE TARTIŞMA	55
Kaynaklar	58

TABLO VE ŞEKİL LİSTELERİ

Tablo 1: Doğrultucu katı için belirlenen güç devresi elemanları.....	9
Tablo 2: Farklı Yük Durumları için Elde Edilen Değerlendirme Sonuçları	27
Tablo 3: LLC Rezonanslı Dönüştürücü için belirlenen güç devresi elemanları.	31
Şekil 1. Batarya şarj devresi blok diyagramı.....	1
Şekil 2. Projede hedeflenen batarya şarj devresi diyagramı.....	5
Şekil 3. PFC fonksiyonuna sahip AC-DC dönüştürücü.....	6
Şekil 4. PFC fonksiyonuna sahip AC-DC dönüştürücü.....	8
Şekil 5. Doğrultucu katının yük durumuna göre verim değişimi.	11
Şekil 6. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü devre şeması.....	12
Şekil 7. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücünün DC gerilim kazancı.....	14
Şekil 8. 2. Bölgede çalışan LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri.....	15
Şekil 9. 2. Bölgede çalışan LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücüye ait bir yarı anahtarlama periyodunda oluşan eşdeğer devre durumları.....	16
Şekil 10. LLC rezonanslı dönüştürücünün AC eşdeğer devre modeli.....	19
Şekil 11. LLC Rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazancının anahtarlama frekansına göre değişimi. $V_{in}=400\text{ V}$, $N=15/9$	20
Şekil 12. Lithium-ion Batarya Şarj Karakteristiği.....	21
Şekil 13. LLC rezonanslı dönüştürücünün verim karşılaştırması. (a) Çıkış gerilimin fonksiyonu olarak. (b) Çıkış akımının fonksiyonu olarak.....	30
Şekil 14. LLC rezonanslı dönüştürücünün ABR ve BR çalışma durumları için kayıp analizi karşılaştırması. (a) Çıkış geriliminin fonksiyonu olarak. (b) Çıkış akımının fonksiyonu olarak.....	31
Şekil 15. 85 V_{rms} hat geriliminde elde edilen simülasyon sonuçları. Hat akımı, i_{ac} ve hat gerilimi, v_{ac} ile Çıkış gerilimi v_o	32
Şekil 16. 220 V_{RMS} hat geriliminde elde edilen simülasyon sonuçları. Hat akımı, i_{ac} ve hat gerilimi, v_{ac} ile Çıkış gerilimi v_o	33
Şekil 17. 265 V_{RMS} hat geriliminde elde edilen simülasyon sonuçları. Hat akımı, i_{ac} ve hat gerilimi, v_{ac} ile Çıkış gerilimi v_o	33
Şekil 18. LLC rezonanslı dönüştürücü simülasyon sonuçları. (a) S1 MOSFET' ine ait akım ve gerilim dalga şekilleri, i_{S1} ve v_{S1} . (b) Rezonans akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatörü v_{Cr} . (c) Doğrultucu diyotlar için akım dalga şekilleri, i_{DR1} ve i_{DR3} . (d) Ortalama çıkış akımı ve gerilimi dalga şekilleri, i_o ve v_o . $V_{in}=380\text{ V}$, $f_s=108.4\text{ kHz}$, $I_o=6\text{ A}$, $V_o=450\text{ V}$	35
Şekil 19. LLC rezonanslı dönüştürücü simülasyon sonuçları. (a) S1 MOSFET' ine ait akım ve gerilim dalga şekilleri, i_{S1} ve v_{S1} . (b) Rezonans akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatörü v_{Cr} . (c)	

Doğrultucu diyotlar için akım dalga şekilleri, i_{DR1} ve i_{DR3} . (d) Ortalama çıkış akımı ve gerilimi dalga şekilleri, i_o ve v_o . $V_{in}=380$ V, $f_s=117$ kHz, $I_o=0.06$ A, $V_o=450$ V.	37
Şekil 20. LLC rezonanslı dönüştürücü simülasyon sonuçları. (a) S1 MOSFET' ine ait akım ve gerilim dalga şekilleri, i_{S1} ve v_{S1} . (b) Rezonans akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatörü v_{Cr} . (c) Doğrultucu diyotlar için akım dalga şekilleri, i_{DR1} ve i_{DR3} . (d) Ortalama çıkış akımı ve gerilimi dalga şekilleri, i_o ve v_o . $V_{in}=420$ V, $f_s=201$ kHz, $I_o=0.06$ A, $V_o=250$ V.	38
Şekil 21. LLC rezonanslı dönüştürücü simülasyon sonuçları. (a) S ₁ MOSFET' ine ait akım ve gerilim dalga şekilleri, i_{S1} ve v_{S1} . (b) Rezonans akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatörü v_{Cr} . (c) Doğrultucu diyotlar için akım dalga şekilleri, i_{DR1} ve i_{DR3} . (d) Ortalama çıkış akımı ve gerilimi dalga şekilleri, i_o ve v_o . $V_{in}=420$ V, $f_s=197$ kHz, $I_o=6$ A, $V_o=250$ V.	40
Şekil 22. LLC rezonanslı dönüştürücü PCB tasarımı (93 mm x 113.5 mm).	41
Şekil 23. LLC rezonanslı dönüştürücü için kontrol kartı PCB tasarımı (55.5 mm x 86.7 mm).	42
Şekil 24. LLC rezonanslı dönüştürücü güç ve kontrol katı için PCB üretimleri.	43
Şekil 25. Birinci aşama için PFC fonksiyonuna sahip doğrultucu PCB tasarımı (82.3 mm x 147 mm).	43
Şekil 26. PFC fonksiyonlu doğrultucu için üretilen PCB.	44
Şekil 27. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü prototipi.	45
Şekil 28. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücüye ait ölçüm sonuçları. $V_{in}=380$ V, $V_o=450$ V, $I_o=4$ A, $I_{in}=4.97$ A, $f_s=125.52$ kHz.	46
Şekil 29. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücüye ait ölçüm sonuçları. $V_{in}=420$ V, $V_o=250$ V, $I_o=0.68$ A, $I_{in}=0.43$ A, $f_s=188.8$ kHz.	47
Şekil 30. PFC fonksiyonlu doğrultucu prototipi.	48
Şekil 31. Giriş hat gerilimi v_{ac} ve giriş hat akımı i_{ac} . $V_{ac}=220$ V _{rms} , $P_o=2$ kW, $f_s=100$ kHz, $V_o=380$ V.	49
Şekil 32. Giriş hat gerilimi v_{ac} ve giriş hat akımı i_{ac} . $V_{ac}=265$ V _{rms} , $P_o=2$ kW, $f_s=100$ kHz, $V_o=380$ V.	49
Şekil 33. Giriş hat gerilimi v_{ac} ve giriş hat akımı i_{ac} . $V_{ac}=110$ V _{rms} , $P_o=2$ kW, $f_s=100$ kHz, $V_o=380$ V.	50
Şekil 34. Giriş hat gerilimi v_{ac} ve giriş hat akımı i_{ac} . $V_{ac}=85$ V _{rms} , $P_o=1.2$ kW, $f_s=100$ kHz, $V_o=380$ V.	50
Şekil 36. İki aşamalı batarya şarj devresi prototipi.	52
Şekil 37. İki aşamalı batarya şarj devresine ait ölçüm sonuçları, $v_{ac}=220$ V, $V_o=450$ V, $I_o=5$ A, $f_s=123.45$ kHz.	52
Şekil 38. İki aşamalı batarya şarj devresine ait ölçüm sonuçları, $v_{ac}=220$ V, $V_o=450$ V, $I_o=0.5$ A, $f_s=124.22$ kHz.	53

Şekil 39. İki aşamalı batarya şarj devresine ait ölçüm sonuçları, $v_{ac}=220$ V, $V_o=250$ V, $I_o=5$ A, $R_L=50$ Ω , $f_s=156.25$ kHz.	53
Şekil 40. İki aşamalı batarya şarj devresine ait ölçüm sonuçları, $v_{ac}=220$ V, $V_o=250$ V, $I_o=0.5$ A, $f_s=165$ kHz.	53
Şekil 41. İki aşamalı batarya şarj devresinin farklı yüklerdeki verim değerleri. $v_{ac}=220$ V, $V_o=450$ V.	54
Şekil 42. İki aşamalı batarya şarj devresinin farklı yüklerdeki güç faktörü (PF) değerleri. $v_{ac}=220$ V, $V_o=450$ V.	54
Şekil 43. İki aşamalı prototipin tartılması.	55

ÖZET

Bu projede, elektrikli araç yerleşik batarya şarj ünitelerinde kullanılmak üzere yüksek verimli ve yüksek güç yoğunluklu bir batarya şarj devresinin tasarımı amaçlanmaktadır. Bu amaç doğrultusunda, 85-265 V_{RMS} uluslararası şebekeden beslenerek çalışabilen, 250 V-450 V aralığında çıkış gerilimini regüle edebilen, 2.7 kW gücünde ve verimi %94' ün üzerinde, ağırlığı 3 kg'ın altında ve güç yoğunluğunun 1 kW/kg' ın üzerinde olan yerleşik bir batarya şarj devresinin tasarımı hedeflenmiştir.

Son zamanlarda, fosil enerji kaynaklarının giderek tükenmesi, artan çevre kirliliği ve küresel ısınma gibi problemler doğrultusunda, otomotiv endüstrisinde tamamen elektrikle çalışan araç teknolojisinin geliştirilmesi üzerine çalışmalar hız kazanmıştır. EV teknolojisi geliştirilirken, aracın performansının artırılması için düşük ağırlıklı ve küçük hacimli güç dönüştürücülerinin araç içine yerleştirilmesi önemlidir. Bununla beraber, günümüzde giderek artan enerji talebi ve yükselen enerji fiyatları, enerjinin verimli kullanılması gerekliliğini de beraberinde getirmiştir. Bu sebeple, yüksek güç yoğunluklu ve yüksek verimli batarya şarj devresi tasarımı, enerji tasarrufu ve küçük soğutucu boyutları için EV teknolojisi geliştirme alanında önemli bir parametredir. EV batarya şarjı, batarya şarj ünitesinin olduğu bir istasyondan (off-board) yapılabilirdiği gibi, doğrudan araç üzerinde yerleşik olarak (on-board) herhangi bir AC şebekeden de yapılabilir. Doğrudan aracın şebekeye bağlanarak şarj edilebilmesi kullanıcının endişe ve kaygısını gidererek konforunu artırdığı için EV araç kullanımını teşvik eder. Bununla beraber yerleşik sistemler EV' nin ağırlığını ve hacmini artırmaktadır. Bu durumda, EV' nin içten yanmalı motorlarla yarışabilir performansta olabilmesi için yerleşik şarj ünitesinin kompakt, hafif ve yüksek verimli olarak tasarlanması gerekmektedir.

Elektrikli araç batarya şarjında kullanılan dönüştürücüler, AC şebeke geriliminin DC' ye dönüştürülmesi ve elde edilen DC gerilimin tekrar istenen bir DC gerilime regüle edilmesini kapsayan iki aşamalı güç dönüşümünü kapsamaktadır. Birinci aşamanın enerjinin verimli kullanılması açısından güç faktörünün düzeltilmesi (PFC) fonksiyonunu da içermesi gerekmektedir. Bu aşamada genellikle geleneksel köprü tipi doğrultucunun ürettiği DC gerilimle beslenen bir boost dönüştürücü ile sağlanmaktadır. Bu projede de birinci aşama için köprü tipi doğrultucuyu takip eden bir boost dönüştürücü kullanımı planlanmaktadır. İkinci aşama için temel çalışma prensibinde yumuşak anahtarlama özelliği bulunduran rezonanslı dönüştürücüler ve faz kaydırmalı tam köprü (PSFB) dalga genişlik modülasyonlu (PWM) DC-DC dönüştürücüler orta ve yüksek güçlü uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. PSFB DC-DC dönüştürücüde, primer tarafındaki yarıiletken anahtarların ilettime geçmesi sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) ile sağlanır. Fakat bu ZVS ile ilettime geçme işlemi yük durumuna bağlıdır ve geciken koldaki anahtarların yumuşak anahtarlama hafif yük koşullarında

kaybolur. PSFB dönüştürücüde, faz kaydırma kontrol prensibinin uygulanması sebebi ile serbest dolaşım aralığı iletim kayıpları genel olarak yüksektir. Hafif yüklerde, primer anahtarlarının sert olarak iletime girmesi ve iletim kayıplarının yüksek oluşu dönüştürücünün çalışma frekansını ve dolayısıyla güç yoğunluğunu sınırlandırmaktadır. Seri, paralel, LCC ve LLC gibi rezonanslı dönüştürücüler doğal olarak yumuşak anahtarlama olarak çalışırlar ve güç yarıiletkenlerinin yumuşak anahtarlama yük koşullarından etkilenmezler. Rezonanslı dönüştürücülerin en büyük dezavantajı frekans kontrolünün uygulanıyor olmasıdır. Rezonanslı dönüştürücülerden, LLC rezonanslı dönüştürücü, dar bir frekans aralığında çıkış gerilimini geniş bir aralıkta regüle edebiliyor olması avantajı ile en çok tercih edilen ve yaygın olarak kullanılan dönüştürücü türüdür. Üstelik dönüştürücüde kapasitif çıkış filtresinin kullanılması güç yoğunluğunun artırılmasında olumlu etki yapmaktadır. Avantajları göz önünde bulundurularak, bu projede sunulan batarya şarj devresinin ikinci aşaması için LLC rezonanslı dönüştürücünün kullanılması planlanmaktadır. LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma prensibi farklı bölgelerde gerçekleşmektedir ve bu yüzden tasarımı karmaşıktır. Projede sunulan tasarım yaklaşımında, öncelikle çalışma bölgeleri yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu açısından optimize edilmiştir. Ayrıca, her iki aşama için belirlenen devre topolojilerinde, yüksek verime ve güç yoğunluğuna erişebilmek için Silicon Carbide (SiC) güç yarıiletkenleri kullanılmıştır.

Projede sunulan tasarım yaklaşımı, EV batarya şarjı uygulamalarına adapte edilebilecektir. Proje kapsamında, ulusal ve uluslararası düzeyde özgün yayınların çıkarılması ve bilimsel birikime bir katkı sağlanması, endüstriyel olarak yüksek verim ve tasarruflu enerji kullanımına ve böylece ulusal ekonomiye ve teknolojiye katkı sağlanması beklenmektedir.

Anahtar Kelimeler: Batarya şarjı, yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu, SiC güç sürücüler, LLC rezonanslı dönüştürücü, yüksek güç faktörü.

ABSTRACT

In this project, a high efficiency and high power density battery charge circuit is proposed to use in on-board electrical vehicle (EV) battery chargers. In accordance with this purpose, an on-board battery charger design, which is fed from $85 V_{RMS}$ - $265 V_{RMS}$ universal line voltage and regulates the output voltage between 250 V-450 V with 2.7 kW output power, efficiency higher than 94%, weight lower than 3 kg and power density higher than 1kW/kg, is intended.

Recently, interest in plug-in EV rapidly increases in automotive industry due to depletion of fossil fuels, environmental pollution and global warming. In the developing EV technology, light and small power converters on EV are the key parameters in order to increase the performance of the vehicle. Besides, increasing energy demand and energy costs result in the need of using energy more efficiently. Thus, high efficiency and high power density battery charger design is important parameter in the area of EV technology in terms of energy saving and reducing cooling size. EV battery charge can be provided with off-board battery chargers or on-board battery charger from any available power outlet. Thus, on-board systems are encouraged end user to use EV reducing the anxiety of charge depletion. However, on-board battery chargers increase vehicle's volume and weight. Therefore, compact, light and high efficiency battery charger design is a requirement in on-board systems in order to provide enough performance to compete with internal combustion engine.

An EV battery charger include two stages power conversion: first one converts AC line voltage to DC voltage with power factor correction (PFC) function, second regulates the output of first stage to a desired output voltage range. In the first stage, the conventional diode bridge followed a boost converter is usually used. For the first stage of this project, that kind of front-end PFC converter is intended. For the second stage, soft switching converters such as phase shifted full bridge (PSFB) pulse width modulated (PWM) converter and resonant converters, which are operating with soft switching fundamentally, are usually used for medium and high power applications. In PSFB PWM converter, primary switches are turned on with ZVS. However, this ZVS turn-on process is lost under light load conditions. Moreover, freewheeling conduction loss of PSFB converter is high due to applying phase shift control principle. Thus, high conduction loss and increasing the switching loss under light load conditions limits the switching frequency and power density of the converter. Series, parallel, LCC and LLC resonant power converters operate naturally with soft switching and their soft switching function is maintained under all load conditions. The main disadvantages of the resonant converters is changing switching frequency to regulate output voltage. Among resonant converters, LLC resonant converter is usually preferred and widely used

due to its operation capability in a narrow switching frequency range to regulate output voltage in a wide range. Besides, the use of capacitive output filter provides positive effect at the increase of power density. Taking into consideration the advantages of LLC converter, it's using is intended for the second stage of the on-board battery charger proposed in this project. LLC resonant converter has complex design and different operation regions. Thus, firstly, the operation regions is optimized in the proposed design procedure in terms of high efficiency and power density. Besides, SiC power semiconductors is used at both stages to provide high efficiency and power density optimization.

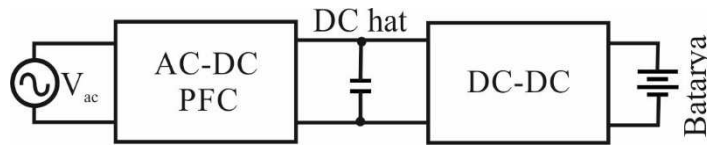
In the project, proposed design approach can be adapted EV battery charge applications. In project scope, it is expected that contribution to the literature publishing papers in a national/international journals and conferences. As industrial, the contribution to energy saving, the use of energy more efficiently, national economy and technology are also expected.

Key Words: Electrical vehicle battery charger, high efficiency, high power density, SiC power devices, LLC resonant converter, high power factor.

1. GİRİŞ VE LİTERATÜR ÖZETİ

Son zamanlarda, fosil enerji kaynaklarının giderek tükenmesi, çevre kirliliğini ve dolayısıyla küresel ısınmayı artırması gibi problemler doğrultusunda, otomotiv endüstrisinde, tamamen elektrikle çalışan araç teknolojisinin geliştirilmesi üzerine çalışmalar hız kazanmıştır. Elektrikli araç (EV) teknolojisi geliştirilirken, aracın performansının artırılması için düşük ağırlıklı ve küçük hacimli güç dönüştürücülerinin tasarlanması önemlidir. Bununla beraber, günümüzde giderek artan enerji talebi ve yükselen enerji fiyatları, enerjinin verimli kullanılması gerekliliğini de beraberinde getirmiştir. Bu sebeple, yüksek güç yoğunluklu ve yüksek verimli güç dönüşümü, enerji tasarrufu ve küçük soğutucu boyutları için EV teknolojisi geliştirme alanında önemli parametreler (state of the art) haline gelmiştir (Emadi vd., 2008; Emadi vd., 2006). EV batarya şarjı, batarya şarj ünitesinin olduğu bir istasyonda (off-board) yapılabildiği gibi, doğrudan araç üzerinde yerleşik (on-board) bir şarj devresi ile herhangi bir AC şebekeden de yapılabilir. Araç üzerine yerleşik sistemlerde, doğrudan aracın şebekeye bağlanarak şarj edilebilmesi kullanıcının endişe ve kaygısını gidererek konforunu artırdığı için EV araç kullanımını teşvik eder. Bununla beraber on-board sistemler EV' nin ağırlığını ve hacmini artırdığı için şarj devresinin güç seviyesini sınırlandırmaktadır (Yılmaz vd., 2013; Grenier vd., 2010; Haghbin vd., 2010). Bu durumda, EV' nin içten yanmalı motorlarla yarışabilir verimde ve performansta olabilmesi için on-board şarj ünitesinin kompakt, hafif, yüksek güç yoğunluklu ve yüksek verimli olarak tasarlanması gerekmektedir (Whitaker vd., 2014). Bu şekilde performansı geliştirilen bir EV içten yanmalı motorlarla rekabette yer alabilir ve kullanıcı tarafından talep edilir. Bu yüzden batarya şarjı EV teknolojisinin geliştirilmesinde önemli bir rol oynamaktadır.

Elektrikli araç batarya şarjında kullanılan dönüştürücüler, AC şebeke geriliminin DC' ye dönüştürülmesi ve elde edilen DC gerilimin tekrar istenen bir DC gerilime regüle edilmesini kapsayan iki aşamalı güç dönüşümünü kapsamaktadır. Şekil 1' de bir batarya şarj devresinin blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 1. Batarya şarj devresi blok diyagramı.

Birinci aşama genellikle güç faktörünün düzeltilmesi (PFC) fonksiyonunu kapsar ve köprü doğrultucunun çıkışına bağlanan bir boost dönüştürücü ile elde edilmektedir (Aguilar vd., 1997; Lee vd., 2011). İkinci aşama için temel çalışma prensibinde yumuşak anahtarlama özelliği bulunduran rezonanslı dönüştürücüler ile faz kaydırmalı tam köprü (PSFB) dalga genişlik modülasyonlu (PWM) DC-DC dönüştürücüler orta ve yüksek güçlü uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar (Fang vd., 2015; Cetin, 2015; Bakan vd., 2013; Gu vd.,

2013). PSFB DC-DC dönüştürücüde, primer tarafındaki yarıiletken anahtarların ilettime geçmesi sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) ile sağlanmaktadır. Fakat bu dönüştürücüde, anahtarların ZVS ile ilettime girmesi yük durumuna bağlıdır ve geciken koldaki anahtarların yumuşak anahtarlama hafif yük koşullarında kaybolur (Cetin, 2015). Batarya şarj uygulamalarında ise yük değişimi geniş bir aralıkta olur ve batarya şarj devresi çoğu zaman batarya şarjı tamamlandığında yüksüz durumda çalışır. Bu durumda, hafif yük durumlarında veya yüksüz durumlarda dönüştürücünün verimi düşeceği gibi, Elektro Manyetik Girişim (EMI) etkileri de artacaktır. PSFB dönüştürücüde, faz kaydırma kontrol prensibinin uygulanması sebebi ile serbest dolaşım aralığı iletim kayıpları da genel olarak yüksektir. Bu dezavantajlar dönüştürücünün çalışma frekansını ve dolayısıyla güç yoğunluğunu sınırlandırmaktadır. Yumuşak anahtarlamanın sürdürüldüğü yük aralığını artırmak için transformatörün primerine seri bağlı rezonans endüktansının değeri artırılabilir. Fakat bu da aynı zamanda serbest dolaşım aralığının süresini artırdığı için serbest dolaşım akımının oluşturduğu iletim kayıplarını yükseltir (Cetin, 2015; Bakan, 2013; Gu vd., 2013).

Seri, paralel, LCC ve LLC gibi rezonanslı dönüştürücüler doğal olarak yumuşak anahtarlama olarak çalışırlar ve güç yarıiletkenlerinin yumuşak anahtarlama yük koşullarından etkilenmez (Steigerwald, 1988). Rezonanslı dönüştürücülerin en büyük dezavantajı frekans kontrolünün uygulanıyor olmasıdır. Seri rezonanslı devrelerde rezonans elemanları ve yük birbirleri ile seridir. Seri rezonansın en büyük dezavantajı, hafif yüklerde çıkış gerilimi regülasyonunun yapılamamasıdır. Geniş bir aralıkta değişen anahtarlama frekansı, tasarım optimizasyonunu zorlaştırdığı için istenen bir özellik değildir. Paralel rezonanslı devrede, rezonans devresi ile yük paralel konumdadır. Paralel rezonanslı devrelerin en büyük problemi, yük paralel olduğu için yüksüz durumlarda bile giriş empedansı düşüktür. Bu da rezonans devresinde dolaşan akımı artırır ve iletim kayıplarını yükseltir. Seri-paralel başka bir deyişle LCC rezonanslı devrede, seri ve paralel rezonanslı devrenin kombinasyonu oluşturulmuştur. Seri ve paralel rezonanslı devrelerde yaşanan dezavantajları ortadan kaldırır. Hafif yüklerde çıkış gerilimi regülasyonu dar bir frekans aralığında sağlanırken aynı zamanda paralel rezonans devrede oluşan düşük empedansı ortadan kaldırarak, rezonans akımını ve iletim kayıplarını sınırlar. Devre iki rezonans frekansına sahiptir ve dönüştürücünün tasarım optimizasyonunun yapılabileceği yumuşak anahtarlama bölgesi daha düşük olan rezonans frekansının bulunduğu bölgededir. Bu sebeple devrenin güç yoğunluğunu artırmak için yüksek çalışma frekanslı bölgeler seçildiğinde dönüştürücü verimi oldukça düşmektedir. Bu durum dönüştürücü tasarım optimizasyonunu sınırlamaktadır (Steigerwald, 2013). Bu sebeple seri, paralel ve seri-paralel (LCC) rezonanslı dönüştürücüler yüksek verimli ve yüksek güç yoğunluklu optimizasyonlar için elverişli değildirler (Steigerwald, 2013; Yang, 2003; Wan, 2012). Rezonanslı dönüştürücülerden, LLC rezonanslı

dönüştürücü, geniş çıkış gerilimi aralığında ve dar bir frekans aralığında çalışabiliyor olması sebebi ile en çok tercih edilen ve yaygın olarak kullanılan dönüştürücü türüdür (Wan, 2012; Lu vd., 2006; Fang, 2007; Huang vd., 2011; Biela vd., 2009). LLC rezonanslı dönüştürücü yüksek frekanslarda ve geniş bir yük aralığında ZVS anahtarlama ile çalışabilmektedir. Üstelik dönüştürücüde kapasitif çıkış filtresinin kullanılması güç yoğunluğunun artırılmasında olumlu etki yapmaktadır (Biela vd., 2009). Öne çıkan avantajları doğrultusunda, projede tasarımı amaçlanan batarya şarj devresinin ikinci aşaması için LLC rezonanslı dönüştürücü seçilmiştir.

Literatürde, batarya şarj devresi uygulamaları için LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü devresi içeren farklı çalışmalar sunulmuştur (Fang vd., 2015; Dow vd., 2011; Musavi vd., 2013; Dow vd., 2015). (Fang vd., 2015)' te EV uygulamaları için batarya şarj periyodunun davranışını verim açısından değerlendiren bir tasarım yöntemi sunulmuştur. Sunulan metotta, lithium-ion pilin şarj karakteristiği göz önünde bulundurularak, toplam batarya şarj süresi içinde şarj akımı ve şarj sırasındaki bataryanın uçlarındaki gerilim değerine göre farklı çalışma noktaları belirlenmiştir. Bu çalışma noktalarının toplam batarya şarj süresi içindeki ağırlığına göre yüksek verimin elde edildiği optimum tasarım noktası belirlenmiş ve o çalışma noktasına göre dönüştürücü tasarımı yapılmıştır. Batarya şarj devresinin tasarımı çıkış gerilimi 60-100 V aralığında değişen düşük gerilim değerleri için optimize edilmiştir. PFC katı için herhangi bir optimizasyon belirtilmemiştir. Sunulan çalışmada, 3 kW' lık bir sistem için maksimum %95.19 verim elde edilmiştir. (Dow vd., 2011) ve (Dow vd., 2015)' te klasik olarak kompleks AC devrelerinin analizinde kullanılan geleneksel temel harmonik yaklaşımı (FHA) ile bir tasarım optimizasyonu yapılmıştır. Bu metot, anahtarlama frekansının rezonans frekansına yakın olduğu bölgelerde doğru sonuç verirken, anahtarlama frekansı rezonans frekansından uzaklaştıkça hatalar üretir ve güvenilir sonuçlar vermez. Batarya şarjı uygulamalarının gerektirdiği geniş bir aralıkta çıkış gerilimi regülasyonu için uygun değildir (Fang vd., 2015; Ivensky vd., 2011; Fang vd., 2012; Deng vd. 2014). FHA yöntemi daha çok rezonans frekansında ve rezonans frekansının üzerindeki çalışma bölgelerinde doğru sonuçlar üretmektedir (Simone vd., 2006). (Musavi vd., 2013)' te yakın mesafelerde ve belli bir düşük hız limiti ile çalışan (neighborhood) EV batarya şarjı için bir LLC rezonans devresinin 650 W çıkış gücü ve 48-72 V geniş çıkış gerilimi aralığı için tasarım optimizasyonu yapılmıştır. Bu tasarım yönteminde ise lead-acid batarya şarj karakteristiğine göre optimizasyon noktası belirlenmiştir. Geniş bir çıkış gerilimi aralığı ve kısa devre durumları göz önünde bulundurularak rezonans devresi parametreleri belirlenmiştir. Günümüz EV teknolojisinde, lithium-ion batarya hücreleri, lead-acid batarya hücrelerine göre çoğunlukla tercih edilmektedir. Lithium-ion batarya hücreleri daha yüksek akım ve gerilim oranlarına sahiptirler ve batarya şarj devresinin yüksek güç seviyelerinde tasarlanması durumunda

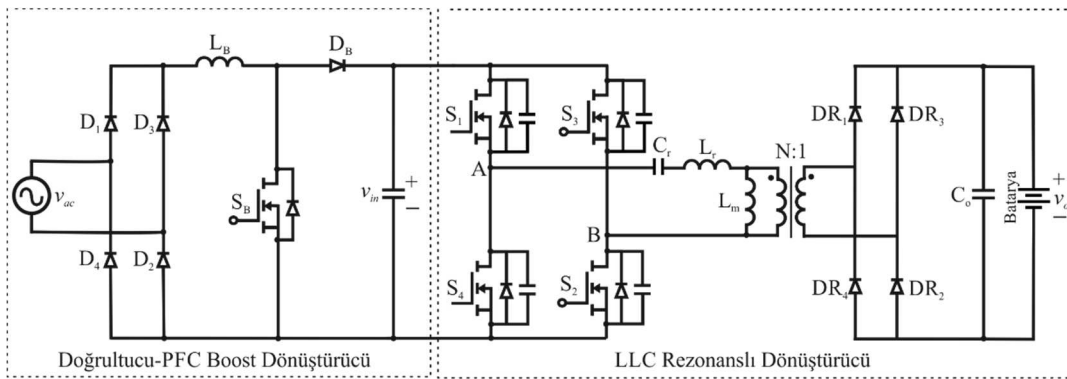
yüksek güç yoğunluğu sağlamaktadırlar (Yılmaz vd., 2013; Deng vd., 2014; Simone vd., 2006). Bu durumda, batarya şarj devresi geniş bir aralıkta çıkış gerilimi regülasyonu yapabilmelidir. (Deng vd.,2014)' deki çalışmada, 250-450 V çıkış gerilimi aralığı için li-ion pil şarj karakteristiğine göre tasarım yöntemi geliştirilmiştir. 3.3 kW' lık bir sistem için yumuşak anahtarlama şartları geniş bir çıkış gerilimi aralığında incelenmiş ve belirlenen durumlara göre tasarım optimizasyonu yapılmıştır.

Yukarıda LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü ile tasarlanan çalışmaların tamamında genellikle yüksek verim üzerine odaklanılmıştır ve bunu sağlayan optimum tasarım noktaları belirleme üzerine analizler yapılmıştır. Dönüştürücünün güç yoğunluğunu ve ağırlığını inceleyen bir çalışma sunulmamıştır. Oysaki araç üzerinde yerleşik (on-board) olarak tasarlanacak batarya şarj devrelerinde dönüştürücünün verimi kadar EV' nin boyutları ve taşıma kapasitesi açısından şarj devresinin güç yoğunluğu ve ağırlığı da önemlidir. Yakın zamanda yüksek güç yoğunluğuna sahip bir yerleşik batarya şarj devresi tasarımı (Whitaker vd., 2014)' de sunulmuştur. Bu çalışmada yukarıdaki çalışmaların kullandığı geleneksel Silicon (Si) güç yarıiletkenlerinden farklı olarak, Silicon Carbide (SiC) güç yarıiletkenlerinin PSFB PWM dönüştürücü performansı üzerine etkileri, verim ve güç yoğunluğu açısından incelenmiştir. Çalışmada yüksek güç seviyeleri için verim ölçümleri yapılmıştır, batarya şarjının çoğunlukla gerçekleştiği düşük yük durumları için bir performans değerlendirmesi yapılmamıştır. Deneysel ölçümler sabit direnç üzerinden gerçekleştirilmiş ve bataryanın şarj profiline göre bir değerlendirme yapılmamıştır. Üstelik PSFB PWM dönüştürücünün yumuşak anahtarlama çalışmasının hafif yüklerde zayıfladığı bilinmektedir.

Yukarıda sunulan çalışmalar ayrıca ikinci aşamada kullanılan LLC dönüştürücünün çalışma bölgelerini verim ve istenen çıkış gerilimi regülasyonu için değerlendirmemiştir. LLC dönüştürücü farklı çalışma bölgelerine sahiptir ve bu bölgelerin verim ve çıkış gerilimi regülasyonu açısından optimize edilmesi gerekmektedir.

Bu projede, geniş bir yük ve çıkış gerilimi aralığında yumuşak anahtarlama ile çalışmayı sürdürebilen LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücüyü içeren bir batarya şarj devresinin tasarlanması amaçlanmıştır. Tasarlanması planlanan devre, Şekil 2' de görüldüğü gibi PFC AC-DC dönüşümünü ve DC-DC regülasyonu kapsayacak şekilde iki güç dönüşümüne sahiptir. Batarya hücreleri için lithium-ion batarya şarj karakteristiği tasarıma adapte edilmiştir. Çünkü lithium-ion batarya hücreleri daha yüksek akım ve gerilim oranlarına sahiptirler ve batarya şarj devresinin yüksek güç seviyelerinde tasarlanması durumunda yüksek güç yoğunluğu sağlamaktadırlar (Yılmaz vd., 2013; Chen vd., 2006; Dearborn, 2005). Birinci aşama için klasik bir köprü doğrultucu çıkışından beslenen bir boost dönüştürücü ile PFC AC-DC güç dönüşümü sağlanmıştır. Her iki aşama için belirlenen devre topolojilerinde, yüksek verime ve güç yoğunluğuna erişebilmek için SiC güç sürücülerinin kullanılmasıyla

tasarım optimizasyonları yapılmıştır. SiC teknolojisi, Si teknolojisi ile karşılaştırıldığında üstün özelliklere sahiptir. SiC teknolojisi ile geliştirilmiş bir güç elemanı Si yapıya sahip bir güç elemanı ile karşılaştırıldığında; SiC güç elemanları, yüksek elektrik alan kırılma gerilimine sahip olmaları sebebi ile düşük değerli iletim direncinin sağlanmasında Si güç elemanlarına göre 100 kat daha avantajlıdır (Allen vd., 2001; Abou-Alfotouh vd., 2006; Hudgins vd. 2003). SiC güç elemanları için gerekli aktif bölge aynı akım-gerilim oranına sahip Si güç elemanından daha küçüktür. Çünkü SiC teknolojisi daha iyi termal iletkenlik, daha yüksek sıcaklığa dayanma ve daha yüksek kırılma gerilimi sınırı sunmaktadır. Bu yüzden, SiC güç yarıiletkenleri yüksek güç yoğunluğu ve yüksek verim performansı için bu projede değerlendirilmiştir. Aynı zamanda, geniş bir yük aralığında çıkış gerilimi regülasyonunu yüksek verim ile elde edebilmek için devre elemanlarının optimizasyonu yapılmıştır. LLC rezonanslı dönüştürücünün değişik çalışma bölgelerindeki davranışı geniş bir çıkış gerilimi aralığında incelenerek yüksek verim ve güç yoğunluğu açısından optimum çalışma bölgesi belirlenmiştir. Optimum çalışma bölgesinin belirlenmesinde, rezonans frekansının altındaki, gerilimin yükseltildiği çalışma bölgesindeki gerilim kazancının doğru bir şekilde tahmin edilebilmesi için (Shafiei vd., 2017)' de sunulduğu gibi zaman ortamında analiz ile elde edilen gerilim kazancı ifadesi kullanılmıştır. Rezonans frekansı ve bunun üzerindeki frekanslarda ise FHA ile elde edilen gerilim kazancı ifadesi kullanılmıştır. FHA, rezonans frekansı ve üzerindeki çalışmalarda, yani gerilimin düşürüldüğü bölgede doğru sonuçlar verirken, rezonans frekansının altındaki bölgelerde hata üretmektedir (Simone vd., 2006). Son olarak, 250-450 V çıkış gerilimi aralığına sahip ve 85-265 V_{RMS} AC şebeke gerilimi aralığında çalışabilen bir batarya şarj devresi prototipinin kurulmasıyla deneysel çalışma sonuçları elde edilmiş ve sunulan tasarım yaklaşımı doğrulanmıştır.



Şekil 2. Projede hedeflenen batarya şarj devresi diyagramı.

2.GEREÇ VE YÖNTEM

Tasarımı planlanan batarya şarj devresinin öncelikle tasarım parametreleri belirlenmelidir. Batarya şarj devresi iki aşamalı güç dönüşümünü içerdiği için her bir güç dönüşümünün tasarımı ayrı ayrı yapılmalıdır. Her bir güç dönüşümünün tasarımı için ilk önce temel çalışma prensipleri bilinmelidir. Tasarım parametreleri yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu odaklı olarak çıkarılmalıdır. Bu amaçla her bir dönüştürücüye ait güç kayıp analizi analitik olarak çıkarılmalıdır. Teorik olarak tasarımı belirlenen batarya şarj devresi, simülasyon çalışmaları ve laboratuvar da kurulan bir prototip ile doğrulanmalıdır. Laboratuvar prototipi için öncelikle PCB tasarımları yapılmalıdır. Bu aşamalar aşağıda sırası ile incelenmiştir.

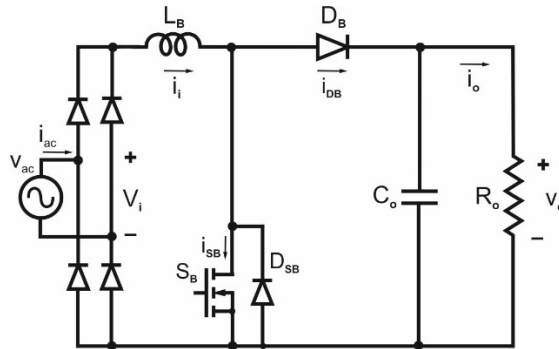
2.1 Temel Çalışma Analizleri, Tasarım ve Güç Kayıp Analizi Çalışmaları

Bu bölümde, şarj devresinin birinci ve ikinci aşamaları ayrı ayrı ele alınmıştır. İlk önce birinci aşama olan PFC fonksiyonuna sahip doğrultucu devrenin özellikleri, tasarım çalışmaları verilmiştir. Daha sonra ikinci aşamada kullanılması planlanan LLC rezonanslı dönüştürücünün temel özellikleri, analiz ve tasarım çalışmaları üzerinde durulmuştur. Yapılan çalışmalar aşağıdaki gibidir:

2.1.1 PFC Fonksiyonuna Sahip Doğrultucunun Temel Çalışma Prensibi, Tasarım ve Güç Kayıp Analizi Çalışmaları:

2.1.1.1 Temel Çalışma Prensibi:

AC şebekeden alınan gerilim PFC fonksiyonuna sahip bir doğrultucudan geçirilerek hem doğrultulur hem de şebeke akımının harmonikleri giderilir. Bu aşama, geleneksel köprü tipi bir doğrultucunun çıkışına bağlanan boost dönüştürücü ile elde edilmiştir. Boost dönüştürücünün endüktansı aynı zamanda dönüştürücünün giriş akımı oluşturur ve bu akımın kontrol edilmesiyle şebeke akımı da kontrol edilmiş olur. Çıkışına bir boost dönüştürücü bağlanmış AC-DC dönüştürücü devre şeması Şekil 3' de verilmiştir.



Şekil 3. PFC fonksiyonuna sahip AC-DC dönüştürücü.

Burada AC şebeke gerilimi ve doğrultucu çıkışından elde edilen gerilim aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$v_{ac}(t) = V_m \sin \omega t \quad (1)$$

$$v_i(t) = V_m |\sin \omega t| \quad (2)$$

S_B anahtarının iletme geçmesi ile L_B üzerinde enerji depolanır ve çıkış kondansatörü C_o çıkışı beslemek üzere çıkış akımı i_o ile deşarj olur. Bu durum için eşitlikler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_m |\sin \omega t| = L_B \frac{di_i(t)}{dt} \quad (3)$$

$$i_o = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (4)$$

Anahtar kesime girdiğinde, L_B üzerinde depolanan enerji hem kondansatörü şarj eder hem de yükü besler. Bu çalışma için geçerli eşitlikler aşağıdaki gibidir.

$$V_m |\sin \omega t| - v_o = L_B \frac{di_i(t)}{dt} \quad (5)$$

$$i_i = \frac{v_o}{R} + C_o \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (6)$$

PFC fonksiyonunun sağlanabilmesi için Ortalama Akım Modlu kontrol tercih edilmiştir. Bu kontrol yönteminde, endüktans akımı algılanarak hata yükseltecinden geçirilir ve harmonikleri minimum akım elde edilir. Bu yöntem, planlanan batarya şarj devresinin şebekeden çektiği akımların harmoniklerinin giderilmesi için bilinen en iyi ve basit bir kontrol yöntemidir (Redl vd., 1994; Rossetto vd., 1994; Balogh vd., 1993; Dixon, 1999). Kontrol devresi prensipleri ve devrenin tasarım çalışmaları bir sonraki bölümde incelenmiştir.

2.1.1.2 Tasarım Çalışmaları:

Devrenin tasarımında girişi şebeke geriliminin 85 V_{RMS} -265 V_{RMS} arasında değiştiği kabul edilmiştir. Güç katı tasarımında L_B boost bobini endüktası, PFC fonksiyonun sağlanmasında önemli bir değerdir. L_B endüktansı sürekli iletim durumunda (CCM) çalışma ve PFC fonksiyonunu sağlanması için aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$L_B = \frac{V_{ac(min)} \cdot D_{max}}{f_s \cdot \Delta I} \quad (7)$$

Yukarıda, D_{max} en düşük çıkış gerilimi $V_{ac(min)}$ 'daki maksimum duty oranını ve ΔI ise bobin akımındaki dalgalamayı ifade etmektedir. Şebekeden çekilen akımın maksimum akım en düşük hat gerilimde çalışmada meydana gelir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_{ac(pk)} = \frac{2 \cdot P_o}{\sqrt{2} \cdot V_{ac(min)}} \quad (8)$$

PFC fonksiyonu için bobin akımındaki dalgalanma %20 seçilebilir (Dixon, 1999). Bobin nüvesinin doyuma girmemesi için maksimum manyetik akı yoğunluğu aşağıdaki ifade edile kontrol edilebilir.

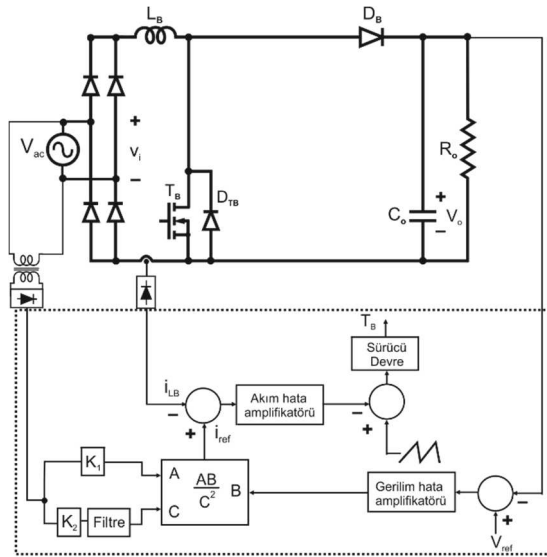
$$B_{\max-LB} = \frac{I_{ac(pk)} L_B}{N_{LB} A_{C-LB}} \quad (9)$$

Yukarda, N_{LB} , bobin spir sayısı ve A_{C-LB} bobin nüvesinin kesit alanını ifade eder. Çıkış filtre kondansatörü C_o çıkış gerilimdeki dalgalanma, çıkış gücü P_o ve tutma zamanı (hold-up time) t_H gerekliliklerine göre seçilebilir. Kondansatör seçimi için aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$C_o = \frac{2 \times P_o \times t_H}{V_o^2 - V_{o(min)}^2} \quad (10)$$

Yukarıda, V_o çıkış gerilimi ve V_{o-min} , minimum çıkış gerilimini ifade eder. Boost MOSFET' inin maruz kalacağı maksimum akım değeri $I_{ac(pk)}$ değerine eşittir. Yarıiletkenlerin gerilim stresi maksimum çıkış gerilimine eşittir.

Kontrol devresi için kullanılan Ortalama Akım Modlu Kontrol blok diyagramı güç devresi ile birlikte Şekil 4' te verilmiştir. Çıkıştan alınan gerilim örneği, referans bir gerilim ile karşılaştırılarak gerilim hata amplifikatörüne uygulanır. Doğrultulmuş giriş geriliminden alınan sinus örneği ile gerilim hata amplifikatörü çıkışında elde edilen sinyal çarpılarak sinus ile orantılı bir akım referansı elde edilir. Çarpma işlemi sırasında, giriş şebeke geriliminin değişmesi durumunda aynı gücün üretilmesi için doğrultulmuş gerilimin karesine bölme işlemi eklenerek akım referans örneği elde edilmiştir. Elde edilen referans akım örneği devrenin giriş akımı ile karşılaştırılarak bir hata üretilir. Bu hata akım hata amplifikatörüne uygulanır ve buradan elde edilen sinyal testere dişi sinyal ile karşılaştırılarak T_B anahtarının referans akımı takip etmesi için gerekli kontrol sinyali üretilir. Üretilen kontrol sinyali bir sürücü devre üzerinden T_B MOSFET' ine uygulanır.



Şekil 4. PFC fonksiyonuna sahip AC-DC dönüştürücü.

Yukarıda tanımlanan tasarım parametreleri doğrultusunda, doğrultucu katı için belirlenen güç devresi elemanları Tablo 1’ de verilmiştir. Kontrol devresi için ortalama akım modlu kontrol yöntemini kullanan ve sürekli akım durumunda çalışan Texas Instruments firmasının ürettiği UCC3818 kontrol entegresi kullanılmıştır.

Tablo 1: Doğrultucu katı için belirlenen güç devresi elemanları

P _o =2,5 kW, V _o =400, V _{in} =85-265 V _{RMS}	
L _B	72 µH, N _{LB} =31, Toroid Kool Mu 0077777A7, B _{max-LB} =0.22 T
C _o	470 µF Elektrolitik, 47 nF seramik,
S _B	SiC C2M0040120D-ND 1200V 60A, R _{DS} =40 mΩ
D _B	SiC C4D20120H 20A 1200V
D ₁ -D ₄	SiC C4D40120D-ND 1200V, 27 A
Kontrol Devresi	Ortalama Akım Modlu kontrol, UCC3818

2.1.1.3 Güç Kayıp Analizi Çalışmaları:

Doğrultucu dönüşüm aşamasının toplam güç kaybı, köprü diyotlarının kayıpları, boost bobininin kaybı, boost diyotunun kaybı, boost MOSFET’ inin kaybı ve çıkış filtre kondansatörünün dielektrik kayıplarından oluşur. Bu kayıplar aşağıda açıklanmıştır:

A. Köprü Diyotları:

Köprü diyotları SiC Schottky diyotlarından seçilmiştir. Bu diyotlarda iletim kayıplarına sahiptir ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$P_{Bridge} = 2 \times I_{LB-Avg} \times V_F \cdot \quad (11)$$

$$I_{LB-Avg} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\pi V_{ac-RMS}} 2 \times I_{LB-Avg} \times V_F \quad (12)$$

Yukarıda, I_{LB-Avg} akımı L_B endüktansının bir yarı şebeke periyodundaki ortalama akımını, V_F ise her bir diyotun gerilim düşümünü ve V_{ac-RMS} şebeke geriliminin RMS değerini ifade etmektedir.

B. Boost bobini, L_B:

Boost bobini iletim ve nüve kayıplarını içermektedir. İletim kayıpları aşağıdaki gibi verilebilir:

$$P_{Cond.-LB} = I_{LB-RMS}^2 \times R_{LB-dc} \cdot \quad (13)$$

$$I_{LB-RMS} = \frac{P_o}{V_{ac-RMS}} \quad (14)$$

Yukarıda, I_{LB-RMS} bobin akımının RMS değerini, R_{LB} bobininin dc direncini ifade eder. Bobin direnci aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$R_{LB-dc} = \rho \frac{l_{LB}}{A_{LB}} \quad (15)$$

Yukarıda, ρ bakırın öz direncini, l_{LB} bobin spirlerini oluşturan iletkenin uzunluğunu ve A_{LB} iletken kesit alanını ifade eder. Nüve kayıpları, nüve malzemesinin kataloğunda verilen eğriler yardımı ile çıkarılmıştır.

C. Boost Diyotu, D_B :

Boost diodyotu için SiC ve Schottky özelliğine sahip bir diyot seçilmiştir. Böylece toplam diyot kaybı, iletim kayıpları ve ters toparlanma kayıplarından oluşur. Toplam iletim kaybı aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_{Cond.-DB} = I_{DB-AVG} \times V_{F-DB} \quad (16)$$

Yukarıda, I_{DB-AVG} ortalama diyot akımını gösterir ve aşağıdaki gibi yazılır. V_{F-DB} ise diyot ileri yöndeki gerilim düşümünü ifade eder.

$$I_{DB-avg} = V_o / I_o \quad (17)$$

Diyot ters toparlanma kaybı aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$P_{sw-DR} = 0.5 V_o Q_{rr} f_s \quad (18)$$

Yukarıda, f_s boost dönüştürücünün anahtarlama frekansını, Q_{rr} diyotun kataloğunda verilen jonksiyon tabakaları arasında biriken yükü temsil eder.

D. Boost MOSFET' i, S_B :

Boost MOSFET' i S_B SiC olarak belirlenmiştir. Toplam MOSFET kaybı iletim kaybı, anahtarlama kaybı ve sürme kayıplarından oluşmaktadır. İletim kayıpları aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_{Cond.-SB} = I_{SB-RMS}^2 \times R_{DS-on} \quad (19)$$

Yukarıda, I_{SB-RMS} MOSFET akımının RMS değerini gösterir ve aşağıdaki gibi tanımlanır. R_{DS-on} ise MOSFET' in iletim direncini temsil eder.

$$I_{SB-RMS} = \frac{P_o}{V_{ac}} \sqrt{1 - \frac{8\sqrt{2}V_{ac-RMS}}{3\pi V_o}} \quad (20)$$

Anahtarlama kayıpları aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$P_{sw-SB} = 0.5 \times V_o \times I_{LB-AVG} \times (t_{on} + t_{off}) f_s \quad (21)$$

Yukarıda, t_{on} MOSFET' in iletme geçme süresini, t_{off} kesime geçme süresini tanımlar. Sürme kayıpları aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_{Drive-SB} = V_g \times Q_g \times f_s. \quad (22)$$

Yukarıda, V_g MOSFET' in kapı sürme gerilimi, Q_g ise gate şarj yükünü temsil eder.

E. Fitre Kondansatörü, C_o :

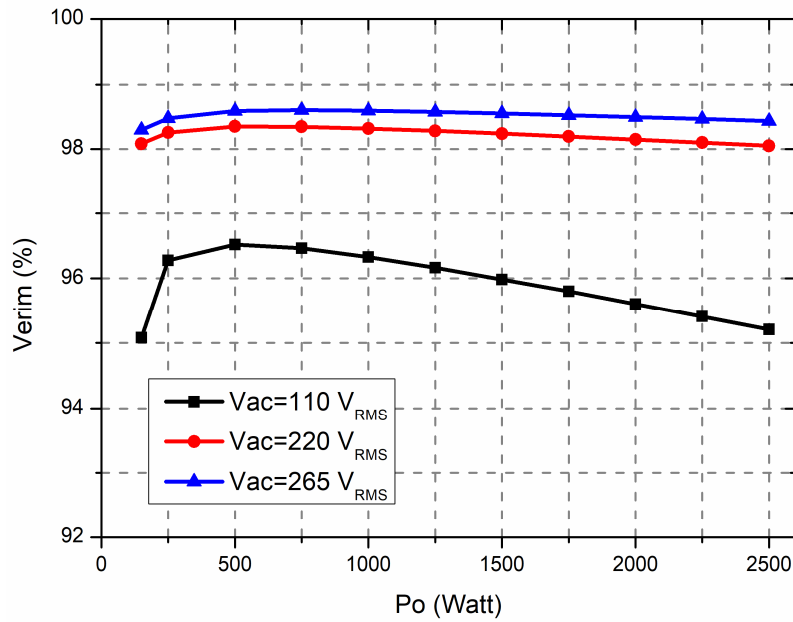
Kondansatörün dielektrik kaybı aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_{Co} = I_{Co-RMS}^2 \times ESR \quad (23)$$

Yukarıda, I_{Co-RMS} çıkış kondansatörü akımının RMS değerini ve ESR kondansatörün eşdeğer seri direncini tanımlar. I_{Co-RMS} aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$I_{Co-RMS} = \sqrt{\frac{8\sqrt{2}P_o^2}{3\pi V_{ac}V_o} - \frac{P_o^2}{V_o^2}}. \quad (24)$$

Yukarıda sunulan kayıp analizine göre, dönüştürücünün $85 V_{RMS}$ - $265 V_{RMS}$ şebeke gerilimi aralığı için yük durumuna göre verim değişimi çıkarılmıştır ve elde edilen sonuçlar Şekil 5' te verilmiştir. Maksimum verim $265 V_{RMS}$ şebeke geriliminde ve tam yük altında %98.51 olarak elde edilmiştir. Analitik olarak elde edilen bu değer, proje önerisinde hedeflenen %94' ün üzerindeki verim değeri ile uyumludur.

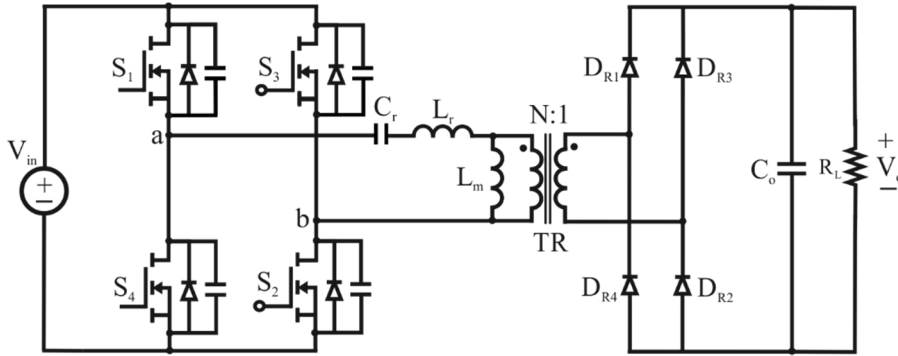


Şekil 5. Doğrultucu katının yük durumuna göre verim değişimi.

2.1.2 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Temel Çalışma Prensibi, Tasarımı, Güç Kayıp Analizi ve Çalışma Bölgesi Optimizasyonu Çalışmaları:

2.1.2.1 Temel Çalışma Prensibi:

Şekil 6' da tam köprü LLC rezonanslı bir DC-DC dönüştürücü devre şeması görülmektedir. Şekilde görünen TR, yüksek frekansta çalışan ve N dönüştürme oranına sahip bir transformatörü, L_r rezonans endüktansını, L_m transformatörün mıknatıslanma endüktansını, C_r rezonans kondansatörünü, S_1 - S_4 primer tarafındaki yarıiletken anahtarları, D_{R1} - D_{R4} sekonder tarafındaki doğrultucu diyotları ve C_o çıkış filtre kondansatörünü temsil etmektedir. S_1 - S_2 ve S_3 - S_4 MOSFET çiftleri birlikte iletimde kalarak rezonans tank elemanlarına simetrik kare dalga gerilim uygulanmasını sağlar. Devrenin çalışma prensibi incelendiğinde, iki farklı rezonans frekansı oluşmaktadır. Bunlardan birisi, tam yük koşullarında etkinliği artan L_r ve C_r arasındaki rezonans ile oluşan f_{r1} ve diğeri hafif yük durumlarında belirginleşen L_r - C_r - L_m arasındaki rezonans ile oluşan f_{r2} 'dir. Her bir rezonans frekansı aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.



Şekil 6. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü devre şeması.

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (25)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_r) C_r}} \quad (26)$$

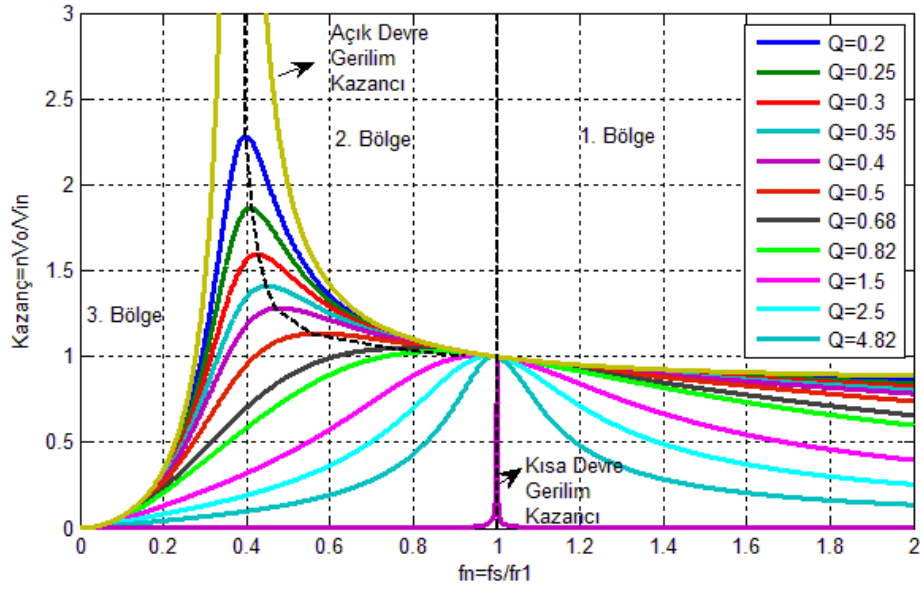
Devrenin DC gerilim kazancı G_{DC} , FHA metodu kullanılarak aşağıdaki eşitlikte verildiği gibi elde edilebilir (Fang vd., 2007). Eşitlikte Q kalite faktörünü ve f_{sw} anahtarlama frekansını temsil etmektedir. R_e sekonder tarafından primere yansıyan AC yük direncini göstermektedir. R_L yük direncini göstermektedir.

$$G_{DC} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_r}{L_m} \left(1 - \frac{f_{r1}^2}{f_{sw}^2}\right) + jQ \left(\frac{f_{sw}}{f_{r1}} - \frac{f_{r1}}{f_{sw}}\right)} \quad (27)$$

$$Q = \frac{1}{R_e} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (28)$$

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} N^2 R_L \quad (29)$$

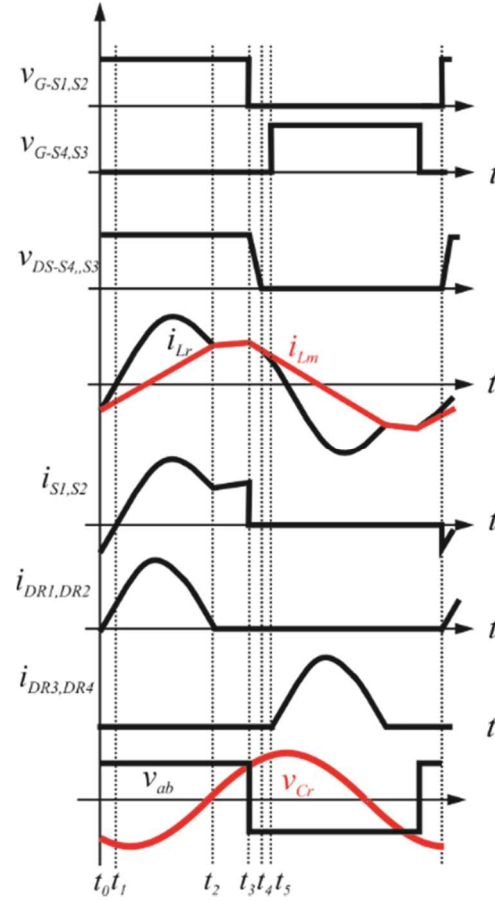
Devrenin DC gerilim kazancı, FHA metodunun uygulanması sonucunda açık devre durumundan kısa devre durumuna kadar Matlab programı ile elde edilmiş ve sonuçlar Şekil 6' da verilmiştir. Şekil 7' deki grafikte, f_{r1} ' in altındaki çalışmalarda çıkış gerilimi yükseltilirken, f_{r1} ' in üstündeki çalışmalarda çıkış gerilimi düşürülmektedir. 1. ve 2. Bölgeler ZVS bölgesi olarak tanımlanırken 3. Bölge ZCS Bölgesidir. Genellikle LLC dönüştürücünün 3. Bölgede çalıştırılması istenmez ve kaçınılır. Çünkü, bu bölge kapasitiftir ve rezonans akımı, rezonans devreye uygulanan gerilimden öndedir. Bu durumda, MOSFET' in anahtarlama sırasında aynı kol üzerindeki diğer MOSFET' lerin gövde diyotları ters toparlanır ve EMI gürültüsü meydana gelir. Primer anahtarlarının ZVS ile iletme geçmeleri için devrenin indüktif bölgede çalışması koşulu sağlanmalıdır. Bu yüzden devrenin 3. Bölgede çalışmasından kaçınılır (Yang, 2003; Wan, 2012). LLC rezonanslı devre, yüksek frekanslarda MOSFET' ler ile tasarlandığı için ZVS ile iletme geçmeyi sağlayan 1. ve 2. bölgede devrenin çalışması tercih edilir. 1. Bölgede anahtarlama frekansının yükseltilmesiyle çıkış geriliminin düşürülürken, 2. Bölgede frekansın düşürülmesiyle çıkış gerilimi yükseltilmektedir. Bu iki bölgenin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. 2. Bölgede primer MOSFET' leri ZVS ile iletme geçer ve sekonder tarafındaki diyotlar da kesintili iletim modunda (DCM) çalıştıkları için ZCS ile akım komutasyonu sağlarlar. Bununla beraber devrenin 3. Bölgede (kapasitif) çalışmasının önlenmesi için bir sınırlama mevcuttur. Bu sınırlama devrenin tasarımını zorlaştırmaktadır. 1. Bölgede, devrenin çalışması her zaman indüktiftir, primer anahtarları herhangi bir sınırlama olmaksızın ZVS ile iletme geçer. Fakat sekonder tarafındaki doğrultucu diyotlarının ZCS ile çalışması ancak hafif yük koşullarında sağlanmaktadır. Ayrıca, hafif yük koşullarında çıkış geriliminin regülasyonu anahtarlama frekansının oldukça yükseltilmesi ile mümkün olmaktadır.



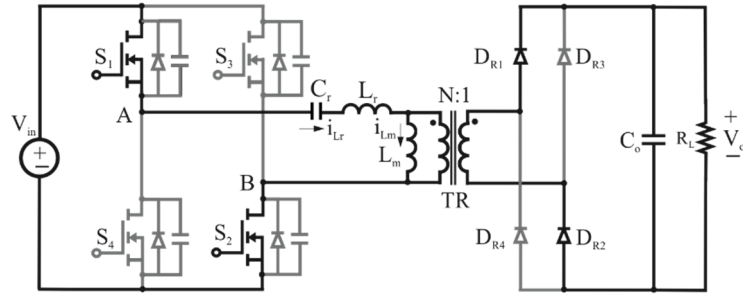
Şekil 7. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücünün DC gerilim kazancı.

Yukarıda verilen çalışma bölgelerinin özellikleri göz önünde bulundurulduğunda, 3. Bölgede çalışmayı önlemek için gerekli çalışma sınırları belirlenmeli, 1. ve 2. Bölgelerdeki çalışma durumlarının tasarımın performansı üzerine etkilerinin incelenerek, dönüştürücünün optimum çalışma bölgesinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu sebeple, 1. ve 2. Bölgelerde çalışma durumları için güç kayıp analizi çıkarılarak, yüksek verim açısından LLC dönüştürücünün geniş bir aralıkta çıkış gerilimi regülasyonu ve değişen yük durumu için optimum çalışma bölgesi, proje çalışmaları kapsamında belirlenmiştir. Bu çalışmalarda, doğru sonuçlara ulaşmak için dönüştürücünün gerilim kazancı, f_{r1} ' in altındaki 2. Bölgedeki çalışma durumlarında, (Shafiei vd., 2017)' de verilen zaman ortamında yapılan analiz ile elde edilen gerilim kazancı ifadesi kullanılmıştır. Devrenin ZVS çalışma sınırı bu analiz ile belirlenmiştir. 1. Bölgede, f_{r1} ' in üstündeki çalışmalarda ise doğru sonuçlar üretmesi sebebi ile FHA metodu kullanılmıştır.

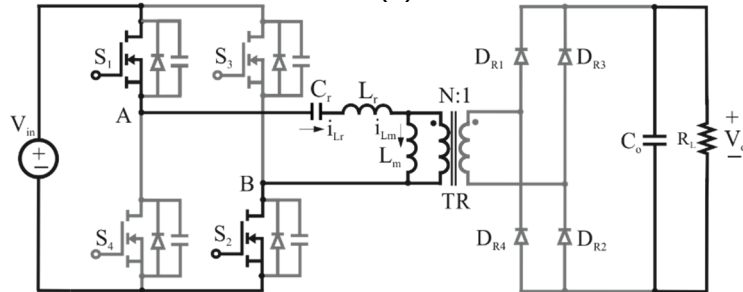
Dönüştürücü 2. Bölgede, gerilim yükseltme fonksiyonu ile çalışırken bir yarı anahtarlama periyodunda oluşan değişimler Şekil 8' de ve oluşan eşdeğer devre durumları Şekil 9' da verilmiştir. Diğer yarı anahtarlama periyodunda, aynı çalışma prensibi rezonans tanka uygulanan ters yöndeki gerilim ile devam etmektedir. Bu yüzden burada yalnızca bir yarı anahtarlama periyodu için devre analiz edilmiştir. Analizde, bütün yarıiletkenlerin ideal olduğu, çıkış filtre kondansatörünün yeterince büyük ve çıkış geriliminin sabit olduğu kabul edilmiştir.



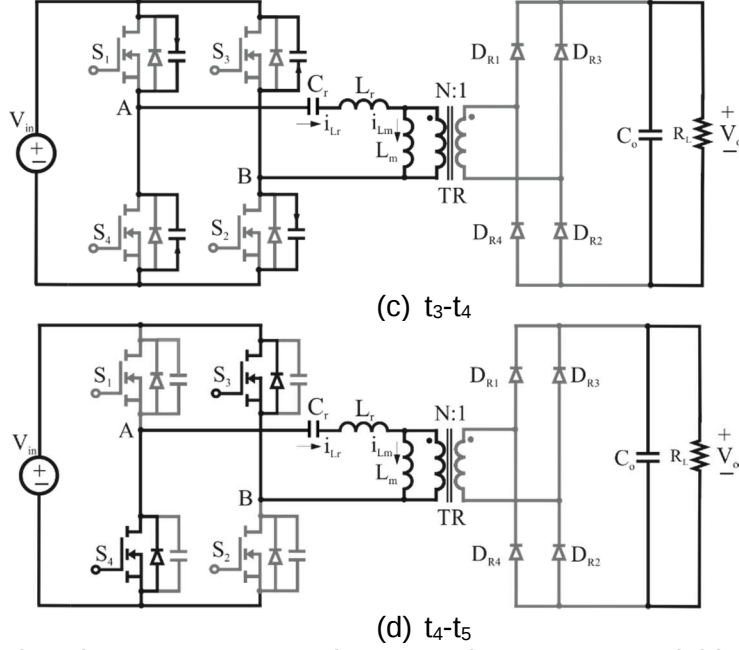
Şekil 8. 2. Bölgede çalışan LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri.



(a) t_0-t_2



(b) t_2-t_3



Şekil 9. 2. Bölgede çalışan LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücüye ait bir yarı anahtarlama periyodunda oluşan eşdeğer devre durumları.

Aralık 1 (t_0 - t_2): Bu çalışmaya ait eşdeğer devre Şekil 9 (a)' da verilmiştir. S_1 ve S_2 anahtarları $t=t_0$ ' da iletme geçmesi ile L_r - C_r - L_m elemanlarından oluşan rezonans tanka kare dalga gerilim uygulanır ve L_r - C_r arasında oluşan rezonans ile i_{L_r} akımı yükselmeye başlar. Aralığın başlangıcında negatif olan i_{L_r} akımı $t=t_1$ ' de sıfıra ulaşarak rezonanslı bir şekilde yükselmeye devam eder. Mıknatıslanma endüktansı uçlarında çıkıştan yansıyan NV_o gerilimi bulunduğu için i_{L_m} akımı lineer olarak yükselir. Burada akım ve gerilim değişimlerinin frekansı, f_{r1} frekansına eşittir. Bu aralığa ait eşitlikler aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{in} - NV_o - V_{Cr0}}{Z_{r1}} \sin \omega_{r1} t + I_{Lr0} \cos \omega_{r1} t \quad (30)$$

$$i_{L_m}(t) = \frac{NV_o}{L_m} t + I_{Lm0} \quad (31)$$

$$i_{S1}(t) = i_{L_r}(t) \quad (32)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} - NV_o + (V_{Cr0} - V_{in} + NV_o) \cos \omega_{r1} t + I_{Lr0} Z_{r1} \sin \omega_{r1} t \quad (33)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} - NV_o + (V_{Cr0} - V_{in} + NV_o) \cos \omega_{r1} t + I_{Lr0} Z_{r1} \sin \omega_{r1} t \quad (34)$$

$$i_{DR1,DR2}(t) = N[i_{L_r}(t) - i_{L_m}(t)] \quad (35)$$

Burada, Z_{r1} , ω_{r1} aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (36)$$

$$Z_{r1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (37)$$

Sekonder tarafında, D_{R1} ve D_{R2} diyotları iletme geçerek doğrultulmuş bir çıkış gerilimi V_o 'ı üretirler. Bu aralık, $t=t_2$ 'de doğrultucu diyotların akımının sıfır olması ile son bulur.

Böylece f_{r1} ' in yarısında çıkışa enerji transferi yapılır yani D_{R1} ve D_{R2} diyotları rezonans periyodunun yarısına kadar iletimde kalırlar. Bu yüzden $t_2 = \pi/\omega_{r1}$ tanımı yapılabilir.

Yukarıdaki denklemlerde, $I_{Lr0} = I_{Lm0}$ ve $I_{Lr2} = I_{Lm2}$ tanımlamaları yapılabilir. Bu durumda, $I_{Lr0} = -I_{Lr2}$ olur. I_{Lr2} akımı mıknatıslanma akımının maksimum değerine eşittir ve aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$I_{Lr2} = I_{Lm-max} = \frac{NV_o}{L_m} \times \frac{\pi}{2\omega_{r1}} \quad (38)$$

Benzer şekilde, $V_{Cr0} = -V_{Cr3}$ yazılabilir. Rezonans kondansatörü gerilimi V_{Cr} , $t_2 = \pi/\omega_{r1}$ için yazılırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$V_{Cr2} = -V_{Cr0} + 2(V_{in} - NV_o). \quad (39)$$

Aralık 2 (t_2-t_3): Bu çalışmaya ait eşdeğer devre şeması Şekil 9 (b)' de verilmiştir. Doğrultucu diyotların kesime girmesi ile primere yansıyan, L_m uçlarındaki NV_o gerilimi ortadan kalkar ve $L_r-C_r-L_m$ arasında başka bir rezonans başlar. Bu aralıkta çıkışa enerji transferi yapılmaz, rezonans akımı primer tarafında serbest olarak dolaşır. Bu aralık için oluşan akım ve gerilim değişimleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lm}(t) = \frac{V_{in} - V_{Cr2}}{Z_{r2}} \sin(\omega_{r2}(t - t_3)) + I_{Lr2} \cos(\omega_{r2}(t - t_3)) \quad (40)$$

$$i_{Lm}(t) = i_{Lr}(t) \quad (41)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} + (V_{Cr2} - V_{in}) \cos(\omega_{r2}(t - t_3)) + I_{Lr2} Z_{r2} \sin(\omega_{r2}(t - t_3)) \quad (42)$$

$$i_{S1}(t) = i_{Lr}(t) \quad (43)$$

$$i_{DR1,DR2}(t) = 0 \quad (44)$$

Yukarıdaki eşitliklerde Z_{r2} ve ω_{r2} , rezonans empedansını ve rezonans açısal frekansını ifade etmektedir ve sırasıyla aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\omega_{r2} = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (45)$$

$$Z_{r2} = \sqrt{\frac{(L_r + L_m)}{C_r}} \quad (46)$$

Ölü zaman ihmal edilirse, $t=t_3$ anında, hemen hemen yarı anahtarlama periyodu $T_{sw}/2$ sonunda, S_1 ve S_2 MOSFET' leri mıknatıslanma akımının tepe değeri ile kesime girer ve bu aralık son bulur. Rezonans kondansatörü gerilimi $t=t_3$ için yazıldığında, aşağıdaki değişim eşitlik edilir.

$$v_{Cr3} = -V_{Cr0} = V_{in} + (V_{Cr2} - V_{in}) \cos \alpha + I_{Lr2} Z_{r2} \sin \alpha \quad (47)$$

Yukarıda, α ifadesi t_3-t_2 arasındaki açısal mesafeyi tanımlar ve aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\alpha = \omega_{r2}(t_3 - t_2) = \omega_{r2} \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_r} \right) \quad (48)$$

Yukarıda, ω_s açısıl anahtarlama frekansını temsil eder. (33)' de gerekli düzenlemeler yapıldıktan sonra V_{Cr0} , (Shafei vd., 2017)' de de verildiği gibi aşağıdaki formda elde edilir:

$$V_{Cr0} = \frac{1}{\cos \alpha - 1} \left[(V_{in} - 2NV_0) \cos \alpha + Z_{r2} \frac{NV_0 \pi}{2L_m \omega_r} \sin \alpha + V_{in} \right] \quad (49)$$

Aralık t_3 - t_5 : Bu çalışmaya ait eşdeğer devre şemaları Şekil 9 (c) ve Şekil 9 (d)' de verilmiştir. Bu aralık, ölü zaman aralığı olarak da tanımlanabilir. Bu aralıkta, mıknatıslanma akımı S_1 ve S_2' nin kondansatörlerini şarj ederken diğer çapraz koldaki S_3 ve S_4 MOSFET' lerinin parazitik kondansatörlerini deşarj ederek ZVS ile iletme girmelerini sağlar. Buradan hareketle dönüştürücünün bir kolu için aşağıdaki eşitlik yazılabilir:

$$C_{S1} \frac{V_{in}}{t_{dead}} + C_{S4} \frac{V_{in}}{t_{dead}} = I_{Lr3} = I_{Lm3} \quad (50)$$

Yukarıdaki eşitlikte C_{S1} ve C_{S4} , S_1 ve S_4 MOSFET' lerinin parazitik kondansatörlerini ifade etmektedir. I_{Lm3} , mıknatıslanma akımının maksimum değeridir ve mıknatıslanma endüktansının uçlarında tanımlanan NV_0 gerilimi doğrultusunda aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$I_{Lr3} = I_{Lm3} = \frac{NV_0}{L_m} \times \frac{\pi}{2\omega_{r1}} \quad (51)$$

C_{S3} ve C_{S4} parazitik kondansatörlerin gerilimi sıfıra düştüğünde ve C_{S1} ile C_{S2} kondansatörlerinin gerilimi V_{in} gerilimine eriştiğinde S_3 ve S_4 MOSFET' lerinin ters paralel bağlı diyotları $t=t_4'$ te iletme geçer. Ters paralel bağlı diyotların iletimi ile S_3 ve S_4 MOSFET' lerinin ZVS ile iletme geçmesi sağlanmış olur. Böylece bir yarı anahtarlama periyodu tamamlanır.

Bu çalışmada, ortalama çıkış akımı aşağıdaki gibi verilir:

$$I_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_2} N [i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t)] dt . \quad (52)$$

Yukarıda gerekli düzenlemeler yapıldığında, çıkış gerilim kazancı aşağıdaki gibi elde edilir (Shafei vd., 2017):

$$V_o = \frac{2V_{in}}{(1 - \cos \alpha)N} \left[\frac{\pi}{2R_L' C_r \omega_s} + \frac{\sqrt{L_r + L_m} \pi \sqrt{L_r} \sin \alpha}{2L_m (\cos \alpha - 1)} - \frac{2 \cos \alpha}{\cos \alpha - 1} + 1 \right]^{-1} . \quad (53)$$

Yukarıdaki ifadede, f_{r2} frekansı kapasitif ve indüktif bölge arasındaki sınırı belirler. Bu çalışma sırasında, reaktif empedans kaybolur ve yalnızca direnç etkisi kendisini gösterir. Böylece, kapasitif ve endüktif bölge arasındaki sınır, yani ZVS ile iletme geçme sınırı, yukarıda verilim gerilim kazancı ifadesinde sinüs değişkeninin elimine edilmesiyle aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$V_{o-ZVS} = \frac{2V_{in}}{(1 - \cos \beta) \times N} \times \left[\frac{\pi}{2C_r R_L' \omega_s} - \frac{2 \cos \beta}{\cos \beta - 1} + 1 \right]^{-1} . \quad (54)$$

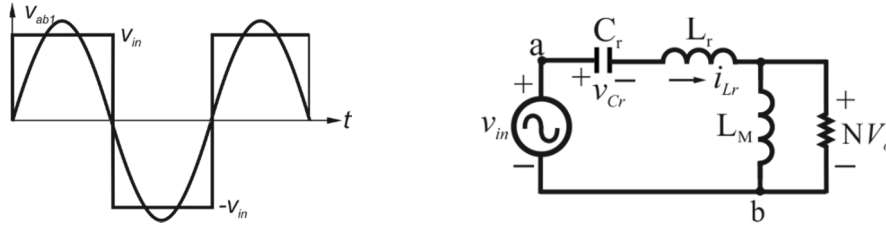
Aynı zamanda, yüksüz durumdaki DC gerilim kazancı, (54) ifadesinde $R_L'=\infty$ için aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$V_{O-NL} = \frac{2V_{in}}{(1-\cos\beta) \times N} \times \left[\frac{\pi L_r \sqrt{L_m + L_r}}{2L_m \sqrt{L_r}} \times \frac{\sin\beta}{\cos\beta - 1} - \frac{2\cos\beta}{\cos\beta - 1} + 1 \right]^{-1}. \quad (55)$$

2. Bölgede, MOSFET' lerin ZVS ile iletme geçme durumunu sağlayabilmek için anahtarlama frekansı aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$f_{r2} < f_{sw} < f_{r1}. \quad (56)$$

Rezonans frekansında ve rezonans frekansının üzerindeki 1. Bölgede devrenin analizi FHA ile yapılmıştır ve bu durumda kullanılan eşdeğer AC devre modeli Şekil 10' da verilmiştir.



Şekil 10. LLC rezonanslı dönüştürücünün AC eşdeğer devre modeli.

S_1 ve S_2 anahtarlarının iletimi pozitif yönde V_{in} gerilimini rezonans tank elemanlarına uygular. Bu durumda elde edilen akım ve gerilim değişimleri aşağıdaki gibidir:

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr-max} \sin(2\pi f_{r1}t - \phi_1) \quad (57)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} - NV_o - I_{Lr-max} Z_{r1} \cos(2\pi f_{r1}t - \phi_1) \quad (58)$$

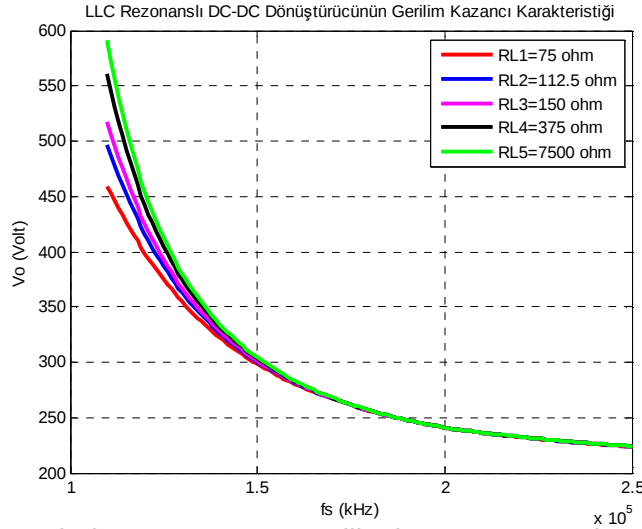
Yukarıda, I_{Lr-max} , maksimum rezonans akımı değerini, ϕ_1 faz açısını gösterir ve sırasıyla aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$I_{Lr-max} = \frac{V_{in} - NV_o - V_{Cr0}}{Z_{r1}} \quad (59)$$

$$\phi_1 = \sin^{-1} \frac{NV_o}{4L_m I_{Lr-max} f_{r1}} \quad (60)$$

FHA ile elde edilen gerilim kazancı ifadesi Eşitlik (27) ile verilmiştir. FHA modeli f_{r1} frekansında ve üzerindeki çalışmalarda kullanılacağı için sürekli olarak endüktif bölgede çalışır. Bu yüzden, bu bölgede MOSFET' lerin ZVS ile iletme geçmesi için kapasitif ve endüktif bölge sınırı tanımlamasına gerek yoktur.

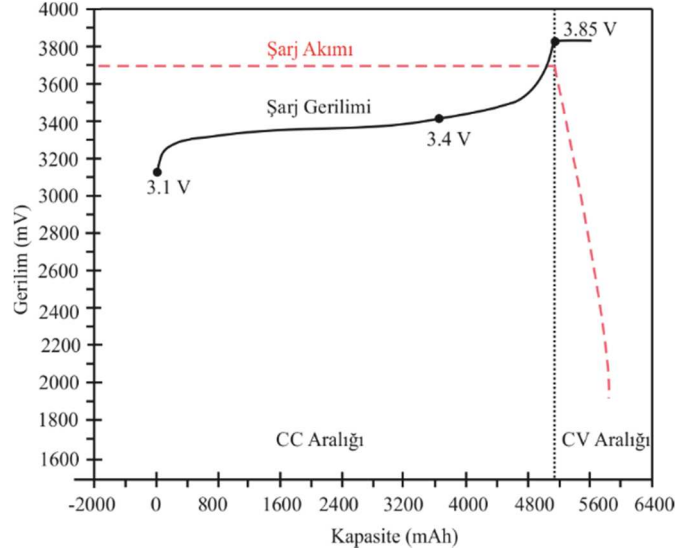
LLC rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazancının anahtarlama frekansına göre göre değişimi, 1. Bölgede FHA metodunun kullanımı ve 2. Bölgede zaman ortamı analizinin kullanımı ile Matlab programında çıkarılmış ve Şekil 11' de verildiği elde edilmiştir.



Şekil 11. LLC Rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazancının anahtarlama frekansına göre değişimi. $V_{in}=400$ V, $N=15/9$.

2.1.2.2 Tasarım Çalışmaları

Bu bölümde, LLC rezonanslı dönüştürücünün rezonans tank parametreleri, yüksek frekanslı transformatör tasarımı ve yarıiletken devre elemanlarının belirlenmesi geniş bir aralıkta çıkış gerilimi regülasyonu, yük değişimi ve yüksek verim açısından değerlendirilmiştir. Tasarım optimizasyonu için bazı başlangıç koşulları tanımlanmıştır. Birinci aşamada doğrultucu çıkışından elde edilen gerilimin 380 V-420 V arasında değiştiği kabul edilmiştir. Birinci aşama çıkışından alınan 400 V nominal DC gerilim LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücünün girişine uygulanmaktadır. Çıkış gerilimi aralığı için (Fang vd., 2015)' de verildiği gibi Lithium-ion batarya hücrelerinin şarj profilinde dört gerilim noktası belirlenmiştir. Bu noktalar Şekil 12' de verilen şarj karakteristiğinde görüldüğü gibi 3.1V/6A, 3.4V/6A, 3.85V/6A ve 3.85V/1.2A noktaları belirlenmiştir. Batarya hücresi 3.85 V' a kadar sabit akım ve ile çalışırken (CC Aralığı), 3.85 V' tan sonra azalan yük ve sabit gerilim (CV Aralığı) ile çalışmaktadır. Seçilen noktalara göre çıkış gerilimi aralığı 117 seri Lithium-ion batarya hücresinin seri bağlantısı ile 362.7 V-450.5 V arasında değişmektedir. Farklı koşulların oluşabileceği durumlar göz önünde bulundurulmuş ve alt limit aşağıya çekilerek çıkış geriliminin 250-450 V aralığında değiştiği kabul edilmiştir. Bu koşullar doğrultusunda, tasarım parametreleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.



Şekil 12. Lithium-ion Batarya Şarj Karakteristiği.

A. Transformatör Tasarımı:

Transformatör dönüştürme oranı, çıkış gerilim kazancının bir olduğu f_{r1} frekansına göre belirlenmektedir. LLC rezonanslı dönüştürücünün hedeflenen çalışma bölgesine göre dönüştürme oranı, giriş gerilimi ve çıkış gerilimi, minimum, maksimum veya nominal değerine göre ayarlanabilir.

$$N = \frac{V_{in}}{V_o} \quad (61)$$

Dönüştürücünün yalnızca 2. Bölgede çalışması için hedeflenen minimum çıkış gerilimi f_{r1}' de olacak şekilde yük koşulları da göz önünde bulundurularak ayarlanır ve anahtarlama frekansı daha yüksek çıkış gerilimlerine regülasyon için düşürülür. Bu sırada endüktif ve kapasitif çalışma sınırı belirlenmelidir. Dönüştürücü, 1. ve 2. bölgelerde çalışacaksa transformatör dönüştürme oranı f_{r1}' e çıkış gerilim aralığı ve yük koşulları da göz önünde bulundurularak ayarlanır. Gerilim yükseltmek için 2. Bölgede, gerilim düşürmek için 1. Bölgede çalışılır. Yalnızca 1. Bölgede çalışma durumu için dönüştürme oranı maksimum çıkış gerilimi f_{r1}' de olacak şekilde ayarlanır ve daha düşük çıkış gerilimleri elde etmek için anahtarlama frekansı düşürülür. Transformatör dönüştürme oranının belirlenmesi, dönüştürücünün çalışma bölgesinin optimizasyonu ile ilgilidir ve LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma bölgesi optimizasyonu başlığı altında yeniden tartışılacaktır.

Transformatör nüvesi boyutları maksimum manyetik akı yoğunluğuna göre belirlenmektedir. Aşağıda verildiği gibi manyetik akı yoğunluğu değişimi primer spir sayısı ve nüve kesiti ile kontrolü belirlenmektedir. Maksimum akı yoğunluğu, B_{m-Tr} , manyetik akı yoğunluğu değişimi ΔB_{Tr} ' nin yarısına eşittir.

$$\Delta B_{Tr} = \frac{V_{in} D}{2f_s N_p A_{c-Tr}} \quad (62)$$

Yukarıdaki eşitlikte A_{C-Tr} nüve kesit alanını gösterir. Transformatör sargıları için geniş yüzeyli bakır folyolar tercih edilmiştir. Bakır folyo, yüksek frekanslarda tercih edilen litz teli ile karşılaştırıldığında, transformatör nüvesinde daha fazla doluluk oranını sağlar ve mekanik dayanımı daha yüksektir. Primer ve sekonder spir sayıları bakır ve nüve kayıpları birbirine yakın olacak şekilde belirlenmiştir.

B. Rezonans Endüktansı, L_r :

L_r endüktansının düşük değerleri yüksek verim sağlar, fakat dönüştürücünün kısa devre çalışmasını önlemek için rezonans endüktansının minimum değerinin sınırı olmalıdır. Bu yüzden minimum L_r değeri, kısa devre durumunda maksimum çıkış akımını maksimum anahtarlama frekansında sınırlayacak şekilde seçilir (Musavi vd., 2013). Bu yaklaşıma göre aşağıdaki eşitlik tanımlanabilir:

$$L_{r-min} = \frac{V_{in-nom} N V_{o-nom}}{8 f_{s-max} P_o} \quad (63)$$

Yukarıda, V_{in-nom} ve V_{o-nom} nominal giriş ve çıkış gerilimlerini, f_{s-max} maksimum anahtarlama frekansını tanımlamaktadır. L_r bobini tasarımında nüve doyumu aşağıda verilen eşitlik ile kontrol edilir.

$$\Delta B_{L_r} = \frac{I_{L_r-max} L_r}{N_{L_r} A_{C-L_r}} \quad (64)$$

Yukarıda, I_{L_r-max} rezonans endüktansı içinden geçen maksimum akımı, N_{L_r} rezonans bobini spir sayısını, A_{C-L_r} kullanılan nüvenin kesit alanını temsil etmektedir.

C. Rezonans Kondansatörü, C_r :

Rezonans endüktansının belirlenmesinden sonra f_{r1} ifadesi yardımı ile rezonans kondansatörü değeri de aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_{r1})^2 L_{r-min}} \quad (65)$$

Rezonans kondansatörünün akımı i_{L_r} akımı ile ilişkilidir. Bu akım doğrultusunda rezonans kondansatörünün tepeden tepeye gerilimi aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$V_{Cr-pp} = \frac{\text{Toplam şarj yükü}}{C_r} = \frac{\int_0^{T_s/2} i_{L_r}(t).dt}{C_r} \quad (66)$$

D. Mıknatıslanma Endüktansı, L_m :

Mıknatıslanma endüktansı, primer MOSFET' lerinin kesime grime akımını, MOSFET' lerin yumuşak anahtarlama ve çıkış geriliminin regülasyonunu kontrol eder. Bu yüzden mıknatıslanma endüktansı, yüksek verim elde etmek ve çıkış geriliminin regülasyonunu sağlamak açısından rezonans tank parametreleri içinde bir öneme sahiptir. Yüksüz çalışma durumunda, MOSFET' lerin ZVS ile iletme girmelerinde sıkıntı olabilmektedir. Bu yüzden

yüksüz durumda iken MOSFET' lerin parazitik kondansatörlerinin şarjı ve deşarjı göz önünde bulundurularak mıknatıslanma endüktansı belirlenebilir. Aşağıda verildiği gibi mıknatıslanma endüktansının maksimum akımı parazitik kondansatörleri deşarj etmek için yeterli olmalıdır:

$$I_{m-peak} = \frac{NV_o T_s}{4L_m} \geq (C_{S1} + C_{S4}) \frac{V_{in-max}}{t_{dead}} \quad (67)$$

Yukarıdaki eşitlikte C_{S1} ve C_{S4} , S_1 ve S_4 MOSFET' lerinin parazitik kondansatörlerini temsil etmektedir. Böylece, minimum mıknatıslanma endüktansı aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$L_{m-min} = \frac{NV_{o-min} t_{dead}}{4V_{in-max} (C_{S1} + C_{S4}) f_{s-max}} \quad (68)$$

Yukarıdaki eşitlikte, V_{o-min} minimum çıkış gerilimini, V_{in-max} maksimum giriş gerilimini, f_{s-max} maksimum anahtarlama frekansını temsil etmektedir.

Mıknatıslanma endüktansı aynı zamanda MOSFET'lerin kesime girme akımını da kontrol ettiği için bu akımı küçük tutmak için de yeterince büyük olmalıdır. Bununla beraber, çıkış geriliminin regülasyonunun sağlanabilmesi için mıknatıslanma endüktansı değerinin bir üst sınırı olmalıdır. Maksimum çıkış geriliminin regülasyonunun sağlanabilmesi için L_m aşağıdaki gibi tanımlanabilir (Musavi vd., 2013; Gu vd., 2005) :

$$L_{m-max} = \frac{\pi^2}{4} L_r \frac{(1 - \frac{f_{r1}}{f_{s-min}})}{(\frac{V_{in-min}}{NV_{o-max}} - 1)} \quad (69)$$

Yukarıdaki eşitlikte, f_{s-min} maksimum çıkış gerilimi V_{o-max} ' in regülasyonu için gerekli minimum anahtarlama frekansını göstermektedir.

E. Çıkış Filtre Kondansatörü, C_o :

Çıkış filtre kondansatörü sekonder tarafındaki doğrultulmuş dalgalı akımı filtre edebilecek şekilde seçilmelidir. Kondansatör akımında meydana gelen dalgalanma, doğrultucu çıkışındaki RMS akım değerinden ortalama akım değerinin vektörel olarak çıkarılmasıyla elde edilebilir.

$$I_{o-ac} = \sqrt{I_{rect-RMS}^2 - I_{rect-AVG}^2} \quad (70)$$

$$I_{rect-RMS} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_{r1}/2} N^2 [i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t)]^2 . dt} \quad (71)$$

$$I_{rect-AVG} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_{r1}/2} N [i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t)] . dt} \quad (72)$$

Çıkış kondansatörü için belirlenen değişim oranına göre çıkış filtre kondansatörü aşağıdaki gibi seçilebilir:

$$C_o = \frac{V_{in}}{2R_L \Delta V_o f_s N} \quad (73)$$

2.1.2.3 Güç Kayıp Analizi Çalışmaları

LLC rezonanslı dönüştürücünün toplam kaybı daha çok primer MOSFET' lerinin kaybı, doğrultucu diyotların kayıpları, transformatör ve rezonans bobininin kayıplarından oluşmaktadır. Kayıp analizi, kullanılan elemanların katalog verileri ve bazı eşitlikler yardımı ile çıkarılmıştır. Her bir elemana ait güç kaybı hesaplama prosedürü aşağıda sunulmuştur:

A. Primer MOSFET' leri:

Primer anahtarları için yüksek anahtarlama hızları, düşük iletim dirençleri gibi avantajları doğrultusunda SiC MOSFET' ler kullanılmıştır. Her bir MOSFET' in iletim kaybı $P_{cond-MOS}$, aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$P_{cond-MOS} = I_{MOS-RMS}^2 R_{on} \quad (74)$$

Yukarıdaki eşitlikte, $I_{MOS-RMS}$ MOSFET içinde dolaşan akımın RMS değerini ve R_{on} MOSFET iletim direncini temsil etmektedir. Rezonans frekansının altındaki bölgede, her bir MOSFET içinden geçen akım değişimi Şekil 8' e göre aşağıdaki tanımlanabilir:

$$i_{MOS}(t) = \begin{cases} \frac{V_{in} - NV_o - V_{Cr0}}{Z_{r1}} \sin \omega_{r1} t + I_{Lr0} \cos \omega_{r1} t, & t \leq \frac{T_{r1}}{2} \\ \frac{NV_o}{4L_m f_{r1}}, & \frac{T_{r1}}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (75)$$

MOSFET içinden geçen RMS akım değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$I_{MOS-RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/2} i_{MOS}^2(t) dt} \quad (76)$$

Rezonans frekansının üzerindeki, 1. Bölgede çalışma durumunda $T_{r1}/2$ ve $T_s/2$ arasında tanımlanan Şekil 8' de t_2 - t_3 aralığında görünen çalışma durumu oluşmaz ve anahtarlama periyodunun tamamında akım FHA yöntemine göre sinüs olarak tanımlanabilir. Buna göre her bir MOSFET içinden geçen akım aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$i_{MOS}(t) = I_{Lr-max} \sin(2\pi f_{r1} t - \phi_1), \quad t \leq \frac{T_s}{2} \quad (77)$$

MOSFET' ler bütün yük koşullarında ZVS ile iletme geçerler ve anahtarlama kayıpları yalnızca aşağıda verilen kesime girme kayıplarından oluşur

$$P_{sw-MOS} = \frac{1}{2} V_{in} I_{off-MOS}^2 (t_{d-off} + t_{rv}) f_s \quad (78)$$

Yukarıdaki eşitlikte, $I_{off-MOS}$, MOSFET' in kesime girme akımıdır, t_{d-off} ve t_{rv} MOSFET kataloğundan elde edilen kesime girme gecikme süresi ve gerilim yükselme süresi olarak tanımlanır. 2. Bölgede çalışırken, MOSFET kesime girme akımı Eşitlik (77)' de, $T_{r1}/2 \leq t \leq T_s/2$

için tanımlanan akımdır. 1. Bölgede çalışma durumunda da MOSFET kesime grime akımı 2. Bölgede tanımlandığı gibi maksimum mıknatıslanma akımı değerine eşittir.

B. Sekonder Doğrultucu Diyotları:

Sekonder doğrultucu diyotlarının anahtarlama kaybı çalışma bölgesine göre değişmektedir. 2. Bölgede çalışma durumunda, yüke transfer edilen çıkış akımı DCM çalışma ile gerçekleşir ve sekonder tarafında bir anahtarlama kaybı oluşmaz. 1. Bölgede çalışma durumunda ise CCM çalışma durumu gerçekleşir ve diyotların ters toparlanma güç kaybı oluşur. Bununla beraber Schottky diyotlarının kullanımı bu kayıpları büyük oranda elimine eder. Ters toparlanma güç kaybı aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_{sw-DR} = 0.5V_o Q_{rr} f_s \quad (79)$$

Yukarıda, Q_{rr} katalogdan elde edilen ters toparlanma yükünü temsil eder. Her bir diyot için iletim kaybı aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$P_{cond-DR} = V_{FW} I_{DR-AVG} + I_{DR-RMS}^2 R_t \quad (80)$$

Yukarıdaki eşitlikte, V_{FW} diyotun kataloğundan elde edilen ileri yöndeki gerilim düşümünü ifade eder. I_{DR-AVG} , diyotların içinden geçen ortalama akımı, I_{DR-RMS} diyotların içinden geçen RMS akımı, R_t diyot dahili direncini temsil eder. Her bir diyot içinden geçen akım aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$i_{DR-rect}(t) = N[i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t)] \quad (81)$$

Yukarıdaki eşitlikte i_{Lr} ve i_{Lm} değişimleri, devrenin temel çalışma prensibi bölümünde ayrıntılı olarak tanımlanmıştır. Ortalama diyot akımı hesabı aşağıdaki ifade ile bulunabilir:

$$I_{DR-rect-AVG} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{r1}/2} N[i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t)] .dt \quad (82)$$

Diyotlardan geçen RMS akım hesabı aşağıdaki gibi verilebilir:

$$I_{DR-RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_{r1}/2} N^2[i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t)] .dt} \quad (83)$$

C. Manyetik Elemanlar, TR ve Lr:

LLC rezonanslı dönüştürücünün manyetik elemanları, yüksek frekanslı transformatör ve rezonans endüktansından oluşmaktadır. Her bir elemanın güç kaybı iletim ve nüve kaybından oluşmaktadır. Elemanların nüve kaybı, nüvenin malzeme kataloğunda aşağıda verilen değişim eğrileri ile hesaplanmıştır.

Transformatör ve rezonans bobini sargıları iletim kayıplarına sebep olmaktadır. Aşağıdaki denklemler, sırasıyla transformatör ve rezonans bobini için iletim kayıplarını tanımlamaktadır:

$$P_{cond-TR} = I_{Lr-RMS}^2 R_{pr-ac} + I_{sc-RMS}^2 R_{sc-ac} \quad (84)$$

$$P_{cond} = I_{Lr-RMS}^2 R_{Lr-ac} \quad (85)$$

Yukarıda verilen denklemlerde, I_{Lr-RMS} rezonans bobininin içinden geçen akımın RMS değerini, I_{sc-RMS} sekonder sargılarının içinden geçen akımın RMS değerini, R_{pr-ac} transformatörün primer sargılarının AC direncini, R_{sc-ac} transformatörün sekonder sargılarının AC direncini, R_{Lr-ac} rezonans bobini sargılarının AC direncini tanımlamaktadır. Sargıların AC direnci, deri ve yakınsaklık etkilerini (skin effect ve proximity effect) içermektedir. Sargıları için bakır foiller kullanılmıştır ve interleaved transformatör tasarımı yakınsaklık etkisini azaltmak için uygulanmıştır. Sargıların AC direnci, (Ferreira, 1994; Kazimierczuk vd., 2010; Hurley vd., 2010)' da verilen yöntemlere göre aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$R_{pr-ac} = R_{dc} \Delta \left[\frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} + \frac{2(p^2 - 1)}{3} \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos \Delta} \right]. \quad (86)$$

Rezonans bobininin AC direnci de aynı yöntem ile hesaplanabilir. Burada DC direnç aşağıdaki gibi verilir:

$$R_{dc} = \frac{\rho l}{tw} \quad (87)$$

Yukarıdaki eşitliklerde, ρ bakırın öz direncini, l bakır folyo uzunluğunu, t bakır folyo kalınlığını ve w bakır folyo genişliğini göstermektedir.

Eşitlik (86)' da p ifadesi katman sayısını temsil etmektedir. Δ ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\Delta = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{d}{\delta} \quad (88)$$

Yukarıda, d bakır folyo kalınlığı ve δ akım dalma derinliğini gösterir.

Primer sargılarında dolaşan anlık akım, bir yarı anahtarlama periyodunda, rezonans endüktansı akımı ile aynıdır. RMS akım değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$I_{Lr-RMS} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} i_{Lr}^2(t) .dt} \quad (89)$$

Sekonder sargılarında dolaşan akım ise bir yarı anahtarlama periyodunda, doğrultucu diyotların akımı ile aynıdır. Diğer yarı periyotta ters yönde akım dolaşmaktadır. Sekonder sargıları için RMS akım hesabı aşağıdaki gibidir:

$$I_{sc-RMS} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_{r1}/2} N^2 [i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t)]^2 .dt} \quad (90)$$

2.1.2.4 Çalışma Bölgesi Optimizasyonu

Bu bölümde LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma bölgesinin optimizasyonu üzerine durulmaktadır. Çalışma bölgesinin optimizasyonu, geniş bir yük aralığında, hedeflenen çıkış

gerilimi regülasyonun sağlanması ve bununla birlikte yüksek verimli, yüksek güç yoğunluklu bir dönüştürücünün elde edilmesi temelleri üzerine kurulmuştur.

A. Geniş Bir Çıkış Gerilimi Aralığı ve Yük Durumu için Değerlendirmeler:

Bu bölümde, dönüştürücünün dc gerilim kazancı rezonans frekansının yalnızca üstünde çalışma durumu (AR), yalnızca altında çalışma durumu (BR) ve hem üstünde hem de altında çalışma durumları (ABR), geniş bir aralıkta ve değişen yük durumlarında çıkış gerilimi regülasyonu yapabilme açısından değerlendirilmiştir. Bu amaç doğrultusunda, giriş geriliminin minimum ve maksimum değerleri dönüştürücüye uygulanmıştır. Çıkışta elde edilen gerilim regülasyonu aralığı tam yük ve hafif yük durumları için ayrı ayrı değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar Tablo 2’ de verilmiştir. Çalışma durumlarının test edilmesinde maksimum çıkış gerilimi 450 V ve minimum çıkış gerilimi 250 V olarak kabul edilmiştir. Birinci aşama çıkışından alınan gerilimin minimum değeri 380 V ve maksimum değeri 420 V olacak şekilde çalışma bölgeleri incelenmiştir.

Tablo 2. Farklı Yük Durumları için Elde Edilen Değerlendirme Sonuçları

Çalışma Durumu	Transformatör Dönüştürme Oranı, N	Anahtarlama Frekansı Aralığı		Yük Durumu	Çıkış Gerilimi Aralığı
		$V_{in-min}=380\text{ V}$	$V_{in-max}=420\text{ V}$		
BR	$N = \frac{V_{in-max}}{V_{o-min}} = \frac{420}{250} = 1.68$	110-185 kHz 120-185 kHz	114.5-200 kHz 122.5-201 kHz	Tam Yük (6 A) 1% Yük (0.06 A)	450-250V 450-250V
ABR	$N = \frac{V_{in-min}}{V_{o-min}} = \frac{380}{250} = 1.52$	112-200 kHz 122.5-200 kHz	116-230 kHz 125-230 kHz	Tam Yük (6 A) 1% Yük (0.06 A)	450-250V 450-250V
AR	$N = \frac{V_{in-min}}{V_{o-max}} = \frac{380}{450} = 0.84$	200-470 kHz 200- Reg. Yok	225-500 kHz 230 kHz- Reg. Yok	Tam Yük (6 A) 1% Yük (0.06 A)	450-250V 450-Reg Yok

Rezonans Frekansının Altı Çalışma (BR) Durumu; Bu bölgede çalışırken en zor durum, giriş gerilimi minimum değerinde ve tam yük altında iken maksimum çıkış gerilimi regülasyonunun sağlanmasında oluşur. Bu çalışma bölgesinde temel prensip, minimum çıkış gerilimi regülasyonunun f_{r1} frekansına ayarlanmasına ve daha yüksek çıkış gerilimleri için anahtarlama frekansının yükseltilerek regülasyon yapılmasına dayanır. Bu durumda, transformatör dönüştürme oranı maksimum giriş gerilimi ve minimum çıkış gerilimi için f_{r1} ’ de 1.64 olarak belirlenmiştir. Böylece, yük durumundan bağımsız olarak giriş gerilimi maksimum iken çıkış gerilimi 250 V olarak f_{r1} ’ de regüle edilebilir. Bu çalışmada oluşabilecek en kötü durumun test edilirse, minimum giriş gerilimi 380 V’ a ayarlandığında ve tam yük altında, 110 kHz anahtarlama frekansında çıkış geriliminin 450 V’ a ayarlandığı sonucu elde edilmiştir. Bu çalışma frekansı hala ZVS bölgesi içinde olduğu için, dönüştürücünün sadece rezonans frekansının altındaki bölgelerde çalışacak şekilde tasarımının yapılabileceği mümkün görülmektedir.

Rezonans Frekansının Altı ve Üstü Çalışma (ABR) Durumu; Bu çalışmada, dönüştürücü anahtarlama frekansı her iki bölgeye (1. ve 2. Bölgeler) ayarlanarak çıkış geriliminin regülasyonu yapılır. Bu regülasyonda doğru sonuçlar vermesi sebebi ile rezonans frekansının altında zaman ortamı analizi metodu ve rezonans frekansının üstü çalışma için FHA metodu ile çıkış gerilimi regülasyonu test edilmiştir. Bu çalışmada transformatör dönüştürme oranı, f_{r1} çalışma noktasında giriş gerilimi ve çıkış gerilimi değerleri minimum iken 1.56 olarak ayarlanmıştır. Bu durumda dönüştürücü yükten bağımsız olarak ve giriş gerilimi minimum iken minimum çıkış gerilimi regülasyonunu f_{r1} frekansında yapabilir. Giriş gerilimi nominal veya maksimum değerine çıktığında dönüştürücü rezonans frekansının üzerinde (1. Bölgede) çalışarak istenen gerilim regülasyonunu sağlar. Daha yüksek çıkış gerilimi regülasyonları için dönüştürücü rezonans frekansının altında (2. Bölgede) çalıştırılır. 2. Bölgede çalışırken en kötü çalışma şartlarında yani minimum giriş gerilimi ve tam yük altında maksimum çıkış gerilimi 450 V olarak 112 kHz' de elde edilmiştir. Bu anahtarlama frekansı ZVS bölgesinde olduğu için en kötü çalışma şartlarında regülasyon başarılı bir şekilde sağlanmıştır. 1. Bölgedeki en kötü çalışma şartları maksimum giriş gerilimi ve hafif yük koşulları için test edildiğinde, 420 V giriş gerilimi ve %1 yük durumunda minimum çıkış gerilimi 230 kHz anahtarlama frekansı ile elde edilmiştir. Bu bölgede de tasarım mümkün görülürken, rezonans frekansının altında çalışma bölgesine göre kıyaslandığında, anahtarlama frekansı daha geniş aralıkta değişmektedir.

Rezonans Frekansının Üstü Çalışma Durumu (AR); Bu çalışma durumunda dönüştürücünün yalnızca 1. Bölgede çalışması değerlendirilmiştir. Transformatör dönüştürme oranı, f_{r1} çalışma noktasında, çıkış gerilimi maksimum ve giriş gerilimi minimum iken 0.87 olarak ayarlanmıştır. Böylece, maksimum çıkış gerilimi f_{r1}' de yükten bağımsız olarak ve giriş gerilimi minimum iken elde edilir ve daha düşük çıkış gerilimi değerleri için anahtarlama frekansı artırılır. Bu prensip doğrultusunda, Tablo 4' te de verildiği gibi, tam yük altında, giriş gerilimi maksimum ve minimum iken çıkış gerilimi sırasıyla 500 kHz ve 470 kHz frekans değerlerinde regüle edilmiştir. Bununla beraber, %1 yük durumunda çıkış geriliminin regülasyonu sağlanamamıştır. Elde edilen sonuçlara göre bu bölgede çalışacak şekilde dönüştürücü tasarımının yapılması uygun bulunmamıştır.

Rezonans frekansının altında (2. Bölgede) çalışma durumu ve rezonans frekansının hem altı hem de üstünde çalışma (1. ve 2. Bölgeler) durumu için tasarım yapılabilir. Fakat bu tasarımlarda bölgelerin çalışma özelliklerine göre verimleri farklılık gösterebilir. Bu yüzden optimum tasarım elde edebilmek için bir sonraki aşamada verim ve kayıp açısından tasarım değerlendirilmiştir.

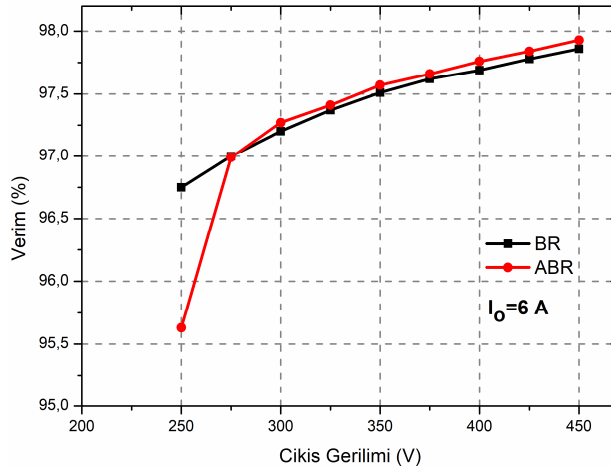
B. Verim Üzerine Değerlendirmeler:

Bu bölümde, LLC rezonanslı dönüştürücünün kayıp analizi ve verimi rezonans frekansının altı ve hem altı hem üstü çalışma durumları için değerlendirilmiştir.

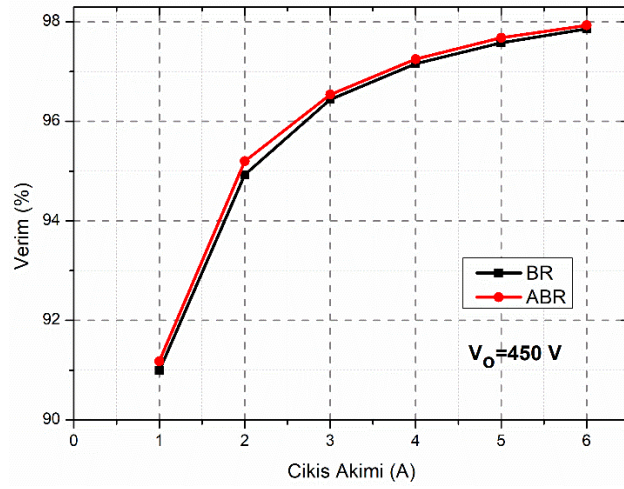
Her bir çalışma durumuna ait verim eğrileri karşılaştırmalı olarak Şekil 13' te verilmiştir. Şekil 13(a) her bir çalışma bölgesine ait verimi çıkış geriliminin bir fonksiyonu olarak karşılaştırmaktadır. Sonuçlarda, ABR bölgesi çalışmanın minimum çıkış gerilimi regülasyonu daha yüksek frekansta olduğu için anahtarlama kayıpları daha yüksektir ve sekonder diyotları CCM durumunda çalıştığı için ters toparlanma kayıplarını oluşturur. Bu da 275 V çıkış geriliminin altında verimin keskin bir düşüşüne sebep olmuştur. Bununla beraber, ABR bölgesinde verim değerleri çok hafif bir şekilde BR çalışmadan yüksektir. BR bölgesinde, anahtarlama frekansı f_{r1} frekansında ABR çalışmaya göre daha fazla uzaklaştığı için reaktif enerji artar bu MOSFET' lerin kesime girme akımlarını yükselterek kesime girme kayıplarını artırır. Bu yüzden BR çalışmanın verimi çok hafif bir şekilde düşüktür.

Şekil 13 (b) çıkış akımının bir fonksiyonu olarak her iki çalışma bölgesinin verimini karşılaştırmaktadır. Her iki çalışma durumunda, yük azaldıkça baskınlaşan anahtarlama ve nüve kayıpları yüzünden verim de azalmaktadır. Yukarıda açıklanan BR bölgesinde artan reaktif enerji yüzünden bu grafikte de ABR çalışmanın veriminin çok hafif bir şekilde yüksek olduğu görülmektedir. Dönüştürücünün nominal yükteki verimi, %97.5' un üzerinde olarak projede hedeflenen %94' ün üzerindeki verim değeri ile uyumludur.

Yük değişimi sırasında sabit çıkış gerilimi regülasyonu için frekans çok dar bir aralıkta değişmektedir. BR bölgesinde, 110 kHz-114 kHz arasında değişirken, ABR bölgesinde 112.5 kHz-116.5 kHz arasında değişmektedir.



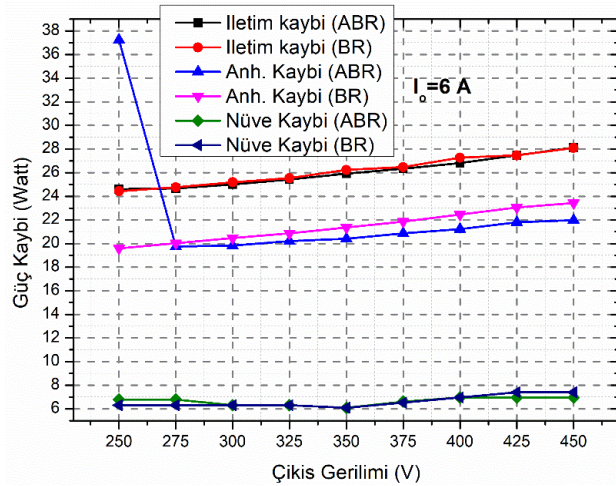
(a)



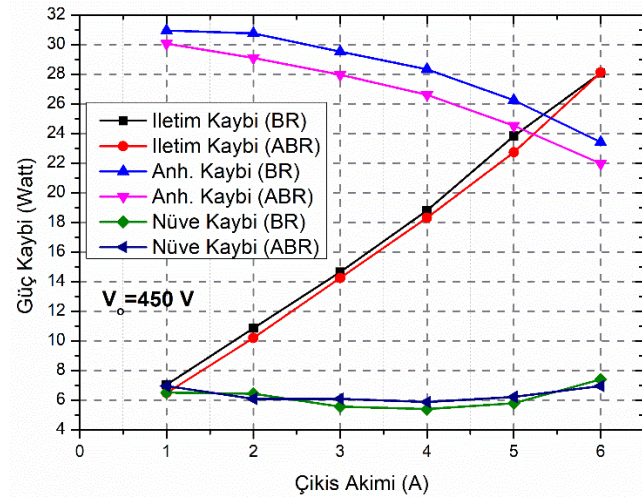
(b)

Şekil 13. LLC rezonanslı dönüştürücünün verim karşılaştırması. (a) Çıkış gerilimin fonksiyonu olarak. (b) Çıkış akımının fonksiyonu olarak.

Şekil 14 her bir çalışma bölgesine ait kayıp analizi sonuçlarını göstermektedir. Şekil 14(a) çıkış geriliminin fonksiyonu olarak ABR ve BR çalışma durumlarını karşılaştırmaktadır. İletim ve nüve kayıpları hemen hemen aynı çıkarken ABR çalışmada anahtarlama kayıpları, 275 V-450 V aralığında, BR çalışmaya göre daha düşüktür. BR çalışmada reaktif etkinin artması MOSFET'lerin kesime grime akım değerini artırır. Bununla beraber ABR çalışmada anahtarlama frekansının f_{r1} 'in üzerine çıkması anahtarlama kayıplarını hızlı bir şekilde yükseltir. BR çalışmada artan reaktif etkinin anahtarlama kaybını artırması, akımın bir fonksiyonu olarak Şekil 14(b)'de verilen verim karşılaştırmasında da görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 14. LLC rezonanslı dönüştürücünün ABR ve BR çalışma durumları için kayıp analizi karşılaştırması. (a) Çıkış geriliminin fonksiyonu olarak. (b) Çıkış akımının fonksiyonu olarak.

Elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde, ABR çalışmanın düşük gerilim regülasyonu dışında BR ve ABR çalışmaları için verim değerleri birbirine çok yakındır. Bu yüzden, BR çalışmaya göre dönüştürücünün tasarımı geniş bir çıkış gerilimi aralığı ve yük durumu için daha optimum görülmektedir.

LLC rezonanslı dönüştürücü için tasarım çalışmaları bölümünde verilen tasarım yöntemine göre belirlenen güç devresi elemanları Tablo 3' te sunulmuştur.

Tablo 3: LLC Rezonanslı Dönüştürücü için belirlenen güç devresi elemanları.

$P_o=2.7 \text{ kW}$, $V_o=250\text{-}450 \text{ V}$, $V_{in}=400 \text{ V}$	
L_r	$26 \mu\text{H}$, $N_{Lr}=12$, E42/21/15 $B_{max}=0.15 \text{ T} - 0.12 \text{ T}$, $l_g=1.2 \text{ mm}$ (hava boşluğu)
L_m	$130 \mu\text{H}$
C_r	24 nF , $1 \times 0.47 \text{ nF}$, PHE450TD4470JR06L2 $2 \times 2 \times 10 \text{ nF}$, PHE450TB5100JB16R17
R_L	$75 \Omega - 7500 \Omega$
$S_1\text{-}S_4$	SiC C2M0040120D 1200 V, 60 A, $R_{DS}=40 \text{ m}\Omega$
$D_{R1}\text{-}D_{R4}$	SiC C4D30120D, 1200 V, 43 A
C_o	$4 \mu\text{F}$ Ceramic $4 \times$ CKG57NX7T2J105M500JH
TR	$N_P=15$, $N_S=9$, E 55/28/21 $\Delta B=0.089 \text{ T} - 0.094 \text{ T}$, $l_g=0.5 \text{ mm}$

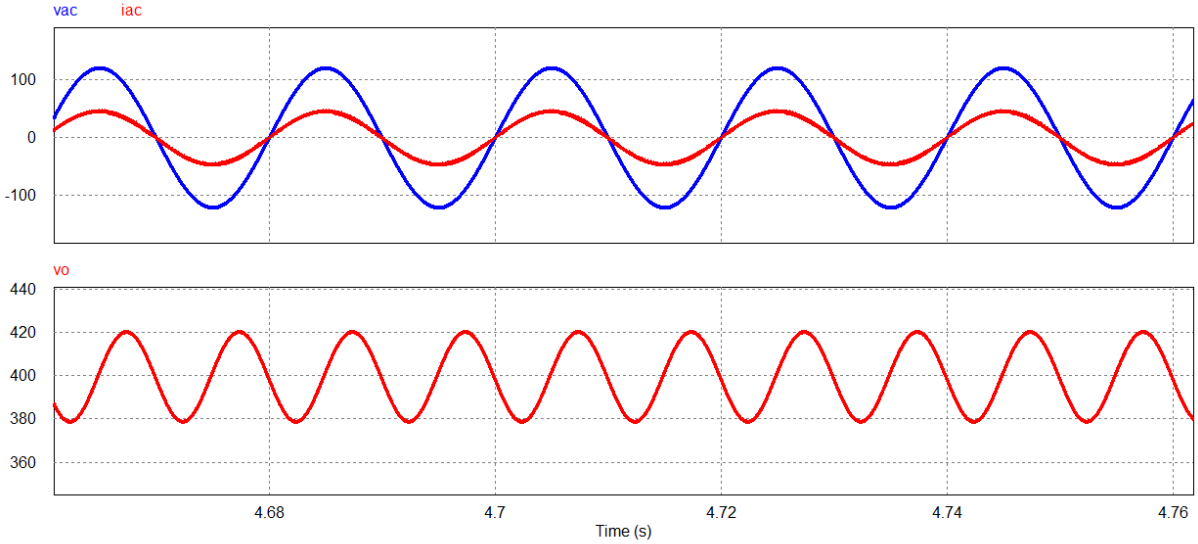
Her iki aşamanın güç kayıpları göz önünde bulundurulduğunda, $220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ giriş gerilimi, 450 V çıkış gerilimi ve tam yükü durumda toplam sistem verimi yaklaşık olarak %94 civarında elde edilmiştir. Devrenin uygulamasında PCB iletim hatlarının oluşturduğu bir miktar daha kayıplar oluşacaktır. Uygulama çalışmalarında da, verimin %94 civarında hedeflendiği gibi elde edilebilmesi için gerekli önlemler alınacaktır.

2.2 Simülasyon Çalışmaları

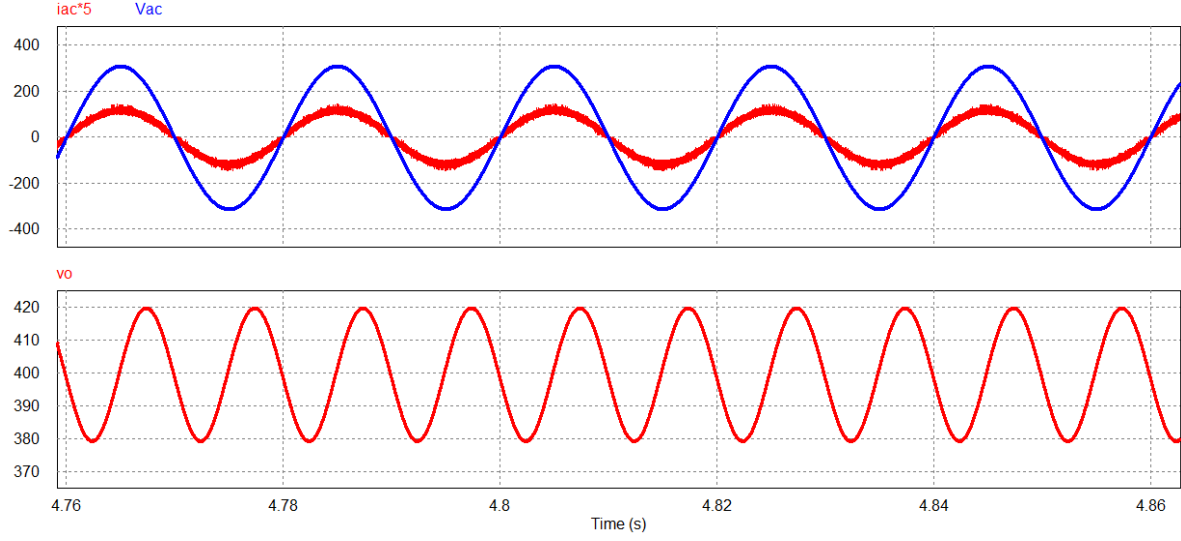
Bu bölümde, birinci aşama ve ikinci aşama simülasyonları incelenmiştir.

2.2.1 PFC Fonksiyonuna Sahip Doğrultucu Katı için Simülasyon Çalışmaları:

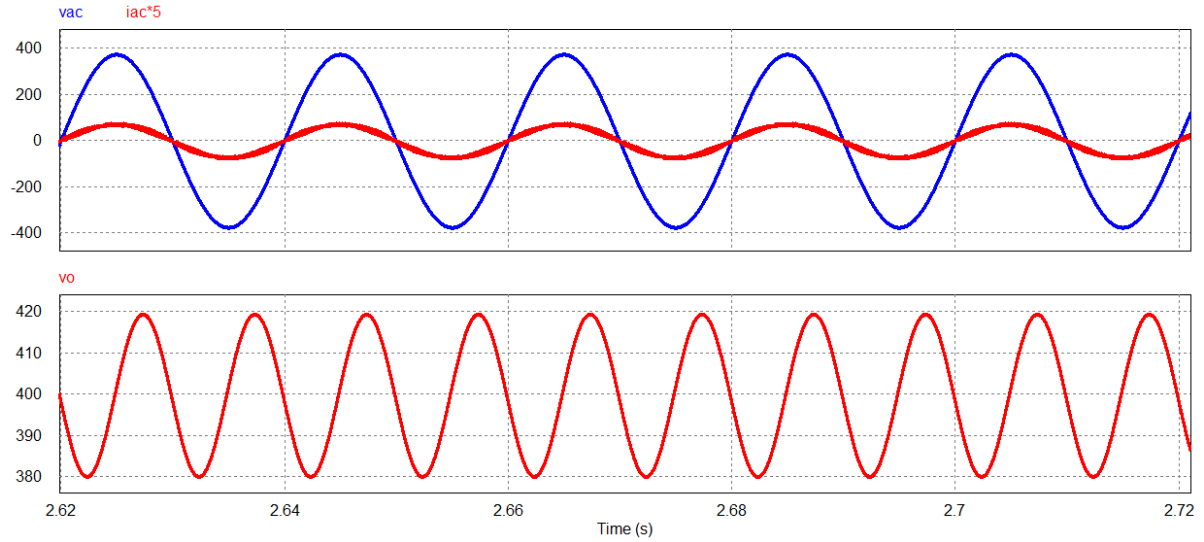
Doğrultucu katı belirlenen tasarım sonucuna göre PSIM simülasyon programında kurulmuş ve 85 V_{RMS}, 220 V_{RMS}, 265 V_{RMS} giriş gerilim değerleri için ayrı ayrı çalıştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 15-17' de verilmiştir. Her bir sonuçta giriş akımının giriş gerilimi ile aynı fazda ve sinüs olarak elde edildiği görülmektedir. Aynı zamanda çıkış gerilimi regülasyonu nominal olarak 400 V' da sağlanmıştır. 220 V_{RMS} ve 265 V_{RMS} çalışmalarda akım seviyesi gerilimin yanında oldukça düşük olduğu için akım 5 katsayısı ile çarpılarak verilmiştir.



Şekil 15. 85 V_{RMS} hat geriliminde elde edilen simülasyon sonuçları. Hat akımı, i_{ac} ve hat gerilimi, v_{ac} ile Çıkış gerilimi v_o .



Şekil 16. 220 V_{RMS} hat geriliminde elde edilen simülasyon sonuçları. Hat akımı, i_{ac} ve hat gerilimi, v_{ac} ile Çıkış gerilimi v_o .

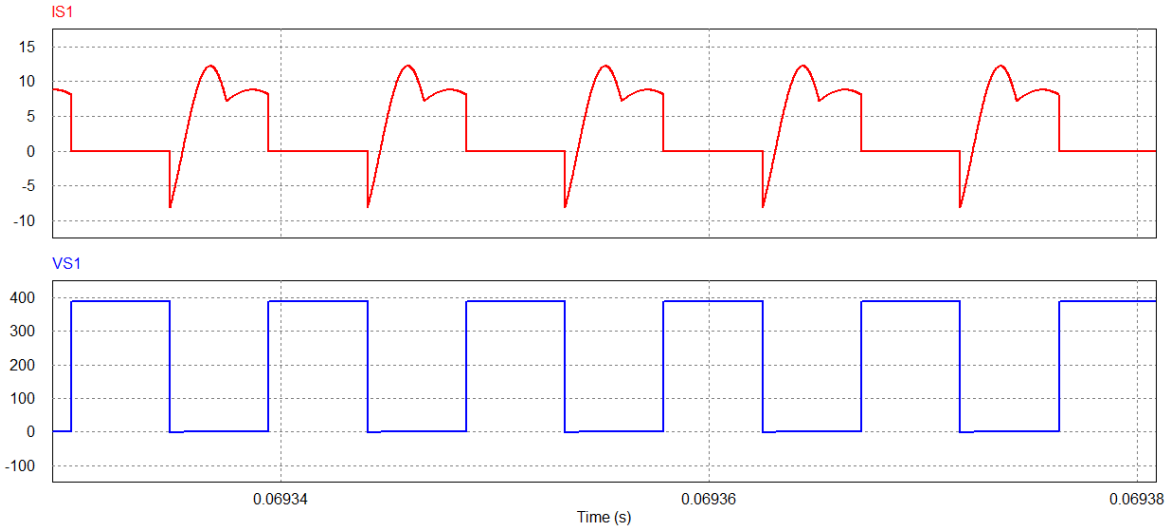


Şekil 17. 265 V_{RMS} hat geriliminde elde edilen simülasyon sonuçları. Hat akımı, i_{ac} ve hat gerilimi, v_{ac} ile Çıkış gerilimi v_o .

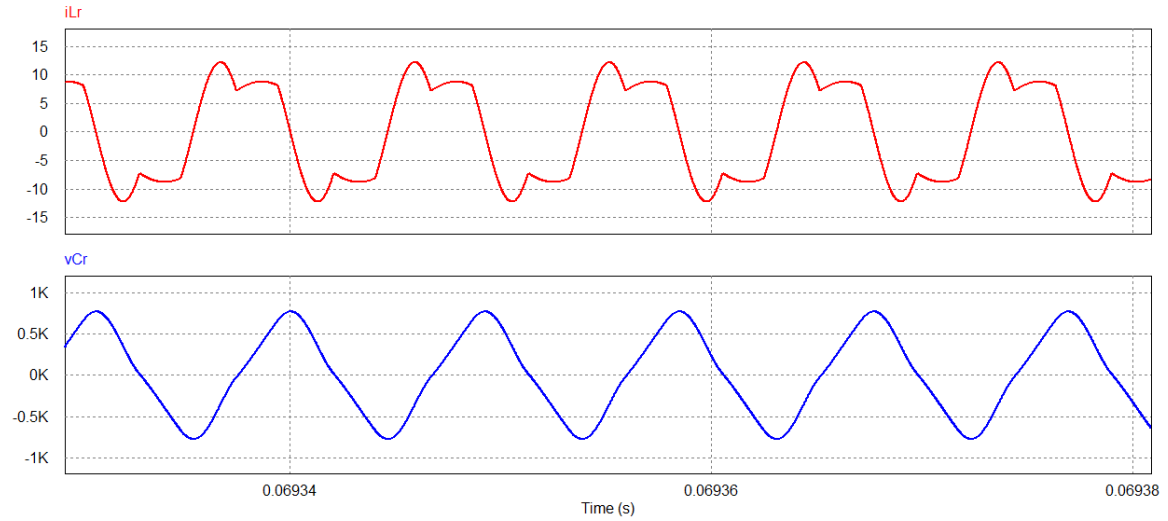
2.2.2 LLC Rezonanslı Dönüştürücü için Simülasyon Çalışmaları:

BR çalışma için elde edilen tasarım optimizasyonunu test etmek için bir simülasyon çalışması yapılmıştır. Simülasyonda, giriş geriliminin 380 V-420 V aralığında değişen bir DC gerilim kaynağından beslendiği kabul edilmiştir. Dönüştürücünün çalışması, en kötü çalışma durumları test edilmiştir. Kötü çalışma durumlarında bir tanesi, giriş gerilimi minimum iken tam yük altında çıkış geriliminin hedeflenen maksimum değerine regüle edilmesidir. Bu durum için, 380 V DC giriş gerilimi dönüştürücüye uygulanmış ve hedeflenen 450 V çıkış gerilimi 108.4 kHz anahtarlama frekansında elde edilmiştir. Bu frekans değeri analitik olarak

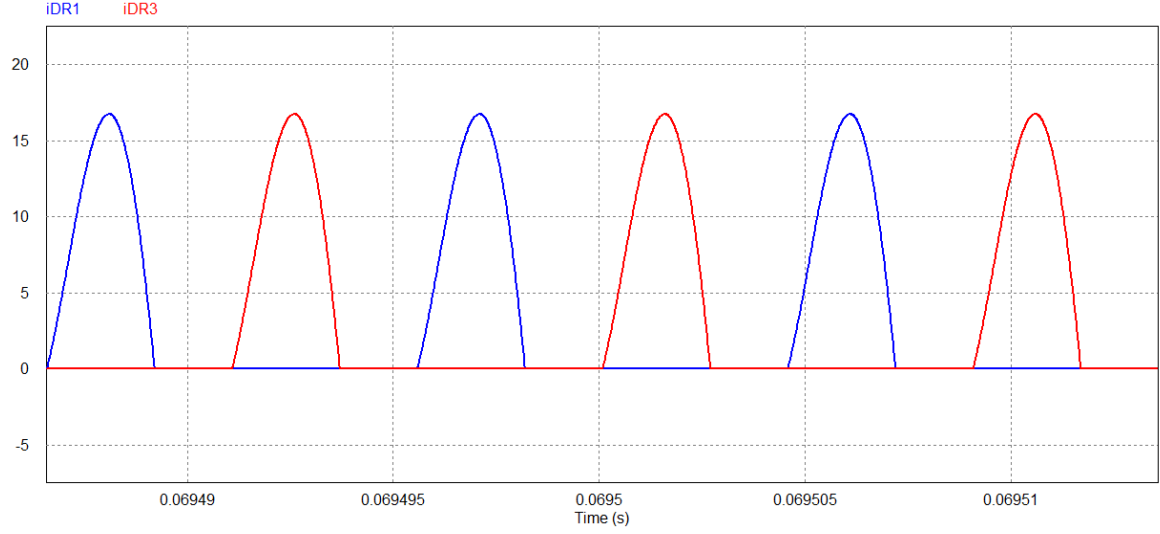
tahmin edilen 110 kHz frekans değerine oldukça yakındır. Simülasyon sonucunda elde edilen primer MOSFET'lerine ait akım ve gerilim dalga şekilleri, rezonans akımı i_{Lr} , rezonans kondansatörü gerilimi v_{Cr} , regüle edilen çıkış gerilimi ortalama değeri V_o ve ortalama çıkış akımı I_o Şekil 18' de verilmiştir. Elde edilen sonuçlarda, S_1 MOSFET'inin ZVS ile iletme geçişi Şekil 18 (a)' da görüldüğü gibi sağlanmıştır. Rezonans akımı ve rezonans kondansatörü gerilim değişimleri Şekil 18 (b)' de verilmiştir. Doğrultucu diyotların DCM çalışması Şekil 18 (c)' de görülmektedir. Şekil 18 (d)' de ise hedeflenen çıkış gerilimi regülasyonu tam yük altında (6 A) sağlanmıştır.



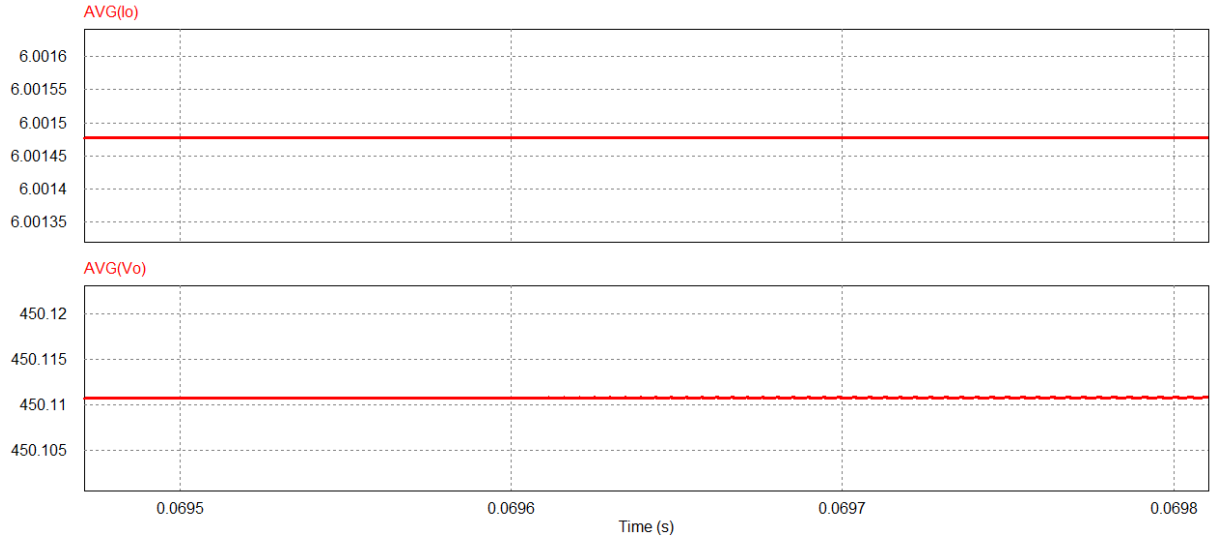
(a)



(b)



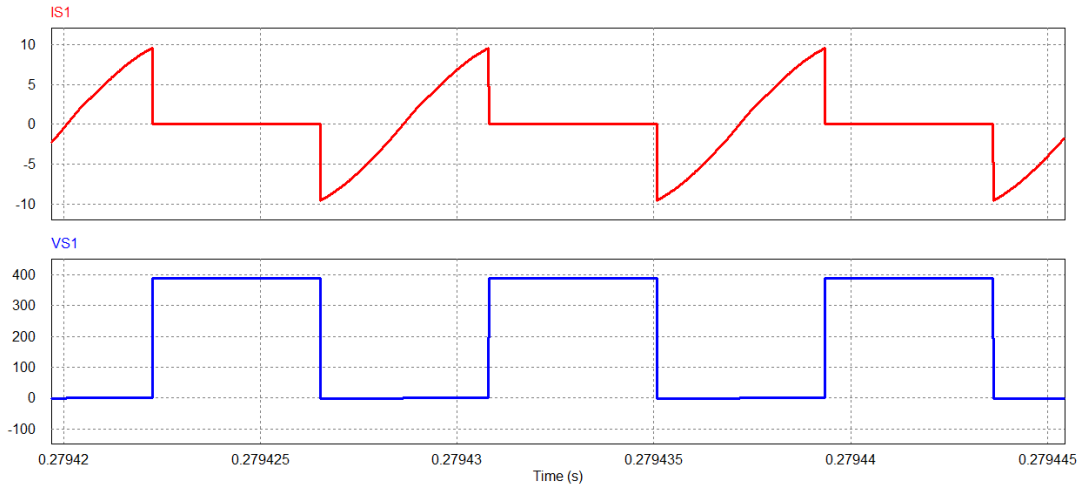
(c)



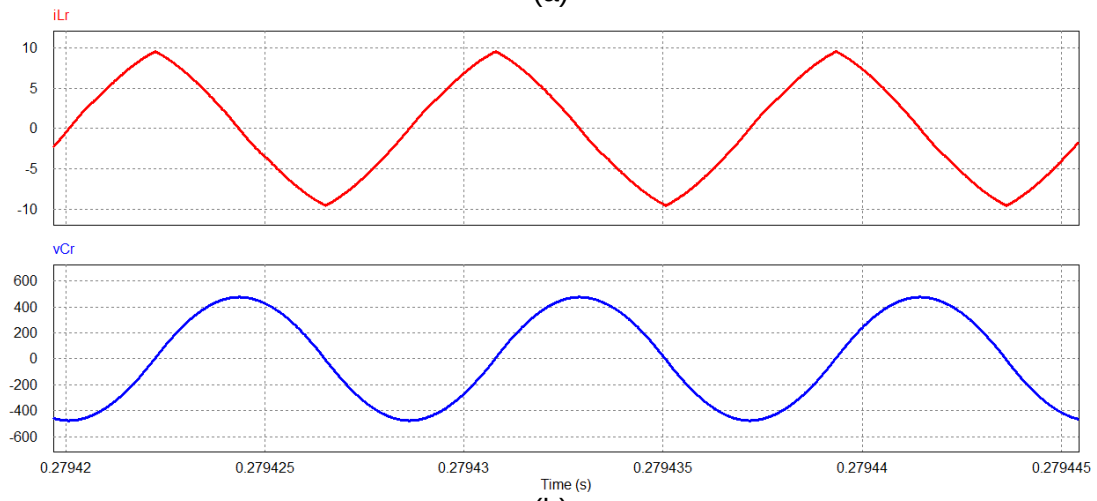
(d)

Şekil 18. LLC rezonanslı dönüştürücü simülasyon sonuçları. (a) S1 MOSFET' ine ait akım ve gerilim dalga şekilleri, i_{S1} ve v_{S1} . (b) Rezonans akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatörü v_{Cr} . (c) Doğrultucu diyotlar için akım dalga şekilleri, i_{DR1} ve i_{DR3} . (d) Ortalama çıkış akımı ve gerilimi dalga şekilleri, i_o ve v_o . $V_{in}=380$ V, $f_s=108.4$ kHz, $I_o=6$ A, $V_o=450$ V.

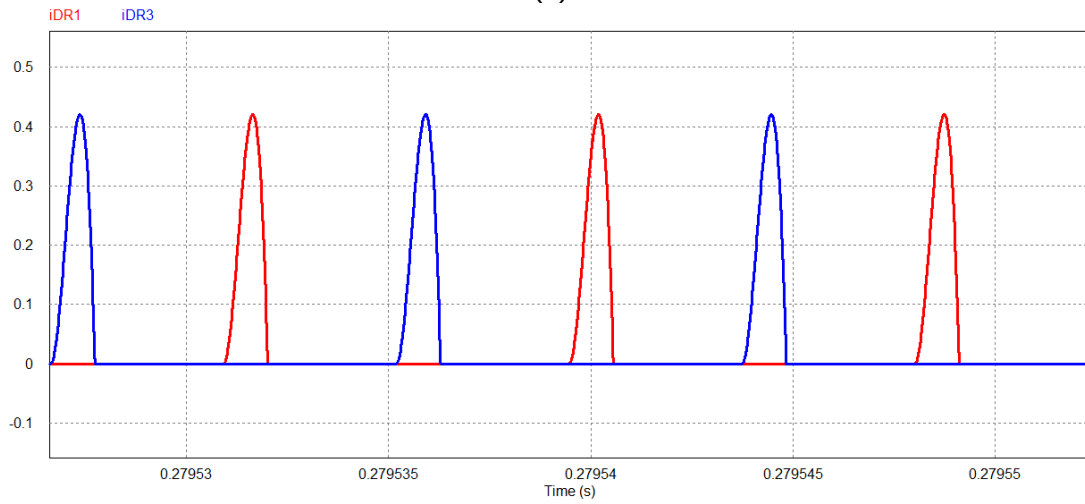
Aynı giriş koşullarında dönüştürücünün %1 yük ile çalışması test edilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 19' da verilmiştir. Şekil 19 (a)' da görüldüğü gibi hafif yük koşullarında da MOSFET' lerin ZVS ile iletme girme işlemi sağlanmıştır. Bu çalışmada çıkış gerilimi regülasyonu %1 yük altında 117 kHz' de sağlanmıştır. Analitik sonuçlarda elde edilen 120 kHz sonucuna yakın bir değerdir.



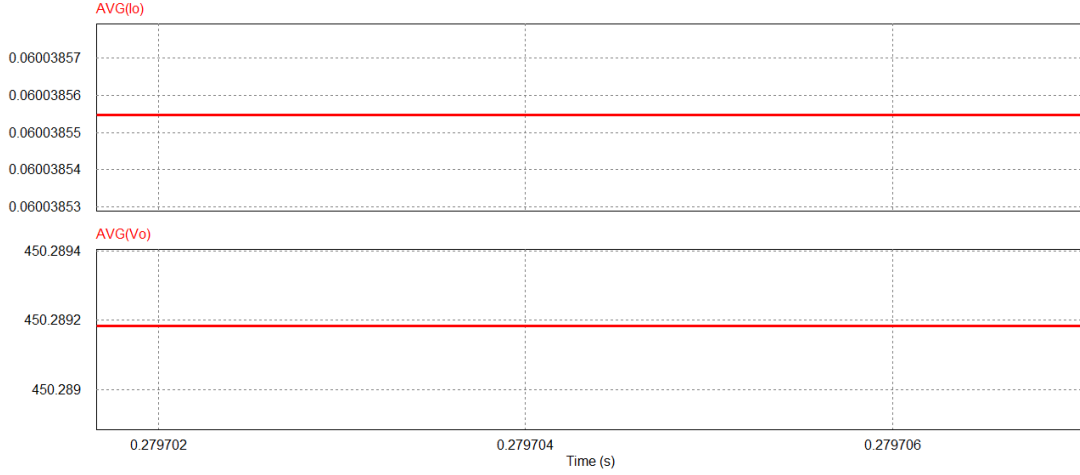
(a)



(b)



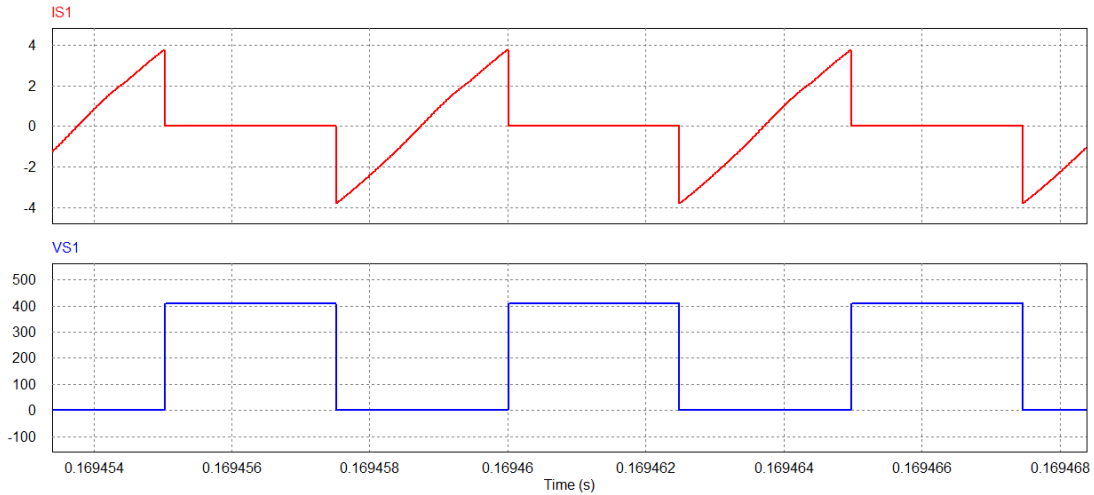
(c)



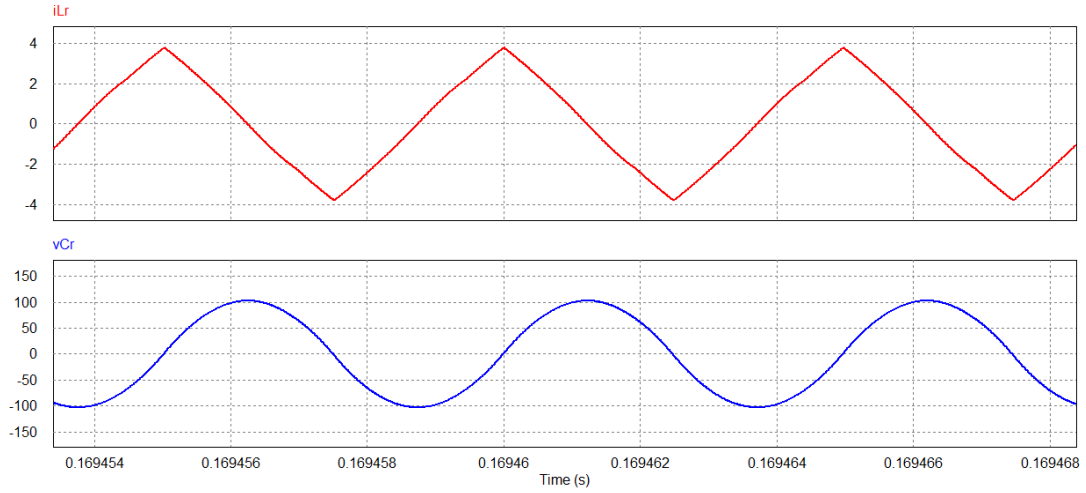
(d)

Şekil 19. LLC rezonanslı dönüştürücü simülasyon sonuçları. (a) S1 MOSFET' ine ait akım ve gerilim dalga şekilleri, i_{S1} ve v_{S1} . (b) Rezonans akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatörü v_{Cr} . (c) Doğrultucu diyotlar için akım dalga şekilleri, i_{DR1} ve i_{DR3} . (d) Ortalama çıkış akımı ve gerilimi dalga şekilleri, i_o ve v_o . $V_{in}=380$ V, $f_s=117$ kHz, $I_o=0.06$ A, $V_o=450$ V.

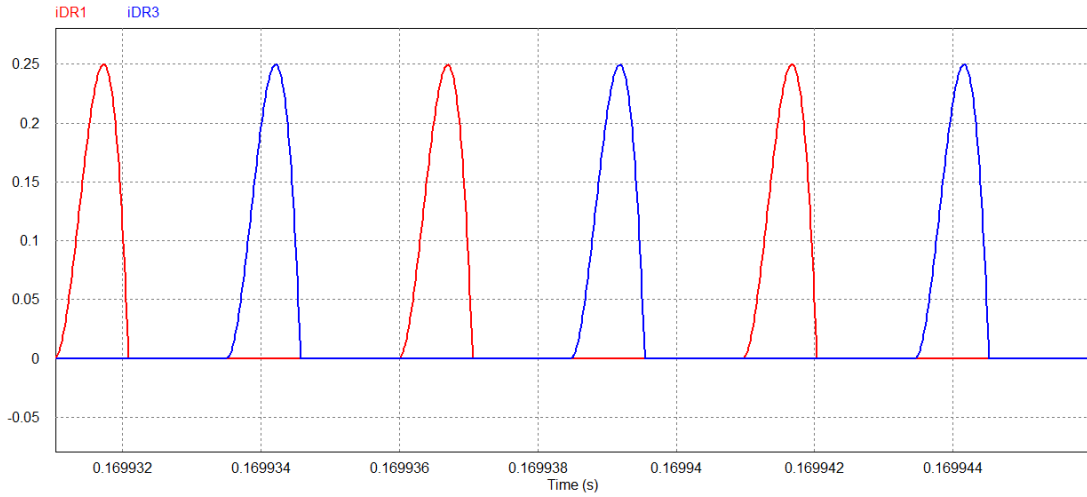
Diğer bir kötü çalışma durumu, giriş gerilimi maksimum değerinde iken hafif yük koşullarında ve minimum çıkış geriliminin regülasyonun sağlanmasında oluşur. Bu durumun testi için 420 V DC giriş gerilimi dönüştürücüye uygulanarak %1 yüklü çalışma durumu için çalıştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 20' de verilmiştir. Hedeflenen 250 V minimum çıkış gerilimi regülasyonu analitik sonuçlarda da olduğu gibi 201 kHz anahtarlama frekansında sağlanmıştır. S_1 MOSFET' inin ZVS ile ilettime geçişi Şekil 20 (a)' da verildiği gibi sağlanmıştır. Şekil 20 (b)' de rezonans akımı ve rezonans kondansatörü gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 20 (c)' de doğrultucu diyotların DCM çalışması verilmiştir. Şekil 20 (d) ise hedeflenen ortalama çıkış gerilimi ve akımı dalga şekillerini göstermektedir.



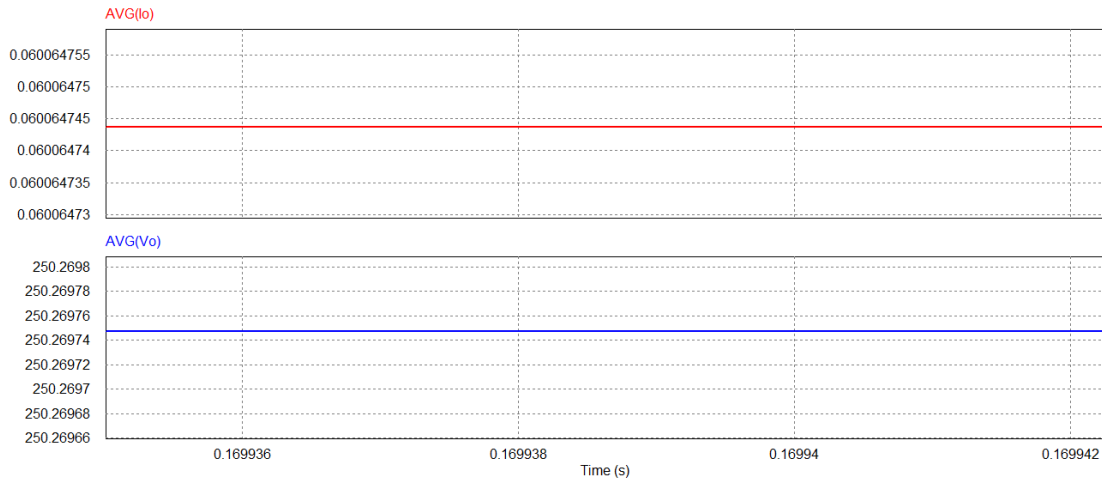
(a)



(b)



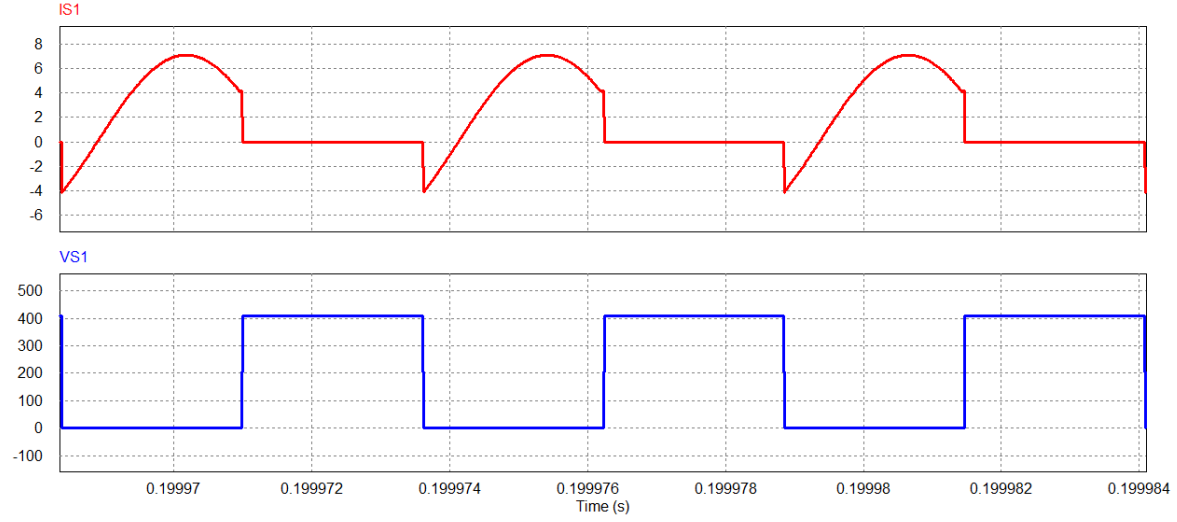
(c)



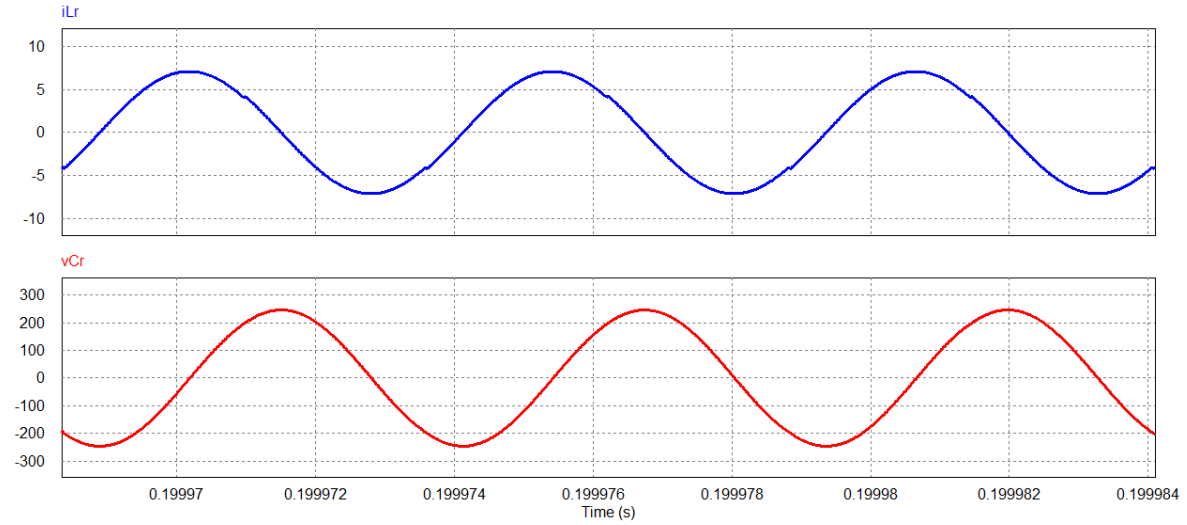
(d)

Şekil 20. LLC rezonanslı dönüştürücü simülasyon sonuçları. (a) S1 MOSFET' ine ait akım ve gerilim dalga şekilleri, i_{S1} ve v_{S1} . (b) Rezonans akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatörü v_{Cr} . (c) Doğrultucu diyotlar için akım dalga şekilleri, i_{DR1} ve i_{DR3} . (d) Ortalama çıkış akımı ve gerilimi dalga şekilleri, i_o ve v_o . $V_{in}=420$ V, $f_s=201$ kHz, $I_o=0.06$ A, $V_o=250$ V.

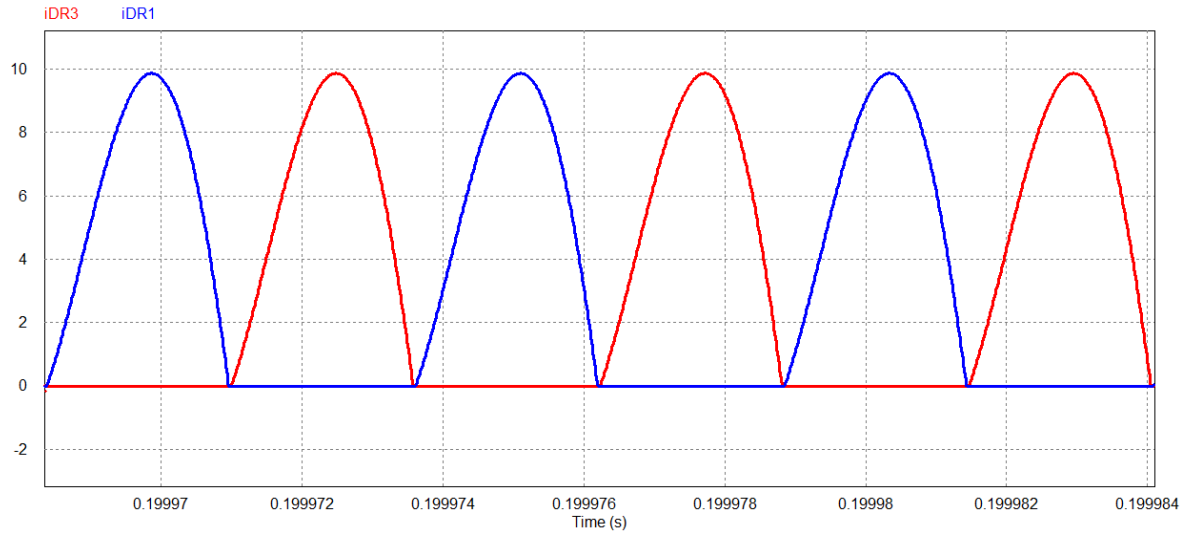
Aynı giriş koşullarında tam yük altında çalışma durumu test edilmiş ve elde edilen dalga şekilleri Şekil 21' de verilmiştir. Bu çalışma durumunda çıkış geriliminin regülasyonu 197 kHz değerinde sağlanmıştır ve analitik olarak elde edilen 200 kHz tahmin değerine yakın bir sonuçtur. Aynı şekilde bu çalışma durumunda da MOSFET' lerin ZVS ile iletimi sağlanmıştır.



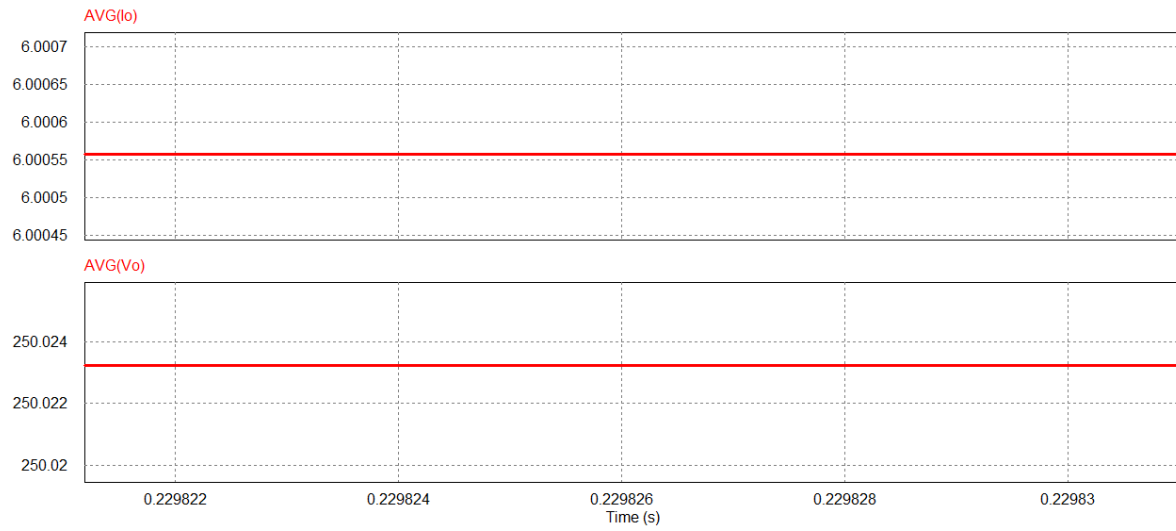
(a)



(b)



(c)



(d)

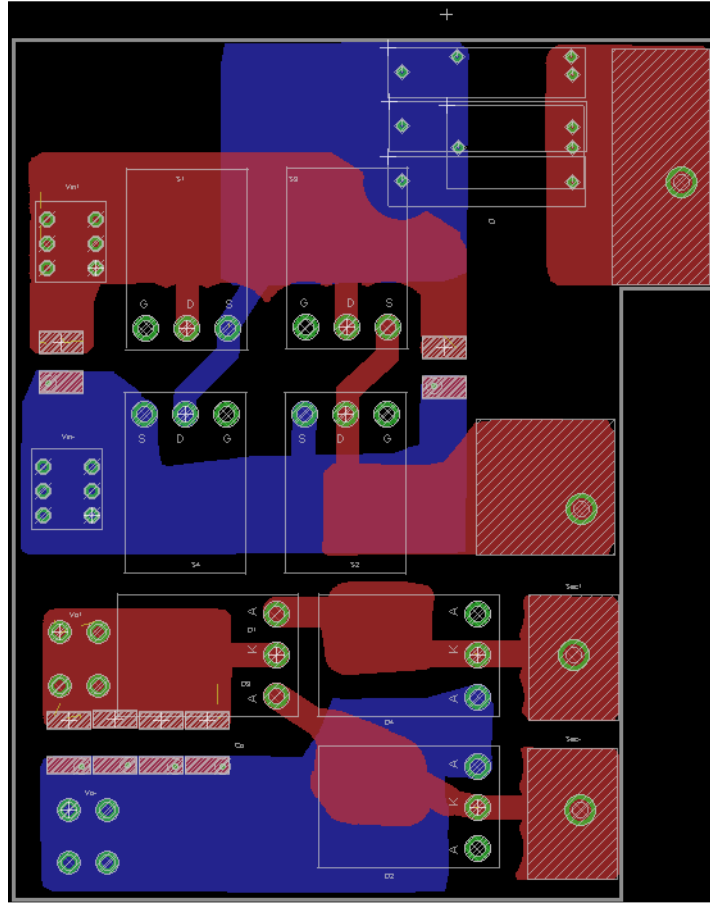
Şekil 21. LLC rezonanslı dönüştürücü simülasyon sonuçları. (a) S_1 MOSFET'ine ait akım ve gerilim dalga şekilleri, i_{S1} ve v_{S1} . (b) Rezonans akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatörü v_{Cr} . (c) Doğrultucu diyotlar için akım dalga şekilleri, i_{DR1} ve i_{DR3} . (d) Ortalama çıkış akımı ve gerilimi dalga şekilleri, i_o ve v_o . $V_{in}=420$ V, $f_s=197$ kHz, $I_o=6$ A, $V_o=250$ V.

2.3 Prototip Tasarımı ve Deneysel Ölçüm Sonuçları

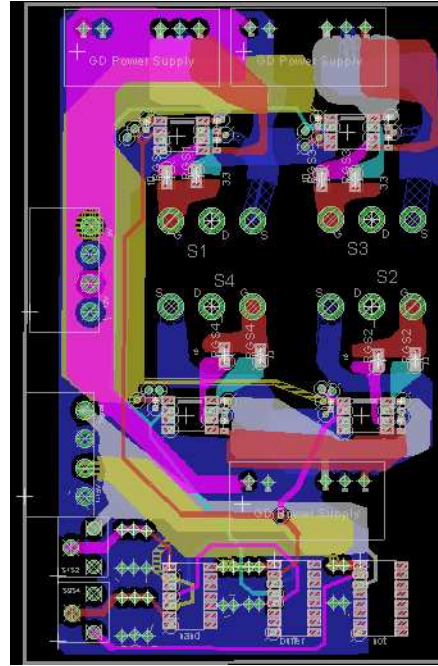
Belirlenen tasarım parametreleri doğrultusunda prototip tasarımı yapılmıştır. Prototip tasarımına her bir güç aşamasına ait baslı devre kartlarının (PCB) tasarımları ile başlanmıştır. Daha sonra manyetik elemanların da tasarımı ile prototip kurulumu tamamlanmış ve deneysel ölçüm sonuçları alınmıştır.

2.3.1 PCB Tasarımları:

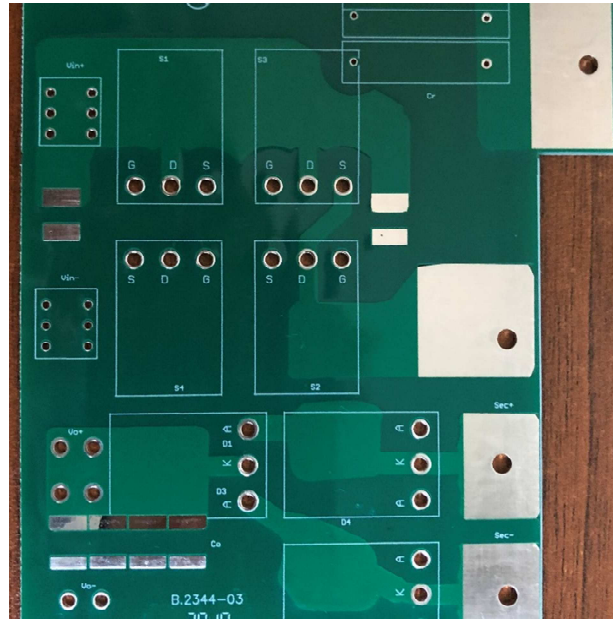
PCB tasarımı her bir güç dönüştürme aşaması için ayrı ayrı yapılmıştır. Şekil 22, ikinci aşamayı oluşturan LLC dönüştürücünün güç devresinin tasarımını göstermektedir. Tasarım 2 katmanlı bir şekilde yapılmıştır. Prototip tasarımında, üretilen PCB, soğutucuya monte edilen yarıiletkenlerin bacaklarına lehimlenerek montaj yapılacaktır. Dönüştürücü için kontrol devresi analog olarak tasarlanmıştır ve PCB tasarımı Şekil 23’ te görülmektedir. Kontrol kartı tasarımı ise 7 katmanlı olacak şekilde tasarlanmıştır. Prototip tasarımında, güç devresinin yarıiletkenlere montajından sonra, kontrol kartının da güç devresinin üstünde kalacak şekilde yarıiletkenlere lehimlenmesi planlanmaktadır. LLC dönüştürücünün güç ve kontrol aşamaları için üretilen PCB tasarımları Şekil 24’ de görülmektedir.



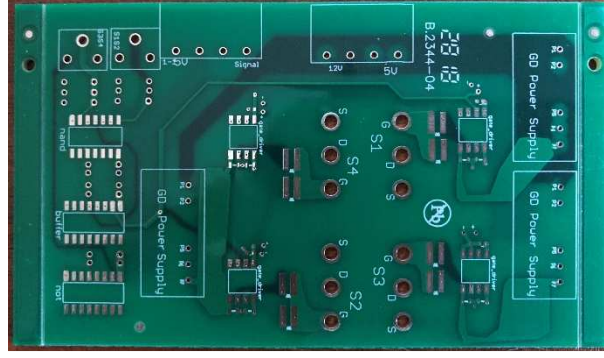
Şekil 22. LLC rezonanslı dönüştürücü PCB tasarımı (93 mm x 113.5 mm).



Şekil 23. LLC rezonanslı dönüştürücü için kontrol kartı PCB tasarımı (55.5 mm x 86.7 mm).



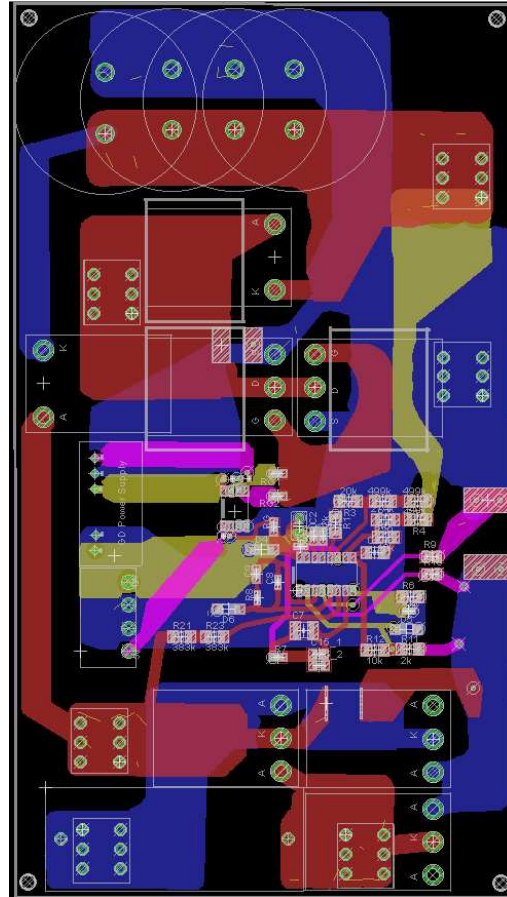
(a) Güç devresi kartı



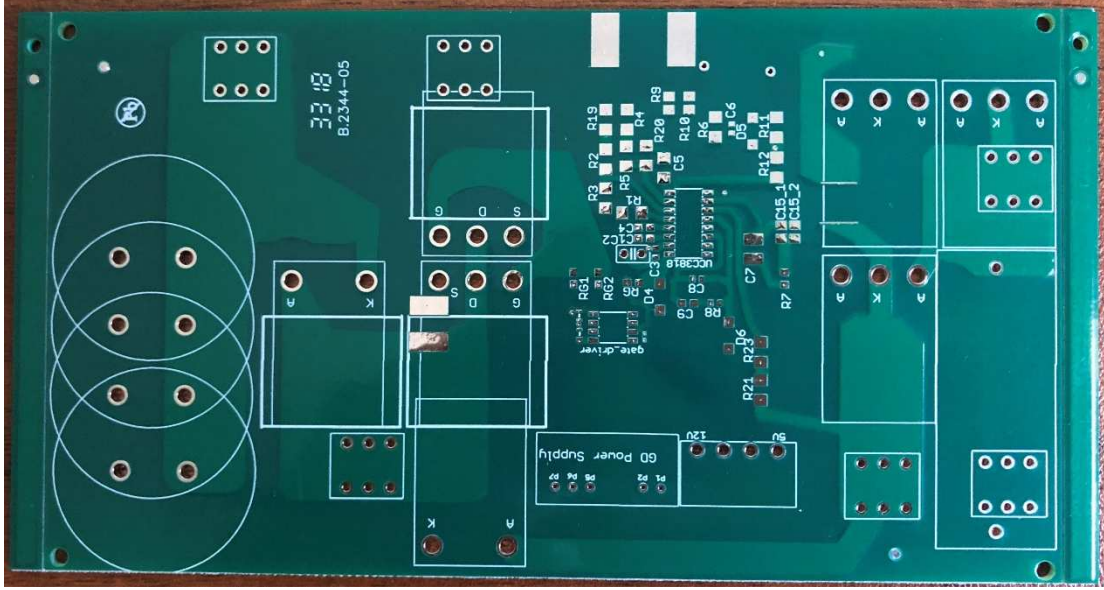
(b) Kontrol devresi katı

Şekil 24. LLC rezonanslı dönüştürücü güç ve kontrol katı için PCB üretimleri.

Birinci aşama için kontrol devresi ve güç devresi tek bir boardda olacak şekilde PCB tasarlanmıştır. Tasarım 4 katmanlı olacak şekilde yapılmıştır. Elde edilen PCB board tasarımı ve üretilen PCB sırasıyla Şekil 25 ve Şekil 26’ da verilmiştir. Kontrol entegresi olarak ortalama akım modlu kontrol yöntemini kullanan Texas Instrument firmasına ait UCC3818 entegresi kullanılmıştır.



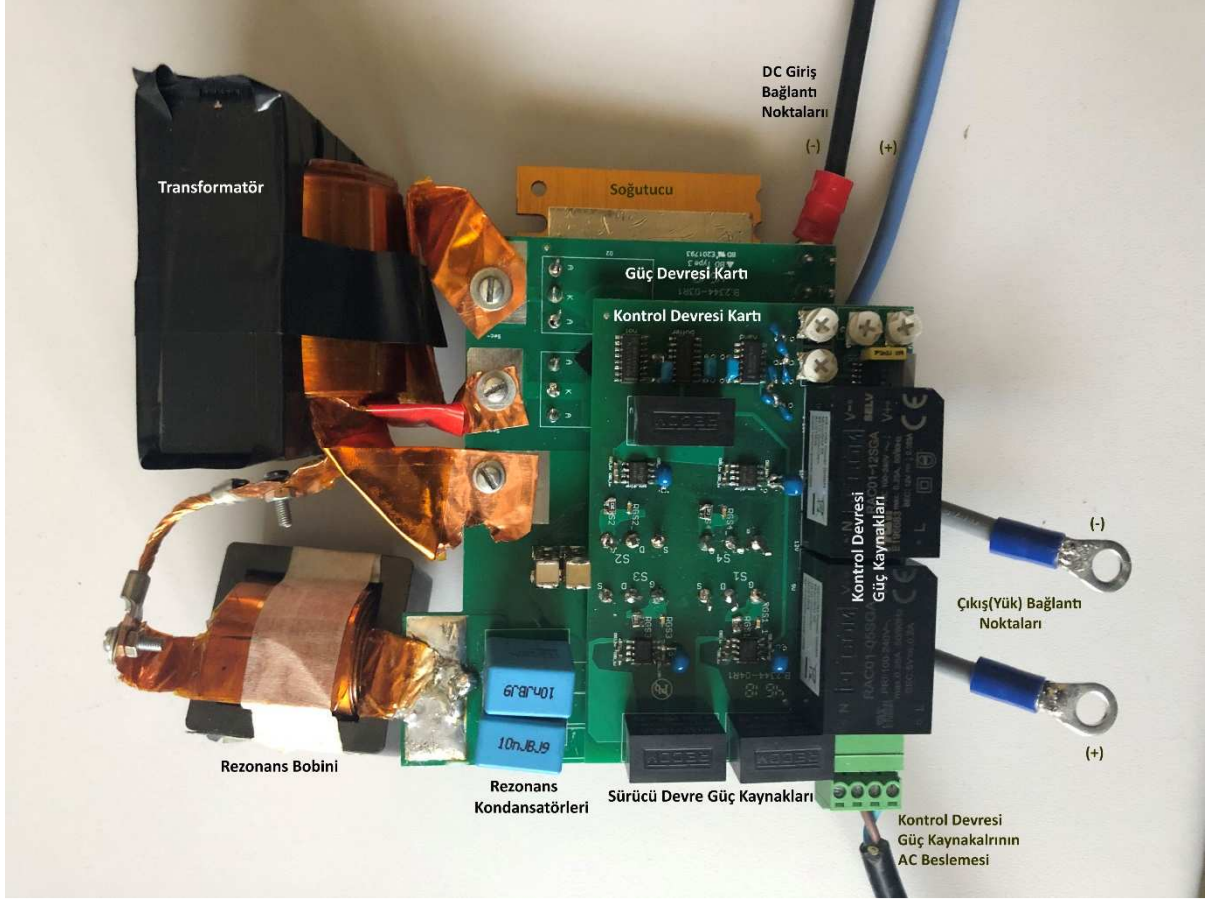
Şekil 25. Birinci aşama için PFC fonksiyonuna sahip doğrultucu PCB tasarımı (82.3 mm x 147 mm).



Şekil 26. PFC fonksiyonlu doğrultucu için üretilen PCB.

2.3.2 Prototip Kurulumu ve Deneysel Ölçüm Sonuçları

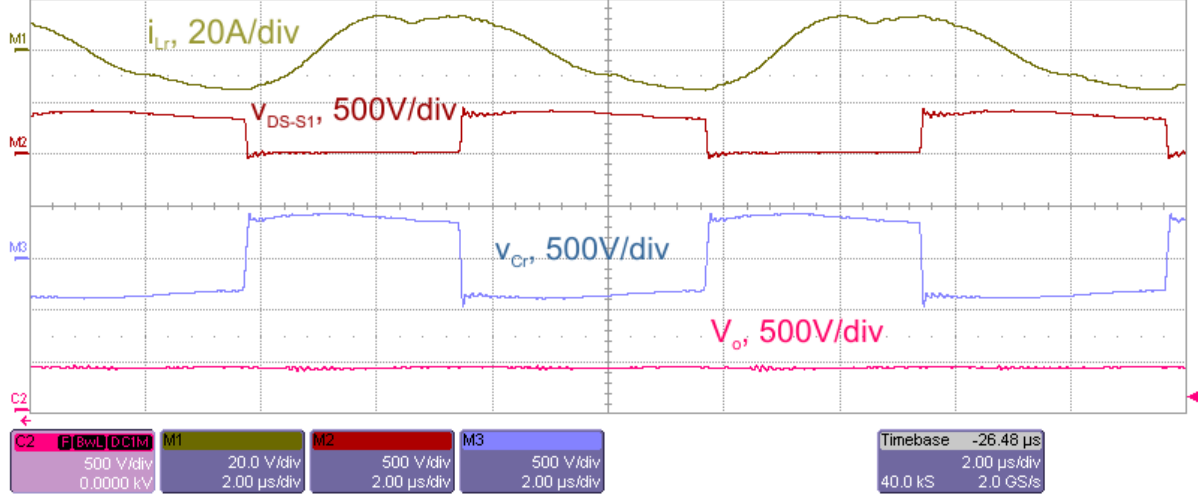
Prototip kurulumunda, ilk öne LLC rezonanslı dönüştürücü prototipi kurulmuş ve ilk ölçüm sonuçları alınmıştır. Prototip kurulumuna manyetik elemanların tasarımı ile başlanmıştır. Teorik tasarımda 15/9 olarak belirlenen primer/sekonder spir sayıları, el ile tasarımda E55 nüvenin boşluğuna sığdırılamadığı için 10/6 olarak yeniden düzenlenmiştir. Bu durumda transformatör doyumunu kontrol eden manyetik akı yoğunluğu değişimi ΔB değişecektir. 15/9 spir sayısında planlanan ΔB 'nin elde edilebilmesi için E65 nüve kullanılmış ve 110 kHz-200 kHz anahtarlama frekansı aralığına göre 0.158 T-0.082 T arasında değişen bir ΔB elde edilmiştir. L_m endüktansının 130 μH olarak ayarlanması için transformatör nüvesi hava boşluğu 0.5 mm olarak belirlenmiştir. L_r endüktansı 1.2 mm hava boşluğu ve 12 sarım ile 26 μH olarak E42 nüve üzerinde tasarlanmıştır. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü için kurulan prototip Şekil 27' de görülmektedir. C_r rezonans kondansatörü, Kemet firmasına ait 2x10 nF ve 1x0.47 nF değerindeki Polypropylene kondansatörlerin paralel bağlanmasıyla 24.7 nF olarak elde edilmiştir. Kontrol devresi, analog olarak tasarlanmış ve Şekil 27' de görüldüğü gibi güç katının üstünde olacak şekilde MOSFET'lerin bacaklarına lehimlenmiştir. Yarıiletken MOSFET olarak Cree firmasına ait SiC C2M0040120D MOSFET'leri kullanılmıştır. Sekonder tarafında doğrultucu diyot olarak Cree firmasına ait SiC C4D30120D Schottky diyotları kullanılmıştır. Yük tarafında, DC bir elektronik yük kullanılarak bataryanın şarj karakteristiğine göre yük ayarı yapılmıştır.



Şekil 27. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü prototipi.

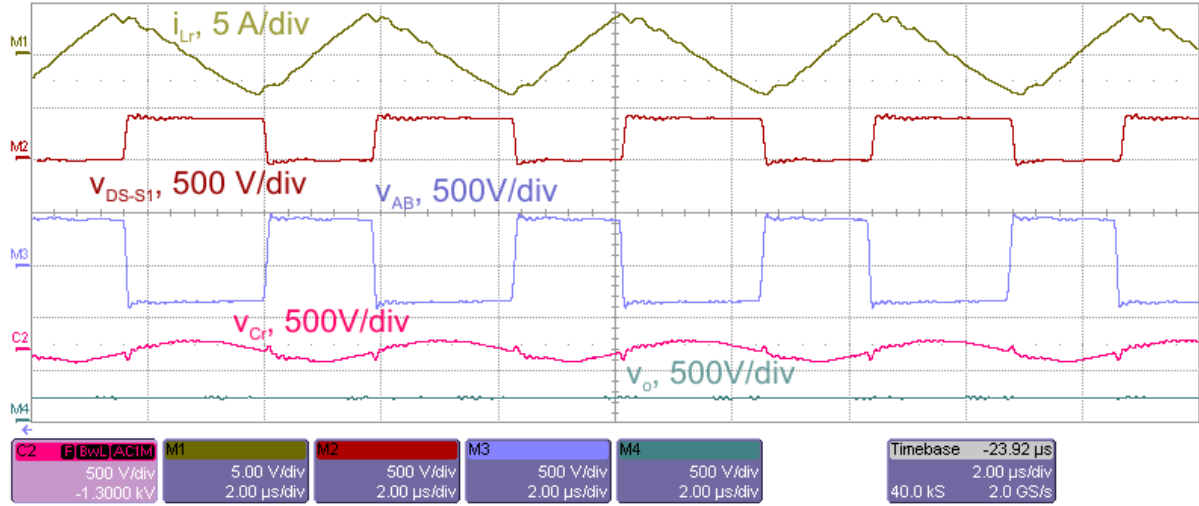
Tasarlanan prototipin çalışmasını test etmek için DC bir kaynaktan, doğrultucu çıkışındaki dalgalanmaya uygun olarak 380 V-420 V aralığında bir gerilim uygulanmıştır. LLC rezonanslı dönüştürücü için batarya şarj regülasyonu, proje önerisinde 250 V-450 V aralığında hedeflenmiştir. Bu durumda, çıkış gerilimi regülasyonu en kötü çalışma şartları için prototip üzerinde test edilmiştir. En kötü çalışma şartlarından ilki tam yük durumunda ve giriş gerilimi minimum değerine sahipken çıkış geriliminin maksimum yani 450 V değerine regülasyonunda oluşmaktadır. Şekil 28, 380 V DC giriş gerilimi uygulandığında elde edilen ölçüm sonuçlarını göstermektedir. Ölçüm sonuçlarında ZVS ile MOSFET' lerin ilettime girdiği görülmektedir. Bu ölçüm sırasında, DC güç kaynağının verdiği çıkış akımı 5 A ile sınırlandırıldığı için LLC dönüştürücü hedeflenen tam gücünde çalıştırılamamıştır. Elde edilen ölçüm sonuçlarına göre 1.8 kW çıkış gücü için çıkış geriliminin 450 V' a regülasyonu 125.52 kHz çalışma frekansında sağlanmıştır. Aynı çalışma koşullarında, dönüştürücünün verimi %95.3 olarak elde edilmiştir. PFC katı tamamlandıktan sonra dönüştürücü tam yük altında çalıştırılabilecektir. Teorik hesaplamalarda, aynı çalışma durumu için 450 V çıkış gerilimi regülasyonu 118 kHz çalışma frekansında sağlanmaktadır. Ölçülen ve hesaplanan frekanslar arasındaki fark mıknatıslanma endüktansının tam olarak teorik hesaplamada kullanılan değerle örtüşmemesinden kaynaklanabilir. Yüksek frekansta çalışan AC bir güç

kaynağı olmaması sebebi ile transformatöre açık ve kısa devre testleri uygulanamamış ve parametreler tam olarak çıkarılamamıştır. Bununla beraber aradaki fark kabul edilebilir düzeydedir ve hedeflenen 100 kHz-200 kHz çalışma frekansı aralığındadır.



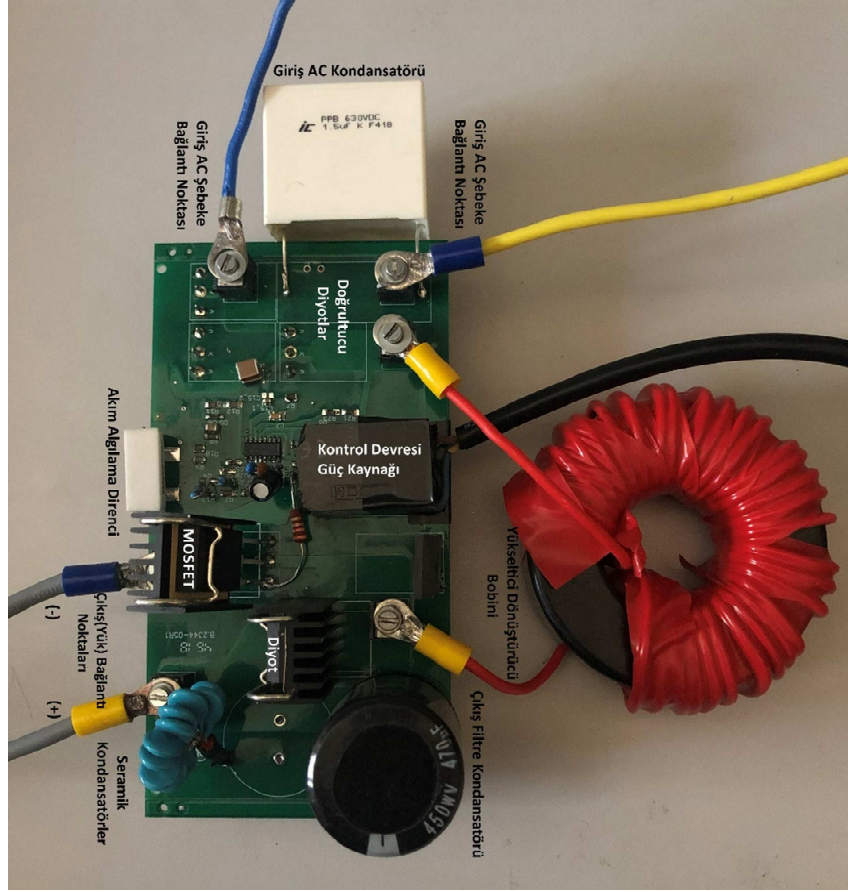
Şekil 28. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücüye ait ölçüm sonuçları. $V_{in}=380$ V, $V_o=450$ V, $I_o=4$ A, $I_{in}=4.97$ A, $f_{sw}=125.52$ kHz.

En kötü çalışma şartlarından ikincisi hafif yük koşullarında, giriş gerilimi maksimum değerindeyken çıkış geriliminin minimum yani 250 V değerine regülasyonu sırasında oluşmaktadır. Şekil 29, giriş DC gerilimi 420 V iken ve %10 yük şartlarında elde edilen ölçüm sonuçlarını göstermektedir. Ölçüm sonuçlarında ZVS ile MOSFET'lerin ilettime girdiği görülmektedir. Hedeflenen çıkış gerilimi regülasyonu 188.8 kHz ile sağlanmıştır. Teorik çalışmalarda bu çalışmanın 173 kHz' de sağlanması beklenmekteydi. Hesaplanan ve ölçülen frekans değerleri arasındaki fark kabul edilebilir düzeydedir ve transformatör parametrelerinin teorik değerler ile tam olarak örtüşmediğinden kaynaklandığı düşünülmektedir. Bu ölçüm sonucunda, LLC rezonanslı dönüştürücünün hafif yük gerilim regülasyonu hedefini sağladığı görülmektedir. Bu çalışma durumunda ise dönüştürücünün verimi %94 olarak elde edilmiştir. Verim ölçümünde, giriş tarafında kullanılan DC güç kaynağının panelinden ölçülen akım ve gerilim ile giriş gücü hesaplanmıştır. Çıkış tarafında ise kullanılan elektronik yük panelinde yük akımı, gerilimi ve güç ölçümü değerleri okunabilmektedir. Bu şekilde giriş gücünün çıkış gücüne oranı ile verim ölçüm hesaplamaları elde edilmiştir.



Şekil 29. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücüye ait ölçüm sonuçları. $V_{in}=420$ V, $V_o=250$ V, $I_o=0.68$ A, $I_{in}=0.43$ A, $f_{sw}=188.8$ kHz.

İkinci aşamanın ardından, PFC fonksiyonlu doğrultucu prototipi kurulmuştur. Burada da ilk önce manyetik eleman olan boost bobininin tasarımı yapılmıştır. Bobin nüvesi olarak toroid Kool Mu 0077777A7 nüvesi kullanılmıştır. 31 sarım ile 72 μ H değerinde, maksimum manyetik akı yoğunluğu 0.22 T olacak şekilde bobin tasarımı yapılmıştır. Bobin tasarımında, PFC işleminde kullanılan UCC3818 entegresinin uygulama notu doğrultusunda %20' lik bir akım değişim oranı belirlenmiştir. Boost MOSFET' i için Cree firmasından SiC C2M0040120D ve boost diyodu için yine Cree firmasının bir ürünü olan SiC C4D20120H-ND schotkky diyodu kullanılmıştır. Doğrultucu diyotlar için boyutunun küçük olması ve iletim kaybının düşük olması sebebi ile Cree firmasının SiC C4D40120D-ND schotkky diyotları kullanılmıştır. Çıkış kondansatörü kapasitesi C_o , çıkış gerilimi nominal değeri 380 V ve gerilim değişimi $\Delta V_o=\%15$ olacak şekilde, 2x220 μ F elektrolitik ve buna ek olarak 47 nF seramik kondansatörler kullanılmıştır. Kurulan doğrultucu prototipi Şekil 30' da görülmektedir.

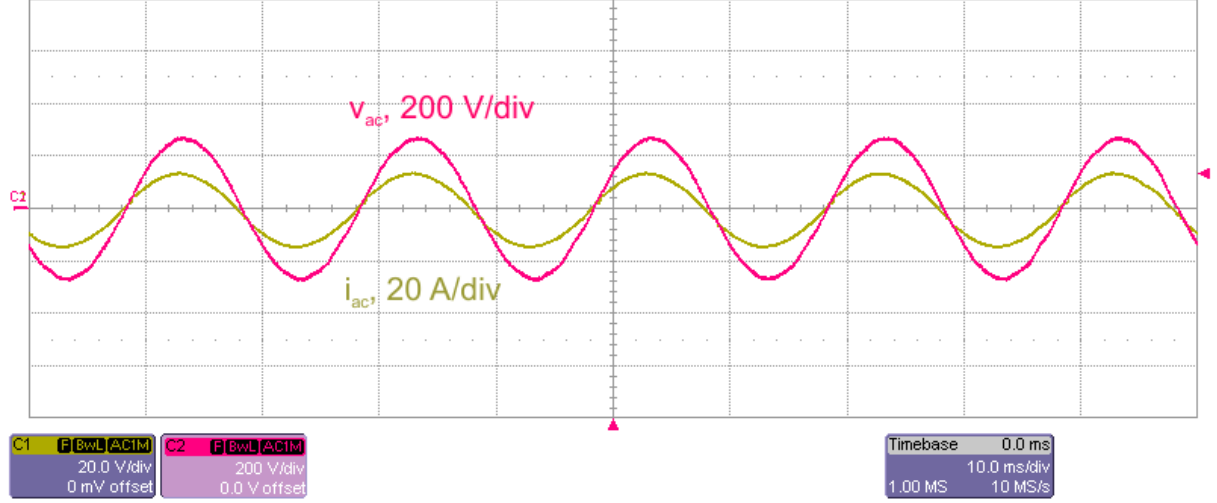


Şekil 30. PFC fonksiyonlu doğrultucu prototipi.

Prototipin çalışması, 85 V_{RMS}-265 V_{RMS} arasındaki hat gerilimi değerlerinde test edilmiştir. 220 V_{RMS} hat gerilimi, 100 kHz anahtarlama frekansında, 380 V nominal çıkış gerilimi ve 2 kW çıkış gücü için çalıştırılmıştır. Bu çalışmadan elde hat gerilimi ve hat akımı dalga şekilleri Şekil 31' de verilmiştir. Prototipin çalışması sırasında girişe güç analizörü bağlanmıştır. Güç analizöründen elde edilen verilere göre, güç faktörü (PF) 0.9980 ve akımda meydana gelen toplam harmonik bozulma (THD_i) 2.046 olarak ölçülmüştür.

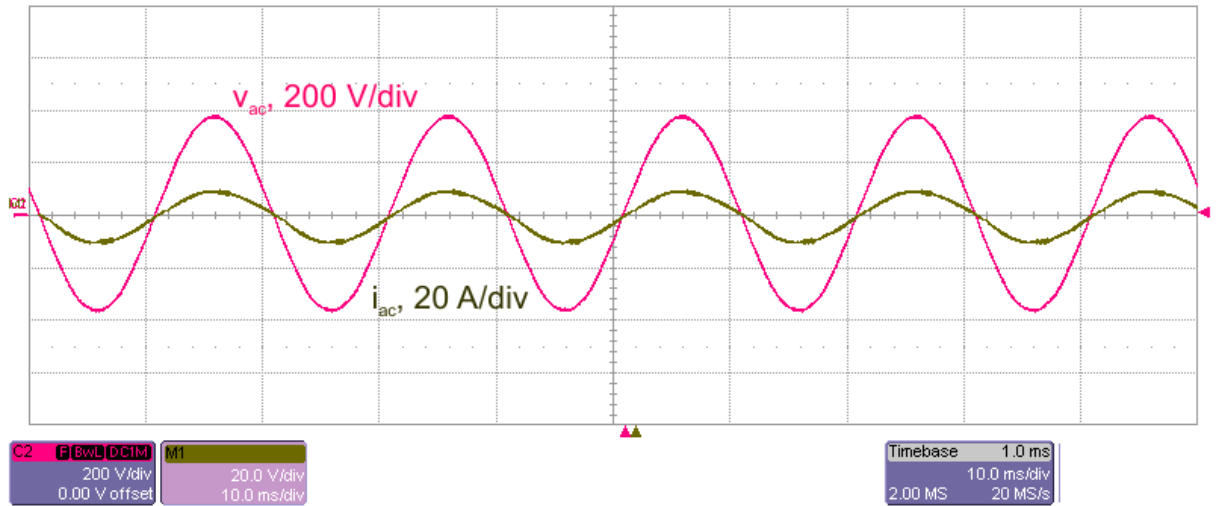
Ancak 1.8 kW' ın üzerindeki güçlerde, ilk başta çekilen inrush akımı kullanılan elektronik yükün akım sınırını aşmaktadır ve yük kendisini korumaya alarak kapatmaktadır. İnrush akımı, NTC kullanımı ile 2 kW' a kadar ölçülebilmektedir. Bununla beraber doğrultucunun girişinde kullanılan AC kaynağın akım sınırı 32 A ile sınırlı olduğu için hedeflenen 85 V_{RMS} ve 110 V_{RMS} uluslararası hat gerilimi değerlerinde, tam yükte test edilmesi bu kaynak ile mümkün değildir. Çünkü 110V_{RMS} ile nominal akım değeri 32.14 A ve 85 V_{RMS} ile 41.59 A değerine çıkmaktadır. İnrush akımları ise daha da yüksek seviyelerde olacaktır. Bu sebeple ölçümler giriş kaynağının akım seviyesinin yettiği güce kadar test edilebilmektedir.

Devre ilk olarak 200 kHz anahtarlama frekansında çalıştırılmıştır fakat yüklenmeyle EMI etkilerden dolayı güvenli çalışmanın bozulduğu gözlemlenmiştir. Bu yüzden devrenin verim ve ağırlık hedefleri doğrultusunda frekans 100 kHz olarak tercih edilmiştir.



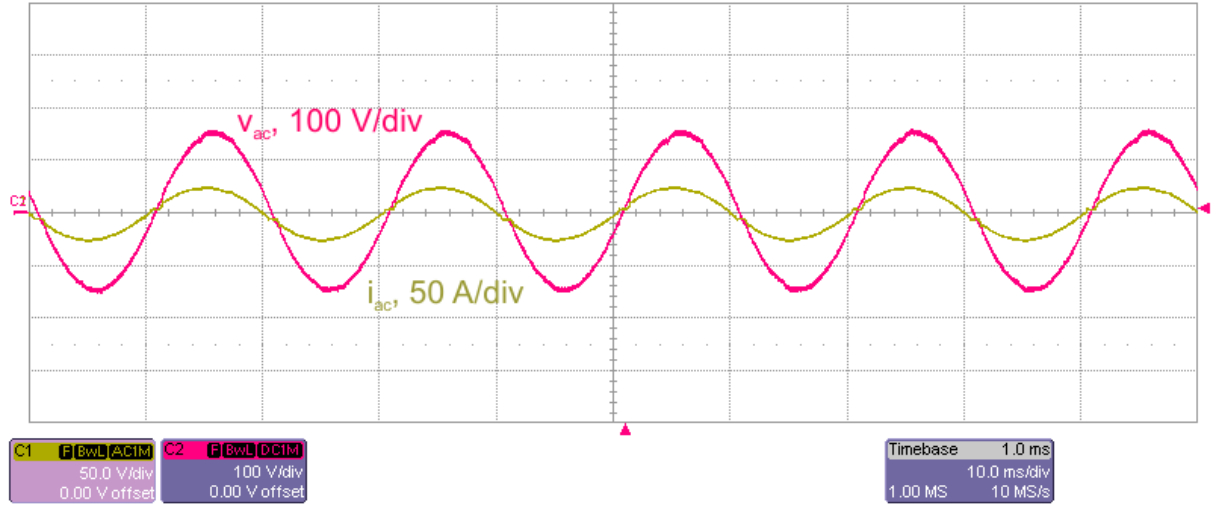
Şekil 31. Giriş hat gerilimi v_{ac} ve giriş hat akımı i_{ac} . $V_{ac}=220 V_{RMS}$, $P_o=2 kW$, $f_{sw}=100 kHz$, $V_o=380 V$.

Uluslararası hat gerilimi değerlerini test etmek için devre, 265 V_{RMS} hat geriliminde aynı çalışma şartlarında çalıştırılmıştır. Elde edilen hat akımı ve gerilimi dalga şekilleri Şekil 32' de verilmiştir. Bu çalışma durumunda, PF 0.9974 ve THDi 2.70 olarak ölçülmüştür.



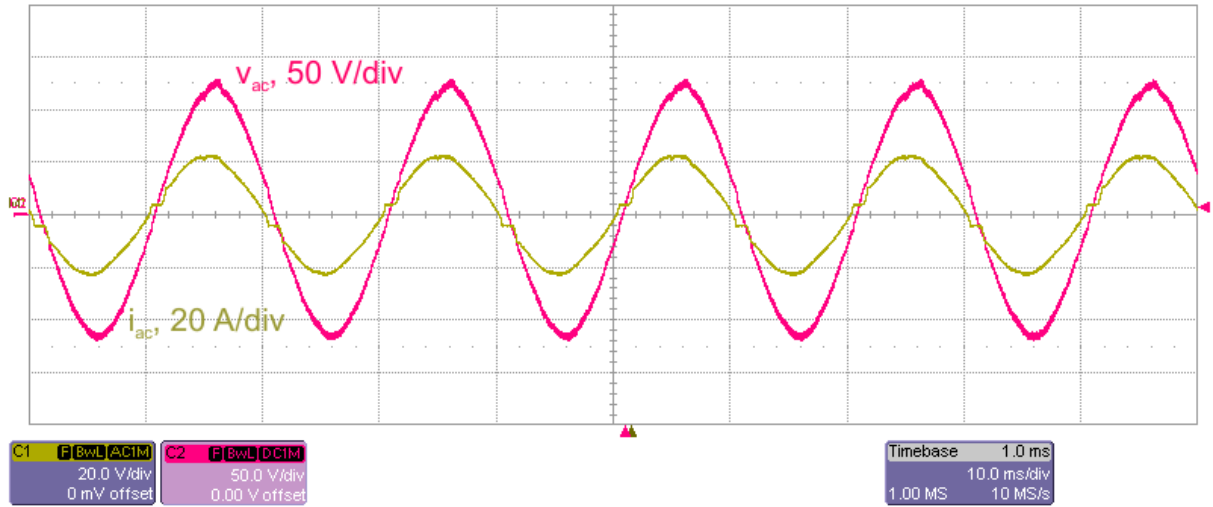
Şekil 32. Giriş hat gerilimi v_{ac} ve giriş hat akımı i_{ac} . $V_{ac}=265 V_{RMS}$, $P_o=2 kW$, $f_{sw}=100 kHz$, $V_o=380 V$.

Diğer bir uluslararası hat gerilimi değeri 110 V' da devre aynı çalışma koşullarında çalıştırılmış ve elde edilen hat gerilimi ve akımı dalga şekilleri Şekil 33' te verilmiştir. Bu çalışmada da PF 0.9980 ve THDi 2.54 olarak ölçülmüştür.



Şekil 33. Giriş hat gerilimi v_{ac} ve giriş hat akımı i_{ac} . $V_{ac}=110$ V_{RMS}, $P_o=2$ kW, $f_{sw}=100$ kHz, $V_o=380$ V.

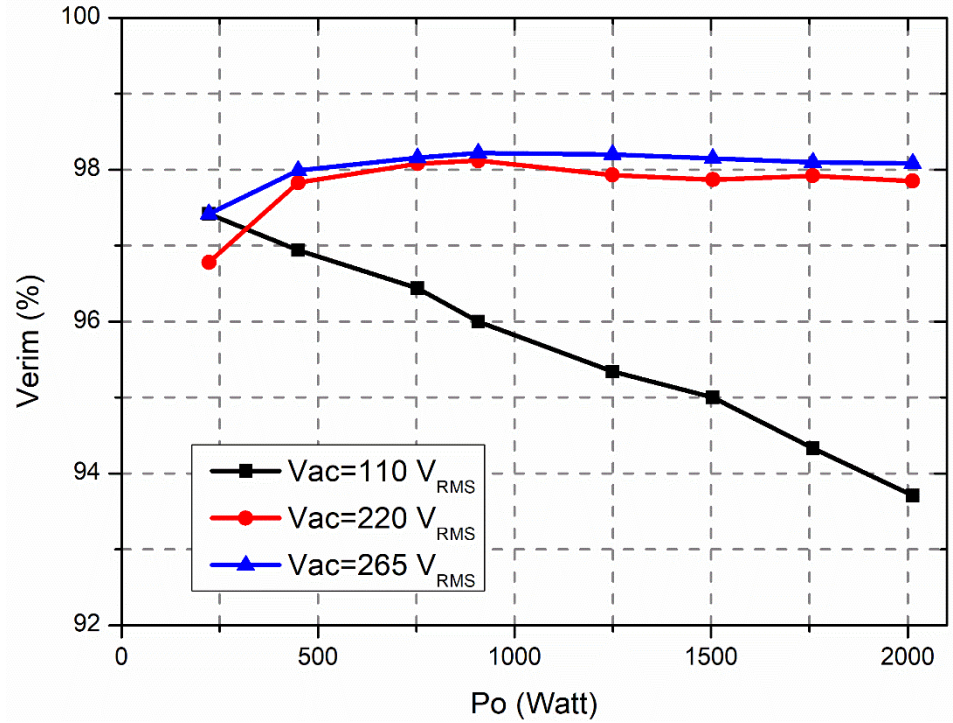
Son olarak 85 V_{RMS} değeri AC güç kaynağının ve elektronik yükün akım sınırlarının izin verdiği ölçüde 1.2 kW için ölçüm yapılmıştır. Elde edilen hat gerilimi ve akımı dalga şekilleri Şekil 34' te verilmektedir. Bu çalışmada PF 0.9980 ve THD_i 4.98 olarak ölçülmüştür.



Şekil 34. Giriş hat gerilimi v_{ac} ve giriş hat akımı i_{ac} . $V_{ac}=85$ V_{RMS}, $P_o=1.2$ kW, $f_{sw}=100$ kHz, $V_o=380$ V.

Devrenin verimi girişte güç analizörü kullanılarak ölçülmüştür. Güç analizöründen aktif, reaktif ve görünür güç değerleri okunabilmektedir. Çıkışta kullanılan elektronik yük üzerinde de çıkış gerilimi, akımı ve gücü okunabilmektedir. Bu şekilde çıkıştan elde edilen gücün girişteki aktif güce oranı ile verim hesabı yapılabilir. Prototipin verimi farklı yük durumlarında ve her bir hat geriliminde ölçülmüştür ve elde edilen verim sonuçları Şekil 35' te verilmiştir. En yüksek verim değeri 265 V_{RMS} değerinde %98.22 olarak elde edilmiştir ve hat gerilimi azaldıkça aynı güç değeri için artan iletim kayıplarından dolayı verim değeri düşmektedir. En düşük verim 110 V_{RMS} ölçümünde %93.71 olarak elde edilmiştir.

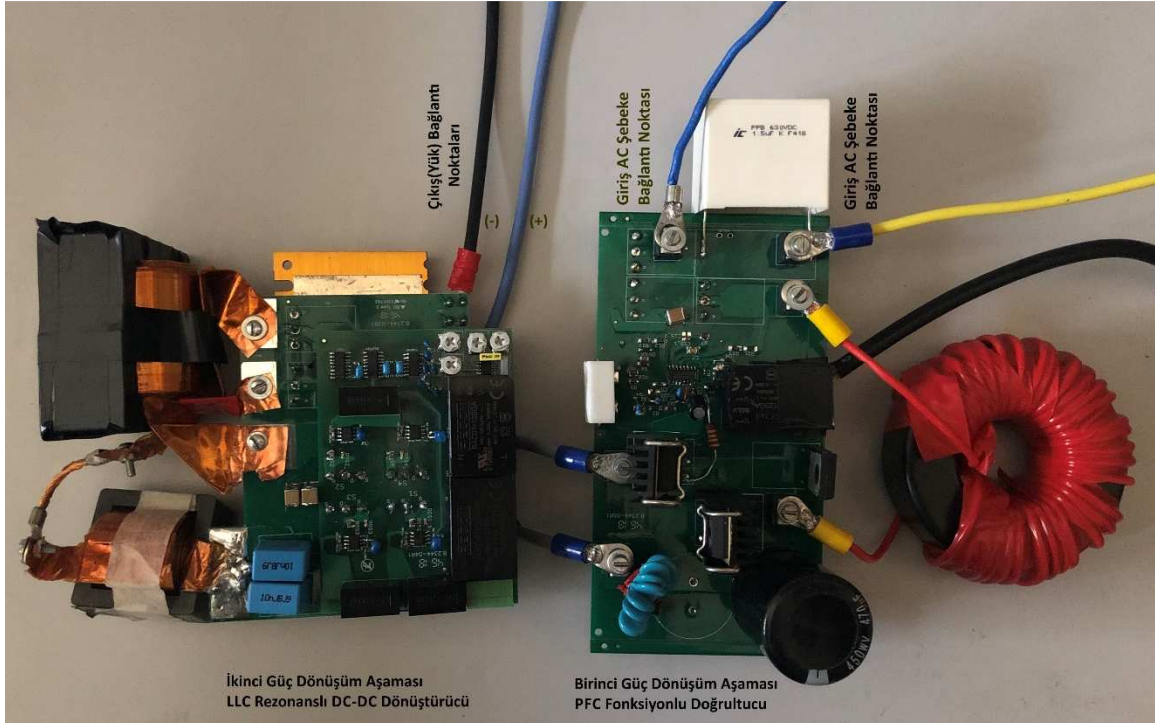
Proje önerisinde maksimum verimin toplam verimin %94' ün üzerinde olması hedeflenmiştir ve şimdiye kadar her bir güç dönüşüm aşamasından elde edilen verim değerlerinin %94'ün üzerinde olduğu görülmektedir.



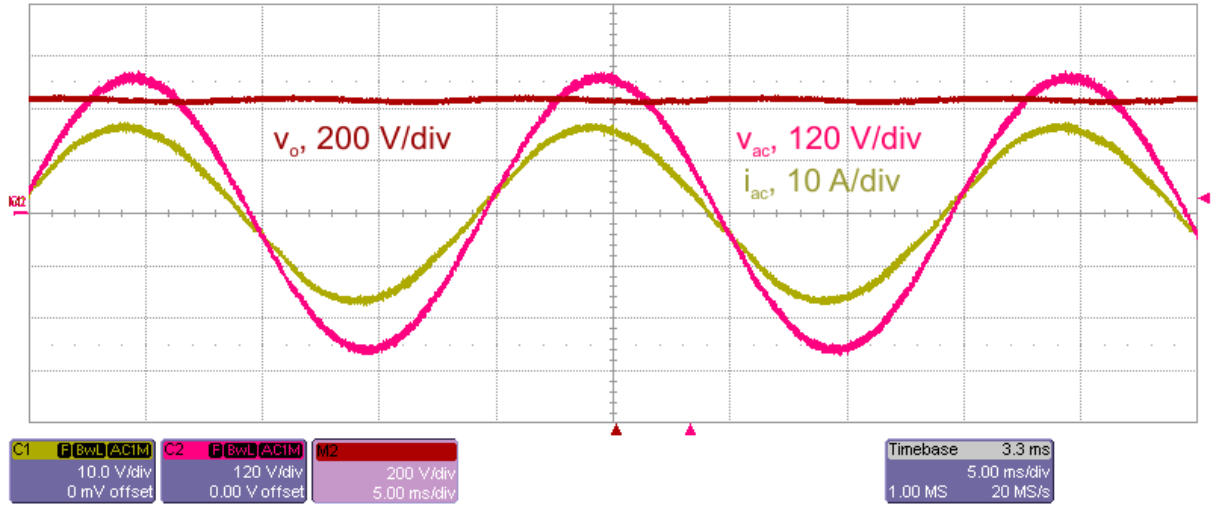
Şekil 35. PFC fonksiyonlu doğrultucu prototipinin 110 V_{RMS}, 220 V_{RMS} ve 265 V_{RMS} hat gerilimlerinde ve farklı yük koşullarında elde edilen verim değerleri.

Sonraki aşamada, birinci güç aşaması AC-DC dönüştürücünün çıkışından elde edilen DC gerilim ile ikinci güç aşaması LLC rezonanslı dönüştürücünün beslenmesi sağlanmıştır. AC-DC dönüştürücünün çıkışı konektörler ile LLC rezonanslı dönüştürücüye bağlanmıştır. Bağlantı sonucu elde edilen prototip Şekil 36' da verilmiştir. Çıkışta yine batarya şarjını simüle eden bir elektronik yük kullanılmıştır. İki aşamalı dönüştürücünün çalışması 450 V çıkış gerilimi regülasyonu ve tam yükte ve %10 yük durumları için test edilmiştir ve elde edilen giriş akımı, giriş gerilimi ve çıkış gerilimi dalga şekilleri Şekil 37 ve Şekil 38'de verilmiştir. Maksimum çıkış gerilimi regülasyonu tam yükte 123.45 kHz' de ve %10 yük durumunda 124.22 kHz' de gerçekleşmiştir. Minimum çıkış gerilimi regülasyonu için dönüştürücü tam yük ile %10 yük durumlarında çalıştırılmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 39 ve Şekil 40' da verilmiştir. 250 V çıkış gerilimi regülasyonu tam yükte 156.25 kHz' de ve %10 yükte 165 kHz' de gerçekleştirilmiştir. İki aşamalı dönüşümün çalışmasında, yük değişimine göre elde edilen verim eğrisi Şekil 41' de verilmiştir. Verim ölçümü yine önceki güç aşamalarında anlatıldığı gibi elektronik yük üzerinden ölçülen çıkış gücünün güç analizöründen ölçülen giriş gücüne oranı ile bulunmuştur. Tam yükte ve 450 V çıkış

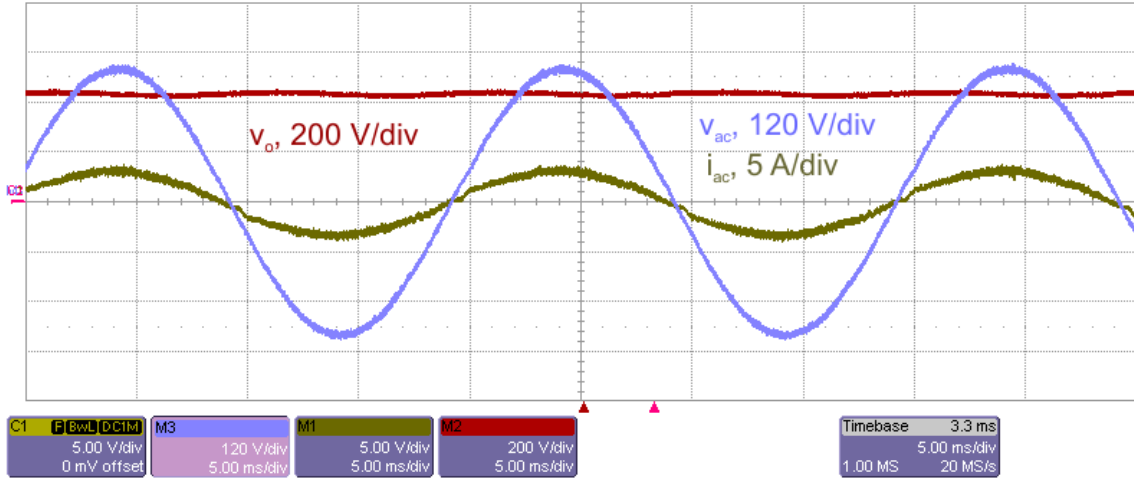
geriliminde verim %95 civarında ölçülmüştür. Elektronik yükün ve giriş AC kaynağın sınırlı akım kapasitesinden dolayı ölçümler 2.3 kW' a kadar alınabilmektedir.



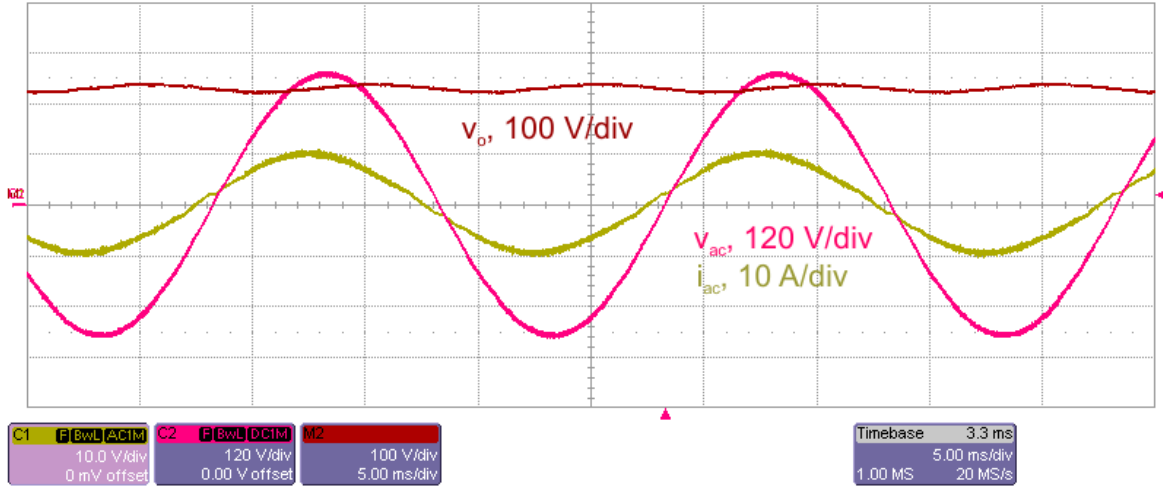
Şekil 36. İki aşamalı batarya şarj devresi prototipi.



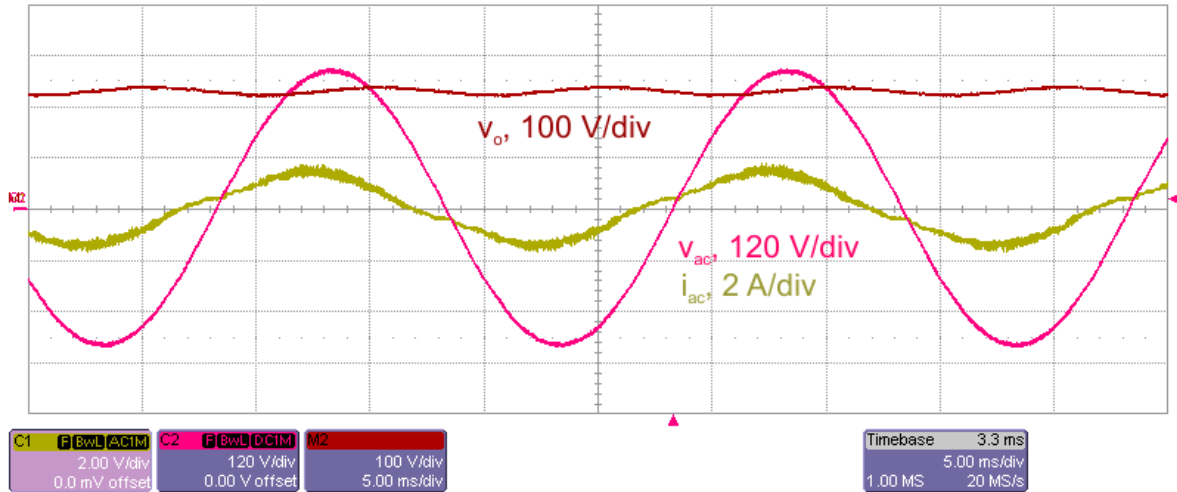
Şekil 37. İki aşamalı batarya şarj devresine ait ölçüm sonuçları, $v_{ac}=220$ V, $V_o=450$ V, $I_o=5$ A, $f_{sw}=123.45$ kHz, $PF=0.9987$.



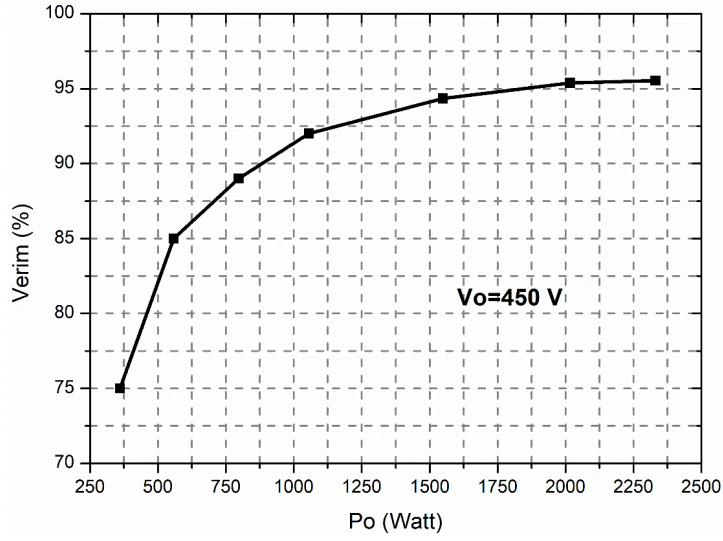
Şekil 38. İki aşamalı batarya şarj devresine ait ölçüm sonuçları, $v_{ac}=220$ V, $V_o=450$ V, $I_o=0.5$ A, $f_{sw}=124.22$ kHz, $PF=0.9945$.



Şekil 39. İki aşamalı batarya şarj devresine ait ölçüm sonuçları, $v_{ac}=220$ V, $V_o=250$ V, $I_o=5$ A, $R_L=50$ Ω , $f_{sw}=156.25$ kHz, $PF=0.9979$.

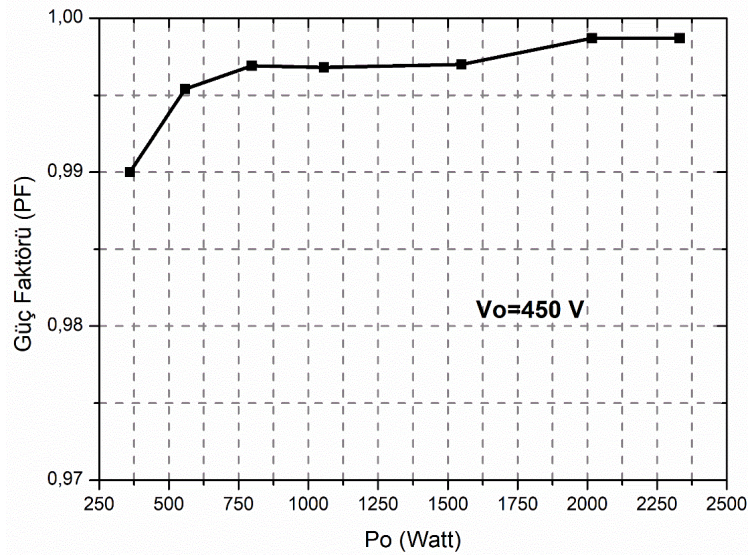


Şekil 40. İki aşamalı batarya şarj devresine ait ölçüm sonuçları, $v_{ac}=220$ V, $V_o=250$ V, $I_o=0.5$ A, $f_{sw}=165$ kHz, $PF=0.97$.



Şekil 41. İki aşamalı batarya şarj devresinin farklı yüklerdeki verim değerleri. $v_{ac}=220$ V, $V_o=450$ V.

Farklı yük durumlarında, güç analizöründen alınan güç faktörü ölçümleri de Şekil 42’ de verilmiştir. Her yük durumunda 0.99’ un üzerinde PF ölçümü elde edilmiştir.



Şekil 42. İki aşamalı batarya şarj devresinin farklı yüklerdeki güç faktörü (PF) değerleri. $v_{ac}=220$ V, $V_o=450$ V.

İki aşamalı dönüştürücü tartıldığında ağırlığı Şekil 43’ te görüldüğü gibi 1.938 kg olarak elde edilmiştir. Güç yoğunluğu hesaplandığında 1.3 kW/kg olarak hesaplanmıştır.



Şekil 43. İki aşamalı prototipin tartılması.

3. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu projede, elektrikli araçların içine yerleşik olacak şekilde (on-board) bir batarya şarj devresinin tasarımı sunulmuştur. Batarya şarj devresi aracın içine yerleşik olarak planlandığı için tasarımın güç yoğunluğu önemli bir parametredir. Bu sebeple yüksek şarj gerilimi değerleri ile yüksek güç yoğunluğuna sahip Lithium-ion batarya hücrelerine sahip bir araç bataryası için tasarım hedeflenmiştir. Diğer taraftan şarj devresi tasarımlarında, yüksek güç yoğunluğu ve hafif ağırlık ancak yüksek çalışma frekansları ile mümkün olabilmektedir. Yüksek çalışma frekanslarında ise ortaya çıkan anahtarlama ve nüve kayıpları verimi önemli ölçüde düşürmektedir. Projede sunulan tasarımda, hem ağırlığın hafif olması hem de verimin yüksek olması için gerekli teknikler kullanılmıştır. Ayrıca Lithium-ion batarya hücreleri yüksek çıkış gerilimi aralığına sahip olduğu için şarj devresi tasarımı geniş bir aralıkta çıkış gerilimini regüle edebilmelidir. Proje önerisinde batarya şarj devresi tasarımı, 85-265 V_{RMS} aralığındaki uluslararası gerilimden beslenebilecek ve 250V - 450V aralığında çıkış gerilimini regüle edebilecek şekilde, %94' ün üzerinde verimli, 3 kg'dan daha hafif bir ağırlıkta ve 1 kW/kg' dan daha yüksek bir güç yoğunluğuna sahip olacak şekilde hedeflenmiştir.

Batarya şarj devresi, şebeke gerilimini doğrultan bir AC-DC dönüştürücü ve doğrultulmuş DC gerilimi bataryanın ihtiyacı olan gerilime dönüştüren bir DC-DC dönüştürücü olmak üzere iki aşamalı güç dönüşümünü içermektedir. Birinci güç dönüşümü aşaması, köprü tipi doğrultucunun çıkışına bağlanan bir yükseltici (boost) dönüştürücüden

oluşmaktadır. Bu şekilde, yükseltici dönüştürücünün bobin akımının kontrolü ile yüksek güç faktörü elde edilebilmektedir. Bobin akımının kapalı çevirim kontrolünde, ortalama akım modlu kontrol kullanılmıştır.

İkinci güç dönüşüm aşamasında ise yükten bağımsız olarak yumuşak anahtarlama sağlayan LLC rezonanslı dönüştürücü kullanılmıştır. LLC rezonanslı dönüştürücünün optimum çalışma bölgesi, geniş bir aralıktaki çıkış gerilimi regülasyonu ve yüksek verimli çalışması göz önünde bulundurularak belirlenmiştir. Rezonans frekansının altında çalışma bölgesinde primer tarafındaki MOSFET' ler ZVS ile iletme geçebilmekte ve sekonder tarafındaki doğrultucu diyotlar ZCS ile iletme geçebilmektedirler. Bu özellikleri ile dönüştürücünün hedeflenen çıkış gerilimi regülasyonu için rezonans frekansının altında çalıştırılması uygun bulunmuştur. Dönüştürücünün çalışma bölgesi belirlendikten sonra yine yüksek verim ve güç yoğunluğu göz önünde bulundurularak rezonans devresi elemanları ile diğer devre elemanları belirlenerek tasarımı yapılmıştır.

Her iki güç dönüşüm aşamasında da SiC yarıiletkenlerin kullanılmasıyla yüksek verimin ve güç yoğunluğunun elde edilmesine katkı sağlanmıştır. SiC yarıiletkenlerin yüksek frekansta çalışma ve yüksek gerilim tutabilme kapasiteleri soğutucu boyutlarını küçültmüş ve hafif bir tasarım elde edilmesinde faydalı olmuştur. Her bir güç aşaması için farklı yük koşullarında analitik olarak verim analiz yapılmıştır ve hedefleri tutup tutmadığı test edilmiştir.

Her bir aşamaya ait devre elemanları belirlendikten sonra, prototip tasarımına, PCB tasarımı ile başlanmıştır. PCB tasarımları, her bir güç aşaması için ayrı ayrı tasarlanmıştır ve üretilmiştir. Birinci güç aşamasında güç faktörü düzeltme fonksiyonlu doğrultucu tasarımında, sürekli akım durumunda ve ortalama akım modlu kontrol fonksiyonuna sahip, kapalı çevirim çalışan, Texas Instruments firmasına ait UCC3818 entegresi tercih edilmiştir. İkinci DC-DC güç dönüşüm aşaması için analog olarak kontrol devresi tasarlanmıştır. Her bir güç aşaması ayrı ayrı test edildikten sonra birinci aşamanın çıkışı ikinci aşamanın girişine bağlanmış ve iki aşamalı güç dönüşümüne ait devre çalıştırılmıştır. Çalışmada, batarya davranışını simüle edebilen bir elektronik yük kullanılmıştır. İki aşamalı batarya şarj devresi $220 V_{RMS}$ de çalıştırıldığında, 450 V çıkış gerilimi ve 5 A çıkış akımı için %95 civarında verim elde edilmiştir. İki aşamalı dönüştürücü tartıldığında, ağırlığı 1.938 kg olarak ölçülmüştür. Toplam hacmi ise 1.89 litre olarak hesaplanmıştır. Güç yoğunluğu ise 1.3 kW / kg olarak hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, proje hedefleri ölçüm sonuçları ile gerçekleşmiştir.

Proje sonuçlanmış haliyle elektrikli araç batarya şarj uygulamalarına adapte edilebilir. Endüstriyel olarak yüksek verimli ve tasarruflu enerji kullanımı özelliği ile ulusal ekonomiye ve teknolojiye katkı sağlanması beklenmektedir. Proje sonuçlarının uluslararası düzeyde

yayın çalışmalarına dönüştürülmesiyle bilimsel brikiye ve patent başvurularıyla teknolojik çalışmalara katkı sağlayacağı düşünülmektedir.

Projede geliştirilen tasarımda, ikinci güç dönüşüm aşamasının primer tarafındaki MOSFET' lerin kontrol sinyallerini üretmek için en başta hedeflendiği gibi lojik kapıların kullanılmasıyla oluşturulmuş analog kontrol yöntemi kullanılmıştır. Potansiyometrelerin kullanılması ile açık çevirim olarak frekans regülasyonu yapılmaktadır. İkinci güç aşaması olan LLC rezonanslı dönüştürücü için de kapalı çevirim kontrol devresinin tasarımı ve hafif malzemelerle yapılan uygun paketleme sonucunda sunulan batarya şarj devresi prototipi elektrikli araçlarda kullanılabilecektir.

Proje yürütme aşamasında iken uluslararası sempozyumlarda sunulan üç bildiri literatüre kazandırılmıştır. Sunulan ve yayımlanan bildiri çalışmaları aşağıda verilmiştir.

- 1) Cetin, S., Yıldız, N. "High Efficiency Design and Simulation of a Front End AC-DC PFC Converter for EV Battery Charger", International Conference on Engineering Technologies", pp. 1-5, 7-9 December 2017, Konya/Turkey.
- 2) Cetin, S., Yenil V., "Optimal Operation Region of LLC Resonant Converter for On-Board EV Battery Charger Applications", IEEE 18th International Conference on Power Electronics and Motion Control, pp. 78-85, 26-30 August 2018, Budapest/Hungary.
- 3) Cetin S., "Accurate Prediction of Voltage Gain of the LLC Resonant Converter for EV Battery Charge Applications", 6th International Symposium on Innovative Technologies in Engineering and Science (ISITES2018), pp. 544-557, 09-11 November 2018, Alanya/Turkey.

Proje deneysel sonuçları alındıktan sonra sonuçlanma aşamasında ise aşağıda verilen makale IEEE Transactions on Vehicular Technology dergisine sunulmuştur:

VT-2019-00877: High Efficiency and High Power Density Isolated On-Board EV Battery Charger using LLC Resonant Converter.

Proje sonuç raporu değerlendirme aşamasında iken sunulan makaleye "major revizyon" kararı gelmiştir ve şu anda düzeltmeler üzerine çalışmalar devam etmektedir. Sunulan makaleye ait bilgiler ve major revizyon kararına ait eposta yazışması ve Ek 1'de verilmiştir.

Projede çalışan bursiyerlerin katkıları, Ek2' de verilen Proje Bursiyerleri Yaygın Etkisinin Değerlendirilmesi altında açıklanmıştır.

Kaynaklar

- Abou-Alfotouh, A. M., Radun, A. V., Chang, H., Winterhalter, C. 2006. "A 1-MHz hard-switched silicon carbide DC–DC converter," *IEEE Trans. Power. Electronics*, 21 (4), 880–889.
- Aguilar, C., Canales, F., Arau, J., Sebastian, J., Uceda, J. 1997. "An integrated battery charger/discharger with power-factor correction," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, 44 (5), 597–603.
- Allen, R., Hefner, J., Singh, R., Lai, J.S., David, W., Berning, S. B., Chapuy, C. 2001. "SiC Power Diodes Provide Breakthrough Performance for a Wide Range of Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16 (2), 273-280.
- Bakan, A.F., Altintas, N., Aksoy, I. 2013. "An Improved PSFB PWM DC–DC Converter for High-Power and Frequency Applications, *IEEE Trans. on Power Electron.*, 28 (1), 64-74.
- Balogh, L., Redl, R. 1993. "Power Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current-Mode" *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, San Diego, 1, 168-174.
- Biela, J., Badstuebner, U., Kolar, J.W. 2009. "Design of a 5-kW, 1-U, 10-kW/dm³ Resonant DC–DC Converter for Telecom Applications", *IEEE Trans. on Power Electron.*, 24 (7), 1701-1710.
- Cetin, S. 2015. "High Efficiency Design Considerations for the Self-Driven Synchronous Rectified Phase-Shifted Full-Bridge Converters of Server Power Systems", *Journal of Power Electronics*, 15 (3), 634-643.
- Chen, M., Rincón-Mora, G.A. 2006. "Accurate, compact and power-efficient li-ion battery charger circuit," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, 53 (11), 1180–1184.
- Dearborn, S. 2005. "Charging li-ion batteries for maximum run times," *Power Electron. Technol. Mag.*, 31, 40–49.
- Deng, J., Li, S., Hu, S., Mi, C. C, Ma, R. 2014. "Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63 (4), 1581-1592.
- Dixon, L. 1999. "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies", *Unitrode Application Note*, 356-369.
- Dow, Y.S., Kim, H.H., Kwon, Y.I., Kim, B.Y., Kim, J.C. 2015. "A Study of 6.6kW On board Charger for Electric Vehicle", *EVS28 International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, 1, 1-8.
- Dow, Y. S., Son, H. I, Lee, H.D. 2011. "A Study on Half Bridge LLC Resonant Converter for Battery Charger on Board, *8th International Conference on Power Electronics, ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, 1, 2694 – 2698.
- Emadi, A., Lee, Y. J., Rajashekara K. 2008. "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 55 (6), 2237–2245.
- Emadi, A., Williamson, S. S., Khaligh, A. 2006. "Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems", *IEEE Trans. Power Electronics*, 21 (3), 567–577.
- Fang, X., Hu, H., Shen, Z. J., Batarseh, I. 2012. "Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, 27 (4), 1985–1995.

- Fang, Y., Xu, D., Zhang, Y., Gao, F., Zhu, L. 2007. "Design of High Power Density LLC Resonant Converter with Extra Wide Input Range", *Applied Power Electronics Conference*, 1, 976-981.
- Fang, Z., Cai, T., Duan, S., Chen, C. 2015. "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter in Battery Charging Applications Based on Time-Weighted Average Efficiency", *IEEE Trans. on Power Electronics*, 30 (10), 5469-5483.
- Ferreira, J.A. 1994. "Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components", *IEEE Trans. On Power Electronics*, 9 (1), 127-131.
- Grenier, M., Aghdam, M. H., Thiringer, T. 2010. "Design of on-board charger for plug-in hybrid electric vehicle," in *Proc. Power Electronics, Machine and Drives*, 1, 1–6, 2010.
- Gu, B., Lin, C.Y., Chen, B., Dominic, J., (Jason) Lai, J.S. 2013. "Zero-Voltage-Switching PWM Resonant Full-Bridge Converter With Minimized Circulating Losses and Minimal Voltage Stresses of Bridge Rectifiers for Electric Vehicle Battery Chargers", *IEEE Trans. on Power Electron.*, 28 (10), 4657-4667.
- Gu, Y., Lu, Z., Hang, L., Qian, Z., Huang, G. 2005. "Three-level LLC series resonant DC/DC converter," *IEEE Trans. On Power Electronics*, 20 (4), 1642-1657.
- Hagbini, S., Khan, K., Lundmark, S., Alak'ula, M., Carlson, O., Leksell, M., Wallmark, O. 2010. "Integrated chargers for EV's and PHEV's: Examples and new solutions," in *Proc. Int. Conf. Electrical Machines*, 1, 1–6.
- Huang, D., Gilham, D., Feng, W., Kong, P., Fu, D., Lee, F.C. 2011. "High Power Density High Efficiency DC-DC Converter", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 1, 1392-1399.
- Hudgins, J. L., Simin, G. S., Santi, E., Khan, M. A., 2003. "An assessment of wide bandgap semiconductors for power devices," *IEEE Trans. Power Electron*, 18 (3), 907–914.
- Hurley, W.G., Gath, E., Breslin, J.B. 2000. "Optimizing the AC Resistance of Multilayer Transformer Windings with Arbitrary Current Waveforms", *IEEE Trans. On Power Electronics*, 15 (2), 369-376.
- Ivensky, G., Bronshtein, S., Abramovitz, A. 2011. "Approximate analysis of resonant LLC DC-DC converter," *IEEE Trans. Power Electronics*, 26 (11), 3274–3284.
- Kazimierzczuk, M. K., Wojda, R.P. 2010. "Foil Winding Resistance and Power Loss in Individual Layers of Inductors", *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 56 (3), 237-246.
- Lee, C. S., Jeong, J. B., Lee, B. H., Hur, J. 2011. "Study on 1.5 kW battery chargers for neighborhood electric vehicles," in *Proc. IEEE Veh. Power and Propulsion Conf.*, 1, 1–4.
- Lu, B., Liu, W., Liang, Y., Lee, F.C., van Wyk, J.D. 2006. "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter", *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '06*, 1, 533-538.
- Musavi, F., Craciun, M., Gautam, D. S., Eberle, W., Dunford, W. G. 2013. "An LLC Resonant DC–DC Converter for Wide Output Voltage Range Battery Charging Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28 (12), 5437-5445.
- Redl, R., Erisman, B.P. 1994. "Reducing Distortion in Peak-Current-Controlled Boost Power-Factor-Correctors" *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, 1, 576-583.
- Rossetto, L., Spiazzi, G., Tenti, P. 1994. "Control Techniques for Power Factor Correction Converters" *PEMC Proceeding*, Warsaw, 1, 1310-1318.

- Shafiei, N., Saket, M.A., Ordonez, M. 2017. "Time Domain Analysis of LLC Resonant Converters in the Boost Mode for Battery Charger Applications, *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, USA, 1, 1-6.
- Simone, S. D., Adragna, C., Spini, C., Gattavari, G. 2006. "Design-oriented steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA," *In Proc. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM*, Taormina, Italy, 1, 16-23.
- Steigerwald, L.R. 1988. "A Comparison of Half Bridge Resonant Converter Topologies", *IEEE Trans. on Power Electronics*, 3 (2), 174-182.
- Wan, H. 2012. "High Efficiency DC-DC Converter for EV Battery Charger Using Hybrid Resonant and PWM Technique", *Master Thesis*, Virginia Polytechnic Institute and State University.
- Whitaker, B., Barkley, A., Cole, Z., Passmore, B., Martin, D., McNutt, T.R., Lostetter, A.B., Lee, J.S., Shiozaki, K. 2014. "A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices", *IEEE Trans. Power Electronics*, 29 (5), 2606-2617.
- Yang, B. 2003. "Topology Investigation of Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System", *PhD Thesis*, Virginia Polytechnic Institute and State University.
- Yilmaz, M., Krein, P. T. 2013. "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles", *IEEE Trans. on Power Electronics*, 28 (5), 2151 - 2169.

Ek 1: Sunulan Makale Bilgileri ve Major Revizyon kararına ait yazışma:



High Efficiency and High Power Density Isolated On-Board EV Battery Charger using LLC Resonant Converter

Journal:	<i>IEEE Transactions on Vehicular Technology</i>
Manuscript ID	VT-2019-00877
Suggested Category:	Regular Paper
Date Submitted by the Author:	21-Mar-2019
Complete List of Authors:	Cetin, Sevilay; Pamukkale Universitesi, Technology Faculty
Keywords:	Battery chargers, AC-DC power conversion, DC-DC power conversion

SCHOLARONE™
Manuscripts

Dear Dr Cetin:

The review of your paper

VT-2019-00877: High Efficiency and High Power Density Isolated On-Board EV Battery Charger using LLC Resonant Converter

has been completed. Below please find comments from the reviewers.

Based on the reviewers' comments, publication of the paper in its present form is not recommended. It is recommended that you resubmit your manuscript, WITHIN TWO MONTHS from the date of this email, as revised in accordance with the comments. If you fail to do so, your paper will be considered withdrawn from the review process.

Please note that this recommendation of resubmission should not be treated as an implication of eventual acceptance of your paper. It only refers to a deferral of the editorial decision to see whether the reviewers' comments could be addressed. In the event that your revision is accepted, the manuscript must be in a format that is in accordance with IEEE final submission requirements. For detailed final submission requirements, kindly refer to the information for IEEE Authors guidelines contained on the website <http://www.ieee.org/pubs/authors.html>.

To submit your revision, please first log onto Manuscript Central (<https://mc.manuscriptcentral.com/tvt-ieee>). In the Author Center, you will see the entry "Revised Manuscripts with Decisions" under "My Manuscripts". Click this entry and you will see an entry with the current paper ID included in the list "Manuscripts with Decisions" at the bottom of the screen. Then click the "Create a revision" button in the entry for this paper to start submitting your revision.

For your paper submission, please make sure your final manuscript (including main body, figures, tables, references) is in double-columned with fonts no smaller than 10pt in the final IEEE typesetting with maximum page length 15 pages for regular papers.

Also, please submit your responses, detailing the changes you have made, either in the "Respond to these comments" box in Step 1 or by attaching a PDF version of your response in Step 6, of the revision submission process. If you choose to attach a PDF file, please indicate so in the "Respond to these comments" box in Step 1.

The revised manuscript should follow our submission policy. The complete revised manuscript (including main body, figures, tables, references, and appendix) of a Regular Paper should be in general limited to 35 pages. If the revised paper does not comply our submission policy, it may be considered withdrawn without the review process.

As the system keeps all the files from your earlier submission(s) for this paper, please remember to delete any files which are not part of this new revised submission.

Sincerely yours,

Editor, IEEE Transactions on Vehicular Technology

Ek 2: Proje Bursiyeleri Yaygın Etkisinin Değerlendirilmesi:

Projeden üretilen 1 ve 2 numaralı bildirimlerde, bursiyerler yüksek lisans öğrencisi Nazım Yıldız ve doktora öğrencisi Veli Yenil' in isimleri yer almaktadır. 3 numaralı yayın ise sadece proje yürütücüsüne aittir. Nazım Yıldız ve Veli Yenil' in projeye katkısı, projenin bursiyerlere katkısı ve 3 numaralı tek yazarlı bildiri aşağıda açıklanmıştır.

- Nazım Yıldız, başka bir kurumda çalışırken proje bursiyeri olan bir yüksek lisans öğrencisidir. Yüksek lisans tezine, proje başlamadan önce başka bir öğretim üyesi ile başlamış ve tez konusu projeden farklı olarak belirlenmiştir. Projenin birinci güç katı aşamasının teorik analiz çalışmalarında yer almıştır. Projede, yüksek güç faktörlü AC-DC dönüştürücü analizi ve temel prensipleri ile ilgili deneyime sahip olmuştur. Bu kapsamda yaptığı çalışmalar ile ilgili 1 numaralı bildiri çıktısı üretilmiştir. Sonraki aşamalarda, iş yerindeki yoğunluğundan dolayı projeye vakit ayıramadığı için projeden ayrılmak istemiştir ve projeden ayrılmıştır.
- Veli Yenil, doktora öğrencisi bursiyeri olarak projede çalışmak istemiştir. Başvurusu, PTS üzerinden TÜBİTAK' a iletilindiğinde güvenlik soruşturmaları yüzünden uzun bir süre cevap alınamamıştır. Bu süreçte öğrenci maddi sıkıntı yaşayarak projede çalışmaktan vazgeçmiştir. Bu sebeple bursiyer başvurusu onaylandıktan hemen sonra projeden çıkarılmıştır. Projede çalışmak istediğinde 2 numaralı bildirinin sunumunu da kabul etmiştir ve bildiride adı bulunmaktadır. Fakat başka kurumda çalışmaya başlayınca bildiri sunumu da yapamamıştır. Bildiri proje yürütücüsü tarafından sunulmuştur. Bu süreçte projenin ikinci güç dönüşüm aşamasının teorik analizi ile ilgili deneyime sahip olmuştur.
- 3 numaralı bildiride sadece proje yürütücüsünün adı bulunmaktadır. Bu çalışma projenin ikinci güç aşamasının gerilim kazancının optimum tahmini ile ilgilidir. Bu çalışmanın yapıldığı aşamalarda projede çalışan bursiyer bulunmamaktaydı. Projede görünen araştırmacının da bu çalışmaya katkısı olmamıştır.

Projeye çalışmaları sırasında lisansüstü bursiyer bulma konusunda oldukça sıkıntı yaşanmıştır. TÜBİTAK burslarının iyileştirilmesinden sonra, projenin son aşamalarında bursiyerler bulunabilmiştir. Bu sebeple, proje çalışmalarında ortaya çıkan yeni çalışma fikirleri üzerine bursiyerler çalışmaya başlamıştır. Bu çalışmalar ve çalışan yüksek lisans bursiyerleri aşağıdaki açıklanmıştır:

- Ali Rıza Keskin, burslu bir yüksek lisans öğrencisi olarak projede çalışmaya başlamıştır. Biyomedikal Mühendisliği Bölümünde yüksek lisans öğrencisidir. Yüksek lisans tez çalışması, dijital kontrollü yüksek güç yoğunluklu ve yüksek verimli GaN PFC AC-DC dönüştürücü devresi üzerine devam etmektedir. Tasarlanacak devre DC ile beslenen şebekeye bağlı Biyomedikal cihazlara adapte edilebilecektir.
- Nuri Orçun, burslu bir yüksek lisans öğrencisi olarak projede çalışmaya başlamıştır. Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde yüksek lisans öğrencisidir. Elektrikli araçların kablosuz batarya şarjı için yüksek güç transferi sağlayan verici ve alıcı bobinlerin optimum tasarımı ve modellenmesi üzerine yüksek lisans tez çalışmalarına devam etmektedir.
- Yunus Emre Demirci, burslu bir yüksek lisans öğrencisi olarak projede çalışmaya başlamıştır. Biyomedikal Mühendisliği Bölümünde yüksek lisans öğrencisidir. Kablosuz

batarya şarjında kullanılan rezonanslı devre topolojilerinin incelenmesi üzerine şalışmalar yapmıştır. Yüksek lisans tezinde, kablosuz enerji transferi uygulaması bir kalp pilinin şarjı için hedeflenmiştir. Rezonans topolojisinin belirlenmesi, belirlenen topolojinin tasarımı ve deneysel şalışmaları üzerine tez şalışmalarına devam etmektedir.

Bunların dışında yer alan lisans bursiyeri öğrencileri ise laboratuvar düzeninin korunması, proje evraklarının takibi, deneysel şalışmalar sırasında lehimleme, montaj gibi işlerde şalışmışlardır. Lisans öğrencileri, bu aşamalarda Ar-Ge şalışmalarının nasıl yapıldığını gözlemlemiş, laboratuvar ortamını ve cihazları yakından tanıma fırsatına sahip olmuşlardır. Ayrıca kendi projelerini oluşturup TÜBİTAK' a başvurmak için teşvik edilmişlerdir.