



## Veri Merkezi Uygulamaları için Yüksek Verimli Bir LLC Rezonanslı DC-DC Dönüştürücü Tasarımı

Sevilay ÇETİN<sup>1,\*</sup>

<sup>1</sup> Pamukkale Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Denizli

### Makale Bilgisi

Başvuru: 13/06/2016  
 Düzeltilme: 16/11/2016  
 Kabul: 09/12/2016

### Anahtar Kelimeler

LLC rezonanslı  
 dönüştürücü  
 Yüksek verim  
 Veri merkezi  
 uygulamaları  
 Yumuşak anahtarlama

### Keywords

LLC resonant convertor,  
 High efficiency  
 Data center applications  
 Soft switching

### Öz

Bu çalışmada, veri merkezi uygulamaları için yumuşak anahtarlama olarak çalışan LLC rezonanslı bir DC-DC dönüştürücünün yüksek verimli tasarım yaklaşımı sunulmuştur. Tasarım metodunda dönüştürücü optimizasyonu için temel harmonik yaklaşımı (FHA) analiz metodu kullanılmıştır. Dönüştürücünün devre elemanları yüksek verim için optimize edilmiştir. Elde edilen optimizasyon sonuçları ile 48 V / 960 W çıkış değerlerine sahip bir prototip kurulmuş ve dönüştürücünün yumuşak anahtarlama olarak çalışması geniş bir yük aralığında test edilmiştir. Uygulanan tasarım metodu ile elde edilen maksimum verim %94 olarak ölçülmüştür.

### A High Efficiency Design of LLC Resonant Converter for Data Center Applications

### Abstract

In this study, high efficiency design approach for a LLC resonant DC-DC converter to be used in data center applications is proposed. In the design method, first harmonic approximation (FHA) is used for the optimization of the converter. According to optimization results, a prototype with 48 V / 960 W output was built and soft switching operation of the converter prototype was tested for wide load range. The obtained maximum efficiency with the proposed method was measured as 94%.

## 1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Günümüzde giderek artan enerji kullanma talebi ile enerji kaynakları giderek tükenmekte ve fosil yakıtların sebep olduğu küresel ısınma artmaktadır. Elimizdeki kaynakların daha uzun süre kullanılması ile artan enerji talebini karşılanması için enerjinin verimli kullanılması ve yüksek verimli güç dönüşümü, güç dönüştürücülerinin tasarımında önemli parametreler haline gelmiştir. Bu alanda çalışmalar oldukça hızlı ilerlemektedir ve literatürde çeşitli çalışmalar sunulmaktadır [1]-[5].

Yüksek verimli uygulamalar için yumuşak anahtarlama olarak çalışan faz kaydırmalı tam köprü dalga genişlik modülasyonlu (PSFB-PWM) DC-DC dönüştürücü ve rezonanslı dönüştürücüler en çok tercih edilen devre topolojileridir [1]-[8]. PSFB-PWM DC-DC dönüştürücüde, primer tarafındaki yarıiletkenler sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) ile iletme girerler ve bu çalışma prensibi yük koşullarına bağlıdır. Özellikle kontrol sinyalleri geciktirilen kollardaki yarıiletkenlerin ZVS ile iletme girmeleri hafif yük koşullarında kaybolur [9], [10]. Veri merkezi uygulamalarında, güvenilirliğin artırılması için genellikle hafif yükte çalışan dönüştürücülerin paralel bağlanmasından oluşan sistemler kullanılır [9]. Bu durumda, PSFB-PWM dönüştürücünün hafif yüklerdeki sakıncaları daha belirgin olmaktadır. Bu yüzden PSFB-PWM dönüştürücü bu çalışmada tercih edilmemiştir.

Rezonanslı dönüştürücüler frekans kontrolü ile çıkış gerilimi regülasyonu yapabilen ve geniş bir yük aralığında yumuşak anahtarlama sürdürebilen dönüştürücülerdir [11]. Seri, paralel, seri-paralel ve LLC olmak üzere sınıflandırılırlar. Seri rezonanslı dönüştürücülerin hafif yüklerde regülasyonu yapılamaz veya

\*İletişim yazarı, e-mail: [scetin@pau.edu.tr](mailto:scetin@pau.edu.tr)

anahtarlama frekansının çok yükseltilmesi ile mümkün olmaktadır. Paralel rezonanslı dönüştürücünün iletim kayıpları hafif yüklerde yüksektir ve yükten bağımsızdır [11]. Seri-paralel rezonanslı dönüştürücünün yüksek olan rezonans frekansı sıfır akım anahtarlama bölgesindedir ve MOSFET uygulamaları için uygun değildir. LLC rezonanslı dönüştürücüde yüksek olan rezonans frekansı ZVS bölgesindedir, çıkış geriliminin regülasyonu seri rezonanslı dönüştürücünün aksine dar bir frekans aralığında gerçekleştirilebilir ve paralel rezonansla meydana gelen yüksek iletim kayıpları bu dönüştürücüde elimine edilmiştir [11]-[15]. Bu yüzden bu çalışmada LLC rezonanslı devre topolojisi seçilmiştir.

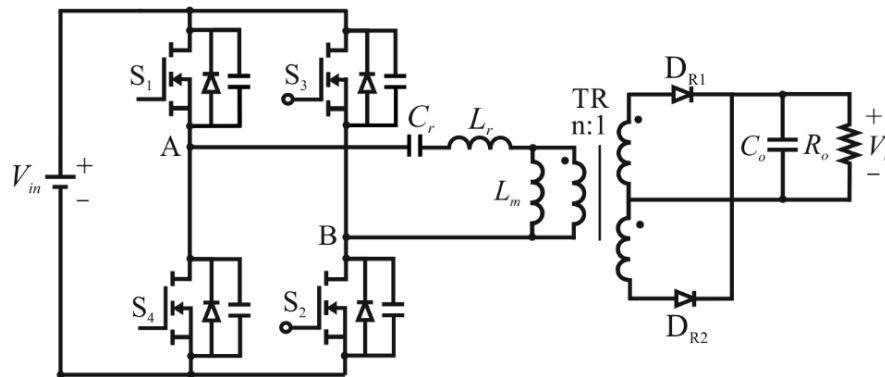
Rezonanslı dönüştürücülerde, FHA metodu ile analiz ve tasarım çalışmaları, veri merkezi veya haberleşme alanlarında kullanılan sabit çıkış gerilimli uygulamalar için güvenilir sonuçlar üretmektedir [7], [16]. Sunulan çalışmada da, LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma prensibi FHA metodu ile incelenmiştir. Bu metod yardımı ile, rezonans tank devre elemanları ve diğer devre elemanları yüksek verim elde edilecek şekilde optimize edilmiştir. Son olarak elde edilen tasarım optimizasyonunun 960 W çıkış gücü ve 48 V çıkış gerilimi için prototipi kurulmuştur. Elde edilen prototipin yumuşak anahtarlama geniş bir yük aralığında test edilmiş ve yük değişimine göre verim eğrisi çıkarılmıştır.

## 2. LLC Rezonanslı DC-DC Dönüştürücü Çalışma Prensibi (Operation Principle of LLC Resonant DC-DC Converter)

### A. FHA Temelli Analiz Metodu (Analysis Based on FHA Method)

Şekil 1' de LLC rezonanslı bir devre topolojisi görülmektedir. Rezonans tank, rezonans endüktansı  $L_r$ , mıknatıslanma endüktansı  $L_m$  ve rezonans kondansatörü  $C_r$  elemanlarından oluşmaktadır.  $S_1$ - $S_4$  dönüştürücünün primer tarafındaki MOSFET' leri temsil etmektedir.  $S_1$ - $S_2$  ve  $S_3$ - $S_4$  iletimde iken kare dalga gerilim rezonans tank üzerine düşmektedir. Her bir MOSFET çifti anahtarlama periyodunun yarısında çalışmaktadır.

Veri merkezi veya haberleşme uygulamalarında, düşük çıkış gerilimli ve yüksek çıkış akımlı dönüştürücüler kullanıldığı için dönüştürücünün sekonder tarafında, orta uçlu bir doğrultucu kullanılmıştır. Bu amaçla  $D_{R1}$ - $D_{R2}$  diyotları doğrultma fonksiyonu için kullanılmıştır.  $V_o$  çıkış gerilimini,  $C_o$  çıkış filtre kondansatörünü,  $R_o$  yük direnci,  $V_{in}$  giriş gerilimi ve TR, n dönüştürme oranına sahip yüksek frekanslı güç transformatörüdür.

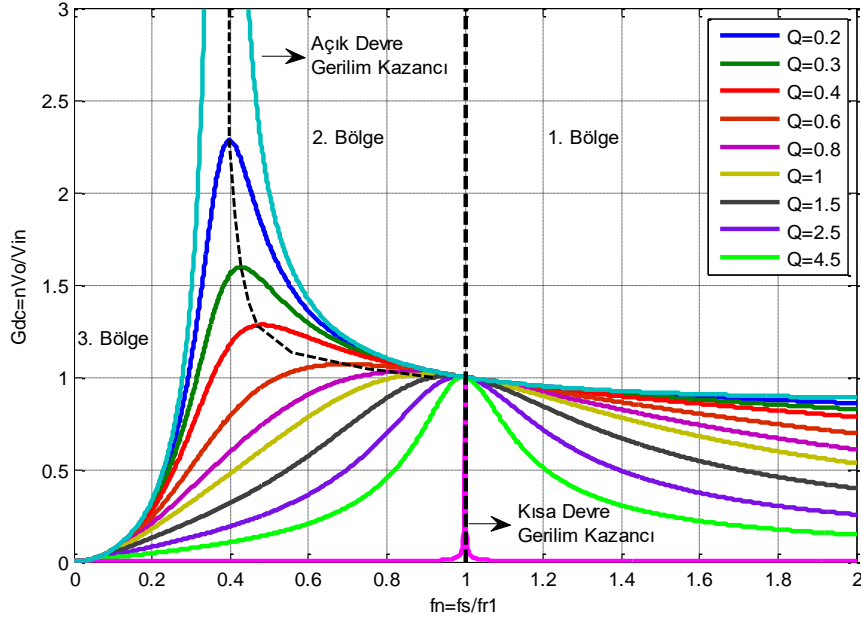


Şekil 1. LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü devre şeması (The circuit schematic of LLC resonant DC-DC converter)

LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücünün DC gerilim kazancı, anahtarlama frekansının rezonans frekansına oranının ( $f_s/f_r$ ) bir fonksiyonu olarak Matlab hesaplama programı ile çıkarılmış ve Şekil 2' de verilmiştir. Grafik kısa devre durumundan açık devre durumuna kadar olan yük aralığı için çıkış gerilim kazancı değişimini göstermektedir.

Grafikte dönüştürücünün çalıştığı üç bölge görünmektedir. 1. Bölge ve 2. Bölge endüktif çalışma bölgelerini temsil eder ve ZVS bölgesi olarak da bilinir. 3. Bölge ise kapasitif çalışma bölgesi veya sıfır akım anahtarlama (ZCS) bölgesidir. Bu bölgede grafikte görüldüğü gibi anahtarlama frekansı düşüktür,

ZCS bölgesi olması özelliği ile MOSFET' li uygulamalar için çok uygun değildir. Yüksek güç yoğunluğu ve yüksek verim istenen uygulamalarda ZVS çalışma bölgeleri tercih edilir. Anahtarlama frekansı  $f_{r1}$  civarında ayarlandığında, rezonans empedansı sifıra yaklaşır ve çıkışa maksimum güç transfer edilir. O yüzden sabit çıkış gerilimli uygulamalarda dönüştürücünün  $f_{r1}$  civarında çalışması tercih edilir [13], [17]-[19].



**Şekil 2.** LLC rezonanslı dönüştürücü DC gerilim kazancının yük ve anahtarlama frekansına göre değişimi (DC voltage gain of LLC resonant converter as function of load and switching frequency)

Dönüştürücü DC gerilim kazancı ifadesi FHA metoduna dayalı olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir [7], [16]:

$$G_{dc} = \frac{nV_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{L_r}{L_m} \left(1 - \frac{f_{r1}^2}{f_s^2}\right) + jQ \left(\frac{f_s}{f_{r1}} - \frac{f_{r1}}{f_s}\right)} \quad (1)$$

Grafik üzerinde ve kazanç ifadesinde yer alan  $f_{r1}$  LLC rezonanslı dönüştürücünün birinci rezonans frekansını gösterir ve aşağıdaki gibi tanımlanır. Dönüştürücünün anahtarlama frekansı ise  $f_s$  ile tanımlanır.

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

Kalite faktörü  $Q$ , rezonans tankın sönümlenme oranını ifade eder ve yük değerine bağlı olarak aşağıdaki gibi yazılır. Burada  $\omega_o$  açılmalı rezonans frekansını ve  $R_{ac}$  AC yük direncini ifade etmektedir. Yük direnci  $R_L$  ile tanımlanmaktadır.

$$Q = \frac{\omega_o L_r}{R_{ac}} \quad (3)$$

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (4)$$

## B. Desteklenen Zaman Çalışma Durumu (Hold-up Time Operation Condition)

Veri merkezi uygulamalarında kullanılan dönüştürücüler güç faktörünün düzeltilmesi fonksiyonuna sahip AC-DC güç dönüşümü ve çıkış gerilimi regülasyonu yapan DC-DC güç dönüşüm aşamalarını içermektedir. Bu çalışmada sunulan LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü, ikinci aşama için gerekli çıkış geriliminin

regülasyonunda kullanılmaktadır. Burada tartışılan desteklenen zaman çalışma durumu AC şebekenin olmadığı durumlarda çıkış gerilimi regülasyonunun sürdürülmesi olarak bilinmektedir. Bu sürede DC-DC aşama için gerekli olan enerji, destekleme zamanı için kullanılan bir kondansatör ile sağlanmaktadır [6].

Destekleme süresi içinde gerekli regülasyonun sağlanması için dönüştürücünün frekansı azaltılarak çıkış gerilim kazancı artırılır. Bu şekilde belirlenen destekleme süresi içinde çıkış geriliminin regülasyonu sürdürülür. Şekil 2' deki çıkış gerilim kazancı grafiğinde görüldüğü gibi dönüştürücünün maksimum kazancı 2. Bölge ve 3. Bölge sınırında yani ZCS ve ZVS çalışma sınırında elde edilir. ZVS ile çalışmayı sürdürebilmek için dönüştürücü 2. Bölge' de çalışacak şekilde tasarlanmalıdır [18]-[19]. Dönüştürücünün elde edilecek maksimum kazancı, yük durumu, rezonans endüktansı ve mıknatıslanma endüktansı ile ilişkilidir [6].

Bu durumda dönüştürücü normal çalışma şartlarında rezonans frekansı civarında ve destekleme süresi sırasında ise 2. Bölgede çalıştırılmalıdır. Dönüştürücü, rezonans frekansında çalışırken rezonans endüktansı ile kondansatörünün reaktansları birbirine eşitlenir ve rezonans akımı yaklaşık olarak sinüs olur. Böylece giriş gerilimi ile çıkış gerilimi birbirine bağlanır ve dönüştürücünün kazancı 1'e eşit olur. 2. Bölgede ise, hem seri rezonans hem de paralel rezonans etkisini gösterir. Tam ve ağır yük koşullarında seri rezonans aktif olurken, hafif yük koşullarında paralel rezonans aktif olur.

### 3. Yüksek Verimli Tasarım Optimizasyonu (High Efficiency Design Optimization)

LLC rezonanslı dönüştürücü tasarımı, yüksek frekanslı güç transformatörünün transformatör tasarımını, rezonans tank tasarımını ve primer ile sekonder tarafındaki yarıiletkenlerin belirlenmesini kapsamaktadır.

#### Transformatör Tasarımı (Transformer Design):

LLC rezonanslı dönüştürücü rezonans frekansında çalışırken rezonans empedansı sıfır olur ve çıkışa maksimum güç iletilir. Bu noktada dönüştürücünün kazancı bütün yük koşullarında 1'e eşittir. Sabit çıkışlı uygulamalarda maksimum verim elde etmek için transformatör dönüştürme oranı genellikle bu noktaya göre belirlenir. Transformatör dönüştürme oranı, dönüştürücünün rezonans frekans civarında çalıştırıldığı varsayıldığında, giriş ve çıkış gerilimine bağlı olarak aşağıdaki gibi belirlenebilir.

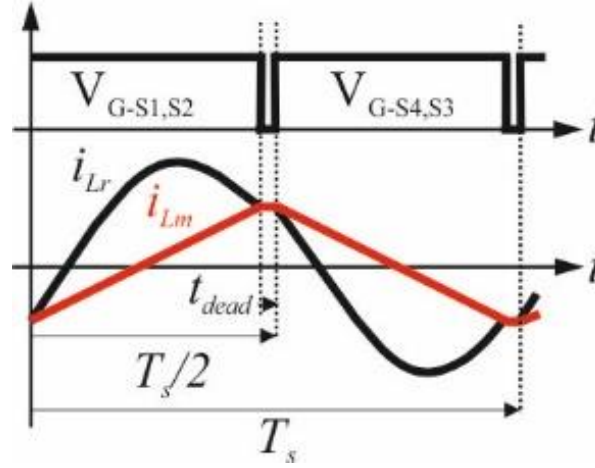
$$n = \frac{V_{in}}{V_o} \quad (5)$$

Bu çalışmada sunulan tasarım yaklaşımında, LLC rezonanslı dönüştürücünün güç faktörünün düzeltilmesi (PFC) fonksiyonu ile çalışan bir doğrultucudan, 400 V ile beslendiği ve çıkış geriliminin 48 V olduğu kabul edilmiştir. Bu çalışma noktası için transformatör dönüştürme oranı belirlendiğinde, dönüştürücünün bütün yük koşullarında rezonans frekansı civarında çalışması sağlanabilir.

Transformatörde kullanılacak sargılar için bakır foiller veya litz teli kullanılarak sargı direnci mümkün olan minimum değerde tutulabilir. Nüve kayıplarını minimum tutabilmesi için geniş kesit alanına sahip nüveler tercih edilebilir fakat geniş yüzey alanının beraberinde getirdiği sargı uzunlukları ile oluşturdukları bakır kayıpları da göz önünde bulundurulmalıdır. Bakır ve nüve kayıplarının birbirinden çok uzaklaşmadığı, birbirine yakın olduğu noktada transformatör tasarımı optimizasyonu yapılmalıdır.

#### Rezonans Tank Parametrelerinin Tasarımı (Design of Resonant Tank Parameters):

Rezonans tank parametreleri, mıknatıslanma endüktansı ile rezonans endüktansı ve rezonans kondansatörü elemanları ile temsil edilmektedir. Dönüştürücü rezonans frekansı  $f_{r1}$ ' de çalışırken, ölü zaman ihmal edildiğinde, rezonans akımı,  $i_{Lr}$  Şekil 3' de verildiği gibi hemen hemen sinusoidaldir.



**Şekil 3.** LLC rezonanslı dönüştürücünün rezonans frekansında çalışırken rezonans akımı  $i_{Lr}$  ve mıknatıslanma akımı  $i_{Lm}$  (Resonant current,  $i_{Lr}$ , and magnetizing current,  $i_{Lm}$ , of LLC resonant converter operating at resonant frequency)

Anahtarlama periyodunun ilk yarısında  $S_1$  ve  $S_2$  anahtarlarının iletimi ile  $L_r$ - $C_r$  arasında oluşan rezonans ile  $i_{Lr}$  akımı yükselmeye başlar. Mıknatıslanma endüktansı uçlarında çıkıştan yansıyan  $nV_o$  gerilimi bulunduğu için  $i_{Lm}$  akımı lineer olarak yükselir. Ölü zaman ihmal edilirse eğer hemen hemen yarı anahtarlama periyodu  $T_s/2$  sonunda,  $S_1$  ve  $S_2$  anahtarları mıknatıslanma akımının tepe değeri ile kesime girer. Mıknatıslanma akımı daha sonra,  $t_{dead}$  ölü zaman süresinde,  $S_1$  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:

$$C_{S1} \frac{V_{in}}{t_{dead}} + C_{S4} \frac{V_{in}}{t_{dead}} = i_{Lr} \leq I_{Lm-max} \quad (6)$$

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

$$I_{Lm-max} = \frac{nV_o}{L_m} \times \frac{T}{4} \quad (7)$$

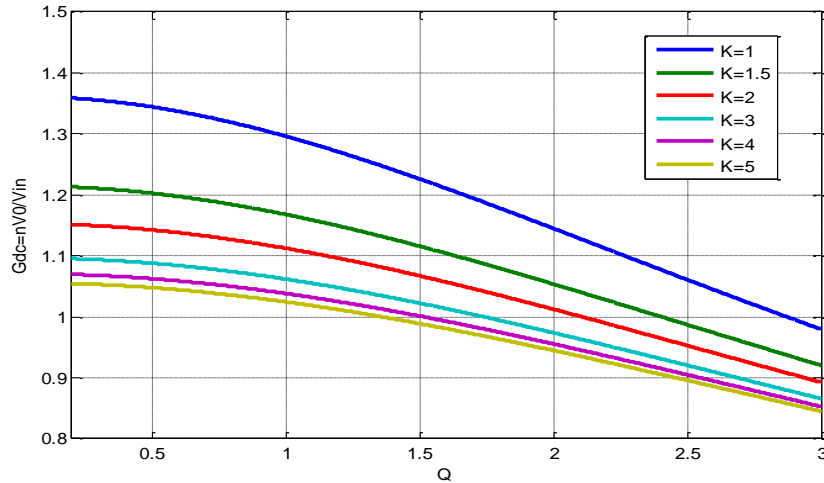
(6) ve (7) eşitliklerinin birbirine eşitlenmesi ile mıknatıslanma endüktansı ifadesi aşağıdaki gibi çıkarılabilir:

$$L_m \leq \frac{t_{dead}}{4(C_{S1} + C_{S4})f_s} \quad (8)$$

Buradan,  $L_m$  değerinin ZVS ile iletme girme işlemini ve anahtarların kesime girme akımlarını etkilediği görülmektedir. Mıknatıslanma endüktansının değerinin mümkün olan maksimum değerde seçilmesi ile anahtarların kesime girme akımının düşürülebileceği ve küçük değerde seçilmesi ZVS ile iletme girme işlemini garanti altına alacağı sonucuna varılabilir. Bu yüzden her iki durum göz önünde bulundurularak seçim yoluna gidilmelidir.

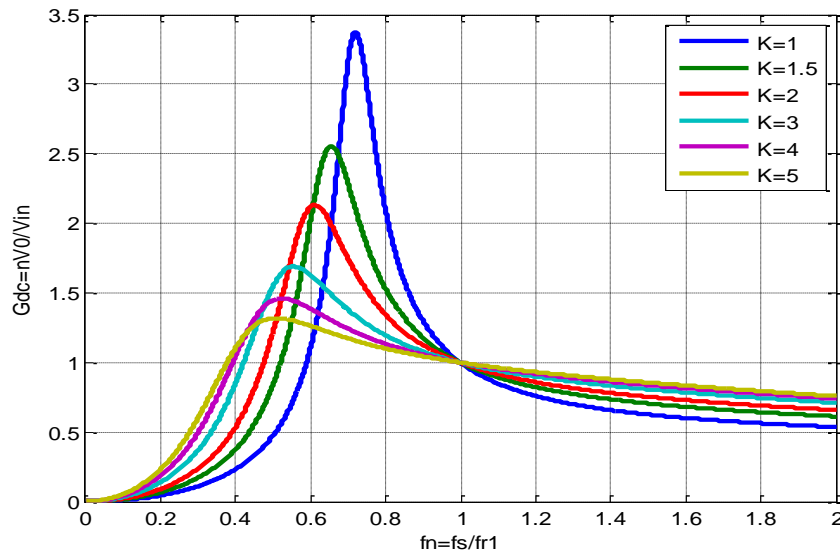
Mıknatıslanma endüktansının çıkış geriliminin regülasyonunda da etkisi bulunmaktadır.  $L_r$ - $C_r$  arasındaki rezonans sırasında mıknatıslanma akımının rezonans akımına eşit olmasıyla, mıknatıslanma endüktansının uçlarındaki  $nV_o$  gerilimi ortadan kalkar ve  $L_m$  de rezonansa dahil olur ve çıkış geriliminin regülasyonunda etkili olur. Bu yüzden çıkış geriliminin regülasyonu etkisi de dikkate alınarak mıknatıslanma endüktansı belirlenmelidir. Genellikle  $L_m/L_r$  oranının çıkış gerilimi regülasyonuna etkisi değerlendirilerek tasarım yoluna gidilmektedir [6], [7], [20].  $L_m$  değeri belirlendikten sonra  $Q$  ve  $L_m/L_r$  oranı çıkarılabilir ve  $L_r$  ile  $C_r$  değerleri belirlenebilir.

Dönüştürücüye uygulanan gerilimin 400 V sabit olduğu kabul edilse de, PFC katından elde edilen çıkış gerilimi bir dalgalanmaya sahiptir. Bu durumda, PFC katından elde edilen dalgalı çıkış gerilimini regüle edilirken, gerekli olan anahtarlama frekansı aralığının dar tutulabilmesi için  $Q'$  nun büyük ve  $L_m/L_r$ ' nin küçük olması istenir [6], [20]. Şekil 2' ye göre, yük değerinin artması yani  $Q$  değerinin artması, LLC rezonanslı dönüştürücünün kazancını düşürmektedir. Bu durumda  $Q'$  nun belirlenmesinde, en düşük giriş gerilimi ile tam yüklü çalışma durumu göz önünde bulundurulur. Tasarım parametrelerinin değerlendirilmesi için Matlab programı ile FHA temelli analitik bir model oluşturulmuştur. Şekil 4' de verilen grafik  $Q$ ,  $K=L_m/L_r$  ve dönüştürücü DC gerilim kazancı değişimini göstermektedir. DC gerilim kazancı,  $Q$  ve  $K$  oranı yükseldikçe azalmaktadır. Giriş geriliminin 400V ile 360 V arasında değişimi varsayıldığında, seçilen  $Q$  ve  $K$  değeri  $400/360=1.1$  kazancını sağlamalıdır.



**Şekil 4.** LLC rezonanslı dönüştürücü DC gerilim kazancının  $Q$  ve  $K=L_m/L_r$ ' nin fonksiyonu olarak değişimi (The DC voltage gain variation of LLC resonant converter as function  $Q$  and  $K=L_m/L_r$ )

Şekil 5' de çıkış gerilimi kazancının,  $L_m/L_r$  ve  $f_n=f_s/f_{r1}$ ' nin fonksiyonu olarak değişimi verilmiştir. Görüldüğü gibi  $K$  değerinin büyümesi anahtarlama frekansı aralığını artırmaktadır. Bu yüzden  $K$ ' nın mümkün olan küçük değerinde seçilmesi gereklidir. Bu seçim yapılırken MOSFET' lerin yumuşak anahtarlama ve kesime girme akım değerleri de göz önünde bulundurulmalıdır.



**Şekil 5.** LLC rezonanslı dönüştürücü DC gerilim kazancının,  $f_n$  ve  $K=L_m/L_r$ ' nin fonksiyonu olarak değişimi (The DC voltage gain variation of LLC resonant converter as function  $f_n$  and  $K=L_m/L_r$ )

Mıknatıslanma endüktansının belirlenmesiyle, uygun Q ve K seçimi rezonans endüktansı değerini verir. Rezonans endüktansının belirlenmesiyle, rezonans frekansına göre rezonans kondansatörü  $C_r$  değeri de aşağıdaki gibi çıkarılabilir:

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_{r1})^2 L_{r-min}}. \quad (9)$$

#### Yarıiletkenlerin Belirlenmesi (Determination of Semiconductors):

Yarıiletkenler, primer MOSFET' leri ve sekonder tarafındaki doğrultucu diyotlarından oluşmaktadır. Primer MOSFET' leri belirlenirken kesime girme anahtarlama kayıpları ve iletim kayıpları göz önünde bulundurulmuştur. Bu amaçla düşük iletim direncine sahip Cool MOSFET' ler ve SiC MOSFET' ler düşünülmüş ve düşük çıkış parazitik kondansatörüne sahip olması sebebi ile SiC MOSFET' ler tercih edilmiştir. Düşük değerli parazitik kondansatörler, yüksek frekanslarda dönüştürücünün veriminin yüksek tutulmasında faydalı olacaktır. Sekonder tarafındaki doğrultucu diyotlar için ters toparlanma enerji kaybı azaltılmış ve düşük iletim gerilim düşümlü schottky diyotlar tercih edilmiştir.

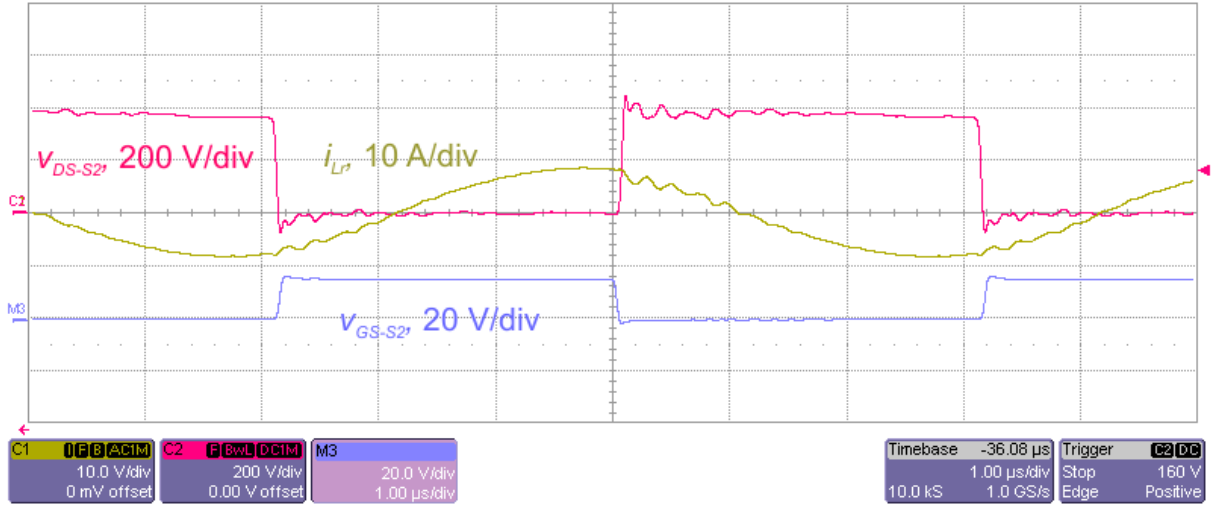
#### 4. DENEYSEL SONUÇLAR (EXPERIMENTAL RESULTS)

LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü için sunulan yüksek verimli tasarım yaklaşımı laboratuvarında kurulan bir prototip ile doğrulanmıştır. Kurulan dönüştürücü prototipi 400 V giriş geriliminde, 48 V çıkış gerilimi ve 960 W çıkış gücü ile çalışmaktadır. Sunulan tasarım yöntemi göz önünde bulundurularak, prototip için kullanılan yarıiletkenler, manyetik elemanlar ve diğer devre elemanları ile çalışma koşulları Tablo 1' de verilmiştir. Prototipim performansı değerlendirilirken, açık çevirim kontrol yöntemi kullanılmıştır. Temel mantık kapılarının kullanılmasıyla MOSFET' leri kontrol eden sinyaller elde edilmiştir.

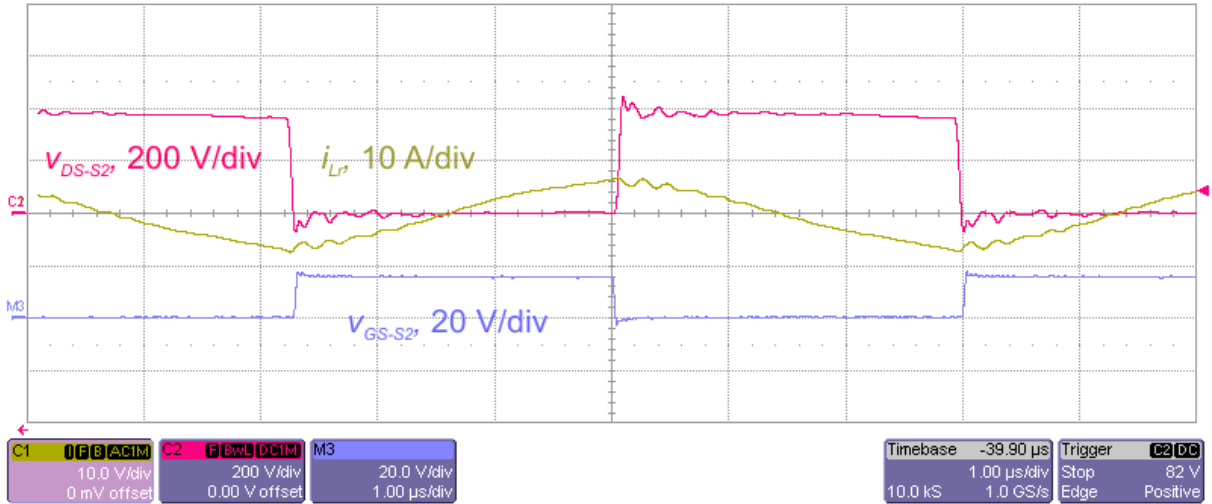
**Tablo 1.** LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücü prototipinde kullanılan devre elemanları ve çalışma koşulları (The used circuit components and operation conditions used in LLC resonant DC-DC converter prototype)

| Parametreler    | Çalışma Koşulları ve Devre Elemanlarının Değerleri |
|-----------------|--|
| $f_{r1}$        | 180 kHz  |
| $V_{in}$        | 400 V  |
| $V_o$           | 48 V   |
| $P_o$           | 960 W  |
| $S_1-S_4$       | SiC C2M0080120D                                    |
| $D_{R1}-D_{R4}$ | DSS2x101-015A                                      |
| TR              | E/65/32/27, n=8                                    |
| $L_m$           | 72 $\mu$ H   |
| K               | 3  |
| $L_r$           | 24 $\mu$ H   |
| $C_r$           | 7x4.7 nF   |

Şekil 6, tam yük ve %10 yük durumunda,  $S_2$  MOSFET' inin uçlarındaki gerilimi, rezonans endüktansı akımını ve  $S_2$  MOSFET' inin kontrol gerilimini göstermektedir. Şekil 6 (a)' da tam yük durumunda alınan ölçüm sonuçları verilmiştir. Anahtarlama frekansı yaklaşık 165.7 kHz civarında iken 48 V çıkış gerilimi regülasyonu sağlanmıştır. Şekil 6 (b)' de %10 yük durumu için ölçüm sonuçları verilmiştir. Yük değeri azaldığı için, Şekil 2' deki grafikte de açıklandığı gibi çıkış geriliminin regülasyonu için anahtarlama frekansı 175 kHz olarak elde edilmiştir.  $S_2$  MOSFET' i için alınan ölçüm sonuçları, primer tarafındaki anahtarların ZVS ile iletme girdiklerini geniş bir yük aralığı için doğrulamaktadır. Ölçüm sonuçlarında, yüksek frekanslı akım yollarını kısa tutarak minimum güç kaybı oluşturmak için MOSFET içinden geçen akım, rezonans endüktansı akımı  $i_{Lr}$  ile takip edilmiştir.



(a)

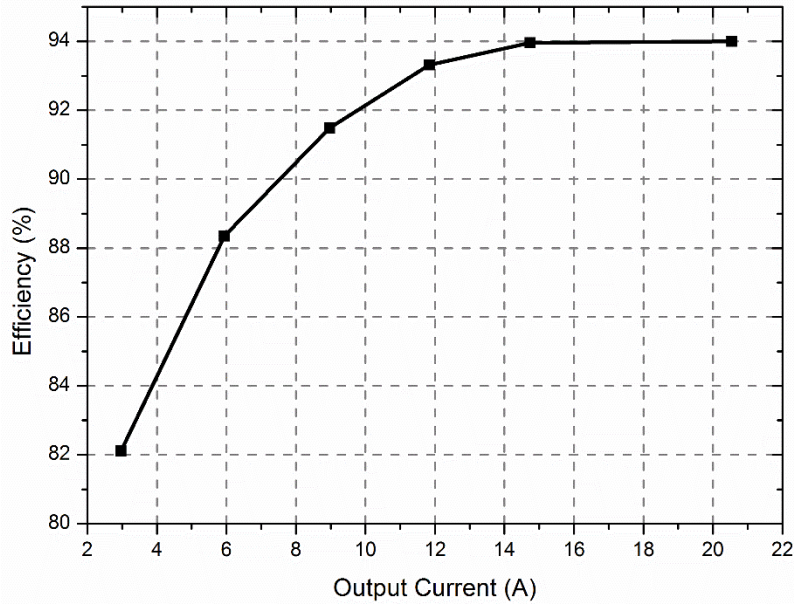


(b)

**Şekil 6.** Tam yüklü durumunda LLC rezonanslı dönüştürücüye ait  $S_2$  MOSFET' inin drain-source gerilimi ( $v_{DS-S_2}$ ), rezonans bobini akımı ( $i_{Lr}$ ) ve  $S_2$  MOSFET' inin gate-source gerilimi ( $v_{GS-S_2}$ ). Giriş gerilimi  $V_i=400$  V,  $V_o=48$  V. (a) Tam yük durumu,  $I_o=20$  A,  $f_s=165,7$  kHz. (b) %10 yük durumu,  $I_o=2$  A,  $f_s=175$  kHz (Drain source voltage of  $S_2$  MOSFET ( $v_{DS-S_2}$ ), resonant inductance current ( $i_{Lr}$ ), gate-source voltage of  $S_2$  ( $v_{GS-S_2}$ ) belong to LLC resonant converter. (a) Full load condition,  $I_o=20$  A,  $f_s=165,7$  kHz. (b) 10% load condition,  $I_o=2$  A,  $f_s=175$  kHz)

Dönüştürücünün verim ölçüm sonuçları farklı yük durumlarına göre ölçülmüş ve elde edilen sonuçlar Şekil 7' de verilmiştir. Maksimum verim yaklaşık olarak tam yük durumunda %94 olarak elde edilmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçları, dönüştürücünün geniş bir yük aralığında, yumuşak anahtarlama olarak çalıştığını göstermektedir.





*Şekil 7. LLC rezonanslı dönüştürücü prototipinden elde edilen verim sonuçları (The efficiency results obtained from LLC resonant converter prototype)*

## 5. SONUÇ (CONCLUSION)

Bu çalışmada, veri merkezi veya haberleşme uygulamaları için yüksek verimli bir LLC rezonanslı tasarım yaklaşımı sunulmuştur. Devre parametrelerinin optimizasyonu için gerekli parametrelerin tasarım yöntemleri sunulmuştur. Elde edilen tasarım yaklaşımı, 960 W'lık çıkış gücü ve 48 V çıkış gerilimi ile çalışan bir prototip üzerinde doğrulanmıştır. Elde edilen ölçüm sonuçlarında, dönüştürücünün yumuşak anahtarlama olarak çalışması geniş bir yük aralığında test edilmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre elde edilen maksimum verim, tam yük altında yaklaşık olarak %94 olarak ölçülmüştür.

## KAYNAKLAR (REFERENCES)

- [1] Kolar J. W., Drofenik U., Biela J., Heldwein M., Ertl H., Friedli T., Round S., "PWM converter power density barriers", IEEJ Trans. Ind. Appl., 128 (4), 1-14, 2008.
- [2] Zhao C., Wu X., Meng P., Qian Z., "Optimum design consideration and implementation of a novel synchronous rectified soft-switched phase-shift full-bridge converter for low-output-voltage high-output-current applications", IEEE Trans. Power Electron., 24 (2), 388-397, 2009.
- [3] Badstuebner U., Biela J., Christen D., Kolar J. W., "Optimization of a 5-kW telecom phase-shift DC-DC converter with magnetically integrated current doubler", IEEE Trans. Power Electron., 58 (10), 4736-4745, 2011.
- [4] Badstuebner U., Biela J., Kolar J. W., "An optimized, 99 % efficient, 5kW, phase-shift PWM DC-DC converter for data centers and telecom applications", in Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Palm Springs, 773-780, 2010.
- [5] Zhao C., Wu X., Meng P., Qian Z., "Optimum design consideration and implementation of a novel synchronous rectified soft-switched phase-shift full-bridge converter for low-output-voltage high-output-current applications", IEEE Trans. Power Electron., 24 (2), 388-397, 2009.
- [6] Lu B., Liu W., Liang Y., Lee F.C., van Wyk J. D., "Optimal design methodology for LLC resonant converter," In Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '06, Dallas, 533-538, 2006.

- [7] Fang Y., Xu D., Zhang Y., Gao F., Zhu L., “Design of high power density LLC resonant converter with extra wide input range”, In Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '07, Anaheim, 976-981, 2007.
- [8] Biela J., Badstuebner U., Kolar J. W., “Design of a 5-kW, 1-U, 10-kW/dm<sup>3</sup> resonant DC–DC converter for telecom applications”, IEEE Trans. on Power Electronics, 24 (7), 1701-1710, 2009.
- [9] Kim J. W., Kim D. Y., Kim C. E., Moon G. W., “Simple switching control technique for improving light load efficiency in a phase-shifted full-bridge converter with a server power system”, IEEE Trans. Power Electron., 29 (4), 1562-1566, 2014.
- [10] Kim D. Y., Kim C. E., Moon G. W., “Variable delay time method in the phase-shifted full-bridge converter for reduced power consumption under light load conditions”, IEEE Trans. Power Electron., 28 (11), 5120-5127, 2013.
- [11] Steigerwald L. R., “A comparison of half bridge resonant converter topologies” IEEE Trans. on Power Electronics, 3 (2), 174-182, 1988.
- [12] Huang D., Gilham D., Feng W., Kong P., Fu D., Lee F. C., “High power density high efficiency DC-DC converter”, In Proc Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Phoenix, 1392-1399, 2011.
- [13] Yang B., “Topology Investigation for Front End DC-DC Power Conversion for Distributed Power System,” PhD Dissertation, Dept. ECE., Virginia Tech, 2003.
- [14] Huang D., Fu D., Lee F.C., “High switching frequency, high efficiency CLL resonant converter with synchronous rectifier”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, 804-809, 2009
- [15] Gu Y., Lu Z., Hang L., Qian Z., Huang G., “Three-level LLC series resonant DC/DC converter”, IEEE Trans. On Power Electronics, 20 (4), 1642-1657, 2005.
- [16] Simone S. D., Adragna C., Spini C., Gattavari G., “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, 200-207, 2006.
- [17] Cetin S., “High efficiency design approach of a LLC resonant converter for on-board electrical vehicle battery charge applications”, Pamukkale University Journal of Engineering Science, DOI:10.5505/pajes.2016.56198.
- [18] Musavi F., Craciun M., Gautam D.S., Eberle W., Dunford W.A., “An LLC resonant DC–DC converter for wide output voltage range battery charging applications”, IEEE Trans. on Power Electronics, 28 (12), 5437-5445, 2013.
- [19] Fang Z., Cai T., Duan S., Chen C., “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, 2015.
- [20] Wan H., High efficiency DC-DC converter for EV battery charger using hybrid resonant and PWM technique, Master Thesis, Dept. ECE., Virginia Polytechnic Institute and State University, 2012.