

LLC Rezonans Dönüştürücünün Parazitik Elemanlarının Dahil Edildiği Yüksek Doğruluklu Benzetim Modeli

High Precision Simulation Model of LLC Resonant Converter Including Parasitic Elements

Ahmet Cem Güngör^{1,3}, Abdulsamed Lordoglu^{1,2,3}, Mehmet Onur Gülbahçe¹, Derya Ahmet Kocabaş¹, Serkan Düşmez³

¹Elektrik-Elektronik Fakültesi İstanbul Teknik Üniversitesi gungora18@itu.edu.tr, ogulbahce@itu.edu.tr, kocabasde@itu.edu.tr

> ²Enerji Enstitüsü İstanbul Teknik Üniversitesi lordoglu17@itu.edu.tr

³WAT Motor Sanayi Güç Yönetim Çözümleri Departmanı <u>serkan.dusmez@wat.com.tr</u>

Özet

Son yıllarda rezonans dönüştürücüler yumuşak anahtarlama ve yüksek frekanslardaki çalışma durumlarında verim ve güç yoğunluğu açısından sağladığı üstünlükler nedeniyle hafif elektrikli araç şarj sistemlerinde en çok tercih edilen topolojilerden biri olmuştur. Bu çalışmada hafif elektrikli araç şarj sistemi için tasarlanan 400V giriş ve 48 V çıkış gerilimlerine sahip 3.7kW anma gücünde bir LLC Rezonans dönüştürücüdeki parazitik etkiler sistemin benzetim modeline eklenmiştir. Önerilen benzetim modelinde birincil ve ikincil taraf anahtarlama elemanı kapasiteleri, rezonans endüktansının direnç ve parazitik kapasitesi, transformatörün birincil, ikincil ve sargılar arası kaçak kapasiteleri ile çıkış kapasitesinin parazitik endüktansı yer almaktadır. LLC rezonans çeviricideki parazitik etkilerin benzetim modeline eklenmesiyle geçici olayların daha detaylı göz önüne alındığı bir model ortaya konmuştur.

Abstract

In recent years, LLC resonant converters have become one of the most preferred topologies in light electric vehicle charging systems due to their soft switching and superiority in efficiency and power density at higher operating frequencies. In this study, parasitic effects in an LLC resonant converter, designed for light electric vehicle charging system with 400V/48V input/output voltage and 3.7kW rated power, are added to the simulation model. The proposed simulation model includes the primary and secondary side power switch parasitic capacitances, the resistance and parasitic capacitance of the resonant inductance, the primary, secondary and inter-winding parasitic capacitances of the transformer, and leakage inductance of the transformer. By adding the parasitic components to the simulation model, a more detailed model showing the oscillation waveforms during transients is presented in this paper.

1. Giriş

DA-DA rezonans dönüştürücüler yumuşak anahtarlama sayesinde anahtarlama kayıplarının düşmesini ve anahtarlama frekansının yükselmesini sağlar. Bu sayede haberleşme sistemleri için güç kaynakları, batarya şarj sistemleri, veri merkezlerinin enerjilendirilmesi gibi birçok endüstriyel alanda kullanılan güç elektroniği devrelerinin enerji yoğunluğu artar. Dolayısıyla geçtiğimiz yıllarda güç elektroniğine olan ihtiyacın artması sonucu LLC rezonans dönüştürücüler yüksek frekans, yüksek güç yoğunluğu ve yüksek verim gibi birçok farklı sebepten dolayı ön plana çıkmıştır [1].

Rezonans dönüştürücülerde temel olarak seri ve paralel rezonans dönüştürücüler ön plana çıkmaktadır. Ancak, seri rezonans dönüştürücülerde, yüksüz durumda çalışırken gerilim kontrolü sağlanamamaktadır. Bundan dolayı kaynağın gerilimine kıyasla daha düşük bir gerilim elde edilir ve dolayısıyla sadece alçaltıcı çevirici olarak kullanılabilir. Diğer taraftan paralel rezonans dönüştürücülerin verimi hafif yük durumu için oldukça düşüktür ve değişken yük akımı uygulamalarında verimsiz çalışırlar [2]. Bu sebeplerden dolayı bu iki dönüştürücü özellikle elektrikli taşıt ve geniş çıkış gerilim aralığına ihtiyaç duyulan uygulamalarda tercih edilmezler. Bu tarz uygulamalarda, seri ve paralel dönüştürücünün güçlü avantajlarını taşıyan ve yüksek verimle beraber yüksek güç yoğunluğuna sahip olan LLC rezonans dönüştürücüler çokça tercih edilmektedirler [3].

Rezonans dönüştürücülerin analizini gerçekleştirmek için çeşitli benzetim programları kullanılır. Bu programlarda kullanılan güç elemanlarının parazitik değerlerinin doğru tahmin edilip simülasyon modeline dahil edilmesi ile yapılan analizler deneysel sonuçlara çok daha yakınlık gösterir. Daha gerçekçi modelleme elde etmek için anahtarlama elemanlarının parazitik kapasiteleri, transformatör sargılarının parazitik kapasiteleri ve kaçak



Şekil 1. LLC rezonans dönüştürücü topolojisi içeren hafif elektrikli araçlar için batarya şarj sistemi.

endüktansı, rezonans endüktansının parazitik kapasitesi gibi parametreler göz önüne alınmalıdır. Bu parazitik kapasiteler sargılar arası oluşan gerilim farklarından ve sarım yapılan malzemenin etrafındaki yalıtkan malzemeden dolayı oluşur. LLC dönüştürücülerde kullanılan transformatörlerin rezonans değerleri istenildiği gibi ayarlanarak sistemin parazitik hacminden kazanç sağlanabilir. Devrenin boyutunu düşürmek için transformatör sargıları, istenen rezonans endüktansına eşdeğer miktarda kaçak endüktans sağlayacak şekilde ya da haricen bağlanacak rezonans endüktans değerini azaltmak için kaçak değeri yüksek olacak şekilde sarılır. Ayrıca, rezonans için gerekli olan seri veya paralel kapasitesi, transformatörün yüksek geçirgenliğe sahip manyetik materyaller kullanarak baskı devre üzerinde sarım yöntemi ile gerçekleyerek, seri ve paralel kapasitörler transformatöre bütünleşik olarak yapılabilir [3]. Ancak baskı devre üzerinde sarım yöntemi birkaç kW'a kadar çıkabilmekte ve yüksek gerilim uygulamaları için elverişsiz olmaktadır.

Kullanılan rezonans topolojisine göre istenmeyen parazitik kapasiteler oluşabilir. Örneğin, transformatör birincil sargıları arasında oluşan parazitik kapasite, paralel rezonans devresi için olumlu iken, seri rezonans veya LLC rezonans devreleri için olumsuz yönde etki eder. Bu parazitik kapasitörler devrede istenmeyen çok yüksek frekanslı salınımlara, dolayısıyla yüksek elektromanyetik girişime (EMI) neden olmaktadır. Bu girişimler geri çevrim okumalarında hatalara, güç anahtarlarının istenmeyen şekilde ve zamanda açılıp kapanmasına neden olabilir [4].

Güç anahtarlama elemanlarının parazitik endüktansı, anahtarlama hızını azalttığı ve gerilim aşımı ile gerilim salınımları olusturduğundan anahtar elemanlarının karakteristiklerine önemli ölçüde etki ederler. Birincil güç katında bulunan yüksek gerilim anahtarlarında oluşan kapasite rezonans dönüştürücülerinde mıknatıslanma akımı, ölü zaman süreleri gibi parametrelerinin belirlenmesinde rol oynar [5]. Yumusak anahtarlama topolojilerinde ana hedef bu anahtarların parazitik kapasitelerini anahtarlar iletime sokulmadan boşaltmak ve yumuşak şekilde iletime sokulmalarını sağlamaktır. Bu yüzden, birincil anahtarların parazit kapasitelerinin bilinmesi devre tasarımı açısından önemlidir. LLC dönüştürücülerde birincil güç katı anahtarları her zaman yumuşak anahtarlama altında iletime girmektedir. Ancak, ikincil güç katı, rezonans frekansı altında çalışma durumunda kesikli çalışır. Bu durumda, ikincil anahtarların parazitik kapasitelerine bağlı olarak devre istenmeyen salınımlar görünür. Doğru modelleme için ikincil anahtarların kapasiteleri de bilinmelidir. Bu çalışmada 400-48V, 3.7kW'lık batarya şarj sisteminde kullanılan LLC Rezonans dönüştürücünün parazitlikleri dahil edilerek detaylı bir modellemesi gerçekleştirilmiş, ardından deneysel olarak alınan sonuçlar ile karşılaştırılması yapılmıştır.

2. LLC Rezonans Dönüştürücüler

LLC rezonans dönüştürücü evirici, rezonans tankı ve doğrultucu olmak üzere üç ana bölümden oluşmaktadır. Evirici ise tam köprü dönüştürücü yapısı için dört adet güç anahtarlarından oluşmaktadır. Şekil 1'de şebekeden beslenen LLC rezonans dönüştürücü topolojisi barındıran hafif elektrikli araçlar için batarya şarj sisteminin devre şeması verilmiştir. Verilen bu sistemde öncelikle güç faktörü düzeltme (GFD) devresinin çıkış terminallerinden kapasite ile doğrultularak elde edilen doğru gerilim, evirici tarafından kare dalgaya dönüştürülür ve ardından LLC rezonans tankına iletilir. Rezonans tank devresi rezonans endüktansı (L_r), mıknatıslanma endüktansı (L_m) ve rezonans kapasitesi (C_r) elemanlarından oluşur. Transformatörlerin ikincil tarafına bağlı anahtarlar ise, ikincil taraftan gelen alternatif gerilimi senkron doğrultma işlemi ile doğrultarak yüke aktarır. Çıkıştaki C_o kapasitesi ise çıkış süzgeci olarak kullanılır.

LLC rezonans dönüştürücünün mıknatıslanma endüktansının rezonans endüktansa eklenmesine bağlı olarak iki farklı rezonans frekansı bulunur. Bu iki rezonans frekansı (1) ve (2) eşitliklerinden faydalanarak hesaplanabilir.

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \tag{1}$$

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

 R_L yükünün birincil tarafa indirgenmiş AC eşdeğer direnci R_{ac} , dönüşüm oranına (*n*), (3) denklemindeki ilişki ile bağlıdır.

$$n = \frac{N_p}{N_s}$$

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} n^2 R_L$$
(3)

LLC rezonans devrenin kalite faktörü (Q) hesabı (4) ile aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{ac}} \tag{4}$$

Denklem (5)'te normalize edilen frekansın (f_n) hesabı gösterilmektedir ve endüktans oranı (m) hesabı denklem (6)'da gösterildiği gibi ifade edilmektedir.

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_{r1}} \tag{5}$$

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} \tag{6}$$





Şekil 3. İkincil tarafı açık devre edilen transformatör eşdeğer



Şekil 4. İkincil tarafı kısa devre edilen transformatör eşdeğer devresi.

Şekil 1'de gösterilen eşdeğer devrenin, çıkış gerilimi V_o 'nun giriş gerilimi V_{in} 'e oranı rezonans dönüştürücünün kazancını vermektedir. Denklem 7'de kazanç (*K*) eşitliği kalite faktörü, endüktans oranı ve normalize edilmiş frekansa bağlıdır. LLC rezonans dönüştürücünün sabit *m* durumunda değişken *Q* değerleri için kazanç eğrileri ve farklı çalışma bölgeleri Şekil 2'de verilmiştir.

$$K(Q,m,f_n) = \left| \frac{f_n^2 \cdot (m-1)}{(m \cdot f_n^2 - 1)^2 + f_n^2 \cdot (f_n^2 - 1)^2 \cdot (m-1)^2 \cdot Q^2} \right| (7)$$

 L_r ve C_r değerlerinin sabit olduğu durumda, kalite faktörü sadece yük direncine bağlı bir parametre haline gelir. Düşük dirençli yük Q değerini yükseltirken, yüksek dirençli yük durumu Q değerini düşürür. Şekil 2'de LLC Rezonans dönüştürücünün çalışma bölgeleri görülmektedir. Soldaki çizgili doğrunun (f_{r2} frekansının normalize edildiği nokta) sol tarafında kalan bölge, rezonans dönüştürücünün kapasitif çalıştığı bölgeyi temsil etmektedir. Bu bölgede devrenin empedansı kapasitiftir ve rezonans akımı, rezonans geriliminin önündedir. Kapasitif bölgede anahtarlarda iletime girme anında sert anahtarlama gözlemlenir. MOSFET kullanıldığında durumlarda, iletim anında oluşan ters toparlanma kayıpları yüzünden anahtarlama kayıpları çok yüksektir. Bu nedenle MOSFET tabanlı LLC dönüştürücüler bu bölgede endüktif çalışma mevcuttur. Bu bölgede çalışma gerçekleşirken



Şekil 6. C2 kapasitesinin hesabında kullanılan eşdeğer devre.

birincil güç anahtarlarında Sıfır Gerilimde Anahtarlama (SGA) gözlemlenirken, ikincil taraftaki doğrultma devresinde Sıfır Akımda Anahtarlama (SAA) görülür. Anahtarlama frekansının rezonans frekanslarından yüksek olduğu değerde endüktif çalışmaya devam edilir. Bu durumda birincil taraftaki güç anahtarları SGA'ya devam edebilirken doğrultucu devrede SAA koşulu artık mümkün değildir. Son olarak, eğer anahtarlama frekansı rezonans frekansı f_{r1}'e eşit seçilirse rezonans empedansı teorik olarak sıfıra eşit olur ve devre omik karakteristikte çalışır. Bu durumda en yüksek güç transferi gözlemlenir [6].

3. LLC Rezonans Dönüştürücüdeki Parazitik Elemanların Elde Edilmesi

3.1. Manyetik Elemanlardaki Parazitikler

Devrede bulunan transformatörlerin birincil taraf, ikincil taraf ve sargılar arası olmak üzere üç adet parazitik kapasitesi ve birincil ve ikincil tarafta olmak üzere ayrı ayrı kaçak endüktanslar bulunmaktadır. Bu parazitik kapasitelerin meydana gelme sebebi ise her iki sargı arasında belirli bir gerilim farkı olması ve sargıların etrafının yalıtkan bir tabaka ile çevrilmesidir. Birincil kaçak (L_{l1}), ikincil taraf kaçak (L_{l2}) ve mıknatıslanma (L_m) endüktanslarının büyüklükleri doğrudan LLC rezonans devresini etkilediği için önemleri yüksektir.

Şekil 3'te görüldüğü gibi ikincil taraf açık devre bırakılıp birincil taraftan bir RLC metre yardımı ile düşük frekansta ölçme yapıldığında birincil tarafın kaçak endüktansı ile mıknatıslanma endüktansının toplamı (L_{ad}) bulunur. Bu frekansta, sargı kapasitelerinin gösterdiği empedans çok yüksek olduğundan eşdeğer devrede kapasiteler açık devre olarak alınır.

Ardından ikincil taraf Şekil 4.'teki gibi kısa devre edildiğinde ve birincil taraftan ölçüm yapıldığında L_{ll} ile L_{l2} ', yani ikincil kaçak endüktansının birincil tarafa indirgenmiş değerinin toplamı elde edilir [7]. Bu sarım ve endüktans oranı eşitliğinden faydalanarak birincil taraf kaçak endüktansı (8)'deki gibi hesaplanır. Bu eşitlikteki L_{kd} , ikincil tarafın kısa devre edildiğinde RLC metreden ölçülen endüktans değerini temsil etmektir.

$$L_{l_1} + L_{l_2} = L_{kd}$$

$$L_{l_1} + \frac{L_{l_1}}{n^2} = L_{kd}$$
(8)



Şekil 7. Parazitik elemanların dahil edildiği benzetim modeli.

Her iki kaçak endüktans değerinin hesaplanmasının ardından ikincil tarafın açık devre edilip, birincil taraftan alınan ölçüm sonucunda elde edilen endüktans (L_{ad}) değerinden birincil tarafın kaçak endüktansı çıkartılarak mıknatıslanma endüktansı denklem (9)'daki gibi bulunur.

$$L_{11} + L_m = L_{ad} \tag{9}$$

Sargıların direnç değerleri için ise aynı ölçüm akışı takip edilir. İlk olarak ikincil taraf açık devre iken R_I direnci, ardından ikincil taraf kısa devre edildiğinde ikincil taraf direncin birincil tarafa indirgenmiş değeri ile birincil taraf direncinin toplamı elde edilir Şekil 3 ve Şekil 4'te görülen birincil ve ikincil sargılar arası parazitik kapasite C_{I2} 'yi ölçebilmek için transformatörün hem birincil tarafı hem ikincil tarafı aynı anda kısa devre edilir ve RLC metre aracılığı ile ölçüm tekrarlanır. Alınan ölçüm doğrudan sargılar arası parazitik kapasiteye eşit olur [7].

Birincil taraf parazitik kapasitesi C_1 ölçümünü gerçekleştirmek için ikincil taraf Şekil 4'teki gibi kısa devre edilir. İkincil tarafa indirgenme gerçekleştirildiğinde eşdeğer devre Şekil 5'teki gibi olur ve birincil taraftan ölçüm yapılır. Yapılan bu ölçüm sırasında sargı dirençleri, yüksek frekansta ölçüm yapıldığı için sargı empedansının yanında çok küçük kaldığından dolayı ihmal edilebilir.

Şekil 5'teki devrenin eşdeğer empedansı hesaplanabilmesi için üç adet paralel kol görülmektedir. C_1 ve C_{12} kapasiteleri paralel oldukları için birbirlerine eklenir. Geriye kalan endüktansların eşdeğeri ise denklem (10)'daki gibidir. Bu denklemdeki L_{Cl} , C_1 kapasitesi ölçümü hedeflenirken elde edilen eşdeğer endüktansı temsil eder. (10)'dan faydalanarak daha önce elde edilmiş olan kaçak endüktanslar ve mıknatıslanma endüktansları sayesinde RLC metreden okunan eşdeğer empedans ve faz açısı yardımı ile C_1 ve C_{12} kapasitelerinin toplamı hesaplanmış olur. Ardından bulunan C_{12} kapasitesini elde edilen sonuçtan çıkartarak C_1 kapasitesi yani birincil taraftaki sargılar arasındaki parazitik kapasite hesaplanabilir.

$$L_{C1} = L_{l1} + \frac{L_m \cdot n^2 L_{l2}}{L_m + n^2 L_{l2}}$$
(10)

İkincil taraf parazitik kapasitesinin (C_2) elde edilmesi için de benzer deney yöntemi kullanılabilir [7]. Bu durumda birincil taraf kısa devre edilir ve ikincil taraftan ölçüm alınır. Şekil 6'daki eşdeğer devreye göre C_2 ve C_{12} kapasiteleri birbirine paraleldir ve geriye kalan endüktansların eşitliği ise (11)'deki gibidir.

$$L_{C2} = L_{l2} + \frac{L_m \cdot L_{l1}}{n^2 \cdot (L_m + L_{l1})}$$
(11)

Rezonans endüktansının endüktans değeri doğrudan RLC Metre yardımı ile LLC rezonans frekansında, kapasite değeri ise yüksek frekansta ölçülebilir. Yapılan ölçümler sonucunda elde edilen parazitik değerler Çizelge 1'deki gibi elde edilmiştir. Birincil ve ikincil taraf iç sargı parazitik kapasite ölçümleri ne kadar yüksek frekansta yapılırsa paralel L_{C1} ve L_{C2}'nin etkileri o kadar az olur. Kullanılan LCR metrenin maksimum frekans aralığı 8 MHz olduğun sargı parazitik kapasite ölçümleri bu frekansta yapılmıştır. Daha yüksek frekanslarda ölçüm yapılamadığından parazitik kapasite değerlerinin belirlenmesinde bir hata söz konusu olabilir.

3.2. Yarı İletken Güç Anahtarlar Parazitikleri

Yarı iletkenlerin çıkış kapasitesi C_{oss} , doğrudan birçok güç dönüştürücüsünün parametresini tanımlar. Sert anahtarlamalı dönüştürücülerde C_{oss} kapasitesi MOSFET kesimdeyken şarj olur ve iletime geçtiğinde şarjını boşaltır..

Parametre Değer Lm 17.5134 µH 0.5616 µH L_{l1} 0.0702 µH L_{l2} Lr,cp 1.5 pF $13 \text{ m}\Omega$ R_{P,DC} $4 \text{ m}\Omega$ RSDC C_1 35 pF C_2 250 pF C_{12} 31.5 pF

Çizelge 1. Transformatörlerin ölçülen parazitik değerleri



Şekil 8. Rezonans-altı çalışma durumunda benzetim modelinden elde edilen rezonans akımının dalga şekli.



SGA şartı sağlanan dönüştürücülerde, C_{oss} 'in deşarjı MOSFET'in kesimde olduğu zaman aralığında gerçekleşir ve bu sayede ideal olarak anahtarlama kayıplarının elde edilmesini sağlar. Tüm güç dönüştürücülerinde C_{oss} kapasitesinde depolanan enerji, eleman seçimini, termal tasarımı ve verimi belirler. Bu yüzden C_{oss} kapasitesinin doğru ölçülmesi oldukça kritiktir [8].

Veri föylerinde bulunan C_{oss} , yarı kararlı durumdaki bir doğru gerilim kaynak-savak gerilimine küçük bir alternatif bozucu giriş sinyalinin uygulanması durumunda ölçülmektedir. Ardından verilen veri föylerindeki MOSFET'in gerilimine ve C_{oss} değerine göre devrede bu anahtarlara uygulanacak gerilime göre C_{oss} değeri yeniden (12)'de ki gibi hesaplanır.

(12)'de verilen V_{DS} , MOSFET'e uygulanacak gerilimi temsil eder. İkincil taraf anahtarlarındaki gerilim 48 volt olduğu için V_{DS} ifadesi yerine 48V yazılarak ve veri föylerinden faydalanılarak Q_{oss} değeri 0.121 µC olarak bulunur. Ardından bu değer referans gerilimine bölündüğünde C_{oss} değerinin 2.53 nF olduğu görülür.

$$Q_{oss} = \int_{0}^{V_{DS}} C_{oss}(V) dV$$

$$C_{oss}(V) = \frac{Q_{oss}}{\Delta V}$$
(12)



Şekil 10. Benzetim modelinden elde edilen ikincil taraf transformatör gerilimi.



Şekil 11. Deneysel ölçüm sonuçları; birincil taraf anahtar gerilimi, rezonans akımı, ikincil taraf transformatör gerilimi.

4. LLC Rezonans Çeviricinin Parazitik Elemanlarını İçeren Benzetimi

Geçici olayların daha detaylı göz önüne alındığı ve benzetim ile elde edilen verilerin uygulamada elde edilen verilerle yüksek doğrulukta örtüşmesi için oluşturulan benzetim modeline ait devre şeması Şekil 7'de görülmektedir. Yukarıda verilen bileşenlerin değerlerine ek olarak rezonans parazitik endüktansının parazitik direnci RLC metre yardımı ile ölçülürken kapasite değeri (Lr,cp) 1.5 pF olarak ölçülmüştür. Bu parazitik elemanlarının devreye etkileri ihmal edilebilecek düzeyde olduğu gözlemlenmiştir. Birincil tarafta bulunan yüksek gerilim anahtarları kesime akım altında girmektedir. Bu nedenle, kesim anında di/dt değeri iletim anına oranla yüksektir. Bu enerji döngü endüktansında birikmekte ve devrede salınıma yol açmaktadır. Analiz edilen devrede döngü endüktansı 7nH civarındadır. Son olarak yüke paralel bağlı çıkış filtre kapasitesinin parazitik endüktansı benzetim modeline eklenmiştir. Devrede 6054 kılıflı 8 adet 4.7uF/100V yüzey montaj film kapasite birbirine paralel bağlanmaktadır.

Birincil tarafta bulunan yüksek gerilim anahtarları kesime akım altında girmektedir. Bu nedenle, kesim anında di/dt değeri yüksektir. Bu enerji döngü endüktansında birikmekte ve devrede salınıma yol açmaktadır. Birincil tarafta bulunan evirici anahtarlarının parazitik kapasiteleri yumuşak anahtarlama ile anahtar iletime girmeden boşaltılır. Bu parazitik kapasitelerin değerleri ne kadar küçük ise, gereken yumuşak anahtarlama akımı o kadar küçük olur ve devre yüksek frekanslarda anahtarlanabilir. Benzetim modeli kullanılarak parazitik kapasitelerin rezonans akımına olan etkisi rezonans-altı çalışma bölgesi için Şekil 8'de gösterilmiştir. Aynı çalışma durumunda deneysel olarak ölçülen rezonans akımı ise Şekil 9'da verilmiştir. Transformatör birincil taraf (C_1), ikincil taraf (C_2) ve sargılar arası (C_{12}) parazitik kapasitelerin transformatör gerilimlerine etkisi Şekil 10'da görülmektedir. Şekil 11'de verilen deneysel ölçüm sonuçlarında ikincil taraf transformatör gerilimini göstermektedir.

5. Sonuç

Yüksek güç yoğunluğu sağlayan, yüksek frekanslarda çalışabilmesi sayesinde hacmi oldukça küçülebilen ve yüksek verime sahip olan LLC rezonans dönüştürücüler son yıllarda hafif elektrikli araçlar şarj sistemlerinde ve yüksek gerilim uygulamalarında ön plana çıkmıştır. Bununla birlikte bu dönüştürücülerin yüksek doğruluklu tasarımı da önemli hale gelmiştir. İdeal devre elemanları kullanılarak oluşturulan tasarımlarda devre elemanlarının parazitik etkileri devrenin frekans aralığı basta olmak üzere birçok devre cıktılarına etki etmektedirler. Bundan dolayı LLC rezonans dönüştürücülerin tasarımında yüksek doğruluklu bir benzetim modeline ihtiyaç duyulmaktadır. Bu çalışmada tasarım aşamasında karşılaşılan parazitik elemanların göz önüne alınarak daha gerçekçi bir modelleme yöntemi ile LLC rezonans dönüştürücünün benzetimi gerçekleştirilmiştir. Ardından benzetimden elde edilen sonuçlar, deneysel olarak elde edilen devre dalga şekilleri ile karşılaştırılmış ve yüksek doğruluk elde edilmiştir.

Teşekkür

Bu bildiri, TÜBİTAK'ın 2232 Uluslararası Üstün Araştırmacı Bursu Programından (Proje No: 118C374) yararlanılarak hazırlanmıştır. Ancak, çalışmanın tüm sorumluluğu çalışma sahibine aittir. TÜBİTAK'tan alınan mali destek, yayın içeriğinin bilimsel anlamda TÜBİTAK tarafından onaylandığı anlamında gelmez.

6. Kaynaklar

- Lordoglu, M. O. Gulbahce, D. A. Kocabas, & S. Dusmez, "System-Level Design Approach for LLC Converters," in PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management., May. 2021, pp. 1-8.
- [2] M. Salem, V. K. Ramachandaramurthy, P. Sanjeevikumar, Z. Leonowicz, & V. Yaramasu, "Full bridge LLC resonant three-phase interleaved multi converter for HV applications," in 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), June 2019, pp. 1-6.
- [3] J. Biela, & J. W. Kolar, "Using transformer parasitics for resonant converters-a review of the calculation of the stray capacitance of transformers," in Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005, vol. 3, pp. 1868-1875
- [4] Z. Shen, H. Wang, Y. Shen, Z. Qin, & F. Blaabjerg, "An improved stray capacitance model for inductors," in IEEE Transactions on Power Electronics, October 2019, vol. 34, no. 11, pp.11153-11170
- [5] X. Tang, Y. Zhang, Z. Sai, R. Han, J. Wu, & Y. Pan, (2019, November) "Influence of Stray Capacitance on Dynamic

Test Results of Power Semiconductor devices," in 2019 4th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID), November 2019, pp. 1-4.

- [6] T. V. Küçük, & S. Öncü, "Full Bridge LLC Resonant Converter Design for Photovoltaic Applications," in 2022 10th International Conference on Smart Grid (icSmartGrid) June 2022, pp. 333-338.
- [7] M. Bitschnau, (2017). Transformer modelling (Application Note). Retrieved from OMICRON LAB Available: https://www.omicronlab.com/fileadmin/assets/Bode_100/ApplicationNotes/Tran sformer_modelling/App_Note_Transformer_modelling_V_ 2_0.pdf
- [8] G. D. Zulauf, J. Roig-Guitart, J. D. Plummer, & J. M. Rivas-Davila, "Coss Measurements for Superjunction MOSFETs: Limitations and Opportunities," in IEEE Transactions on Electron Devices, Jan. 2019, vol. 66, no.1, pp. 578-584.
- [9] J. Cain, (1997). "Parasitic inductance of multilayer ceramic capacitors," AVX Tech. Bulletin, 4.
- [10] R. Chen, & S. Y. Yu, "A high-efficiency high-power-density 1MHz LLC converter with GaN devices and integrated transformer," in 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 2018, pp. 791-796.