



Δ - Δ Sargı Yapısına Sahip Üç Fazlı LLC Rezonans Dönüştürücünün Tasarımı ve Optimizasyonu

Design and Optimization of Three-Phase LLC Resonant Converter with Δ - Δ Winding Configuration

Abdulsamed Lordoglu¹, Mehmet Onur Gulbahce², Derya Ahmet Kocabas³, Serkan Dusmez⁴

¹Enerji Enstitüsü
İstanbul Teknik Üniversitesi
lordoglu17@itu.edu.tr

^{1,2,3}Elektrik-Elektronik Fakültesi
İstanbul Teknik Üniversitesi
ogulbahce@itu.edu.tr, kocabasde@itu.edu.tr

⁴WAT Motor Sanayi
Güç Yönetim Çözümleri Departmanı
serkan.dusmez@wat.com.tr

Özet

Üç fazlı LLC rezonans dönüştürücüler, yüksek güç seviyelerinde tek fazlı LLC dönüştürücülerden daha yüksek güç kapasitesine ve güç yoğunluğuna sahiptir ve bu da onları yüksek güçlü pil şarj uygulamaları için güçlü bir aday haline getirir. Rezonans frekansı ve $L_n - Q$ çiftlerinin seçimleri, LLC dönüştürücünün tasarımı üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Bu bildiri, güç kaybı, hacim ve maliyetten oluşan bir uygunluk fonksiyonunu en aza indirerek optimum rezonans frekansını belirlemeye çalışan Δ - Δ sargı konfigürasyonlu üç fazlı bir LLC dönüştürücü için sistematik bir tasarım çerçevesi önerilmiştir. 3700W 48V LLC şarj cihazı üzerindeki analiz, tek fazlı birincil tarafı seri, ikincil tarafı paralel bağlı 3 çekirdekli konfigürasyona kıyasla üç fazlı LLC dönüştürücüsünü Δ - Δ sargı konfigürasyonu ile optimize ederek manyetik kayıpların %34,8 oranında iyileştirilebileceğini göstermiştir.

Abstract

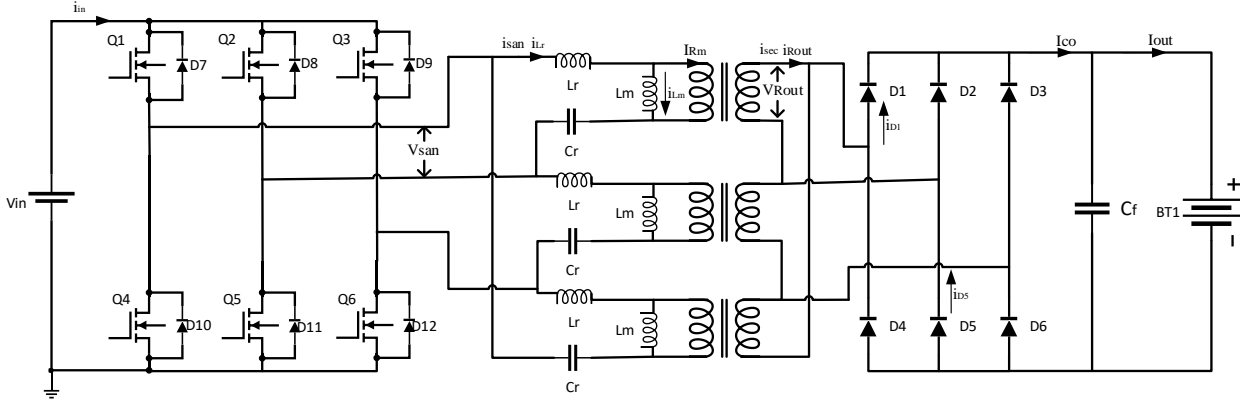
Three-phase LLC resonant converters have higher power capacity and power density at high power levels than single-phase LLC converters, making them a strong candidate for high-power battery charging applications. The selections of the resonance frequency and $L_n - Q$ pairs have a significant impact on the design of a LLC converter. In this paper, a systematic design framework for a three-phase LLC converter with Δ - Δ winding configuration that attempts to determine the optimum resonant frequency by minimizing a fitness function consisting of power loss, volume and cost is proposed. The analysis on a 3700W 48V LLC charger has shown that magnetic losses can be improved by 34.8% by optimizing a three-phase LLC converter having a Δ - Δ winding configuration and results are given in comparison with that of a single-phase primary side-series, secondary side-parallel connected 3-core configuration.

1. Giriş

Son on yılda, hem endüstride hem de akademiye e-mobilite alanında çok sayıda gelişme olmuştur. Özellikle, elektrikli ve hafif elektrikli araçlar (HEA) için yerleşik şarj cihazlarının başarımı kapsamlı bir şekilde incelenmiş ve iyileştirilmeye çalışılmıştır. Yerleşik şarj cihazının ağırlığı aracın toplam ağırlığını ve soğutma maliyeti artırdığından dolayı mevcut pazardaki ürünler daha bütünlüklü ve yüksek verimli sistemlere doğru evrilmiştir [1].

HEA şarj cihazları için, LLC rezonans dönüştürücüler, doğru şekilde tasarlandığında yüksek güç yoğunluğu ve verim sunan ve tüm yük aralıklarında sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) altında çalışabildiğinden ideal bir aday olmuştur [2-6]. Literatürde şimdiye kadar düşük çıkış gerilim-yüksek akım HEA şarj uygulamalarında ağırlıklı olarak tek fazlı LLC rezonans dönüştürücüler tercih edilmiştir [4-7]. Tek fazlı LLC rezonans dönüştürücünün yüksek güç yoğunluğunu ve geniş gerilim kazanç aralığını elde etmek için farklı tasarım teknikleri önerilmiştir [9]. Bu çalışmalar sadece rezonans tankı yapısı ve empedans ağındaki değişiklikler ve birincil ve ikincil taraf anahtarların modülasyonlarını kapsar [10-12]. Ayrıca, tümleşik düzlemsel yapılar [2], değişken DC bara gerilimi [13,14], yapılandırılabilir bir çift LLC dönüştürücü [15] ve iki seviyeli dönüş oranlı transformatör [16] da tek fazlı LEV şarj cihazlarının verimini ve güç yoğunluğunu artırmak için önerilmiştir.

Tek fazlı LLC dönüştürücüye alternatif olarak bazı çalışmalarda, verimi daha da artırmak, manyetik çekirdeklerin boyutunu küçültmek ve daha iyi ısıl başarımlar sağlamak için yüksek güçlü şarj uygulamaları için DA/DA dönüşüm aşamasında üç fazlı LLC rezonans dönüştürücüler önerilmiştir [8]. Üç fazlı LLC dönüştürücüler üzerindeki ilk çalışmalardan biri olan [17]'de birincil tarafların yıldız (Y) bağlandığı sargı yapısı önerilmiştir. Birincil tarafın Y bağlantısının zayıf geçici hal performansı nedeniyle, rezonans tank kapasitelerinin üçgen (Δ) bağlandığı sargı yapısı [18]'de önerilmektedir.



Şekil 1: Δ - Δ sargı yapısına sahip üç fazlı LLC dönüştürücü

Farklı üç fazlı serpiştirilmiş sargı yapısına sahip LLC dönüştürücü topolojileri ve son teknoloji ürünü manyetik entegrasyon [19]'da incelenmiştir. Literatüre üç fazlı LLC dönüştürücüler için geniş bir aralıkta gerilim kazancını iyileştirmek için de büyük katkılar sağlanmıştır [20]. Bu çalışmaların hiçbirinde üç fazlı LLC rezonans dönüştürücünün optimizasyonu araştırılmamıştır. Ayrıca çıkış akımına ve mıknatıslanma akımına bağlı olarak rezonans akımının ayrıntılı ifadeleri literatürün hiçbirinde verilmemiştir.

Bu çalışmada, en uygun rezonans frekansını ve ilgili gerilim kazançlarında kalite faktörlerini karşılayan anahtarlama frekansı aralığını bulmaya çalışılan, en uygun manyetik tasarımları elde etmek için uygunluk fonksiyonu en aza indiren Δ - Δ sargı yapısına sahip üç fazlı bir LLC rezonans dönüştürücü için sistematik bir tasarım yaklaşımı sunulmuştur. Önceki çalışmalardan farklı olarak bu çalışmada anahtarlama frekansı ve Birinci Harmonik Yaklaşımı (FHA) devre karakteristiğine bağlı olarak akım denklemleri yeniden türetilmiştir. Her rezonans frekansı için, L_r , L_m ve C_r değerleri hesaplanmış ve rezonans endüktansı ve transformator, çekirdek veri tabanındaki her uygun çekirdek için analitik modellere dayalı olarak tasarlanmıştır. Son olarak, Şekil 1'de gösterildiği gibi Δ - Δ sargı yapısına sahip optimize edilmiş üç fazlı LLC dönüştürücü, tek fazlı birincil seri ikincil paralel bağlı 3 çekirdek transformatorlü yapı ile karşılaştırılmıştır.

2. Δ - Δ Sargı Yapısına Sahip Üç Fazlı LLC Rezonans Dönüştürücünün Modellenmesi

LLC dönüştürücünün rezonans tankı karakteristiğini tasarlamak ve analiz etmek için en yaygın olarak kullanılan yöntem, rezonans akımının saf sinüzoidal bir dalga olduğunu varsayan FHA'dır. Evirici fazarası geriliminin temel bileşenini bulmak için V_{sa_n} , (1)-(3)'te gösterildiği gibi Fourier Serisi kullanılarak genişletilir. Bir Δ - Δ sargı yapısına sahip rezonans tankının birincil tarafına uygulanan gerilim dalga şekilleri ve transformator ikincil taraf gerilimi V_{Rout} Şekil 2'de gösterilmektedir.

$$V_{san} = D_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [C_n \cos(n\omega t) + S_n \sin(n\omega t)] \quad (1)$$

$$C_n = 0, T = 2\pi, D_0 = 0 \quad (2)$$

$$S_n = \frac{2}{T} \int_0^T V_{in} \sin(n\omega t) dt \quad (3)$$

Rezonans tank akımı i_{san} , (4)'te verilen V_{sa_n} 'in temel bileşenine göre faz kayması φ_{san} 'a sahip sinüzoidal bir akımdır.

$$i_{san} = I_{san} \sin(n\omega t - \varphi_{san}) \quad (4)$$

Tam köprü yapısının ortalama giriş akımı (5)'teki gibi elde edilir.

$$\langle i_{in} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_{san} \sin(n\omega t - \varphi_{san}) dt \quad (5)$$

Transformator ikincil taraf gerilimi V_{Rout} , transformator çıkış akımı I_{Rout} ile aynı fazdadır. V_{Rout} , (6)'da verilen ilk harmoniği ile ifade edilir.

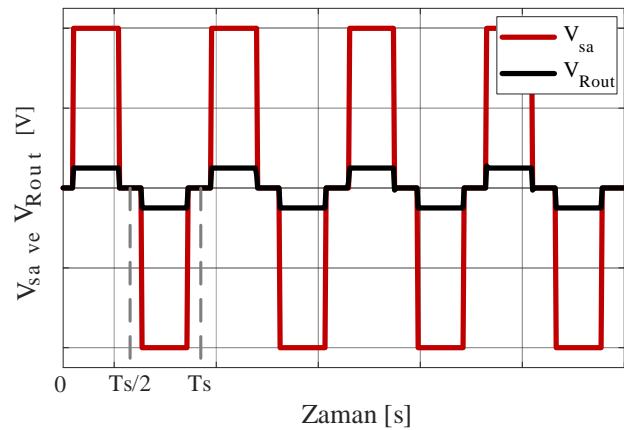
$$\langle V_{Rout} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_R \sin(\omega t - \varphi_{san}) dt \quad (6)$$

Doğrultulmuş rezonans tankı çıkış akımının $\langle |i_{Rout}| \rangle$ ortalama değeri, (7)'de gösterildiği gibi kararlı durum yük akımı I_{out} 'a eşit olmalıdır.

$$\langle |i_{Rout}| \rangle = I_{out} = \frac{2}{T} \int_0^T I_{Rout} \sin(\omega t - \varphi_{Rout}) dt \quad (7)$$

Alternatif akım eşdeğer yük direnci R_e , (8)'deki gibi hesaplanabilir.

$$R_e = \frac{V_{Rout}}{i_{Rout}} \quad (8)$$



Şekil 2: Transformator ikincil taraf ve rezonans tank girişine uygulanan gerilim dalga şekilleri.

Giriş-çıkış gerilim kazancı olarak da adlandırılan rezonans tankının H(s) transfer fonksiyonu, manyetizasyon endüktansı (L_m), rezonans endüktansı (L_r), rezonans kapasitesi (Cr), gerilim kazancı (M) ve anahtarlama frekansı aralığı (F) değerlerini içeren (9)-(14) ile ifade edilen giriş ve çıkış gerilimleri arasında FHA yöntemi kullanılarak matematiksel olarak türetilmiş bir ilişkidir. Burada Q_e kalite faktörü, L_n endüktans oranı, f_0 rezonans frekansı ve F anahtarlama frekansının rezonans frekansına oranıdır (f_s/f_0).

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_0 R_e Q_e} \quad (9)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_r} \quad (10)$$

$$L_m = L_n \times L_r \quad (11)$$

$$H(s) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{F^2}\right)\right)^2 + \left(F - \frac{1}{F}\right)^2 Q_e^2}} \quad (12)$$

$$M = n \frac{V_R}{V_{in}} \quad (13)$$

$$Q^2 F^6 + \left(1 + \frac{1}{L_n}\right)^2 - 2Q_e^2 - \frac{1}{M^2} \Big) F^4 + \left(\frac{-2}{L_n} \left(1 + \frac{1}{L_n}\right) + Q_e^2\right) F^2 + \frac{1}{L_n^2} = 0 \quad (14)$$

3. Frekansa Bağlı Akım Denklemlerinin Türetilmesi

Doğru bir manyetik tasarım için rezonans akımının RMS ve tepe değeri, manyetizasyon akımının tepe değeri ve transformatör ikincil taraf akımlarının RMS değeri gereklidir. 48V HEA şarj cihazında LLC'nin çalışma noktalarına göre çalışma akımları bataryanın durumuna bağlı olarak yani "rezonans altı", "rezonans" ve "rezonans üstü" koşullarına göre değişmektedir [21]. Bu nedenle, tüm akım denklemlerinin anahtarlama frekansı cinsinden ifade edilmesi gerekir.

D_1 ve D_5 diyotlarının akım dalga şekilleri, doğrultulmuş çıkış akımı ve ortalama çıkış akımı Şekil 3'te gösterilmiştir. Birinci taraf trafo akımını (I_{Rm}) çıkış akımı (I_{out}) cinsinden ifade etmek için öncelikle aynı fazın D_1 ve D_5 diyotlarından geçen akımların (15)-(16)'da verildiği gibi matematiksel ifadesi elde edilmelidir.

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} nI_{Rm} \sin(\omega_0 t) & 0 \leq t \leq \frac{T_0}{2} \\ 0 & \frac{T_0}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (15)$$

$$i_{D5}(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ nI_{Rm} \sin(\omega_0 t) & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s + T_0}{2} \\ 0 & \frac{T_s + T_0}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (16)$$

Manyetizasyon endüktansı L_m , sadece rezonans akımı (i_{Lr}) mıknatıslama akımına (i_{Lm}) eşit olduğunda rezonansa katılır. L_r , C_r ve L_m 'nin rezonans frekansı genellikle f_0 'dan çok daha düşüktür.

Doğrultulmuş çıkış akımı (I_{co}) ve ortalama çıkış akımı (I_{out}) (17)'deki gibi ifade edilir.

$$I_{out} = \langle I_{co} \rangle = \frac{1}{T_s} nI_{Rm} \int_0^{T_s} \sin(\omega_0 t) dt \quad (17)$$

Δ - Δ sargı yapısına sahip LLC rezonans dönüştürücü için manyetizasyon akımı ve transformatör ikincil taraf gerilimi Şekil 4'te gösterilmektedir. Miknatıslama akımı transformatör ikincil taraf gerilimine bağlıdır ve (18)'de olduğu gibi ifade edilebilir.

$$i_{Lm} = \begin{cases} \frac{nV_0}{L_m} t - \frac{nV_0}{L_m} \frac{T_s}{6} & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{3} \\ \frac{nV_0}{L_m} \frac{T_s}{6} & \frac{T_s}{3} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{nV_0}{L_m} t + \frac{4nV_0}{L_m} \frac{T_s}{6} & \frac{T_s}{3} \leq t \leq \frac{5T_s}{6} \\ -\frac{nV_0}{L_m} \frac{T_s}{6} & \frac{5T_s}{6} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (18)$$

Rezonans akımı (i_{Lr}), transformatörün birincil tarafa atıfta bulunulan ikincil taraf akımının ve (19)-(20)'de ifade edilen mıknatıslama akımının toplamıdır.

$$i_{Lr} = i_{Lm} + \frac{1}{n} i_{sec} = i_{Lm} + \frac{1}{n} (i_{D1} - i_{D2}) \quad (19)$$

$$i_{Lm} = \begin{cases} \frac{nV_0}{L_m} t - \frac{nV_0}{L_m} \frac{T_s}{6} + I_{Rm} \sin(\omega_0 t + 30) & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{3} \\ \frac{nV_0}{L_m} \frac{T_s}{6} + I_{Rm} \sin(\omega_0 t + 30) & \frac{T_s}{3} \leq t \leq \frac{T_0}{2} \\ \frac{nV_0}{L_m} \frac{T_s}{6} & \frac{T_0}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{nV_0}{L_m} t + \frac{4nV_0}{L_m} \frac{T_s}{6} - I_{Rm} \sin(\omega_0 t + 30) & \frac{T_s}{3} \leq t \leq \frac{5T_s}{6} \\ -\frac{nV_0}{L_m} \frac{T_s}{6} - I_{Rm} \sin(\omega_0 t + 30) & \frac{5T_s}{6} \leq t \leq T_0 \\ -\frac{nV_0}{L_m} \frac{T_s}{6} & T_0 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (20)$$

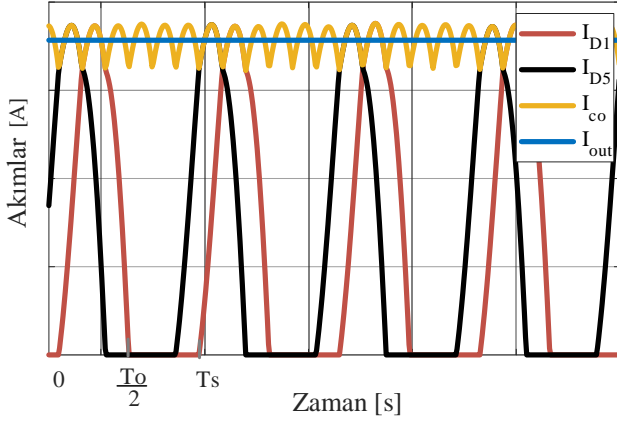
Transformatör ikincil taraf akımının RMS değeri, (21)'deki gibi türetilir.

$$i_{sec_{RMS}} = \sqrt{2} i_{D1_{RMS}} \quad (21)$$

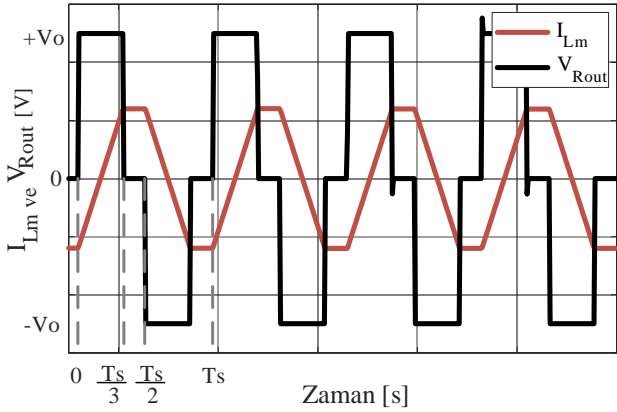
Δ - Δ sargı konfigürasyonlu transformatör için FHA tarafından elde edilen sonuçtaki frekansa bağlı denklemler Tablo 1'de özetlenmiştir. Gerekli akım değerleri hesaplandıktan sonra, bakır ve çekirdek kayıpları (22)-(23) ile hesaplanır. Burada V_e çekirdeğin hacmi, B_s ise manyetik akı yoğunluğudur. Çekirdek kayıpları için Steinmetz eşitlikleri kullanılırken farklı frekanslar için elde edilen C_m , α ve β sabitleri üretici firmalar tarafından verilen $P(W/mm^3)$ - $B(mT)$ grafikleri yardımıyla türetilmiştir.

$$P_{cu} = R_{AC} \times (i_{L_{RMS}})^2 \quad (22)$$

$$P_{core} = C_m \times (f_s)^\alpha \times (B_s)^\beta \times V_e \quad (23)$$



Şekil 3: Doğrultulmuş çıkış akımı, ortalama çıkış akımı ve D₁ ve D₅ diyotlarının akım dalga şekilleri.



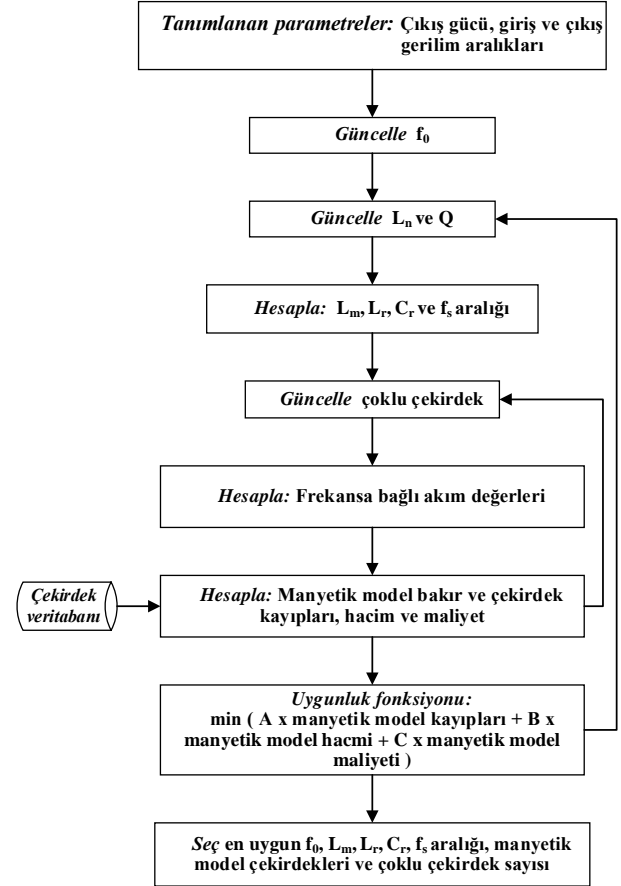
Şekil 4: Manyetizasyon akımı ve transformatör ikincil taraf gerilim dalga şekilleri.

Çizelge 1: Üç fazlı LLC dönüştürücünün türetilmiş eşdeğer tek fazlı FHA devresi parametre değerleri

Parametreler	Denklemler
V_{s1}	$\frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_{in} \sin(\omega t)$
V_{R1}	$\frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_R \sin(\omega_s t + \varphi_R)$
I_{out}	$\frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_{Rout} \sin(\frac{\pi}{6} - \varphi_R)$
R_e	$\frac{18}{\pi^2} R$
M	$n \frac{V_R}{V_{in}}$
I_{Rm}	$\frac{I_{out} \pi}{3\sqrt{3} n \frac{f_0}{f_s}}$
$i_{sec_{RMS}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_{out} \pi}{6} \sqrt{\frac{f_0}{f_s}}$

4. Tasarım Yöntemi

Önerilen tasarım algoritması, verilen çekirdek veri tabanında kayıp, maliyet ve hacim dâhil olmak üzere tanımlanmış sistem seviyesi uygunluk fonksiyonunu en aza indirerek en iyi transformatör ve endüktörü bulma ilkesine dayanmaktadır. Önerilen çerçevenin akış şeması Şekil 5'te gösterilmiştir. Hava aralıklı transformatör tasarımı hakkında daha fazla bilgi [22]'de bulunabilir.



Şekil 5: Δ - Δ sargı yapısına sahip üç fazlı LLC dönüştürücü için önerilen tasarım algoritmasının akış şeması.

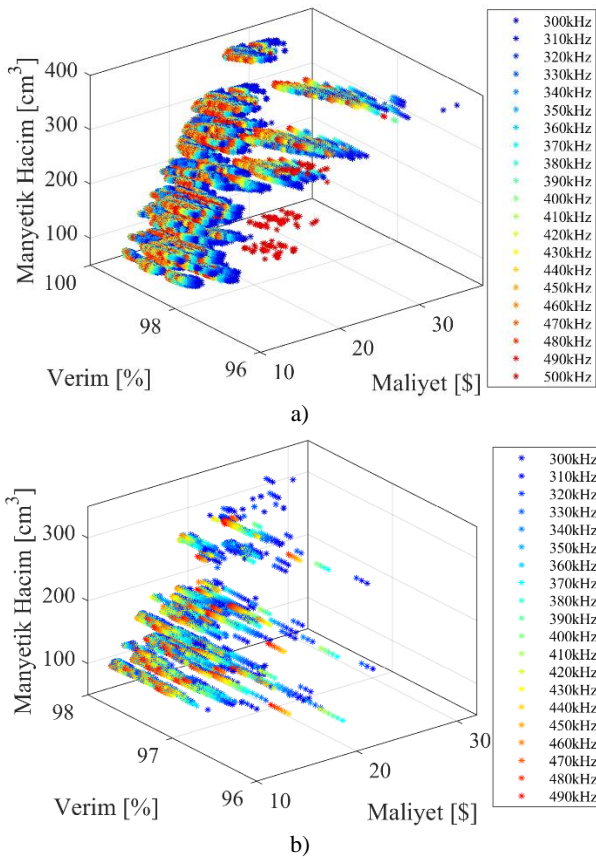
5. Analiz Sonuçları

Giriş gerilim aralığı 370-430 V ve çıkış gerilim aralığı 48-54 V olan 3700 W LLC rezonans dönüştürücünün transformatör ve rezonans endüktörü, önerilen algoritma kullanılarak bir HEA uygulamalarına yönelik olarak tasarlanmıştır. Anahtarlama frekansının bir fonksiyonu olarak ifade edilen türetilmiş akım denklemleri, Tablo 1'deki benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. RMS rezonans akımları, tek fazlı 3 çekirdekli ve üç fazlı Δ - Δ sargı yapısına sahip dönüştürücüler için sayısal olarak sırasıyla 9.797 A ve 3.9279 A hesaplanmıştır. Tablo 2'de görüldüğü gibi, türetilmiş denklemler ve benzetim sonuçları birbirine çok yakındır.

Çizelge 2: Türetilmiş rezonans akımı denklem değerleri ve benzetim sonuçları

Rezonans Akımı (A)	Tek fazlı 3 çekirdekli		Üç fazlı Δ - Δ sargı yapılı	
	Sayısal	Benzetim	Sayısal	Benzetim
	9.797	9.99	3.9279	4.01

En küçük ve en yüksek frekanslar dahil olarak $L_n - Q$ çiftleri arasında taramırken, algoritma rezonans frekansını 300-500 kHz arasında taramaktadır. Uygunluk fonksiyonunun ağırlıkları hacim, güç kaybı ve maliyet için sırasıyla %60, %20 ve %20 olarak seçilmiştir. Her rezonans frekansında uygulanabilir $L_n - Q$ kombinasyonları için tasarım alanı, sırasıyla tek fazlı 3 çekirdekli ve üç fazlı Δ - Δ sargı yapısı için Şekil 6 (a) ve (b)'de verilmiştir. Bu tasarım noktaları, karşılık gelen rezonans frekansında her $L_n - Q$ kombinasyonu için her uygun manyetik modelin toplam hacmini, maliyetini ve verimliliğini gösterir. Tasarım uzayının [22]'de önerilen çok çekirdekli yapıları da değerlendirdiğini dikkate almak gerekir. Şekil 6'dan da görülebileceği gibi, rezonans frekansındaki bir artış, manyetik bileşenlerin toplam hacmini ve maliyetini azaltır, ancak toplam güç kaybını artırır.



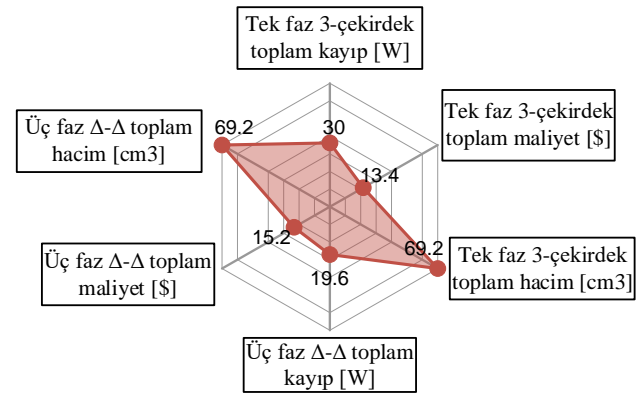
Şekil 6: Manyetik tasarım uzayı a) tek fazlı 3 çekirdekli b) üç fazlı Δ - Δ sargı yapısına sahip.

Önerilen tasarım algoritması tarafından bulunan en uygun tasarım parametreleri, tek fazlı 3 çekirdekli ve üç fazlı Δ - Δ sargı yapısı için Tablo 3'te gösterilmiştir. Tasarım uzayından toplam 29642 adet tasarım elde edilmiştir. Bu tasarımlardan algoritma, her iki yapı için de atanmış uygunluk fonksiyonuna göre rezonans frekansını 370 kHz olarak seçmiştir.

Çizelge 3: Tasarım ve optimizasyon algoritmasının sonuçları

Sembol	Tanım	Değerler	
		Tek fazlı 3 çekirdekli	Üç fazlı Δ - Δ sargı yapılı
L_m	Manyetizasyon endüktansı	37.52 μ H	84.41 μ H
L_r	Rezonans endüktansı	9.38 μ H	21.1 μ H
C_r	Rezonans kapasitesi	19.73 nF	8.77 nF
f_0	Rezonans frekansı	370 kHz	370 kHz
Kablo kalınlığı	Birincil taraf	13 AWG	17AWG

Ayrıntılı analiz için, transformatör ve endüktörün hacmi, güç kaybı ve maliyeti Şekil 7'de verilen radar grafiğinde gösterilmiştir. Sonuçlardan da anlaşılacağı gibi, üç fazlı Δ - Δ sargı yapılı LLC dönüştürücüye ait transformatör, tek fazlı birincil seri ikincil paralel bağlı 3 çekirdekli tasarıma kıyasla artan maliyete rağmen manyetik güç kayıplarını %34.8 azaltır.



Şekil 7: Tek fazlı 3 çekirdekli ve üç fazlı Δ - Δ sargı yapısına sahip optimize edilmiş LLC dönüştürücülerin karşılaştırılması.

6. Sonuç

Δ - Δ sargı yapısına sahip üç fazlı LLC dönüştürücü, yüksek güçlü şarj uygulamaları için güçlü bir adaydır. Tek fazlı bir LLC dönüştürücüde olduğu gibi, tasarım, genellikle tasarımcının deneyimine göre belirlenen rezonans frekansının ve geniş bir yük aralığında gerekli gerilim dönüşümünü karşılayan bir $L_n - Q$ çiftinin seçimi ile başlar. Manyetik bileşenleri tam olarak modellemeden LLC dönüştürücüyü optimize etmek mümkün değildir. Bu nedenle, bu çalışma, üç fazlı LLC transformatörünün ve rezonans endüktörünün güç kaybı, hacmi ve maliyetinden oluşan uygunluk fonksiyonunu en aza indiren rezonans frekansını ve $L_n - Q$ çiftini seçmek için optimize edilmiş bir tasarım çerçevesi önermiştir. Bunun için ilk olarak literatürde ilk kez Δ - Δ sargı yapısına sahip üç fazlı LLC dönüştürücünün anahtarlama frekansına bağlı akım denklemleri türetilmiştir. Güç kayıpları, ısı limitler, doyma akı yoğunluğu vb. gibi tasarım yönleri, bu türetilmiş matematiksel denklemler kullanılarak hesaplanır.

Optimizasyon algoritması, Δ - Δ sargı yapısına sahip üç fazlı LLC dönüştürücü ve tek fazlı birincil seri ikincil paralel bağlı 3 çekirdekli LLC dönüştürücü için 3700W 48V LLC dönüştürücü tasarlamak için çalıştırılmıştır. Sonuçlar, bu iki farklı LLC topolojisinin hacminin çok benzer olduğunu gösterirken, Δ - Δ

sargı yapısına sahip üç fazlı bir LLC dönüştürücünün %13,88 artan maliyete rağmen, güç kayıplarının %34.8 daha az olduğunu göstermektedir.

Teşekkür

Bu çalışma, H2020-MSCA-IF 2020 (Proje No: 101031029) ve TÜBİTAK'ın 2232 Uluslararası Burs Programı (Proje No: 118C374) ve İstanbul Teknik Üniversitesi (İTÜ) Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Birimi (Proje No: MDK-2022-43680) lisansüstü tez projelerinden yararlanılarak hazırlanmıştır. Ancak, çalışmanın tüm sorumluluğu çalışma sahibine aittir. TÜBİTAK'tan ve İTÜ BAP'dan alınan mali destek, yayın içeriğinin bilimsel anlamda TÜBİTAK ve İTÜ tarafından onaylandığı anlamına gelmez.

7. Kaynaklar

- [1] M. Yılmaz and P. T. Krein, "Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, May 2013.
- [2] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion." in *Proc. IEEE APEC*, 2002, pp. 1108–1112.
- [3] F. C. Lee, S. Wang, P. Kong, C. Wang, and D. Fu, "Power architecture design with improved system efficiency, EMI and power density," in *Proc. IEEE PESC*, 2008, pp. 4131–4137.
- [4] C. Hua, Y. Fang, and C. Lin, "LLC resonant converter for electric vehicle battery chargers," *IET Power Electron.*, vol. 9, no. 12, pp. 2369–2376, Oct. 2016.
- [5] H. Groot, E. Janssen, R. Pagano, and K. Schettlers, "Design of a 1-MHz LLC resonant converter based on a DSP-driven SOI half-bridge power MOS module," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2307–2320, Nov. 2007.
- [6] H. N. Vu and W. J. Choi, "A novel dual full-bridge LLC resonant converter for CC and CV charges of batteries for electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 3, pp. 2212–2225, Mar. 2018.
- [7] Shen, Yanxia, et al. "Full-bridge LLC resonant converter with series-parallel connected transformers for electric vehicle on-board charger." *IEEE Access* 6 (2018): 13490–13500.
- [8] S. A. Arshadi, M. Ordonez, W. Eberle, M. A. Saket, M. Craciun, and C. Botting, "Unbalanced three-phase LLC resonant converters: Analysis and trigonometric current balancing," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 3, pp. 2025–2038, Mar. 2019.
- [9] Q. Cao, Z. Li, and H. Wang, "Wide voltage gain range LLC DC/DC topologies: State-of-the-Art," in *Proc. Int. Power Electron. Conf., Niigata, Japan*, 2018, pp. 100–107.
- [10] H. Hu, X. Fang, F. Chen, Z. J. Shen, and I. Batarseh, "A modified high-efficiency LLC converter with two transformers for wide input voltage range applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1946–1960, Apr. 2013.
- [11] W. Sun, Y. Xing, H. Wu, and J. Ding, "Modified high-efficiency LLC converters with two split resonant branches for wide input-voltage range applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 9, pp. 7867–7879, Sep. 2018.
- [12] D. Kim, S. Moon, C. Yeon, and G. Moon, "High efficiency LLC resonant converter with high voltage gain using auxiliary LC resonant circuit," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, 2016, pp. 6901–6909, Oct. 2016.
- [13] B. Li, F. C. Lee, Q. Li, and Z. Liu, "Bi-directional on-board charger architecture and control for achieving ultra-high efficiency with wide battery voltage range," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., Tampa, FL, USA*, 2017, pp. 3688–3694.
- [14] H. Wang, S. Dusmez and A. Khaligh, "Maximum Efficiency Point Tracking Technique for \$LLC\$-Based PEV Chargers Through Variable DC Link Control," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, pp. 6041–6049, Nov. 2014.
- [15] C. Li, H. Wang, and M. Shang, "A five-switch bridge based reconfigurable LLC converter for deeply depleted PEV charging applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 5, pp. 4031–4035, May 2019.
- [16] H. Wang, M. Shang, and D. Shu, "Design considerations of efficiency enhanced LLC PEV charger using reconfigurable transformer," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 9, pp. 8642–8651, Sep. 2019.
- [17] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, and G. Gattavari, "Current sharing in three-phase LLC interleaved resonant converter," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 1145–1152.
- [18] R. Gadelrab, F. C. Lee and Q. Li, "Three-Phase Interleaved LLC Resonant Converter with Integrated Planar Magnetics for Telecom and Server Application," *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2020, pp. 512–519.
- [19] C. Fei, R. Gadelrab, Q. Li and F. C. Lee, "High-Frequency Three-Phase Interleaved LLC Resonant Converter With GaN Devices and Integrated Planar Magnetics," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 2, pp. 653–663, June 2019.
- [20] S. A. Arshadi, M. Ordonez, W. Eberle, M. Craciun and C. Botting, "Three-Phase LLC Battery Charger: Wide Regulation and Improved Light-Load Operation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp. 1519–1531, Feb. 2021.
- [21] A. Lordoglu, M. O. Gulbahce, D. Ahmet Kocabas and S. Dusmez, "Extended Describing Function Modeling and Closed-Loop Control of LLC Converter in Battery Charging Applications," *2021 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) 2021 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2021, pp. 274–279.
- [22] A. Lordoglu, M. O. Gulbahce, D. A. Kocabas and S. Dusmez, "Analytical Modelling and Optimization of Gapped Core Magnetics in LLC Converter," *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2021, pp. 1–8.