



## A new optimization method for gapped core magnetics in LLC resonance converter

Abdulsamed Lordoğlu<sup>1,2,3\*</sup>, Mehmet Onur Gülbahçe<sup>1,3</sup>, Derya Ahmet Kocabaş<sup>1,3</sup>, Serkan Düşmez<sup>4</sup>

<sup>1</sup>Department of Electrical Engineering, Istanbul Technical University, 34467, Istanbul, Türkiye

<sup>2</sup>Institute of Energy, Istanbul Technical University, 34469, Istanbul, Türkiye

<sup>3</sup>ITU Center for Advanced Vehicular Technology Research and Application, CAVTERA, 34469, Istanbul, Türkiye

<sup>4</sup>Power Management Solutions Department, WAT Motor, 34445, Istanbul, Türkiye

### Highlights:

- Systematic design approach for gapped core magnetics
- Multi-core transformer structure in LLC converter
- nature-inspired design methodology for gapped core magnetics

### Keywords:

- Lightweight Electric Vehicles
- LLC Resonant Converter
- Gapped core magnetics
- Multi-core LLC transformer
- Particle swarm intelligence

### Article Info:

Research Article

Received: 19.03.2022

Accepted: 14.02.2023

### DOI:

10.17341/gazimmfd.1090267

### Acknowledgement:

This paper has been produced benefiting from the H2020-MSCA-IF-2020 (Project No: 101031029) and the 2232 International Fellowship for Outstanding Researchers Program of TUBITAK (Project No: 118C374).

### Correspondence:

Author: Abdulsamed

Lordoğlu

e-mail:

lordoglu17@itu.edu.tr

phone: +90 532 131 0494

### Graphical/Tabular Abstract

The LLC resonant converter design is a very challenging design problem for electric vehicle charging applications (Figure A), since  $L_m$ ,  $L_r$ ,  $C_r$  and the quality factor are complex functions of voltage gain and it is very hard to find a choice of switching frequency range that can provide Zero Voltage Switching serving the voltage gains depending on the application.

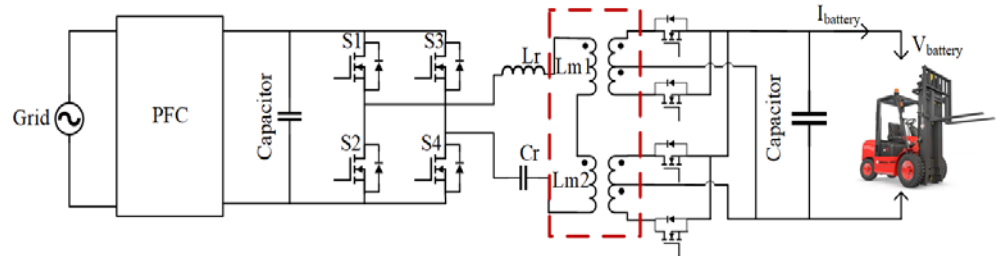


Figure A. Primary series secondary parallel connected LLC multi-core structure

### Purpose:

A systematic design method is proposed for inductor and transformers in LLC resonant converter, based on a specific magnetic core database, under efficiency, cost and volume constraints, as illustrated in Figure A. The proposed method can be used to determine the magnetic elements in a high-level LLC resonance converter optimization for all  $L_r$  and  $L_m$  combinations that meet the required voltage conversion gain in the entire load profile to which the converter is connected.

### Theory and Methods:

The recommended method is mainly for applications with high output current and low output voltage. In this study, the transformer of an LLC resonant converter with operating values of 3700W, 400V/48V is analytically designed thanks to the proposed algorithm. Results are proposed for single and multi-core structures. The obtained results were simulated based on the finite element method, and their magnetic properties was evaluated. In addition, the effect of different winding types was also investigated. The particle swarm algorithm is used instead of sweeping all the points in the solution space.

### Results:

The presented method was tested for a 3700W, 48V LLC resonant converter installed in a lightweight EV charger. In the algorithm, a design study was carried out considering the multi-core structures in which serial and parallel multi-couplings are applied in the primary and secondary windings, respectively. The designed magnetic components were validated in the co-simulation environment of Ansys Electronic Desktop and Simplorer, and the most convenient core structures were selected from the core database.

### Conclusion:

This study presents a new nature-inspired mathematical method-based design methodology that can evaluate multiple design components and constraints together for air gap magnetic components. The proposed method selects the most convenient design among numerous cores in the created core database by using the Particle Swarm Algorithm. Unlike the traditional design algorithms, the proposed novel algorithm determines the optimal magnetic flux density by minimizing a penalty function that includes the loss, cost, and volume of magnetic components. The presented method was tested for a 3700W, 48V LLC resonant converter installed in a lightweight EV charger. It was shown that the proposed method can be used as part of a system-level optimization algorithm where multiple combinations can be evaluated together and rapidly to find the most suitable LLC resonant converter design.



## LLC rezonans dönüştürücüsündeki hava aralıklı manyetik bileşenler için yeni bir optimizasyon yöntemi

Abdulsamed Lordoğlu<sup>1,2,3\*</sup>, Mehmet Onur Gülbahçe<sup>1,3</sup>, Derya Ahmet Kocabaş<sup>1,3</sup>, Serkan Düşmez<sup>4</sup>

<sup>1</sup>İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, 34467, İstanbul, Türkiye

<sup>2</sup>İstanbul Teknik Üniversitesi, Enerji Enstitüsü, 34469, İstanbul, Türkiye

<sup>3</sup>İTÜ İleri Araç Teknolojileri Uygulama ve Araştırma Merkezi, İLATAM, 34469, İstanbul, Türkiye

<sup>4</sup>Güç Yönetim Çözümleri Departmanı, Wat Motor Sanayi, 34445, İstanbul, Türkiye

### ÖNEÇİKANLAR

- Hava aralıklı manyetik bileşenler için sistematik tasarım yaklaşımı
- LLC rezonans çeviriciler için çoklu çekirdekli transformatör yapısı
- Hava aralıklı manyetik bileşenler için doğadan ilham alan tasarım metodolojisi

### Makale Bilgileri

Araştırma Makalesi

Geliş: 19.03.2022

Kabul: 14.02.2023

DOI:

10.17341/gazimmfd.1090267

### Anahtar Kelimeler:

Hafif elektrikli araçlar, LLC rezonans dönüştürücü, hava aralıklı manyetik bileşenler, çok çekirdekli LLC transformatörü, parçacık sürüşü algoritması, LLC transformatör optimizasyonu

### ÖZ

LLC rezonans dönüştürücü tasarımı, Lm, Lr, Cr ve kalite faktörünün gerilim kazançının karmaşık bir fonksiyonu olması ve uygulamaya bağlı olarak gerilim kazançlarını kapsayan Sıfır Gerilimde Anahtarlama'yı (SGA) sağlayabilecek anahtarlama frekansı aralığı seçiminin zorluğundan dolayı elektrikli araç şarj uygulamaları için hayli zorlu bir tasarım problemidir. Bu çalışma, hava aralıklı manyetik bileşenler için birden fazla tasarım bileşenini ve kısıtını bir arada değerlendirebilen, doğadan esinlenen matematiksel yöntem tabanlı yeni bir tasarım yöntemi sunmaktadır. Önerilen yeni yöntem Parçacık Sürüşü Algoritması ile oluşturulan çekirdek veri tabanındaki birçok çekirdek arasından en uygun tasarımı seçmektedir. Geleneksel tasarım algoritmalarından farklı olarak önerilen algoritma, manyetik bileşenlerin kaybını, maliyetini ve hacmini içeren bir amaç fonksiyonunu en aza indirerek en uygun manyetik akı yoğunluğunu belirlemektedir. Sunulan yöntem hafif bir elektrikli araç şarj cihazındaki 3700W, 48V LLC rezonans dönüştürücü için denenmiştir. Algoritma içinde birincil ve ikincil sargılarda sırasıyla seri ve paralel çoklu bağlamaların uygulandığı çok çekirdekli yapılar dikkate alınarak bir tasarım çalışması yapılmıştır. Tasarlanan manyetik bileşenler Ansys Electronic Desktop ve Simplorer ortak benzetim ortamında doğrulanmış ve çekirdek veri tabanından en uygun çekirdek yapıları seçilmiştir. Önerilen yöntemin en uygun LLC rezonans dönüştürücü tasarımını bulmak için çoklu kombinasyonların bir arada ve hızla değerlendirilebileceği sistem düzeyinde bir optimizasyon algoritmasının bir parçası olarak kullanılabilirliği görülmüştür.

## A new optimization method for gapped core magnetics in LLC resonance converter

### HIGHLIGHTS

- Systematic design approach for gapped core magnetics
- Multi-core transformer structure in LLC converter
- Nature-inspired design methodology for gapped core magnetics

### Article Info

Research Article

Received: 19.03.2022

Accepted: 14.02.2023

DOI:

10.17341/gazimmfd.1090267

### Keywords:

Light electric vehicles, LLC resonant converter, air-gapped magnetic components multi-core LLC transformer, particle swarm algorithm, LLC transformer optimizer

### ABSTRACT

The LLC resonant converter design is a very challenging design problem for electric vehicle charging applications, since Lm, Lr, Cr and the quality factor are complex functions of voltage gain and it is very hard to find a choice of switching frequency range that can provide Zero Voltage Switching (ZVS) serving the voltage gains depending on the application. This study presents a new nature-inspired mathematical method-based design methodology that can evaluate multiple design components and constraints together for air gap magnetic components. The proposed method selects the most convenient design among numerous cores in the created core database by using the Particle Swarm Algorithm. Unlike the traditional design algorithms, the proposed novel algorithm determines the optimal magnetic flux density by minimizing an objective function that includes the loss, cost, and volume of magnetic components. The presented method was tested for a 3700W, 48V LLC resonant converter installed in a lightweight EV charger. In the algorithm, a design study was carried out considering the multi-core structures in which serial and parallel multi-couplings are applied in the primary and secondary windings, respectively. The designed magnetic components were validated in the common simulation environment of Ansys Electronic Desktop and Simplorer, and the most convenient core structures were selected from the core database. It was shown that the proposed method can be used as part of a system-level optimization algorithm where multiple combinations can be evaluated together and rapidly to find the most suitable LLC resonant converter design.

\*Sorumlu Yazar/Yazarlar / Corresponding Author/Authors : \*lordoglu17@itu.edu.tr, ogulbahce@itu.edu.tr, kocabasde@itu.edu.tr, serkan.dusmez@arcelik.com / Tel: +90 532 131 0494



Algoritması (ACO), Sıçrayan Kurbağa Algoritması (SFLA) gibi üst-sezgisel optimizasyon yöntemleri kullanılmıştır. 240W, 380V/48V, LLC rezonans dönüştürücü için tasarlanmış PCB tabanlı düzlemsel bir transformatöre uygulanan tüm optimizasyon teknikleri ve elde edilen sonuçlar geleneksel tasarım yöntemleriyle karşılaştırılmıştır.

Bu çalışmada, LLC rezonans dönüştürücüsündeki bobin ve transformatörler için, belirli bir manyetik nüve veri tabanına dayalı, verim, maliyet ve hacim kısıtı altında sistematik bir tasarım yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem, dönüştürücünün bağlı olduğu tüm yük profilinde gerekli gerilim dönüşüm kazancını karşılayan tüm  $L_r$  ve  $L_m$  kombinasyonları için yüksek seviyeli bir LLC rezonans dönüştürücü optimizasyonunda manyetik elemanların belirlenmesi amacı ile kullanılabilir. Önceki çalışmalardan farklı olarak önerilen algoritma şunları sağlar:

- Bu algoritmada maliyet, hacim ve güç kaybı değerlerinin etkileri kullanıcının belirlemiş olduğu bir ağırlıklandırmaya göre atanır. Maliyet kısmı nüve, sarım ve işçilik giderlerini içerirken, güç kaybı ise çekirdek kaybını, sıcaklığa bağlı bakır kaybını ve deri etkisinden kaynaklanan alternatif akım altındaki sargı kaybını içermektedir.
- Bu algoritmada en uygun manyetik geçirgenliğin önceden atandığı geleneksel tasarım yöntemlerinin aksine, manyetik geçirgenlik değeri olarak çekirdek malzemesinin farklı frekans ve akı yoğunluklarındaki sahip olduğu geçirgenlik değeri kullanılır. Aynı zamanda çekirdek malzemesinin kayıp katsayıları da çalıştığı frekans ve akı yoğunluğuna göre veri tabanından çekilir.
- Optimizasyon algoritması için çözüm uzayındaki tüm noktaların taranması yerine parçacık sürüşü algoritması kullanılmıştır.
- Sargılar için folyo ve yuvarlak iletken gibi farklı iletken yapıları ile birlikte iç içe geçmiş sarım yapısı da dikkate alınmıştır.
- Hem tek, hem de çoklu çekirdek yapıları göz önüne alınmıştır.
- Analitik olarak önerilen yöntem sonlu elemanlar yöntemine dayalı benzetim modelleri ile doğrulannmıştır.
- Önerilen yöntem, temel olarak yüksek çıkış akımı ve düşük çıkış gerilimli uygulamalar içindir. Bu çalışmada 3700W, 400V/48V çalışma değerlerine sahip bir LLC rezonans dönüştürücüsünün transformatörü önerilen algoritma sayesinde analitik olarak tasarlanmıştır. Tekli ve çoklu çekirdek yapıları için ayrı ayrı sonuçlar önerilmiştir. Elde edilen sonuçların sonlu elemanlar yöntemine dayalı benzetimleri yapılmış, manyetik açıdan durumları değerlendirilmiştir. Buna ek olarak, farklı sargı tiplerinin etkisi de incelenmiştir.

## 2. Hava Aralıklı Bulunan Manyetik Bileşenler için Optimizasyon Yöntemi (Optimization Procedure for Gapped Core Magnetics)

Hava aralıklı manyetik bileşenler için tasarım optimizasyonu yapılırken güç kaybı, hacim ve maliyet gibi bileşenleri içeren amaç fonksiyonu sayesinde nüve boyutları, pencere genişliği, manyetik akı yoğunluğu, akım yoğunluğu, sarım sayısı ve iletken boyutları belirlenebilir. Bu nedenle tasarım optimizasyonu çok amaçlı bir optimizasyon problemidir.

### 2.1. Parçacık Sürü Optimizasyonu Algoritması (Particle Swarm Optimization Algorithm)

Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), sürü halinde hareket eden hayvanların yiyecek bulmak gibi temel ihtiyaçlarını giderirken yaptıkları hareketlerin, sürüdeki diğer bireyleri etkilediğinin ve sürünün amacına daha kolay ulaştığının gözlemlenmesinden esinlenilerek geliştirilmiş doğadan ilham alan bir optimizasyon algoritmasıdır [27]. PSO algoritmasında çözümü arayan her bir bireye parçacık, bu parçacıkların bulunduğu popülasyona da sürü denir. Parçacığın çözüme olan yakınlığını anlamak için amaç fonksiyonu

kullanılır. Çözümün arandığı süre boyunca parçacığın çözüme en çok yaklaştığı durumuna  $p_{best}$  (Personal Best) denir ve  $p_{best}$  parçacığın o andaki en iyi durumudur. Tüm sürü için tüm arama boyunca çözüme en çok yaklaşan parçacığın o andaki durumuna ise  $g_{best}$  (Global Best) denir.

Algoritmada öncelikle çözümü arayacak sürü (popülasyon) ve sürü için gerekli parametreler belirlenir. Parçacıkların çözüme yakınlığı amaç fonksiyonu sayesinde ölçülür ve bu değerlere göre  $p_{best}$  ve  $g_{best}$  değerleri güncellenir. Daha sonra her parçacığın yapacağı hareket değişim hızı fonksiyonu ile belirlenir ve yeni durumları ayar edilir. Amaç fonksiyonu ile yeniden çözüme olan yakınlık kontrol edilir. Bu yineleme istenilen bitiş şartlarına ulaşılıncaya kadar tekrar edilir. Eş. 1 ve Eş. 2’de verilen PSO algoritmasında;  $x$  parçacık değerini,  $v$  parçacığın değerim hızını,  $c_1$  ile  $c_2$  sabit değerleri,  $rand_1$  ile  $rand_2$  ise rastgele üretilen değerleri göstermektedir.

$$v_{i+1} = v_i + c_1 \cdot rand_1 \cdot (p_{best} - x) + c_2 \cdot rand_2 \cdot (g_{best} - x) \quad (1)$$

Eş. 1 ile parçacık kendi en iyi çözümüne ve global en iyi çözüme yönelirken parçacığı da çözümü en iyi parçacık ile kendi en iyi durumunun yakınlarında aramaya zorlar.

$$x_{i+1} = x_i + v_{i+1} \quad (2)$$

### 2.2. Hava Aralıklı Manyetik Çekirdek için Tasarım Metodolojisi (Design Methodology for Gapped Core Magnetics)

LLC rezonans dönüştürücüdeki rezonans elemanlarının seçimi yarı iletken elemanlardaki yumuşak anahtarlama için büyük önem taşır. Rezonans tank elemanlarını belirlemek için en yaygın kullanılan yöntem Birincil Harmonik Yaklaşımı’dır (FHA) ve literatürde Sinüzoidal Yaklaşım olarak da bilinir.  $L_m$ ,  $L_r$ ,  $C_r$ , gerilim kazancı ( $M$ ) ve anahtarlama frekans aralığı değerleri FHA yöntemi kullanılarak Eş. 3-Eş. 9 ile hesaplanabilir. Burada  $Q_e$  kalite faktörü,  $L_n$  endüktans oranı,  $f_0$  rezonans frekansı,  $F$  frekans oranıdır ( $f_s/f_0$ ) ve  $R_e$  alternatif akım altındaki eşdeğer yük direncidir. Hesaplamalar sırasında verimsiz sonuçlardan kaçınmak için maksimum frekans rezonans frekansının 1,8 katını geçmeyecek şekilde sınırlandırılabilir.

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_0 R_e Q_e} \quad (3)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \times C_r} \quad (4)$$

$$L_m = L_n \times L_r \quad (5)$$

$$M = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{F^2}\right)\right)^2 + \left(\left(F - \frac{1}{F}\right) Q\right)^2}} \quad (6)$$

$$U = \left(1 + \frac{1}{L_n}\right)^2 - 2 \cdot Q^2 - \frac{1}{M^2} \quad (7)$$

$$S = \frac{-2}{L_n} \cdot \left(1 + \frac{1}{L_n}\right) + Q^2 \quad (8)$$

$$Q^2 \cdot F^6 + U \cdot F^4 + S \cdot F^2 + \frac{1}{L_n^2} = 0 \quad (9)$$

Uygun bir manyetik tasarım için rezonans akımının etkin ve tepe değerleri, manyetizasyon akımının tepe değeri ve ikincil taraf akımlarının etkin değerlerinin bilinmesi gereklidir. Bu akım dalga şekilleri ve değerleri LLC rezonans dönüştürücünün çalışma noktalarına, yani “rezonans altı”, “rezonans” ve “rezonans üstü” koşullarına göre değişmektedir. Bahsi geçen akımların hesabı Eş. 10-Eş. 14 ile yapılabilir. Burada  $V_0$  ve  $I_0$  çıkış gerilimini ve akımını,  $f_s$

anahtarlama frekansını ve  $n$  dönüştürme oranını sembolize eder. Manyetik bileşenlerdeki güç kayıpları bu akımlara bağlı olarak değiştiği için verilen eşitlikler oldukça önemlidir.

$$I_{Lr_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{48} \cdot \left(\frac{n \cdot V_o}{f_s \cdot L_m}\right)^2 + \frac{\pi^2}{8} \cdot \left(\frac{I_o}{n} \cdot \sqrt{\frac{f_o}{f_s}}\right)^2} - \beta \quad (10)$$

$$\beta = I_o \cdot \frac{V_o}{L_m} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{f_s} - \frac{1}{f_o}\right) \quad (11)$$

$$I_{Lm_{max}} = \frac{n V_o}{4 L_m f_s} \quad (12)$$

$$I_{Lr_{max}} = \sqrt{\left(\frac{\pi I_o f_o}{2 n f_s}\right)^2 + (I_{Lm_{max}})^2} \quad (13)$$

$$I_{sec_{rms}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot I_o}{4} \cdot \sqrt{\frac{f_o}{f_s}} \quad (14)$$

LLC rezonans dönüştürücünün manyetik bileşenleri için önerilen optimizasyon algoritmasının akış şeması Şekil 2'de verilmiştir.

Adım-1: Tasarım ve optimizasyon istenen endüktans değeri, izin verilen sıcaklık artışı, ortam sıcaklığı, ısı transfer katsayısı ( $h_c$ ), pencere doluluk katsayısı ( $k_u$ ) ve saçaklanma katsayısı ( $\gamma$ ) gibi parametrelerinin belirlenmesi ile başlar. Bir LLC rezonans dönüştürücüsünün önceden tanımlanmış bir rezonans frekansı ve yük koşulları için ZVS koşulunu sağlayacak anahtarlama frekansı aralığı FHA tarafından belirlenebilir. Eş. 10-Eş. 14 arasında verilen denklemler yardımıyla tasarım için gerekli akım değerleri hesaplanır.

Adım-2: Çalışma frekansı aralığı, manyetik malzemenin doymadaki akı yoğunluğu, hava aralığına bağlı sarım başına endüktans ( $A_L$ ) bilgileri gibi manyetik malzeme bilgilerini ve nüve boyutları depolayan bir veri tabanı oluşturulur. İlk olarak veri tabanındaki tüm nüvelerin çeviricinin tüm çalışma koşullarında ZVS ve gerilim kazancını sağlayan frekans aralığında çalışıp çalışmadığını kontrol edilir.

Adım-3: Önceden belirlenmiş bir manyetik akı yoğunluğunun ( $B_o$ ) seçildiği geleneksel yöntemlerden farklı olarak, Parçacık Sürüsü Algoritması sayesinde en uygun manyetik akı yoğunluğu seçilir. Bu çalışmada popülasyonun üst sınırı doymadaki akı yoğunluğunun ( $B_{sat}$ ) %65'i olarak belirlenmiştir [28]. Bu sayede kayıp, maliyet ve hacim açısından uygulanan amaç fonksiyonuna göre en uygun manyetik akı yoğunluğu bulunabilir.

Adım-4: Popülasyonda sağlanan nüveler için akım yoğunluğu Eş. 15 ile hesaplanır. Burada  $A_p$  çekirdek pencere alanı ve kesit alanının çarpımı,  $k_a$  ve  $k_w$  katsayılar,  $\rho_w$  bakır direnci ve  $k_u$  pencere doluluk katsayısı,  $\gamma$  doğru akım bakır kaybı dışındaki toplam kayıplardır. [8]'e göre  $k_a$ ,  $k_w$ ,  $k_u$ 'nun tipik değerleri sırasıyla 40, 10 ve 0,6'dır.

$$J_o = \sqrt{\frac{h_c k_a}{\rho_w k_w}} \cdot \sqrt{\frac{\Delta T}{k_u (1+\gamma)}} \cdot \frac{1}{\sqrt[8]{A_p}} \quad (15)$$

Birincil ve ikincil sargıların kesit alanları ( $A_w$ ) sırasıyla Eş. 16 ve Eş. 17 ile hesaplanır. Kesit alanları, iletken boyutlarını hesaplamak için kullanılır.

$$A_{wp} = \frac{I_{Lr_{rms}}}{J_o} \quad (16)$$

$$A_{ws} = \frac{I_{sec_{rms}}}{J_o} \quad (17)$$

Hesaplanan iletken boyutlarına en yakın AWG değeri, iletken çapı ( $r_{pri}$ ,  $r_{sec}$ ) olarak seçilir ve standart AWG'lerden seçilen kesit için yeni akım yoğunluğu değerleri güncellenir.

Adım-5: Çalışmadaki akı yoğunluğunun seçimi hava aralığını ve sarım sayısını doğrudan etkiler. Her bir akı yoğunluğu değeri için optimum bağlı geçirgenlik Eş. 18 ile hesaplanır. Daha sonra çekirdek sargı uzunluğu ( $l_c$ ) kullanılarak hava aralığı değeri ( $g$ ) Eş. 19 sayesinde hesaplanır.  $A_L$ - $g$  formülü üreticilerin veri föyleri kullanılarak türetilmiş ve elde edilen formülden her bir nüve için hesaplanan hava aralığı değerine karşılık gelen  $A_L$  değeri belirlenmiştir. Birincil sarım sayısı, istenen miktatsızlanma endüktansına bağlı olarak Eş. 20'deki gibi hesaplanırken, ikincil sarım sayısı çevirme oranı ile belirlenir.

$$\mu_{opt} = \frac{B_{max} l_c}{\mu_0 \sqrt{\frac{P_a k_{up} W_a}{\rho_w MLT}}} \cdot \frac{I_{Lr_{rms}}}{I_{Lm_{max}}} \quad (18)$$

$$g = \frac{l_c}{\mu_{opt}} \quad (19)$$

$$N_p = \sqrt{\frac{L_m}{A_L}} \quad (20)$$

Nüvenin pencere uzunluğu ve genişliği, sargıların pencere alanına sığıp sığmadığını kontrol etmek için çekirdek veri tabanında tanımlanır. Hesaplanan iletken çapları ve pencere alanına sığmayan sarım sayıları eşit sayıda sarımla çok katmanlı olarak sarılır. Bu düzenleme ile sargıların pencere alanına sığıp sığmadığı bir kez daha kontrol edilir. Hesaplanan iletken çapı sayısı kullanılarak, doğru akım altındaki direnç ( $R_{dc}$ ) değeri Eş. 21 ile hesaplanabilir. Burada MLT bir ortalama sarım uzunluğudur.

$$R_{dc} = \frac{N_p \rho_w MLT}{A_w} \quad (21)$$

Daha yüksek frekanslarda deri etkisinin yuvarlak kesitli iletkenin alternatif akım direncinin ( $R_{ac}$ ) değişimine etkisi ise Eş. 22 ve Eş. 23 ile hesaplanabilir. Burada,  $\sigma$  malzemenin iletkenliği ve  $r$  kullanılan iletkenin yarıçapıdır.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f_s \mu \sigma}} \quad (22)$$

$$R_{ac_{round}} = R_{dc} \left[ 1 + \frac{(r/\delta)^4}{48 + 0,8(r/\delta)^4} \right] \quad (23)$$

LLC rezonans çevirici uygulamalarında ikincil tarafın akımının oldukça yüksek olmasından dolayı folyo ve yuvarlak kesitli iletken gibi farklı tip iletkenler tercih edilebilir. Eş. 24-Eş. 27 kullanılarak folyo sargıların alternatif akım altındaki direnci ile beraber en uygun folyo kalınlığı ve uzunluğu hesaplanır. Burada,  $\Delta_{opt}$  ve  $\psi$  sabitler iken,  $d_{opt}$  ve  $l_{opt}$  ise sırasıyla en uygun folyo kalınlık ve uzunluğudur.

$$\Delta_{opt} = \sqrt[4]{\left( \frac{4 \left( \frac{I_{sw}}{2 f_o} \right)^2}{\psi} \right)} \quad (24)$$

$$d_{opt} = \Delta_{opt} \times \delta \quad (25)$$

$$l_{opt} = \frac{A_{ws}}{d_{opt}} \quad (26)$$

$$R_{ac(foil)} = R_{dc} \left( 1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta}{\Delta_{opt}} \right) \right) \quad (27)$$

Adım-6: Alternatif akım altındaki direnç ve akım değeri bulunduktan sonra bakır ve demir kayıpları Eş. 28 ve Eş. 29 yardımıyla elde edilir. Burada  $V_e$  çekirdek hacmidir. Çekirdek kayıpları için Steinmetz eşitlikleri kullanılırken farklı frekanslar için elde edilen  $C_m$ ,  $\alpha$  ve  $\beta$  sabitleri üretici firmalar tarafından verilen  $P(W/mm^3)$ - $B(mT)$  grafikleri yardımıyla türetilmiştir.

$$P_{cu} = R_{ac} \cdot I_{Lr_{rms}}^2 \quad (28)$$

$$P_{core} = C_m \cdot f_s^\alpha \cdot B_{sweep}^\beta \cdot V_e \quad (29)$$

Adım-7: Toplam kayıplarının ( $P_{total}$ ) sıcaklık artışına ( $\Delta T$ ) etkisini incelemek için Eş. 30'da verilen ampirik formül kullanılarak her bir nüve için ısı direnç ( $R_\theta$ ) hesaplanır ve Eş. 31'de verilen sıcaklık artışı eşitliği ile nüve sıcaklığının belirlenen limitler içerisinde olup olmadığı kontrol edilir.

$$R_\theta = \frac{0,06}{\sqrt{V_c}} \quad (30)$$

$$\Delta T = \frac{P_{total}}{R_\theta} \quad (31)$$

Adım-8: Tasarlanan her transformatöre hacim, maliyet ve güç kayıplarından oluşan bir amaç fonksiyonu uygulanır. Maliyeti amaç fonksiyonuna dahil etmek için farklı tedarikçilerden malzeme ve işçilik maliyetleri çıkarılır. Çekirdek, sarım ve işçilik maliyetleri Eş. 32 ile Eş. 34 arasındaki formüllerle hesaplanabilir. Burada  $\sigma_{core,x}$ ,  $\sigma_{wdg,x}$  ve  $\sigma_{lab,x}$  transformatör çekirdeğine ve sargı tipine bağlı olarak ağırlık başına maliyetlerdir.  $\Sigma_{core,x}^{fc}$ ,  $\Sigma_{wdg,x}^{fc}$ ,  $\Sigma_{lab}^{fc}$  ise nüve, sargı ve işçilik için sabit giderleri temsil ederken  $N_{stack}$  ise istifleme katsayısı olarak verilmiştir. Üreticiden alınan tüm sayısal veriler Tablo 1'de verilmiştir [29].

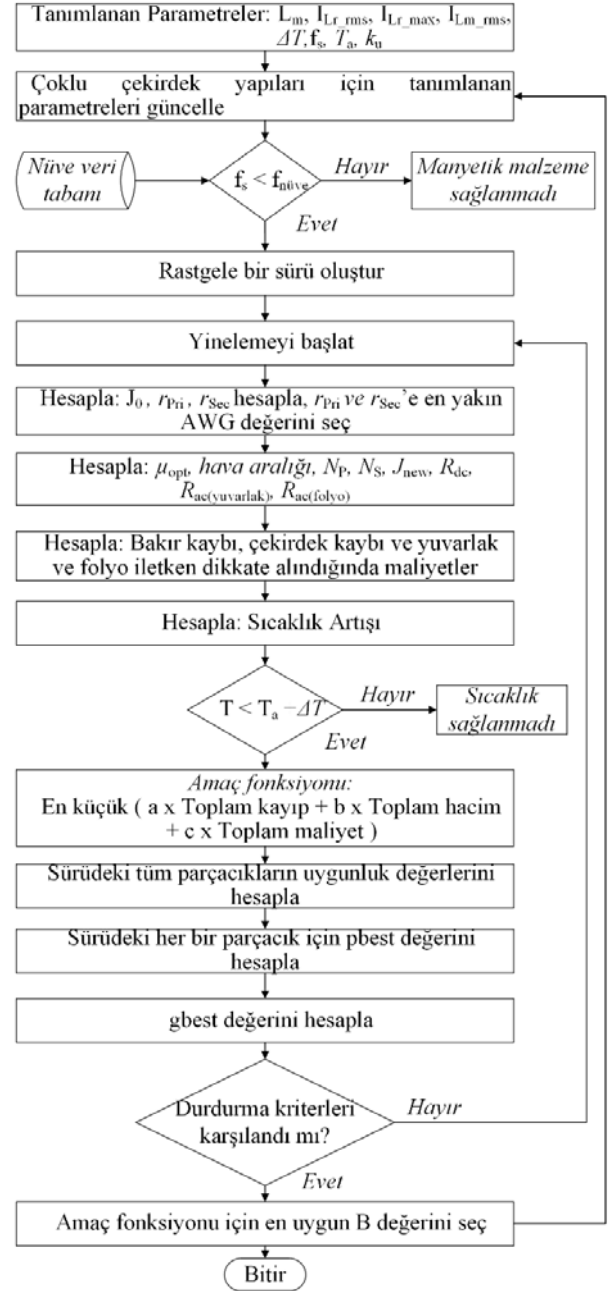
Adım-9: Amaç fonksiyonu elde edildikten sonra manyetik akı ( $B$ ) uzayında başlangıç konumları ve uçuş hızları rastgele olan parçacıklar seçilir ve sürüdeki her bir parçacık için amaç fonksiyonu hesaplanır.

Adım-10:  $p_{best}$  ve  $g_{best}$  hesaplanır ve değişim hızı fonksiyonu ile her parçacığın yeni konumu ve hızı belirlenir.

İşlem, her yinelemede tanımlanan amaç fonksiyonunun uygulandığı her bir nüve ve akı yoğunluğu için programın durdurma kriterleri (hesaplanan değerler ile olması gereken değerler arasındaki farkın en az olduğu durum) karşılanana kadar tekrarlanır. Önerilen yapı sonunda transformatörün amaç fonksiyonunu en aza indiren en uygun nüve ve tasarım seçilir. Amaç fonksiyonunun azaltılması için önerilen algoritmada birçok nüvenin seri ya da paralel bağlandığı yapılar da göz önüne alınmıştır. Buna ek olarak transformatörün ikincil taraf sargısında folyo ve yuvarlak kesitli iletken çeşitleri de önerilen optimizasyon algoritmasında değerlendirmeye alınmıştır.

**Tablo 1.** Bazı sargı, çekirdek ve endüktör üreticisinden alınan sayısal maliyet modeli verileri (Retrieved numerical cost model data from several winding, core and inductor manufacturers)

Birim Maliyet	Değer
$\Sigma_{core,x}^{fc}$ (€/birim)	0,08
$\sigma_{core,x}$ (€/kg)	7,5
$\Sigma_{wdg,x}^{fc}$ (€/birim)	0,25
$\sigma_{wdg,x}$ (€/kg) (Yuvarlak)	16,5
$\Sigma_{lab}^{fc}$ (€/unit) (Yuvarlak)	0,75
$\sigma_{lab,x}$ (€/kg) (Yuvarlak)	7
$\sigma_{wdg,x}$ (€/kg) (Folyo)	20
$\Sigma_{lab}^{fc}$ (€/unit) (Folyo)	1,5
$\sigma_{lab,x}$ (€/kg) (Folyo)	14



**Şekil.2.** Hava aralıklı transformatör tasarımı için akış şeması (Design flow chart for the gapped transformer)

$$\Sigma_{core} = N_{stack} \cdot \Sigma_{core,x}^{fc} + \sigma_{core,x} W_{core} \quad (32)$$

$$\Sigma_{wdg} = \Sigma_{wdg,x}^{fc} + \sigma_{wdg,x} W_{wdg} \quad (33)$$

$$\Sigma_{lab} = \Sigma_{lab}^{fc} + \sigma_{lab,x} W_{wdg} \quad (34)$$

### 3. Optimizasyon Sonuçları ve Geçici Hal Manyetik Modelleme (Optimization Result and Transient Magnetic Modelling)

350 kHz rezonans frekansına sahip 400V/48V 3700W anma değerlerinde çalışan bir HEA şarj cihazında manyetizasyon endüktansı, rezonans endüktansı ve rezonans kapasitörü sırasıyla

32,22  $\mu\text{H}$ , 4,96  $\mu\text{H}$  ve 41,71 nF olarak hesaplanmıştır. Bu değerler manyetik optimizasyon modeli ile bağlantılı olarak çalışan daha yuıksek seviyeli bir LLC rezonans donüştürücü optimizasyonu yardımıyla bulunmuştur. LLC rezonans çeviriciler için sistem seviyesinde bütünlük optimizasyon modeli bu makalenin kapsamı dışında olup [30] numaralı referanstan erişilebilir. Tasarım parametrelerinin geri kalanı Tablo 2'de verilmiştir.

**Tablo 2.** LLC rezonans donüştürücü tasarım parametreleri (Design specifications of LLC resonant converter)

Sembol	Tanım	Değer
$P_o$	ıkış Gücü	3700W
$f_s$	Anahtarlama Frekansı	265 kHz
$f_0$	Rezonans Frekansı	350 kHz
$L_m$	Mıknatıslanma Endüktansı	32,22 $\mu\text{H}$
$L_r$	Rezonans Endüktansı	4,96 $\mu\text{H}$
$C_r$	Rezonans Kapasitesi	41,71 nF
$\Delta T$	Sıcaklık Artışı	90°C
$I_{L\_RMS}$	Rezonans Akımının Etkin Değeri	10,965A
$I_{LM\_peak}$	Mıknatıslanma Akımı Tepe Değeri	12,65 A
$I_{sec}$	İkincil Tarafın Etkin Akımı	87,4 A

### 3.1. Önerilen Tasarım Algoritmasının Sonuçları (Results of the Proposed Design Algorithm)

Hava aralıklı transformatör tasarım adımları veri tabanındaki bir dizi çekirdeğe uygulanmıştır. Önerilen bu algoritma gerekli manyetizasyon endüktansını ısıllı, doymadaki akı yoğunluğu veya frekans yönünden sağlamayan çekirdekleri eler. Bu durumda hem çok küçük hem de çok büyük çekirdeklerin algoritma tarafından seçilme olasılığı ortadan kaldırılır. Daha sonra uygun transformatörler hacim, güç kayıpları ve maliyet kısıtı altında değerlendirilir. Buradaki ağırlıklar sırasıyla %60, %20 ve %20 (a, b ve c) olarak belirlenmiştir. Ağırlıklandırılmış amaç fonksiyonu için minimum değeri sağlayan tasarım optimum çözüm olarak seçilir. Belirlenen kısıtlar ve çalışma koşulları altında tasarlanan transformatörlerin parametreleri Tablo 3' te verilmiştir.

Amaç fonksiyonunda hacme daha fazla ağırlık verildiğinden, optimizasyon algoritması 4,247 mm hava aralığı ile toplam 34600 mm<sup>3</sup> hacme sahip iki paralel yapıyı (3F3-E422120) seçer. Toplam çekirdek kaybı 7,78W olarak hesaplanır. İkincil tarafta kullanılan sargı tipine bağlı olarak toplam bakır kaybı yuvarlak tel ve bakır folyo için sırasıyla 10,14 W ve 8,02 W olarak hesaplanmıştır. Optimize edilmiş sonucun tek çekirdek yaklaşımında elde edilen en iyi sonuçla karşılaştırılması için, optimizasyon algoritması sadece tek çekirdek için bir çözüm bulmaya zorlanarak çalıştırılmıştır. Algoritma, gerekli endüktansı elde etmek için 3F3-E552821 çekirdeğini 16 sarım ve

5,945 mm hava aralığı ile en iyi çekirdek olarak seçmiştir. Tek çekirdekli yapı için çekirdek kaybı 7,36 W iken bakır kayıpları yuvarlak tel ve bakır folyo kullanımına bağlı olarak sırasıyla 7,84 W ve 6,33 W olarak hesaplanmıştır. Sonuçlardan da görüldüğü üzere, algoritma, toplam hacmi tek çekirdekli yapıya göre daha küçük olduğundan, güç kayıpları yuıksek olmasına rağmen amaç fonksiyonunun değerinden dolayı birincil tarafı seri bağlı, ikincil tarafı paralel bağlı çift çekirdekli yapıyı seçmiştir.

### 3.2. Sonuçların SEY ile Doğrulması (Verification of the Results with FEM)

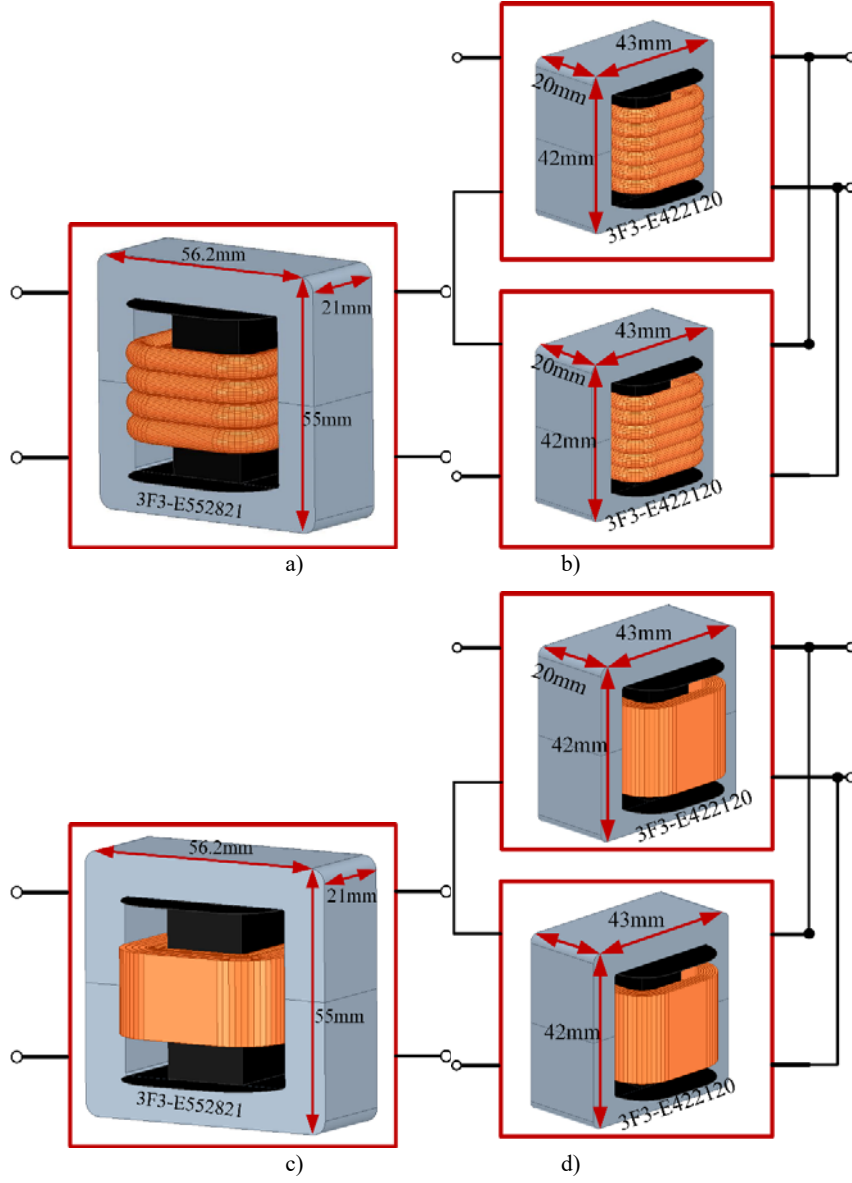
Optimizasyon algoritmasında kullanılan modeli doğrulamak için, Tablo 3'te verilen transformatörler ve Tablo 2'de verilen özelliklere sahip LLC rezonans çevirici modeli Ansys Electronics Desktop ve Simplorer ortamında analiz edilmiştir. Analizler için tek transformatörlü yapı için 3F3-E552821 çekirdeği ve çift paralel transformatörlü yapı için ise 3F3-E422120 çekirdeği seçilmiştir. 3 boyutlu gösterimler şekil 3'te verilmiştir.

Sonlu elemanlar yaklaşımında 2 boyutlu (2B) geçici hal manyetik modeli, manyetik akı yoğunluğu, akım yoğunluğu ve kayıplar gibi sonuçları farklı işletme koşullarında karşılaştırmak için kullanılmıştır. Tüm benzetimler yuıksek frekanslı doğunluk etkilerini göz önüne alan ve manyetik malzemenin gerçek B-H eğrisini kullanan Ansys Electronics Desktop'ta gerçekleştirilmiştir.

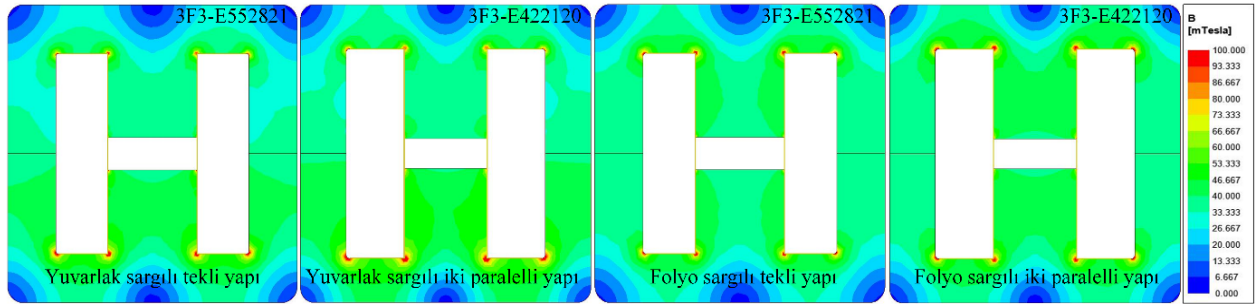
Elde edilen manyetik akı dağılımları, yuvarlak ve folyo telin her bir transformatörü için şekil 4'te verilmiştir. Yuıksek frekanstan kaynaklanan en önemli etkiler, hava boşluğuna yakın saçak etkisi ve sargılar arasındaki yakınlık etkisidir. Hava aralığına yakın sargıdaki bakır kayıpları şekil 5'te görüldüğü gibi artar. SEY araçları, saçak etkisi ve yakınlık etkisinden kaynaklanan bakır kaybını hesaplamak için kullanılabilir. şekil 5, yuvarlak ve folyo sargılardaki manyetik akı çizgiilerini ve akım yoğunluğu dağılımlarını göstermektedir. Hava aralığına yakın bakır sargıdaki akım yoğunluğunun artışı açıkça görülmektedir. Ansys Electronic Desktop ve Simplorer ortak benzetiminde ortaya çıkan mıknatıslanma endüktansı 31,058  $\mu\text{H}$  olarak bulunmuştur. Bu değer hedeflenen 32,22  $\mu\text{H}$  değerine oldukça yakındır. Bakır ve çekirdek kayıplarının analitik ve SEY hesaplaması şekil 6'da gösterilmiştir ve kritik veriler Tablo 4'te verilmiştir. Tablo 4'e göre SEY hesapları ile optimizasyon algoritmasından hesaplanan değerler arasında küçük bir fark vardır. Dinamik olmayan BH eğrisi, SEY'de kullanılan çekirdek kayıp katsayılarında frekansa bağlı belirsizlikler ve yuıksek frekanslardaki saçaklanma etkisi bu hataların başlıca nedenleridir. Bu hata, aę yapısı ve aę sayısına ve  $\gamma$  katsayısının optimize edilmesine bağlı olarak daha da azaltılabilir. Ancak analiz için gerekli süre ve işlemci kapasitesi artırılması gerekir.

**Tablo 3.** Tasarım ve optimizasyon algoritmasının ürettiği sonuçlar (Results given by design and optimization algorithm)

Transformatör	Paralel Tr. Sayısı	İkincil Taraf Sargı Tipi	Birincil Taraf Sarım Sayısı	İkincil Taraf Sarım Sayısı	İkincil Taraf Sargı Boyutları		Hacim (mm <sup>3</sup> )	Maliyet (\$)	Bmax (mT)	Demir Kayıpları (W)	Bakır Kayıpları (W)	Sıcaklık Artışı (ΔT)	Hava Aralığı (mm)
					Uzunluk/Kalınlık (mm) veya AWG								
3F3-E552821	1	Yuvarlak	16	2	AWG4		44000	6,344	72,16	7,358	7,841	45,8	5,945
3F3-E552821	1	Folyo	16	2	17,722/1,1899		44000	6,95	72,16	7,358	6,3352	41,3	5,945
3F3-E422120	2	Yuvarlak	12	3	AWG7		27300	4,86	72,88	3,8895	5,07	37,6	4,247
3F3-E422120	2	Folyo	12	3	21,11/0,5		27300	4,96	72,88	3,8895	4,01	33,5	4,247

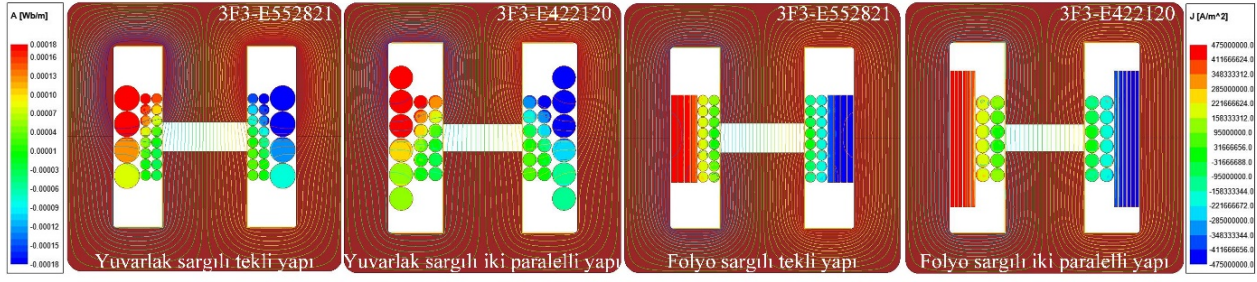


**Şekil 3.** Her bir transformatörün 3 boyutlu görünümü, a) Yuvarlak sargılı tekli yapı, b) Yuvarlak sargılı iki paralel yapı, c) Folyo sargılı tekli yapı, d) Folyo sargılı iki paralel yapı.  
(3D representations of each transformer, a) 1 Parallel round wire, b) 2 Parallel round wires, c) 1 Parallel foil wire, d) 2 Parallel foil wire.)

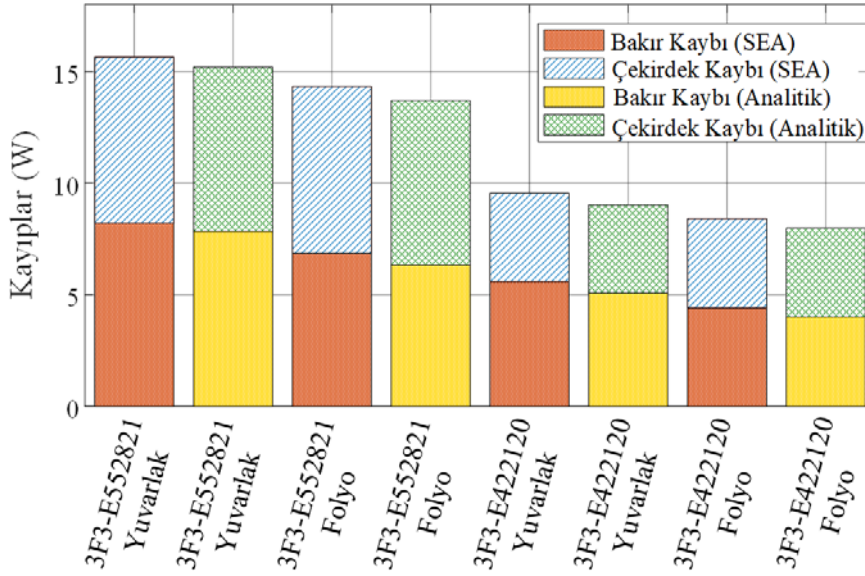


**Şekil 4.** Her bir transformatörün manyetik akı yoğunluğu dağılımı (Magnetic flux density distribution of each transformers)





Şekil 5. Her bir transformatörün manyetik akı çizgileri ve akım yoğunluğu dağılımı (Magnetic flux lines and current density distribution of each transformer)



Şekil 6. Seçilen transformatörlerin yuvarlak ve folyo sargılar için bakır ve demir kayıpları (Copper and iron losses for round and foil windings of selected transformers)

Tablo 4. Farklı sargı tiplerinin folyo ve yuvarlak iletken için sonuçları (Results of different winding configuration for round and foil winding)

	Mıknatıslanma Endüktansı ( $\mu\text{H}$ ) (Analitik)	Mıknatıslanma Endüktansı ( $\mu\text{H}$ ) (SEA)	Çekirdek Kayıpları (W) (Analitik)	Çekirdek Kayıpları (W) (SEA)	Bakır Kayıpları (W) (Analitik)	Bakır Kayıpları (W) (SEA)
3F3-E552821 (Yuvarlak)	32,22	31,058	7,358	7,4442	7,841	8,2012
3F3-E552821 (Folyo)	32,22	31,02	7,358	7,4792	6,3352	6,8548
3F3-E422120 (Yuvarlak)	16,11	15,529	3,8895	3,9698	5,07	5,5892
3F3-E422120 (Folyo)	16,11	15,43	3,8895	3,9888	4,01	4,4116

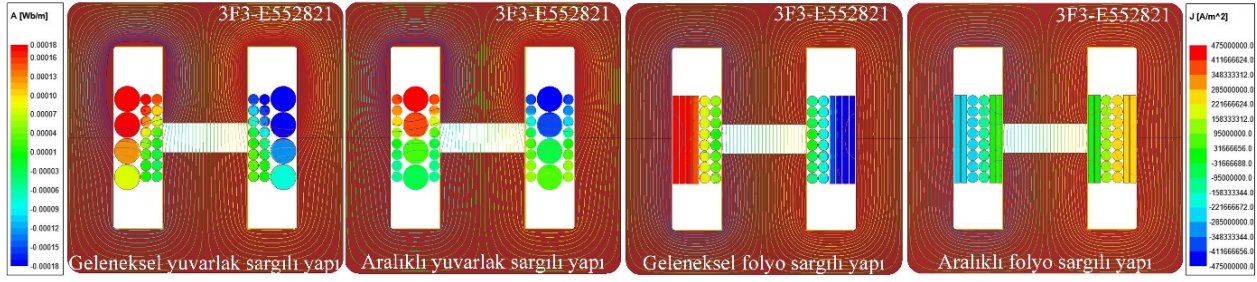
### 3.3. Saçaklanma ve Yakınlık Etkilerini Azaltmak için Serpiştirilmiş Sarım

(Interleaved Winding to Reduce Fringing and Proximity Effects)

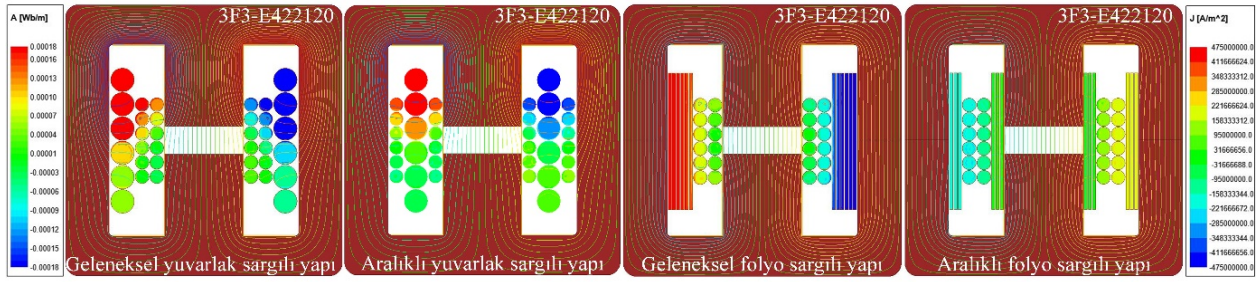
Transformatörün hava aralığındaki saçak akısından dolayı yakınlık etkisi kayıpları artır. Bu saçak akı, hava aralığının geometrisine bağlıdır ve sadece sonlu eleman analiz araçları bunu değerlendirebilir. Saçak akı komşu iletkenlere girdap akımları üretebilir. Bu nedenle, ilgili kaybı azaltmak için sargı yerleşimi düşünülmelidir. Ayrıca birincil ve ikincil sargılar arasında oluşan elektrik alan nedeniyle yakınlık etkisi ile ilgili kalabalık görülebilir. Literatürde sargıların aralıklandırılması, birincil ve ikincil katmanların değiştirilmesiyle

yakınlık kaybı etkisinin azaltılabileceğine dair çalışmalar bulunmaktadır [28]. Sandviç sargılar ayrıca kaçak endüktansı ve sargı kapasitansını azaltır. Çalışmanın bu bölümünde, seçilen transformatörler, aralıklı sargı konfigürasyonu ile sonlu elemanlar yöntemi ile yeniden tasarlanıp yeniden analiz edilmiş ve karşılaştırmalı sonuçlar verilmiştir.

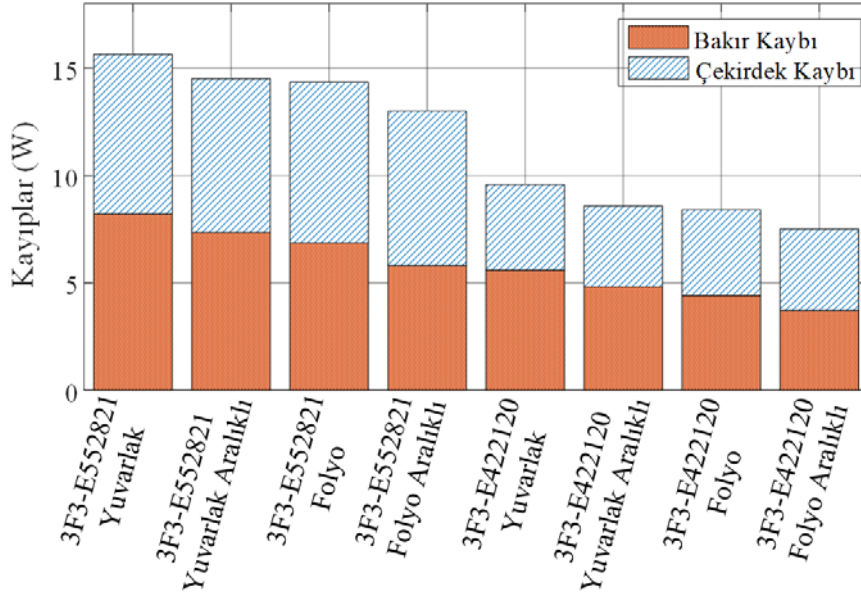
Her bir transformatör için elde edilen akım yoğunluğu dağılımı, yuvarlak ve folyo tel için aralıklı sargı ile Şekil 7 ve Şekil 8'de sunulmuştur. Tablo 4'te de görülebileceği gibi aralıklı sargı kullanımını bakır kayıplarında %10-15, demir kayıplarında ise %3-5 oranında azalma sağlamaktadır.



Şekil 7. Tekli yapı transformatörün her bir sargı yapısı için manyetik akı çizgileri ve akım yoğunluğu dağılımı (Magnetic flux lines and current density distribution of 1 parallel transformers for each winding configuration)



Şekil 8. İki paralel transformatörün her bir sargı yapısı için manyetik akı çizgileri ve akım yoğunluğu dağılımı (Magnetic flux lines and current density distribution of 2 parallel transformers for each winding configuration)



Şekil 9. Yuvarlak ve folyo sargılarda farklı sargı tipleri için 3F3-E552821 ve 3F3-E422120 transformatörlerinin bakır ve demir kayıpları (Copper and core losses of 3F3-E552821 and 3F3-E422120 transformers for different winding configuration for round and foil windings)

#### 4. Sonuçlar (Conclusions)

Bu çalışma, LLC rezonans dönüştürücü transformatörleri için birden fazla tasarım bileşenini ve kısıtını bir arada değerlendirebilen, doğadan esinlenen bir matematiksel yöntemeye dayanan, kapsamlı bir tasarım yaklaşımı önermektedir. Tüm yük aralığında gerekli gerilim dönüşüm kazancını karşılayan  $L_r$  ve  $L_m$  çiftleri için, manyetik bileşenlerin bakır kayıpları ile çekirdek kayıpları arasındaki oran optimize edilir ve en uygun çekirdek seçimi ve sargı tasarımı önerilir. Meta-sezgisel optimizasyon yöntemine dayalı olan optimizasyon algoritması maliyet, güç kayıpları ve ısı etkilerinin yanı sıra çok çekirdekli transformatör topolojisini ve sargı tipini de dikkate almaktadır. Ayrıca, önerilen algoritma kayıp, maliyet ve transformatör hacmini içeren bir amaç fonksiyonu ile en uygun manyetik akı yoğunluğunu seçmektedir.

Çalışmanın daha iyi anlaşılabilmesi adına HEA şarj cihazında kullanılan 3700W, 48V anma değerlerine sahip bir LLC rezonans dönüştürücü için bir örnek olay incelemesi yapılmıştır. Dönüştürücüde birincil ve ikincil sargıların sırasıyla seri ve paralel olarak bağlandığı çok çekirdekli yapılar ele alınmıştır. Amaç fonksiyonunda hacme daha yüksek bir ağırlık verildiğinde daha az ısı baskıya sahip, daha küçük çekirdek tasarımları önerilmektedir. Önerilen çoklu paralel küçük çekirdek yaklaşımı tek bir büyük çekirdek yaklaşımına kıyasla daha iyi bir çözüm sağladığını görülmektedir. Tek ve çok çekirdekli yapılar için optimizasyon yöntemi ile önerilen iki tasarım, Ansys Electronic Desktop ve Simplerer tarafından birlikte analiz edilmiş ve sonuçların önerilen optimizasyon algoritmasının hesaplanan analitik sonuçlara çok yakın olduğu görülmüştür. Ayrıca SEY benzetimlerinde farklı sargı konfigürasyonları da dikkate alınmıştır. Saçaklanma ve yakınlık etkisinden kaynaklanan artan

kayıpların aralıklı sarım konfigürasyonları ile azaltılabileceği gözlemlenmiştir. Önerilen bu yöntemin en uygun LLC rezonans dönüştürücü tasarımı bulmak için her bir  $L_r$  ve  $L_m$  kombinasyonunun değerlendirilebileceği sistem düzeyinde bir optimizasyon algoritmasının bir parçası olarak kullanılabilceği görülmüştür.

### Teşekkür (Acknowledgement)

Bu çalışma, H2020-MSCA-IF 2020 (Proje No: 101031029) ve TÜBİTAK'ın 2232 Uluslararası Burs 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 anlamına gelmez.

### Kaynaklar (References)

- Bilgin B., Emadi A., Krishnamurthy M., Design considerations for a universal input battery charger circuit for PHEV applications, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 3407-3412, 2010.
- Khaligh A., Dusmez S., Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 61 (8), 3475-3489, 2012.
- Wang H., Dusmez S., Khaligh A., Design and Analysis of a Full-Bridge LLC-Based PEV Charger Optimized for Wide Battery Voltage Range, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 63 (4), 1603-1613, 2014.
- Nil M., Öztürk Y., Özdemir, S., Sözen H., Nil M., OLED TV için yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü güvenilirlik analizi, Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University, 34 (3), 1295-1314., 2019.
- Wang H., Dusmez S., Khaligh A., Maximum Efficiency Point Tracking Technique for LLC-Based PEV Chargers Through Variable DC Link Control, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61, (11), 6041-6049, 2014.
- Shen Y., Zhao W., Chen Z., C. Cai, Full-Bridge LLC Resonant Converter With Series-Parallel Connected Transformers for Electric Vehicle On-Board Charger, IEEE Access, 6 (1), 13490-13500, 2018.
- Yang C., Liang T., Chen K., Li J., Lee J., Loss analysis of half-bridge LLC resonant converter, International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), Tainan, 155-160, 2013.
- Zhang J., Hurley W. G., Wolfe W. H., Gapped Transformer Design Methodology and Implementation for LLC Resonant Converters, IEEE Transactions on Industry Applications, 52 (1), 342-350, 2016.
- Mu M., Li Q., Gilham D. J., Lee F. C., Ngo K. D. T., New Core Loss Measurement Method for High-Frequency Magnetic Materials, IEEE Transactions on Power Electronics, 29 (8), 4374-4381, 2014.
- Hurley W. G., Gath E., Breslin J. G., Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms, IEEE Transactions on Power Electronics, 15 (2), 369-376, 2000.
- Sullivan C. R., Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding, IEEE Transactions on Power Electronics, 14 (2), 283-291, 1999.
- Nan X., Sullivan C. R., An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors, IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, Acapulco, Mexico, 853-860, 2003
- Fei C., Lee F. C., Li Q., High-Efficiency High-Power-Density LLC Converter With an Integrated Planar Matrix Transformer for High-Output Current Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64, (11), 9072-9082, 2017.
- Ahmed M. H., Fei C., Lee F. C., Li Q., 48-V Voltage Regulator Module With PCB Winding Matrix Transformer for Future Data Centers, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64 (12), 9302-9310, 2017.
- Yu R., Ho G. K. Y., Pong B. M. H., Ling B. W., Lam J., Computer-Aided Design and Optimization of High-Efficiency LLC Series Resonant Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, 27 (7), 3243-3256, 2012.
- Lo Y., Chiu H., Lin J., Wang C., Lin C., Gu B., Single-stage interleaved active-clamping forward converter employing two transformers, 28. Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, 1898-1905, 2013.
- Lin B., Shih H., ZVS Converter With Parallel Connection in Primary Side and Series Connection in Secondary Side, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58 (4), 1251-1258, 2011.
- Lin B., Dong J., ZVS Resonant Converter With Parallel-Series Transformer Connection, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58 (7), 2972-2979, 2011.
- Zhou J., Ma H., Full-Bridge LLC Resonant Converter with Parallel-Series Transformer Connection and Voltage Doubler Rectifier, 10. International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019-ECCE Asia), Busan, Korea (South), 1-6., 2019.
- Huang Y., Liang T., Wu W., Analysis and implementation of half-bridge resonant capacitance LLC converter, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Taipei, 1302-1307, 2016.
- Shi J. J., Zhang J. M., Long J. T., Liu T. J., A cascaded DC converter with primary series transformer LLC and output interleaved buck, Trans. China Electrotech. Soc., 30 (24), 93-102, 2015.
- Gu W., Liu R., A study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers, Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference, Seattle, WA, USA, 1123-1129, 1993.
- Versele C., Deblecker O., Lobry J., Multiobjective optimal design of high frequency transformers using genetic algorithm, 13. European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, Spain, 1-10, 2009.
- Zhang K., Chen W., Cao X., Song Z., Qiao G., L. Sun, Optimization Design of High-Power High-Frequency Transformer Based on Multi-Objective Genetic Algorithm, IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), Shenzhen, China, 1-5, 2018.
- Ahmed D., Wang L., Optimal Peak Flux Density Model (OPFDM) for Non-Iterative Design of High Frequency Gapped Transformer (HFGT) in LLC Resonant Converters, IET Power Electron., 13 (5), 942-952, 2020.
- Nazerian E., Tahami F., Optimum Design of Planar Transformer for LLC Resonant Converter using metaheuristic method, 45. Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Lisbon, Portugal, 6621-6626, 2019.
- Gülbağçe M. O. and Karaaslan M. E., Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from manufacturer's datasheet by particle swarm optimization algorithm for variable frequency drives, Electrica, 22 (1), 16-26, 2022.
- Hurley W., and Werner H. W., Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications, John Wiley & Sons, 2013.
- Burkart, R. M., Advanced modeling and multi-objective optimization of power electronic converter systems, Ph.D. Dissertation in ETH Zurich, 2016.
- Lordoğlu A., Gulbahce M.O., Kocabas D.A., Dusmez S., System-Level Design Approach for LLC Converters, PCIM Europe digital days 2021, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 1-8, 2021.

