

Elektrikli Araçlarda Kullanılan Batarya Şarj Uygulamaları için Genetik Algoritma ile Geliştirilmiş Bir Rezonans Dönüştürücü Tasarımı

Birand ERDOĞAN^{1,a}, Adnan TAN^{2,b}, Mehmet TÜMAY^{2,c}

¹Adana Alparslan Türkeş Bilim ve Teknoloji Üniversitesi, Bilgisayar ve Bilişim Fakültesi, Yapay Zekâ Mühendisliği Bölümü, Adana

²Çukurova Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Adana

^aORCID: 0000-0003-0784-7776; ^bORCID: 0000-0002-5227-2556; ^cORCID: 0000-0002-6055-3761

Makale Bilgileri

Geliş : 18.04.2024

Kabul : 23.12.2024

DOI: 10.21605/cukurovaumfd.1606465

Sorumlu Yazar

Birand ERDOĞAN

berdogan@atu.edu.tr

Anahtar Kelimeler

Batarya şarj cihazları

LLC rezonans dönüştürücüler

Optimizasyon

Yüksek verimlilik

Genetik algoritma

Atf şekli: ERDOĞAN, B., TAN, A., TÜMAY, M., (2024). Elektrikli Araçlarda Kullanılan Batarya Şarj Uygulamaları için Genetik Algoritma ile Geliştirilmiş Bir Rezonans Dönüştürücü Tasarımı. Çukurova Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi Dergisi, 39(4), 1129-1142.

ÖZ

Bu makale, genetik algoritma kullanarak LLC rezonans dönüştürücülerin optimizasyonu üzerine kapsamlı bir çalışmayı sunmaktadır. L_r , L_m ve C_r rezonans parametrelerinin hassas bir şekilde ayarlanması yüksek güç dönüşüm verimliliği elde etmek için hayati önem taşırken, LLC rezonans dönüştürücülerin etkinliği de büyük ölçüde bu sürece bağlıdır. Dönüştürücünün karmaşık ve doğrusal olmayan işleyişi nedeniyle, geleneksel tasarım teknikleri bu parametreleri optimize etmekte sıklıkla başarısız olur. Bu çalışmada bu zorluğun üstesinden gelmek için, dönüştürücünün etkinliğini en üst düzeye çıkaran ideal çözümlerin arayışında parametre uzayını akıllıca araştıran genetik algoritmalar temelli bir optimizasyon stratejisi uygulanmıştır. Süreç, optimizasyon sorununun formülasyonunu, genetik algoritmanın uygulanmasını ve benzetim sonuçlarının incelenmesini içermektedir. Benzetim sonuçları göstermiştir ki toplamda bu adımlar, optimize edilmiş tasarımların geleneksel seçeneklerden daha üstün olduğunu göstermektedir. Benzetim sonuçlarına göre, sistem verimliliği %96,1 olarak elde edilmiştir. Sonuçlar, genetik algoritmaların LLC rezonans dönüştürücü performansını büyük ölçüde iyileştirebileceğini ve güç elektroniği tasarımcıları için güçlü araçlar sağladığını göstermektedir. Bu araştırmanın, güvenilir ve etkili güç dönüşümü gerektiren çeşitli endüstri uygulamalarında kullanım bulabilecek daha dayanıklı ve verimli güç sistemlerinin oluşturulması için etkileri vardır.

Genetic Algorithm Enhanced Resonant Converter Design for Battery Charging Applications in Electric Vehicles

Article Info

Received : 18.04.2024

Accepted : 23.12.2024

DOI: 10.21605/cukurovaumfd.1606465

Corresponding Author

Birand ERDOĞAN

berdogan@atu.edu.tr

Keywords

Battery chargers

LLC resonance converters

Optimization

High efficiency

Genetic algorithm

How to cite: ERDOĞAN, B., TAN, A., TÜMAY, M., (2024). Elektrikli Araçlarda Kullanılan Batarya Şarj Uygulamaları için Genetik Algoritma ile Geliştirilmiş Bir Rezonans Dönüştürücü Tasarımı. Çukurova Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi Dergisi, 39(4), 1129-1142.

ABSTRACT

This paper presents a comprehensive study on the optimization of LLC resonant converters using genetic algorithm. Precise adjustment of L_r , L_m , and C_r resonant parameters is crucial for achieving high power conversion efficiency, while the effectiveness of LLC resonant converters is greatly dependent on this process. Due to the complex and nonlinear operation of the converter, traditional design techniques often fail to optimize these parameters. To overcome this challenge, an optimization strategy based on genetic algorithms, which intelligently explores the parameter space in search of ideal solutions maximizing the converter's efficiency, has been applied. The process involves formulating the optimization problem, implementing the genetic algorithm, and examining the simulation results. Overall, these steps demonstrate that optimized designs outperform traditional options. According to the simulation results, the system efficiency was achieved as 96.1%. The results indicate that genetic algorithms can significantly enhance the performance of LLC resonant converters and provide powerful tools for power electronics designers. The implications of this research extend to the creation of more durable and efficient power systems that can find applications in various industries requiring reliable and effective power conversion.

1. GİRİŞ

Elektrikli araçlar (EA), içten yanmalı motorlu araçlar tarafından oluşturulan sera gazlarının etkilerine alternatif bir çözüm sunmaktadır. Düşük yakıt maliyeti, yüksek performans ve sessiz çalışma gibi özellikleri ile EA'lara olan ilgi her geçen gün artmaktadır. Bunun yanı sıra, elektrikli araçlar daha düşük işletme maliyetleri, daha az bakım gereksinimi gibi avantajlar da sunmaktadır. Bu avantajlar, elektrikli araçların hem çevresel hem de ekonomik açıdan üstünlüğünü daha da pekiştirmektedir [1-3]. Yüksek enerji yoğunluğu, uzun döngü ömrü ve yüksek gerilim avantajlarından dolayı, elektrikli araçlarda depolama teknolojisi olarak lityum iyon bataryalar kullanılmaktadır [4-7]. Literatürde lityum iyon batarya performansından daha fazla yararlanabilmek adına batarya şarj cihazı uygulamaları üzerine çeşitli çalışmalar yapılmış ve batarya şarj cihazları, EA'ların talebi karşılama konusunda önemli bir rol oynamaktadır [8-11]. Batarya şarj cihazları AA-DA ve DA-DA aşamalarından oluşmaktadır [12-14]. İlk aşama güç faktörü düzeltme için kullanılırken, ikinci aşama şarj gerilimini kontrol etmek için kullanılmakta ve bu aşama için yüksek verimlilik ve yüksek güç yoğunluğuna sahip LLC rezonans dönüştürücüler güncel uygulamalarda tercih edilmektedir [15-17]. LLC devresi, yumuşak anahtarlama teknolojisine sahiptir ve bu özellik, birincil tarafta sıfır gerilim anahtarlama (SGA) ve ikincil tarafta sıfır akım anahtarlama (SAA) tekniklerinin uygulanmasıyla yüksek verimlilik sağlamaktadır [18-20]. Ayrıca, ayarlanabilir gerilim kazancı ile geniş çıkış gerilim aralığı sağlanabilir. Yukarıda tanımlanan özellikler, lityum iyon batarya şarj için uygundur [21-23]. Batarya şarj uygulamalarında (BŞU) verimliliği artırmak için modifiye edilmiş topolojiler ve kontrol stratejisi uygulayan farklı makaleler bulunsun da rezonans tankın tasarım optimizasyonu üzerine çok fazla araştırma bulunmamaktadır [24-27]. Yıllar içinde, LLC rezonans dönüştürücüler birçok uygulamada kullanılmıştır. Bazı araştırmalarda, ikincil taraftaki kayıplar azaltmak için senkron düzelticiler kullanılmış [28-30] ve bazı yayınlarda dijital olarak kontrol edilen LLC dönüştürücüler üzerine araştırmalar yapılmıştır [31-33]. Ancak, pek çok uygulama sabit bir çıkış gerilimi için tasarlanmıştır ve bu uygulamalar batarya şarj cihazları için uygun değildir çünkü batarya şarj-deşarj işlemi için geniş bir çıkış gerilim aralığı gereklidir. Bir dönüştürücü tasarlarken, verimlilik bazlı optimizasyon yöntemleri de göz önünde bulundurulmalıdır. [34] ve [35]'te kullanılan optimizasyon yöntemleri, temel harmonik yaklaşımı yerine kesin analizi tercih ettiklerinden BŞU için uygun değildir. Geniş çıkış aralığı için optimizasyon yöntemleri [36] ve [37]'de sunulmuştur. Ancak, rezonans tankın tasarım optimizasyonu tek bir verimlilik noktasına dayandığından, LLC dönüştürücüsünü tasarlamak için daha iyi bir yol olacaktır. Ek olarak, BŞU için yüksek verimlilikte bir LLC dönüştürücü tasarlandığında, sabit akım (SA)/sabit gerilim (SG) şarj algoritmaları dikkate alınmalıdır çünkü batarya şarj ünitelerinde (BŞU) çıkış gerilimi değişkenlik gösterir; bu nedenle, çıkış gerilim aralığının maksimum ve minimum değerlerle sınırlanması gerekmektedir. LLC dönüştürücü için zaman ağırlıklı ortalama verimlilik (ZAOV) [38]'de tasarlanmış ve [38], BŞU için ideal bir çözüm sağlamaktadır. Özetle, bu çalışmada LLC dönüştürücülerinin BŞU'larda farklı şarj durumlarına (SOC) göre değişen gerilim ve dönüşüm verimliliği koşullarında, yeni tanımlanan ZAOV endeksi ile yüksek verimlilik elde etmek için dönüştürücü parametreleri nasıl optimize edilebilir sorusuna cevap aranmaktadır.

Geleneksel sabit güçlü uygulamalarıyla karşılaştırıldığında, batarya gerilimi ve akımı şarj profillerine bağlı olarak doğrusal olmayan bir şekilde değişir. Bu durum, pil şarj cihazının optimal tasarımını daha zor ve karmaşık hale getirir. Bu makalede, sistem verimliliği için tepe gerilim kazancını, geniş çıkış aralığı ile kapalı döngü frekans kontrolünü ve ZAOV'yi dikkate alarak BŞU için geliştirilmiş bir LLC dönüştürücü tasarlanmış olup bu tasarım üzerinde iyileştirmeler yapılmıştır. Bu çalışma beş bölüme ayrılmıştır. İlk bölümde, LLC dönüştürücüler üzerine literatür çalışmaları bahsedilmiştir. İkinci bölümde, dönüştürücünün topolojisi ve işletim modları açıklanmıştır. Üçüncü bölümde, kayıp analizi, tasarım optimizasyonu ve kontrol şeması verilmiştir. Dördüncü bölümde, uygulanan kontrol algoritması için benzetim sonuçları sunulmuştur. Son bölüm, makalenin sonuç yorumlarını sunmaktadır.

2. LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Bu çalışmada yüksek güç değerleri nedeniyle, tam köprü rezonans LLC dönüştürücü topolojisi BŞU için seçilmiştir. Şekil 1'de genel topoloji gösterilmiş olup V_m sistem giriş gerilimidir. T_1 - T_4 , birincil MOSFET'lerdir ve T_1 , T_4 & T_2 , T_3 ile ilişkilendirilmiştir. Her grup %50 doluluk oranı ile etkinleştirilir. L_r , C_r ve L_m rezonans tankı elemanlarıdır (sırasıyla rezonans indüktörü, rezonans kapasitörü ve mıknatıslama indüktörü). Transformatörün dönüştürme oranı n olarak belirtilmiştir. D_1 - D_4 çıkış doğrultucu diyotlarıdır. C_o ve R_o sırasıyla çıkış kapasitörü ve çıkış yük direncidir. Bu makalede, dönüştürücünün analizi için birinci

harmonik yaklaşımı yöntemi kullanılmış ve rezonans tankının kazanç transfer fonksiyonu sistemin AA eşdeğer devresinden elde edilmiştir. AA eşdeğer devre Şekil 2'de verilmiştir [39]. R_{ac} , yansıtılmış yük direncinin eşdeğeri olup Eşitlik 1'de verilmiştir [21,40].

Normalize edilmiş anahtarlama frekansı, rezonans frekans, ikinci rezonans frekans ve anahtarlama frekansı sırasıyla f_n , f_r , f_{r2} ve f_s olarak belirtilmiştir. Rezonans tank kazancı K olarak ifade edilir. Manyetize edici indüktör ile rezonans indüktörün oranı h olarak belirtilir. Q , yük akımına bağlı olan kalite faktörüdür. Rezonans tank kazancının transfer fonksiyonu ve gerekli parametre tanımları aşağıda verilmiştir [39].

Ayrıca, f_{r2} ve normalize edilmiş giriş empedansı sırasıyla yüksüz çalışma ve yumuşak anahtarlama alanı için belirlenmelidir. Bu parametreler aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$R_{ac} = \frac{8n^2 R_o}{\pi^2} \quad (1)$$

$$K(Q, h, f_n) = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{1}{\sqrt{[1 + \frac{1}{h}(1 - \frac{1}{f_n^2})]^2 + [Q(\frac{f_n}{f_n^2})]^2}} \quad (2)$$

$$\text{Gerilim Dönüşüm Oranı: } K = \frac{nV_o}{v_{in}} \quad (3)$$

$$\text{Rezonans Frekansı: } f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} \quad (4)$$

$$\text{Endüktans Oranı: } h = \frac{l_m}{L_r} \quad (5)$$

$$\text{Karakteristik Empedans: } Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6)$$

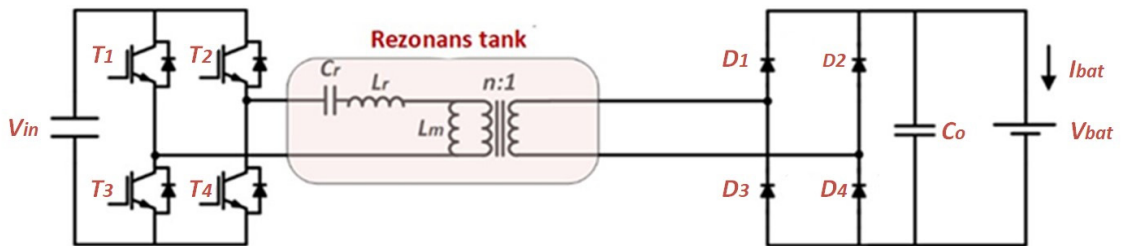
$$\text{Kalite Faktörü: } Q = \frac{Z_o}{R_{ac}} \quad (7)$$

$$\text{Ters Endüktans Oranı: } l = \frac{l_r}{L_m} \quad (8)$$

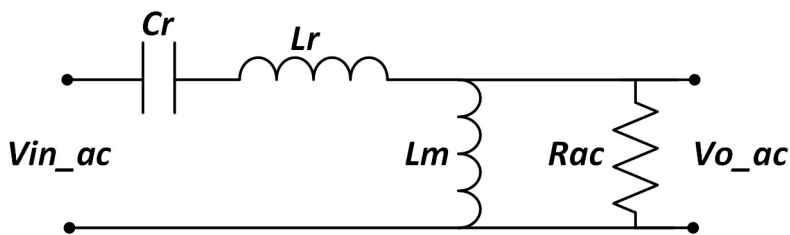
$$\text{Normalize Edilmiş Frekans: } f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (9)$$

$$Z_n(f_n, l, Q) = \frac{Z_{in}(f_n, l, Q)}{Z_o} j \left(\frac{f_n l}{l^2 + f_n^2 Q^2} - \frac{1 - f_n^2}{f_n^2} \right) + \frac{f_n Q}{l^2 + f_n^2 Q^2} \quad (10)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r(L_r + l_m)}} = f_r \sqrt{\frac{l}{1 + l}} \quad (11)$$

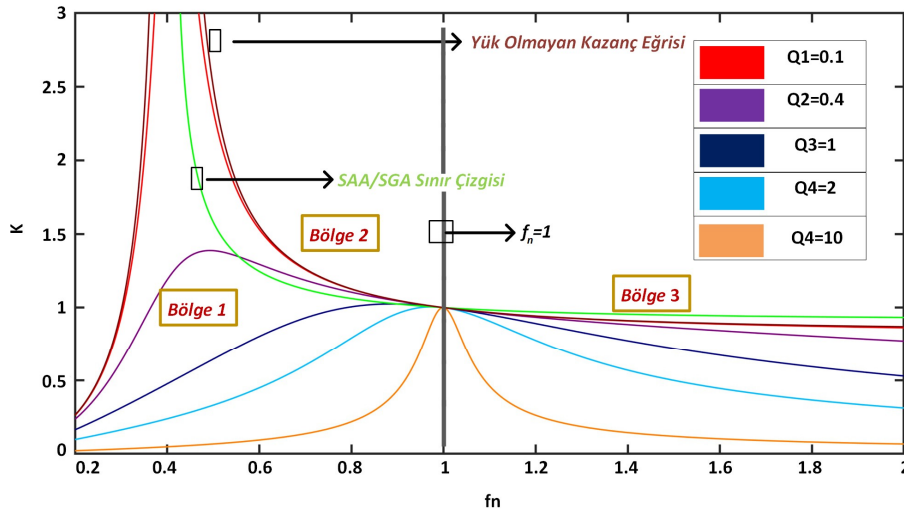


Şekil 1. LLC Dönüştürücü topolojisi



Şekil 2. Eşdeğer rezonans devresi

Farklı yük koşullarında K 'nın f_n üzerindeki değişimi $h=6$ iken Şekil 3'te gösterilmiştir. f_s 'nin f_r 'ye eşit olduğunda tüm eğrilerin birim kazançta sahip olduğu görülmektedir. Şekildeki bir diğer önemli nokta, f_n seçildiğinde, kalite faktörü azaldığında rezonans tankın tepe kazancının arttığıdır. Anahtarlama kayıplarını azaltmak için yumuşak anahtarlama tercih edilmektedir. Bu yüzden birincil anahtarlar için SGA ve ikincil doğrultucular için SAA işletiminin belirlenmesi gereklidir. Bu nedenle, rezonans tank parametrelerini seçerken, SGA (birincil taraf için) ve SAA (ikincil taraf için) koşullarında çalışmak için frekans aralığı, V_{in}/V_o ilişkisi, Kalite faktörü ve h oranı gibi parametreleri belirlemek önemlidir. Şekilden de görüldüğü üzere, üç çalışma alanı bulunmaktadır. Bölge 1, sınır çizgisinin sol tarafını temsil eder ve birincil anahtarlarında SAA gerçekleşir. Bölge 2, normalize edilmiş frekans çizgisi ile sınır çizgisi arasındaki alanı temsil eder. Bu bölgede, birincil anahtarlar için SGA ve doğrultucu diyotu için SAA gerçekleşir. Bölge 3, normalize edilmiş frekans çizgisinin sağ tarafını temsil eder ve birincil anahtarlarında SGA gerçekleşir. Bu nedenle, tasarlanan sistem yüksek verimlilik için bölge 2 ve bölge 3'te işletilmelidir.



Şekil 3. DA-DA dönüştürücünün gerilim kazanç eğrisi

Şekil 1'de verilmiş olan LLC rezonans dönüştürücü çalışma prensibi P, N ve 0 olmak üzere üç aşamada incelenebilir.

Aşama P: Bu aşamada T_1 , T_4 , D_1 ve D_4 iletim durumdadır. Manyetize edici endüktans, nV_o tarafından sınırlanır; burada V_o çıkış gerilimi ve n transformatörün dönüşüm oranıdır. Bu aşamadaki diferansiyel ifadeler Eşitlik 12-14'te sunulmuştur [15].

$$V_{in} - nV_{out} = V_c + L_r \frac{di_{rP}}{dt} \quad (12)$$

$$i_{rP} = C_r \frac{dv_{cP}}{dt} \quad (13)$$

$$L_m \frac{di_{mP}}{dt} = nV_{out} \quad (14)$$

$$\theta = 2\pi f_r t \quad (15)$$

Eşitlik 12-14'ün çözülmesi sonucunda elde edilen rezonans tank parametrelerinin gereken gerilim ve akım değerleri Eşitlik 16-18'de sunulmuştur [15].

$$V_{cPn}(\theta) = \left[V_{cPn}(0) + 1 - \frac{1}{K} \right] \cos(\theta) + i_{rPn}(0) \sin(\theta) - 1 + \frac{1}{K} \quad (16)$$

$$i_{rPn}(\theta) = \left[-V_{cPn}(0) - 1 + \frac{1}{K} \right] \sin(\theta) + i_{rPn}(0) \cos(\theta) \quad (17)$$

$$i_{mPn}(\theta) = \left[I_{mPn} + \frac{\theta}{h} \right] \quad (18)$$

Aşama N: Birincil tarafta, T_1 ve T_4 'ün ters-paralel diyotları iletimdedir. kincil tarafta D_2 ve D_3 iletimdedir. L_m , $-nV_o$ tarafından sınırlanır. Rezonans tank parametrelerinin gerilim ve akım değerlerine ilişkin diferansiyel denklemler bu aşamada aynı olup Eşitlik 19-21'de sunulmuştur [15].

$$V_{cNn}(\theta) = \left[V_{cNn}(0) - 1 - \frac{1}{K} \right] \cos(\theta) + i_{rNn}(0) \sin(\theta) + 1 + \frac{1}{K} \quad (19)$$

$$i_{rNn}(\theta) = \left[-V_{cNn}(0) + 1 + \frac{1}{K} \right] \sin(\theta) + i_{rNn}(0) \cos(\theta) \quad (20)$$

$$i_{mNn}(\theta) = \left[I_{mNn} - \frac{\theta}{h} \right] \quad (21)$$

Aşama 0: Bu aşamada, T_3 ve T_4 iletim durumdadır. İkincil taraftaki tüm anahtarlar kapalıdır. V_{in} 'den aktarılan enerji rezonans tankta depolanır. Rezonans tank parametrelerinin gerilim ve akım değerlerine ilişkin diferansiyel ifadeler Eşitlik 22-24'de verilmiştir [15].

$$i_{rOn}(\theta) = i_{mOn}(\theta) = \left(V_{cOn}(0) + \frac{1}{K} \right) \sin\left(\frac{\theta}{\sqrt{h+1}}\right) + i_{rOn}(0) \cos\left(\frac{\theta}{\sqrt{h+1}}\right) \quad (22)$$

$$V_{cOn}(\theta) = \left(V_{cOn}(0) - \frac{1}{K} \right) \cos\left(\frac{\theta}{\sqrt{h+1}}\right) + \frac{i_{cOn}(0)}{\sqrt{h+1}} \sin\left(\frac{\theta}{\sqrt{h+1}}\right) + \frac{1}{K} \quad (23)$$

$$V_{mOn}(\theta) = -\frac{h(V_{cOn}(\theta) - \frac{1}{K})}{h+1} \quad (24)$$

Son olarak $f_s = f_r$ olduğunda, dönüştürücü P modunda çalışır ve güç kaybı hesaplaması için gerekli akım denklemleri aşağıda gösterilmiştir [41].

$$I_{r,p} = -\frac{\sqrt{4\pi^2 P_O^2 L_m^2 f_{r1}^2 + V_{in}^4}}{4V_{in} L_m f_r} \quad (25)$$

$$I_{r,rms} = \frac{\sqrt{4\pi^2 P_O^2 L_m^2 f_{r1}^2 + V_{in}^4}}{4\sqrt{2} V_{in} L_m f_{r1}} \quad (26)$$

$$I_{s,rms} = \frac{V_{in} \sqrt{5\pi^2 N^4 R^2 - 48N^4 R^2 + 12\pi^4 L_m^2 f_r^2}}{4\sqrt{6} L_m f_r R^2 N} \quad (27)$$

R yük eşdeğer direncini, $I_{r,p}$ tepe rezonans akımını, $I_{r,rms}$ primer rms akımını ve $I_{s,rms}$ sekonder rms akımını temsil etmektedir. Dönüştürücünün yük koşullarına, gerilim kazancına ve sistemin frekansına bağlı olarak farklı işletim modları bulunmaktadır. İşletim modları (P, PO, PON, PN, NP), yukarıda tanımlanan üç aşamaya dayanmaktadır.

P modu: f_s, f_r 'ye eşit olduğunda, rezonans LLC dönüştürücü P modunda çalışır. Rezonans akım ir olarak belirtilmiş ve sinüsoidal bir dalga formuna sahiptir. Birincil anahtarlar SGA'da çalışırken, ikincil anahtarlar SAA'da çalışmaktadır [36].

PO modu: Anahtarlama frekansı rezonans frekansının altında ve hafif yük altında, dönüştürücü PO modunda çalışabilir. Rezonans dönüştürücü, zaman $0 < t \leq t_1$ aralığında iken P aşamasında çalışır. Benzer şekilde, rezonans dönüştürücü, zaman $t_1 \leq t \leq T_s/2$ aralığında iken O aşamasında çalışır. Bu modda dönüştürücü yumuşak anahtarlama yeteneğine sahiptir [36].

PON modu: Anahtarlama frekansı rezonans frekansının altında ve yük önceki moddan daha fazla olduğunda, rezonans dönüştürücü PON modunda çalışır. Rezonans dönüştürücü, zaman $0 < t \leq t_1$ ve $t_1 \leq t \leq t_2$ aralığında sırasıyla P ve O aşamasında çalışır. Benzer şekilde, rezonans dönüştürücü, zaman $t_2 \leq t \leq T_s/2$ aralığında N aşamasında çalışır. Bu modun dezavantajı, yumuşak anahtarlama yeteneğinin kaybolmasıdır [36].

PN modu: Anahtarlama frekansı rezonans frekansının altında ve yük PON modundan daha ağır olduğunda, rezonans dönüştürücü PN modunda çalışır. Rezonans dönüştürücü, zaman $0 < t \leq t_1$ aralığında iken P aşamasında çalışır. Benzer şekilde, rezonans dönüştürücü, zaman $t_1 \leq t \leq T_s/2$ aralığında iken N aşamasında çalışır. Bu modda da yumuşak anahtarlama özelliği kaybolur [36].

NP modu: Anahtarlama frekansı rezonans frekansının üstünde ve ağır yük koşulu olduğunda, rezonans dönüştürücü NP modunda çalışır. Rezonans dönüştürücü, zaman $0 < t \leq t_1$ aralığında N aşamasında çalışır. Benzer şekilde, rezonans dönüştürücü, zaman $t_1 \leq t \leq T_s/2$ aralığında P aşamasında çalışır. Bu modda dönüştürücü yumuşak anahtarlama yeteneğine sahiptir. Yukarıda bahsedilen işletim modlarını göz önünde bulundurarak, verimli bir rezonans transformatorü tasarlarken yumuşak anahtarlama koşulunu kaybetmemek gerekmektedir [36].

3. TASARIM SÜRECİ

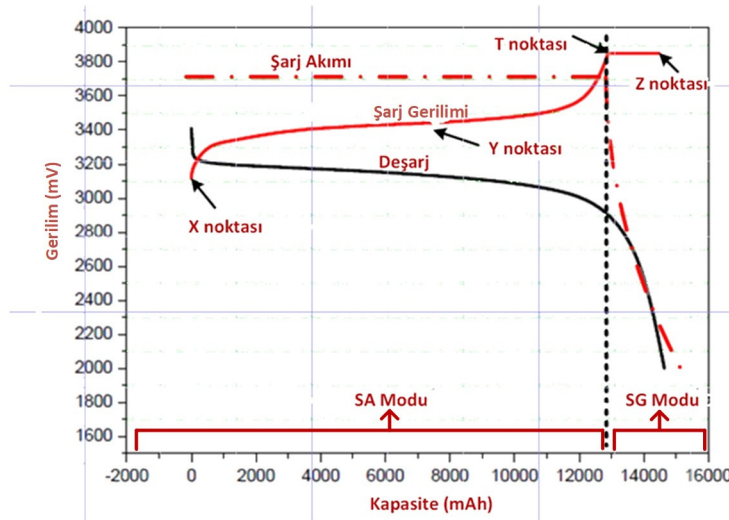
3.1. En Düşük ve En Yüksek Gerilim Kazancı Hesaplama

Dönüştürücüye en kötü durum koşulunda bile istenilen çıkış gerilimini verebilmek için, sistemdeki en düşük ve en yüksek kazançların belirlenmesi gerekmektedir. Verilen nominal V_o ve V_{in} değerlerine göre n seçilir. Çıkışın her zaman kontrol altında olduğundan emin olmak için minimum da gerilim kazancı M_{min} hesaplanmaktadır. Daha sonra verilen bir V_{in} ve V_o aralığı için rezonans tank parametreleri belirlenir ve en kötü durum koşulu (maksimum çıkış gerilimi-minimum giriş gerilimi oranı) için tepe kazanç hesaplanır. Minimum ve Maksimum gerilim kazançlarının gerçekleştiği f_s/f_r oranlarının belirlenmesi, önerilen tasarım sürecinde önemli bir aşamadır. Çünkü bu oranlar rezonans frekansının içinde değilse optimizasyon prosedürü en başa dönmektedir.

3.2. Zaman Ağırlıklı Ortalama Verimlilik

Yük direnci şarj süresiyle değiştiği için, şarj eğrisinde tek bir nokta seçmek söz konusu olduğunda, BŞU'da verimlilik optimizasyonu iyi bir yöntem değildir. Bu nedenle, Li-Ion batarya hücresi için ZAOV denklemi belirlenmiş ve önerilen optimizasyonun amacı bu denklemi maksimize etmektir. Wanxiang Electric Vehicle tarafından sağlanan Batarya Hücresi Şarj Eğrisi Şekil 4'te gösterilmektedir [38]. SA-SG şarj eğrileri kırmızı çizgilerle gösterilmiştir. Dört nokta seçilmiş ve batarya gerilimi, akımı ve kapasitesinin aralığı Tablo 1'de verilmiştir. ZAOV denklemi Tablo 1'den elde edilmiştir (ZAOV'nin hesaplanması hakkında daha fazla detay için referans 38'e bakılabilir). E_x, E_y, E_t, E_z sırasıyla X, Y, T ve Z noktasının ZAOV denklem katsayılarıdır (bkz. Eşitlik 24). BŞU'larındaki gerilim ve akımın değişkenliği nedeniyle, optimizasyon için ZAOV denklemi tercih edilir.

$$ZAOV = 0.033E_x + 0.767E_y + 0.126E_t + 0.074E_z \quad (28)$$



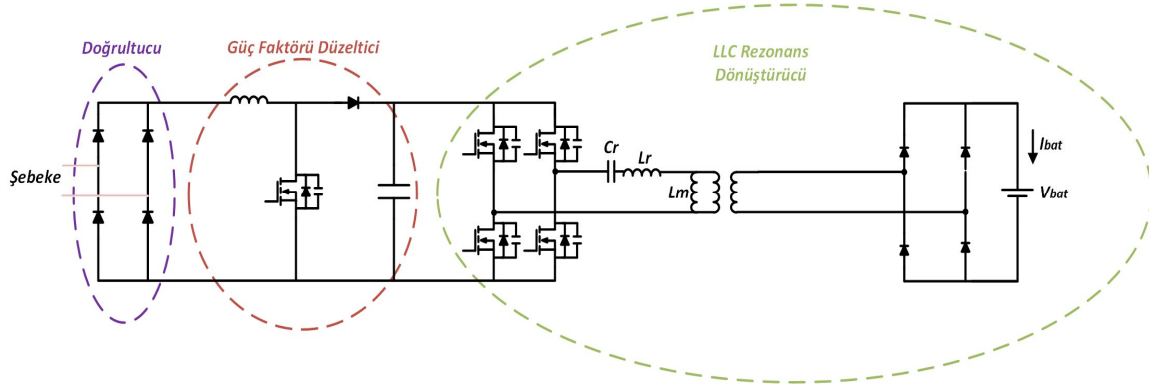
Şekil. 4. Bataryanın şarj profili

Çizelge 1. Zaov'un hücre özellikleri

Örneklemeler	Aralık	Akım (A)	Gerilim (V)	Kapasite (Ah)	Ağırlık katsayısı
X	3.1 V ~ 3.3V 15A	15	3.1	1	0.033
Y	3.3 V ~ 3.5V 15A	15	3.4	10	0.767
T	3.5 V ~ 3.85V 15A	15	3.85	2	0.126
Z	3.85 V 0.45~15A	3	3.85	2	0.074
TOPLAM	-	-	-	15	1

3.3. Güç Kaybı Analizi

Elektrikli araçlarda kullanılan batarya şarj cihazının genel şeması Şekil 5'te gösterilmektedir [41]. Şekilden de görüldüğü üzere, ilk aşamada güç faktörü düzeltilmiş AA-DA dönüştürücü kullanılmaktadır. İlk aşama, AA gerilimini DA gerilime dönüştürmek ve güç faktörünü düzeltmek için kullanılır. Bu nedenle, bu aşamada herhangi bir optimizasyon prosedürüne ihtiyaç yoktur. Dört adet MOSFET, rezonans dönüştürücünün birincil tarafı için bağlanmıştır. Rezonans tank için kare dalga giriş gerilimi sağlanmaktadır. MOSFET'ler %50 görev döngüsünde kontrol edilir (ölü zaman ihmal edilir). İkincil taraf için diyot doğrultucusu kullanılmaktadır. Tam köprü rezonans dönüştürücünün optimizasyonunu tasarlarken, güç kayıplarının genellikle 4 parçadan kaynaklandığı önemlidir. Bunlar, birincil taraf iletken kayıpları anahtar kayıpları, ikincil taraf iletken kayıpları ve transformatör kayıplarıdır. [36].



Şekil 5. Şarj cihazının genel şeması

3.4. Mod Çözücü

Mod çözücü, rezonans dönüştürücünün farklı durumlarda işletim modunu belirlemek için kullanılır. Rezonans dönüştürücünün verimliliğini optimize etmek için, mod çözücüye ihtiyaç vardır. Bunun nedeni ise lityum iyonu şarj eğrisinin dört noktasında farklı işletim modlarının bulunmasıdır. Mod çözücü, rezonans dönüştürücünün işletim modlarını, yük koşullarına, gerilim kazancına ve sistemin frekansına dayanarak hesaplamak için f_s , V_{in} ve V_o gibi giriş değişkenlerini alır [34]. Mod çözücünün yardımıyla, akım ve gerilim dalga formları belirlenir. Daha sonra, bu dalga formları ile güç kaybı analizi yapılır.

$$P_{p,con} = I_{r,rms}^2 (r_{Lr} + r_{t,p} + 2r_{ds,on}) \quad (29)$$

$$P_{s,loss} = 4f_s I_{turnoff} V_{in} t_{fall} \quad (30)$$

$$P_{s,con} = I_{r,rms}^2 r_{t,s} + I_{s,rms} V_F \quad (31)$$

$$P_{Fe} = f_s^\alpha V_{core} k_{core} B_{max}^\beta \quad (32)$$

P_{p_con} birincil taraf iletken kaybını temsil eder. Benzer şekilde, P_{s_con} ikincil taraf iletken kaybını temsil eder. $I_{turnoff}$ MOSFET'lerin kapanma akımını, V_F ikincil taraftaki doğrultucu diyotların gerilim düşüşünü, t_{fall} ise MOSFET'in kapanma süresini temsil etmektedir. Benzer şekilde r_{Lr} ve $r_{ds,on}$ ise sırasıyla rezonans indüktörünün sargılarının eşdeğer seri dirençlerini ve MOSFET direncini temsil etmektedir. V_{core} çekirdeğin hacmidir. K_{core} , α ve β manyetik çekirdeklerin boyutlarıyla ilgili üç parametredir. Bu parametreler üreticilerin veri sayfalarından elde edilebilmektedir. Anahtar kaybı P_{s_loss} olarak temsil edilir ve manyetik kayıp P_{t_mag} olarak temsil edilir. Ancak Matlab/Simulink genel bir güç kaybı analizi için kullanılır. Makalede deneysel bir prosedür olmadığından manyetik kayıp analizi dikkate alınmamış ve optimize edilmemiştir.

3.5. Genetik Algoritma

Genetik algoritmalar (GA'lar), zorlu optimizasyon sorunlarını çözmek için doğal seçimi taklit eden bir algoritma türüdür. GA'lar, bir optimizasyon problemine uygun çözüm popülasyonu oluşturarak ve bu popülasyonu nesiller boyunca adım adım geliştirerek çalışır. Bu süreç, genetik ve doğal seçim kavramlarına dayanmaktadır. Her bir çözüm genellikle bir kromozom olarak adlandırılır, verilen sorun için ne kadar uygun olduğunu belirleyen bir uygunluk fonksiyonuna göre değerlendirilir. Çaprazlama ve mutasyon süreçleri aracılığıyla popülasyona çeşitlilik ve yeni özellikler getirilerek, en umut verici çözümler daha sonra üreme için seçilir. Algoritma, ideal veya tatmin edici bir sonuç bulana kadar bu seçim ve üreme döngüsünü sürdürür. Genetik algoritmalar (GA'lar), olasılığa dayalı geçişler kullanarak geniş bir çözüm alanını keşfedebildikleri için, geleneksel optimizasyon tekniklerinin ele alması zor olan çok boyutlu, karmaşık ve doğrusal olmayan arama alanlarında son derece sağlam ve kullanışlıdır.

Optimum Tasarım

Bu makalenin amacı, belirli bir uygulama için yüksek verimlilik sağlayacak bir rezonans dönüştürücü tasarlamak ve bu amaçla dört noktadaki verimlilik değerlerine ilişkin ZAOV denklemini optimize etmektir. Optimizasyon parametreleri L_r , C_r ve L_m 'dir. Rezonans dönüştürücü davranışları, bu üç rezonans tank parametresi tarafından belirlenir. Optimizasyon prosedürü tek bir amaç fonksiyonuna ve fiziksel kısıtlamalarla sınırlı çoklu değışkene sahiptir. L_r , C_r ve L_m gibi rezonans tank parametreleri, BŞU'lara dayalı olarak dönüştürücü maliyeti ve ağırlığı ile sınırlıdır. Yüksek verimlilik için küçük L_r , büyük L_m ve C_r gibi tank parametreleri seçilmelidir. Ancak, bu parametreler genellikle deneysel prosedürde f_s , M ve maksimum kapasitör gerilimi ile sınırlıdır. Bu makalede deneysel bir sonuç bulunmamakla birlikte, bu kısıtlamaları dikkate alarak uygulanabilir olması için bir optimizasyon çalışması yapılmıştır ve benzetim sonuçları deneysel çalışmanın uygulanabileceğini doğrulamaktadır. Yüksek F_s , güç yoğunluğunu artırabilirken sistem verimliliğini azaltabilir. Makalede sistem için F_r , yumuşak anahtarlama elde etmek için minimum ve maksimum frekans arasında ayarlanmıştır. Ayrıca, sistem, belirli bir giriş gerilimi aralığı için gereksinim duyulan çıkış gerilimi aralığını sağlayacak şekilde tasarlanmalıdır; zira çıkış gerilimi uygulamalarda değışkenlik göstermekte ve bu nedenle çıkış gerilim aralığı, maksimum ve minimum değerlerle sınırlanmalıdır. Maksimum ve minimum çıkış gerilimleri sırasıyla V_{o_max} ve V_{o_min} olarak belirtilir. Sistemin üst kazancı tam yük altında V_{o_max} ile sınırlıdır. Benzer şekilde, sistemin alt kazancı V_{o_min} ile sınırlıdır. Amaç fonksiyonu ve tüm kısıtlamalar aşağıdaki gibi özetlenmiştir.

Amaç:

$$\max(0.033Ex+0.767Ey+0.126Et+0.074Ez) \quad (33)$$

Sınırlamalar:

$$L_{rmin} < L_r < L_{rmax} \quad (34)$$

$$C_{rmin} < C_r < C_{rmax} \quad (35)$$

$$L_{mmin} < L_m < L_{mmax} \quad (36)$$

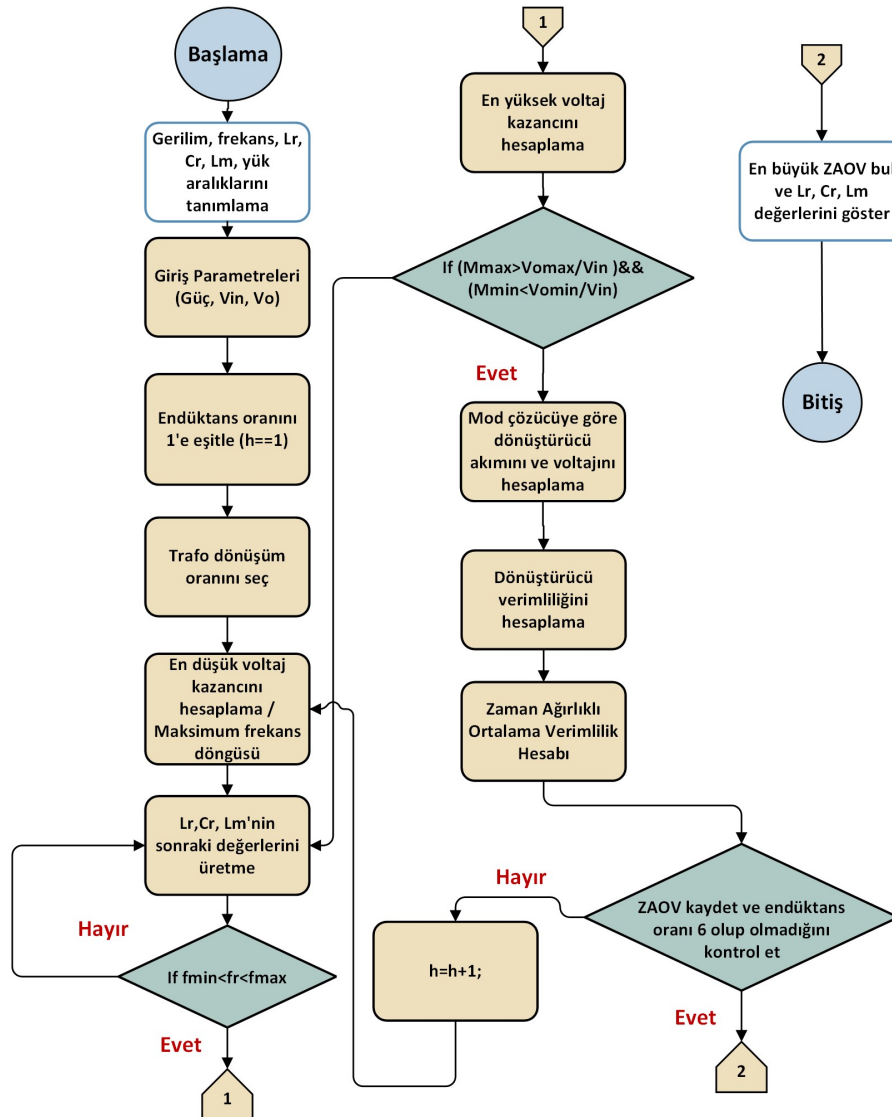
$$f_{min} < f < f_{max} \quad (37)$$

$$f_{min} < f_r < f_{max} \quad (38)$$

$$M_{min} < V_{o\ min} / V_i \quad (39)$$

$$M_{max} > V_{o\ max} / V_i \quad (40)$$

Genetik algoritma, indüktans oranını adım adım artırarak rezonans tank parametrelerini optimize etmek için kullanılmıştır. Verilen nominal V_o ve V_{in} değerlerine göre n seçilir. Çıkışın her zaman kontrol altında olduğundan emin olmak için minimum da gerilim kazancı M_{min} hesaplanmalıdır. Böylece maksimum çalışma frekansı da hesaplanmış olur. Genetik algoritma, rezonans tankı parametrelerinin kısıtlama aralığı dahilinde L_r , C_r ve L_m 'yi belirler. Tank parametreleri belirlendikten sonra rezonans frekansının $f_{s\ max}$ ile $f_{s\ min}$ arasında olup olmadığı kontrol edilir. Rezonans frekansı bu aralıkta ise M_{max} hesaplanır ve üst kazanç ve alt kazanç denklemleri kontrol edilir (Eşitlik 33-36). Bu aşamada, belirlenen parametreler alt ve üst sınırlar içinde ise, mod çözücü, dönüştürücünün batarya şarj profili içinde gösterilen 4 noktadaki modlarını belirler ve bu 4 noktadaki akım ve gerilim dalga formlarını hesaplar. Dört şarj noktasının verimliliği hesaplanır ve sistemin genel verimliliğini hesaplamak için ZAOV'ye aktarılır. Genetik algoritma optimizasyonu, tüm olası senaryolar arasında maksimum ZAOV'yi bulana kadar indüktans oranını artırarak rezonans tank parametrelerinin tasarımına devam eder. Daha iyi bir tasarım optimizasyonunu anlamak için, optimizasyon prosedürünün akış diyagramı Şekil 6'da gösterilmiştir. Ayrıca, amaç fonksiyonu ve kısıtlamalar Çizelge 2'de detaylı olarak verilmiştir.



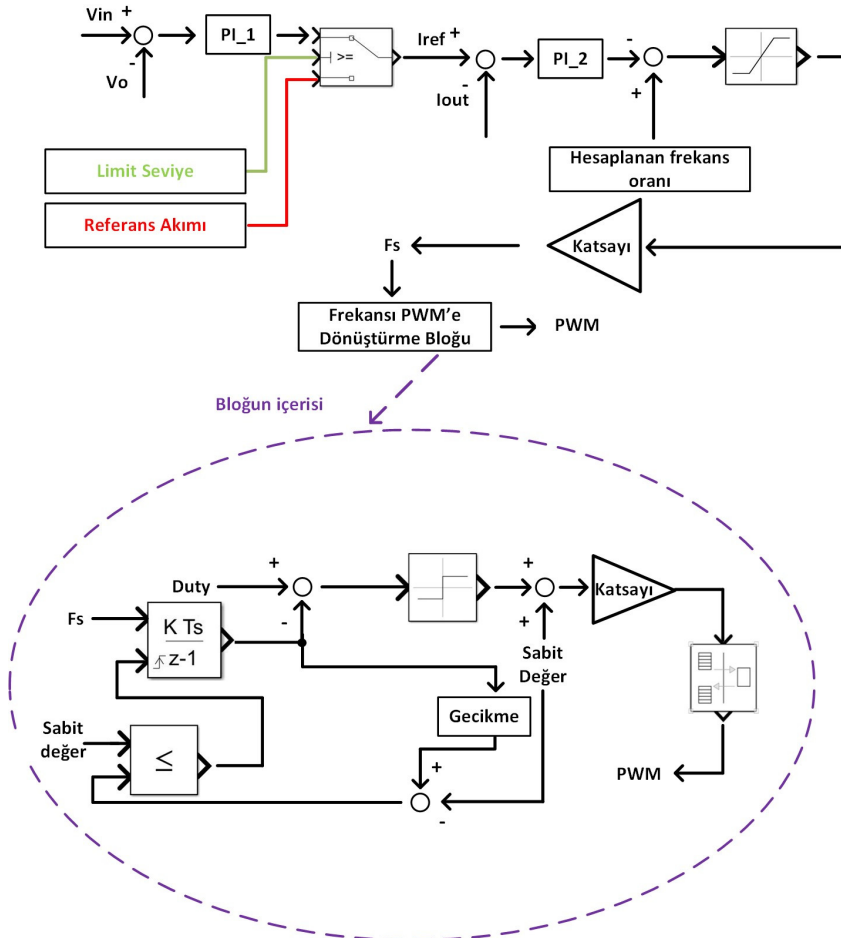
Şekil 6. Optimizasyon yönteminin akış şeması

Çizelge 2. GA Optimizasyonu Parametreleri

Amaç:	$\max (0.033Ex+0.767Ey +0.126Et+0.074Ez)$	
Değişkenler:	Alt sınır	Üst sınır
Giriş gerilimi (V)	550	650
Çıkış gerilimi (V)	85	115
Çıkış akımı (A)	0	120
Frekans (kHz)	20	200
Rezonans indüktör (μ H)	10	100
Rezonans kapasitör (nF)	50	150
Manyetik indüktör (μ H)	20	120

3.6. Kontrol Şeması

BŞU'larda SA-SG şarj algoritmaları için iç akım kontrol döngüsü ve dış gerilim kontrol döngüsünden oluşan kademeli döngü kontrol şeması tasarlanmıştır. Bu kademeli kontrol şeması Şekil 7'de blok diyagram olarak gösterilmiştir. İç ve dış döngüler için K_p ve K_i parametreleri Matlab/Simulink doğrusallaştırma (lineerleştirme) araç kutularından optimize edilir ve f_n, f_{max} sırasıyla normalleştirilmiş frekans ve maksimum normalleştirilmiş frekanstr. İç döngü, batarya gerilimi belirlenen limit seviyenin altında olduğunda SA şarjı için tasarlanmıştır ve aktive edilir. Benzer şekilde, dış döngü, batarya gerilimi belirlenen limit seviyenin üstünde olduğunda SG şarjı için tasarlanmıştır ve aktive edilir. Referans gerilimi ve referans akımı sırasıyla V_{ref} ve I_{ref} olarak gösterilir. SA şarj işlemi sırasında (anahtar kapalı), I_{ref} ile I_o arasındaki fark bir sinyal oluşturur ve bir doluluk oranı D oluşturmak için P_{L2} denetleyicisine girer. P_{L2} denetleyicisinden gelen sinyal, gerekli anahtarlama frekansını oluşturmak için üst/alt sınırlara sahip doygunluk bloğuna girer. SG şarj işlemi sırasında (anahtar açık), V_{ref} ile çıkış gerilimi arasındaki fark bir sinyal oluşturur ve iç döngüde kullanılmak üzere P_{L1} denetleyicisine girer. Geri kalan işlem, SA'dakiyle aynıdır.



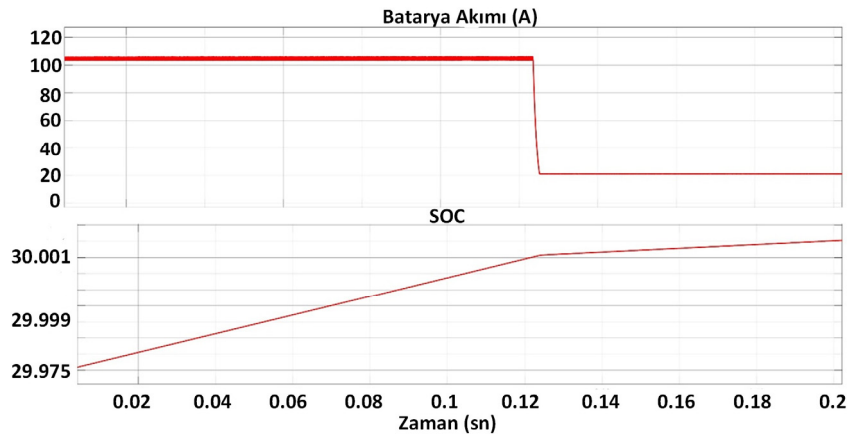
Şekil. 7. LLC dönüştürücü kontrol sistemi blok şeması

4. BENZETİM SONUÇLAR

Önerilen optimize edilmiş rezonans tank parametreleri ile batarya şarj cihazlarının performansı test edilmiştir. BŞU için iyileştirilmiş rezonans dönüştürücü bir durum çalışması ile araştırılmıştır. Durum çalışması için benzetim çalışmasında kullanılan batarya tipi lityum iyon bataryadır. Bu durumda, her biri 29 seri batarya hücresi içeren yedi paralel batarya paketinden oluşan büyük bir lityum iyon batarya paketi (90 V ~ 110 V / 0 A ~ 105 A) kullanılmıştır. Optimizasyon yönteminin performansını araştırırken sınırlamalara özenle dikkat edilmiştir (rezonans tank parametrelerinin tüm alt ve üst sınırları, giriş ve çıkış gerilim aralıkları vb). Performans sonuçları için optimizasyon yöntemi benzetim modelinin tasarım parametreleri Tablo 3'te verilmiştir. Büyük batarya paketi, 7 paralel paketten (her biri 29 hücre içeren) oluştuğundan, 90V/105A, 100V/105A, 110V/105A ve 110V/21A, şekil 4'te gösterilen dört noktayı temsil eder. Rezonans tank parametrelerinin optimize edilmesi sırasında, sistem en kötü koşullarda bile çalışabilir olmalıdır. Bunu yapabilmek için, dört nokta dikkatlice incelenmelidir. Rezonans tank parametrelerinin optimizasyon sonucu, işletme koşulları ve sistem verimliliği Tablo 3'te özetlenmiş olup genel verimlilik %96,91 seviyesindedir. Tablodan da görüldüğü üzere ağırlık katsayısı en yüksek Y bölgesinde olduğundan bu bölgede sistem rezonans frekansında (100 kHz) çalışmaktadır. Şekil 8'de ise kademeli kontrol şemasının doğru çalıştığı gösterilmiştir. Bu şekilde başlangıçta batarya paketi sabit akım olan 105 amper ile şarj edilmekteyken sonradan 21 amper ile şarj edilmiştir. Tüm bu esnada ise batarya paketinin şarj olduğu SOC değerinden görülmektedir. MATLAB/SIMULINK'te tasarlanan benzetim sisteminde verimlilik hesabında manyetik kayıplar ve anahtarlama kayıpları gibi birtakım kayıplar tam olarak yapılamadığından genel sistem PLECS benzetim programında yeniden yapılmıştır. PLECS'te simüle edilen benzetim sonuçlarının kayıp analizine göre, önerilen yöntemin ayrı ayrı 4 bölgedeki durum sonuçları Tablo 4'te gösterilmiştir. Ayrıca anahtarlama kayıpları, MOSFET ve diyotlardaki iletim kayıpları bu durum sonuçlarında detaylı olarak gösterilmiştir. Sonuç olarak sistem ilk önce MATLAB/SIMULINK ortamında tasarlanıp kontrolcüsünün çalıştığı, giriş/çıkış değerleri gibi birçok parametrenin doğrulandığı ve sistemin doğru çalıştığı kontrol edildikten sonra verimlilik hesabı yapabilmek için sistem PLECS ortamında da denenmiştir.

Çizelge 3. GA optimizasyon sonuçları

Parametre	Sembol	Değer
Rezonans kapasitör	C_r	127 nF
Rezonans indüktör	L_r	20 μ H
Manyetik indüktör	L_m	120 μ H
Çalışma durumu	Verimlilik	Ağırlık
90V/105A	95.20%	0.033
100V/105A	97.37%	0.767
110V/105A	96.34%	0.126
110V/21A	93.91%	0.074
ZAOV	96.91%	1



Şekil 8. Batarya akımı ve SOC değeri

Çizelge 4. Benzetim durum sonuçları

Kayıpların genel görünümü				
Anahtarlama kayıpları	İletim kayıpları	Diyot İletimi	Toplam Kayıp	Verimlilik
266.70 W	56.48 W	153.10 W	476.28 W	95.20 %
109.24 W	43.39 W	130.87 W	283.50 W	97.37 %
212.72 W	58.52 W	166.51 W	437.75 W	96.34 %
92.65 W	15.92 W	41.12 W	149.69 W	93.91 %
MOSFET kayıplarının detaylandırılması				
Açma kayıpları	Kesim kayıpları	İletim kayıpları	Geri besleme kayıpları	Diyot iletimi (MOSFET)
0 W	266.70 W	21.58 W	0.55 W	34.35 W
0 W	109.24 W	26.82 W	0.42 W	16.15 W
0 W	212.72 W	27.62 W	0.62 W	30.28 W
0 W	92.65 W	5.10 W	0.14 W	10.68 W

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Özetle, genetik algoritmanın LLC rezonans dönüştürücü optimizasyonunda kullanılması, güç elektroniği alanında dikkate değer bir gelişme olarak ortaya çıkmıştır. Geleneksel tasarımlardan daha yüksek verimlilik ve daha iyi performans sağlayan bir sistem tasarlamak için LLC rezonans dönüştürücüdeki L_r , L_m ve C_r parametrelerini optimize etmek gerekmektedir. Teorik tahminlere dayalı verimlilik hesabı benzetim bulgularıyla doğrulanmaktadır. Dolayısıyla bu teknik, karmaşık mühendislik problemlerinin çözümünde evrimsel algoritmaların potansiyelini vurgulamakta ve güç dönüştürücü tasarımında daha akıllı ve otomatikleştirilmiş tasarım metodolojileri ileriye yönelik yeni olanaklar sunmaktadır. Kısacası yapılan optimizasyon çalışması ile geleneksel yöntemlere göre verimlilik artışı, geniş çalışma aralığı ve daha iyi performansa sahip olma gibi üstünlükler vurgulanmaktadır. Bu çalışma sadece akademik ilgiyle sınırlı kalmayıp, gerçek dünya uygulamalarıyla da uyumlu olması için tasarımda kısıtlanan limitler mantıklı seçilmiştir. Sonuç olarak BŞU'larında daha güçlü, daha güvenilir güç sistemlerinin oluşturulması için bir yol haritası sunulmaktadır.

6. KAYNAKLAR

1. Ding, X., Wang, Z., Zhang L., Wang, C., 2020. Longitudinal vehicle speed estimation for four wheel-independently-actuated electric vehicles based on multi-sensor fusion. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 69(11), 12797-12806.
2. Wang, B., Dehghanian, P., Wang, S., Mitolo, M., 2019. Electrical safety considerations in large-scale electric vehicle charging stations. IEEE Transactions on Industry Applications, 55(6), 6603-6612.
3. Habib, S., Khan, M., Abbas, F., Saqib, M., Saleem, A., 2020. Contemporary trends in power electronics converters for charging solutions of electric vehicles. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 6(4), 911-929.
4. Yilmaz, M., Philip, T.K., 2013. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(5), 2151-2169.
5. Kim J.S., Choe G.Y., Jung H.M., Lee, B.K., Cho, Y.J., Han K.B., 2010. Design and implementation of a high-efficiency onboard battery charger for electric vehicles with frequency control strategy. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 1-6.
6. Hannan M.A., Hoque, M.M., Hussain, A., Yusof, Y., Ker, P.J., 2018. State-of-the-art and energy management system of lithium-ion batteries in electric vehicle applications: issues and recommendations. IEEE Access, 6, 19362-19378.
7. Wu, J., Zhang, C., Chen, Z., 2016. An online method for lithium-ion battery remaining useful life estimation using importance sampling and neural networks. Appl. Energy, 173, 134-140.
8. Sack, T.T., Tice J.C., Reynolds R., 2001. Segmented battery charger for high energy 28 V lithium-ion battery. Sixteenth Annual Battery Conference on Applications and Advances. Proceedings of the Conference (Cat. No.01TH8533), Long Beach, CA, USA, 157-159.

9. Farah, F., Alaoui, M.E., El Khadiri, K., Qjidaa, H., 2018. New analog li-ion battery charger using pulsed charging method. 6th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), Rabat, 1-4.
10. Guo, Z., Huang, S., Tsai, T., 2019. A current-mode control li-ion battery charger with trickle-current mode and built-in aging detection. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Sapporo, 1-4.
11. Tseng, S.-., Shih, T.-., Fan, S.-., Chang, G.-., 2009. Design and implementation of lithium-ion/lithium-polymer battery charger with impedance compensation. International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Taipei, 866-870.
12. Musavi, F., Cracium, M., Gautam, D.S., Eberle, W., Dunford, W.G., 2013. An LLC resonant DC-DC converter for wide output voltage range battery charging applications. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(12), 5437-5445.
13. Gu, B., Lin, C.-Y., Chen, B.-F., Dominic, J., Lai, J.-S. (Jason), 2013. Zero-voltage-switching PWM resonant full-bridge converter with minimized circulating losses and minimal voltage stresses of bridge rectifiers for electric vehicle battery chargers. IEEE Transactions on Power Electronics 28(10), 4657-4667.
14. Deng, J., Li, S., Hu, S., Mi, C. C., Ma, R., 2014. Design methodology of LLC resonant converters for electric vehicle battery chargers. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 63(4).
15. Karimi, S., Tahami, F., 2019. A comprehensive time-domain-based optimization of a high-frequency LLC-based li-ion battery charger. 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), Shiraz, 415-420.
16. Cho, I.-H., Kim, Y.-D., Moon, G.-W., 2014. A half-bridge LLC resonant converter adopting boost PWM control scheme for hold-up state operation. IEEE Transactions on Power Electronics 29(2), 841-850.
17. Hu, S., Deng, J., Mi, C., Zhang, M., 2013. LLC resonant converters for PHEV battery chargers. Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, 3051-3054.
18. Li, Y., Shao, S., Chen, H., Zhang, J., Sheng, K., 2020. High-gain high-efficiency IPOS LLC converter with coupled transformer and current sharing capability. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 5(1), 63-73.
19. Zeng, J., Zhang, G., Yu, S.S., Zhang, B., Zhang, Y., 2020. LLC resonant converter topologies and industrial applications - A review. Chinese Journal of Electrical Engineering 6(3), 73-84.
20. Deng, J., Li, S., Hu, S., Mi, C.C., Ma, R., 2014. Design methodology of LLC resonant converters for electric vehicle battery chargers. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 63(4), 1581-1592.
21. Beiranvand, R., Rashidian, B., Zolghadri, M.R., Mohammad, S., 2012. A design procedure for optimizing the LLC resonant converter as a wide output range voltage source. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(8), 3749-3763.
22. Hu, H., Fang, X., Chen, F., Shen, Z.J., Batarseh, I., 2013. A modified high-efficiency LLC converter with two transformers for wide input-voltage range applications. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(4), 1946-1960.
23. Lee, I.-O., Moon, G.-W., 2012. Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high and wide input voltage applications. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(6), 2966-2979.
24. Lee, J.Y., Chae, H.J., 2014. 6.6-kW onboard charger design using DCM PFC converter with harmonic modulation technique and two-stage DC/DC converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics 61(3), 1243-1252.
25. Gu, D.J., Zhang, Z., Wu, Y., Wang, D., Gui, H., Wang, L., 2016. High-efficiency LLC DCX battery chargers with sinusoidal power decoupling control. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 1-7.
26. Haga, H., Kurokawa, F., 2017. Modulation method of a full-bridge three-level LLC resonant converter for battery charger of electrical vehicles. IEEE Transactions on Power Electronics 32(4), 2498-2507.
27. Han, H.G., Choi, Y.J., Choi, S.Y., Kim, R.Y., 2016. A high efficiency LLC resonant converter with wide ranged output voltage using adaptive turn ratio scheme for a Li-ion battery charger. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 1-6.
28. Kim, J.-W., Moon, G.-W., 2014. A new LLC series resonant converter with a narrow switching frequency variation and reduced conduction losses. IEEE Transactions on Power Electronics 29(8), 4278-4287.

29. Zhou, X., Sheng, B., Liu, W., Chen, Y., Yurek, A., Liu, Y.-F., Fellow, S.L., 2019. Analysis and design of SR driver circuit for LLC DC-DC converter under high load current application. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA, 1375-1381.
30. Wang, D., Liu, Y.-F., 2014. A zero-crossing noise filter for driving synchronous rectifiers of LLC resonant converter. IEEE Transactions on Power Electronics 29(4), 1953-1965.
31. Murata, K., Kurokawa, F., 2012. Digitally controlled LLC resonant converter using modified FIR filter. 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sapporo, 1-4.
32. Wang, F., McDonald, B.A., Langham, J., Fan, B., 2016. A novel adaptive synchronous rectification method for digitally controlled LLC converters. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, 334-338.
33. Cheng, Y., Chen, J., Liu, Y., Huang, K., Yang, Z., 2013. Design of a digitally controlled LLC resonant converter with synchronous rectification. 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), Tainan, 772-776.
34. Yu, R., Ho, G.K.Y., Pong, B.M.H., Ling, B.W.-K., Lam, J., 2012. Computer-aided design and optimization of high-efficiency LLC series resonant converter. IEEE Transactions on Power Electronics 27(7), 3243-3251.
35. Fang, X., Hu, H., Chen, F., Somani, U., Auadisiyan, E., Shen, J., Batarseh, I., 2013. Efficiency-oriented optimal design of the LLC resonant converter based on peak gain placement. IEEE Transactions on Power Electronics 28(5), 2285-2296.
36. Xu, H., Yin, Z., Zhao, Y., Huang, Y., 2017. Accurate design of high-efficiency LLC resonant converter with wide output voltage. IEEE Access 5, 26653-26665.
37. Beiranvand, R., Rashidian, B., Zolghadri, M.R., Alavi, S.M.H., 2012. A design procedure for optimizing the LLC resonant converter as a wide output range voltage source. IEEE Transactions on Power Electronics 27(8), 3749-3763.
38. Fang, Z., Cai, T., Duan, S., Chen, C., 2015. Optimal design methodology for LLC resonant converter in battery charging applications based on time-weighted average efficiency. IEEE Transactions on Power Electronics 30(10), 5469-5483.
39. Zhang, X., Wei, X., Wu, X., Yu, X., 2018. Design of a digitally controlled full-bridge LLC resonant converter. Proc. National Conference on Electrical and Electronics (NCCE), 165.
40. Wei, G., Hua, B., Szatmari-Voicu, G., Taylor, A., Patterson, J., Kane, J., 2012. A 10 kW 97% efficiency LLC resonant DC/DC converter with wide range of output voltage for the battery chargers in plug-in hybrid electric vehicles. Proc. IEEE ITC Expo, 1-4.
41. Musavi, F., Craciun, M., Gautam, D.S., Eberle, W., Dunford, W.G., 2013. An LLC resonant DC-DC converter for wide output voltage range battery charging applications. IEEE Transactions on Power Electronics 28(12), 5437-5445.