

2209-B
SANAYİYE YÖNELİK LİSANS ARAŞTIRMA PROJELERİ
DESTEKLEME PROGRAMI

SONUÇ RAPORU

PROJE BAŞLIĞI: Kesintisiz Güç Kaynakları Akü Şarj Uygulamaları için Yüksek Güç Verimli bir LLC Rezonanslı DA-DA Dönüştürücünün Tasarımı ve Akü Şarj-Deşarj Regresyon Modeli

PROJE YÜRÜTÜCÜSÜNÜN ADI: Turhan Can KARGIN

AKADEMİK DANIŞMANININ ADI: Doç. Dr. Savaş ŞAHİN

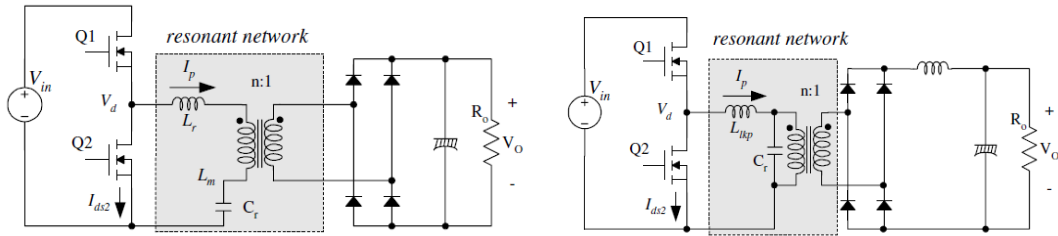
SANAYİ DANIŞMANININ ADI: Müh. Fırat DEVECİ

GENEL BİLGİLER

PROJENİN KONUSU	Kesintisiz Güç Kaynakları Akü Şarj Uygulamaları için Yüksek Güç Verimli bir LLC Rezonanslı DA-DA Dönüştürücünün Tasarımı ve Akü Şarj-Deşarj Regresyon Modeli
PROJE YÜRÜTÜCÜSÜNÜN ADI	Turhan Can KARGIN
DANIŞMANIN ADI	Doç. Dr. Savaş ŞAHİN
PROJE BAŞLANGIÇ VE BİTİŞ TARİHLERİ	01.10.2019 – 26.06.2020

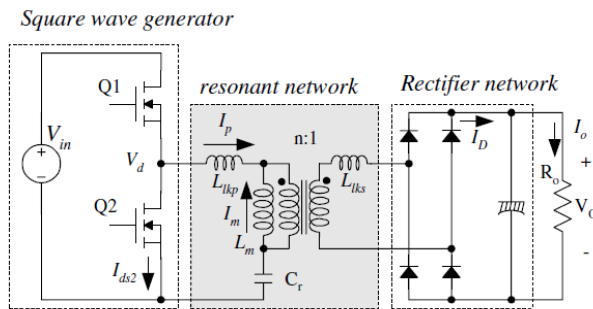
1. Giriş

Güç dönüştürücü tasarımlarında artan güç yoğunluğu ve düşük profiller için artan talep, tasarımcıları anahtarlama frekanslarını artırmaya zorladı. Daha yüksek frekanslarda çalışma, transformatörler ve filtreler gibi pasif bileşenlerin boyutunu önemli ölçüde azaltır. Ancak, anahtarlama kayıpları yüksek frekanslı çalışma için bir engel olmuştur. Yüksek frekanslı çalışmaya izin veren anahtarlama kayıplarını azaltmak için rezonans anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir. Bu teknikler gücü sinüzoidal bir şekilde işler ve anahtarlama cihazları yumuşak bir şekilde değiştirilir. Bu nedenle, anahtarlama kayıpları ve gürültü önemli ölçüde azaltılabilir. Geleneksel rezonans dönüştürücüler, rezonans ağı olarak kapasiteli seri bir indüktör kullanır [1]. Yük bağlantısı için iki temel konfigürasyon mümkündür. Bunlar seri bağlantı ve paralel bağlantılardır (Şekil 1.1).



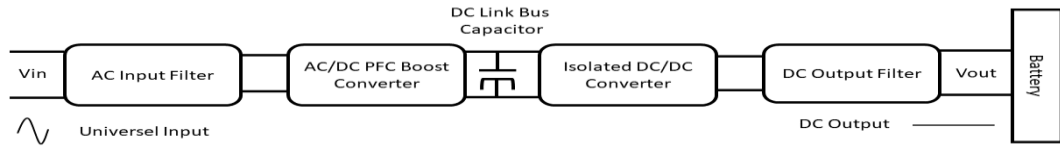
Şekil 1.1 Yarım köprü geleneksel seri ve paralel rezonans dönüştürücüler [1]

Bu iki farklı rezonans dönüştürücünün bazı sınırlamaları vardır. Doğrultucu yükü ağı, seri bağlantı için L-C rezonans ağı ile seri olarak yerleştirilir [2-4]. Bu konfigürasyondan görüldüğü gibi, rezonans ağı ve yük bir voltaj bölücü görevi görür. V_d sürüş voltajının frekansını değiştirerek, rezonans ağının empedansı değişir. Giriş voltajı bu empedans ve yansıyan yük arasında bölünecektir. Bir voltaj bölücü olduğundan, seri bağlantının DC kazancı her zaman 1'den düşüktür. Hafif yük koşulunda, yükün empedansı, rezonans ağının empedansına kıyasla çok büyük olacaktır; tüm giriş gerilimi yüke uygulanmış olur. Bu, hafif yükte çıkışın düzenlenmesini zorlaştırır. Teorik olarak, yükü yüksüz olarak düzenlemek için frekans sonsuz olmalıdır. Paralel rezonans dönüştürücü için doğrultucu yükü ağı, gösterildiği gibi rezonans kapasiteye paralel olarak yerleştirilir [5-7]. Yük rezonans ağına paralel bağlandığından, kaçınılmaz olarak büyük miktarda sirkülasyon akımı vardır. Bu, yüksek güçlü uygulamalarda paralel rezonans topolojilerinin uygulanmasını zorlaştırır. Bu nedenle, geleneksel rezonans dönüştürücülerin sınırlamalarını çözmek için indüktör-indüktör-kapasitör (LLC) rezonans dönüştürücüsü önerilmiştir (Şekil 1.2). LLC tipi rezonans dönüştürücünün geleneksel rezonans dönüştürücülere göre birçok avantajı vardır. İlk olarak, çıkışı geniş hat ve yük varyasyonları üzerinde nispeten küçük bir anahtarlama frekansı varyasyonu ile düzenleyebilir. İkincisi, tüm çalışma aralığında sıfır voltaj anahtarlama (ZVS) elde edebilir. Son olarak, ZVS'yi elde etmek için tüm yarı iletken cihazların birleşme kapasiteleri ve transformatörün kaçak endüktansı ve mıknatıslanma endüktansı dahil olmak üzere tüm temel parazit elemanları kullanılır.



Şekil 1.2 Yarım köprü LLC rezonans dönüştürücünün şeması [1]

Son zamanlarda, LLC rezonans dönüştürücü, geleneksel seri rezonans dönüştürücü ve paralel rezonans dönüştürücüye göre avantajları nedeniyle çok dikkat çekti: geniş yük ve giriş varyasyonunda dar frekans değişimi ve tüm yük aralığı için ZVS çalışması LLC tipi rezonans dönüştürücünün geleneksel rezonans dönüştürücülere göre birçok avantajı vardır. İlk olarak, çıkışı geniş hat ve yük varyasyonları üzerinde nispeten küçük bir anahtarlama frekansı varyasyonu ile düzenleyebilir. İkincisi, tüm çalışma aralığında ZVS elde edebilir. Son olarak, ZVS'yi elde etmek için tüm yarı iletken cihazların birleşme kapasiteleri ve transformatörün kaçak endüktansı ve mıknatıslanma endüktansı dahil olmak üzere tüm temel parazit elemanları kullanılır. Kesintisiz Güç Kaynağında kullanılan pil, düzgün ve hızlı şarj, yüksek güç yoğunluğu, yüksek verimlilik gibi özellikleri karşılayacak şekilde olmalıdır. Ayrıca, pil teknolojisi gelişiyor ve bu geçiş gerçekleştikçe, bu pillerin şarj edilmesi, sistemdeki yüksek voltaj ve akımlar ve gelişmiş şarj algoritmaları nedeniyle çok karmaşık hale geliyor [8]. En yaygın olarak kullanılan pil şarj mimarisi Şekil 1.3'te gösterilmektedir. Temel olarak PFC aşaması ve DA-DA dönüştürücü aşaması olmak üzere iki aşamadan oluşur. Güç faktörü düzeltme aşaması, takviye topolojisinin sürekli iletim modudur [9]. Bu çalışmada ana odak, çıkış akımını ve voltajını düzenleyerek akü şarj cihazında önemli bir rol oynayan DA-DA dönüştürücüsüdür.



Şekil 1.3 Evrensel akü şarj cihazının blok şeması

Bu çalışmada, yüksek verimliliğe dayanan kesintisiz güç kaynakları akü şarj uygulamaları için LLC rezonans dönüştürücüsünün optimal tasarım prosedürü ve akü şarj-deşarj regresyon modeli önerilmektedir. Tasarım prosedüründe 4x12V UPS aküsü kullanılmıştır. Bu nedenle, LLC rezonans dönüştürücü, akünün tipik şarj profiline göre farklı yük koşullarında geniş bir voltaj aralığında çıkış voltajını ayarlamalıdır. Tasarım prosedürü için LLC rezonans dönüştürücüsünün temel çalışma özellikleri tanımlanmış ve çalışma bölgeleri yüksek verimlilik açısından tartışılmıştır. LLC rezonans dönüştürücüsünün çalışma bölgeleri, geniş çıkış voltaj aralığını düzenlemek için tartışılmıştır. Bu nedenle, çalışmanın amacı 4 x 12V / 30Ah pilleri şarj etmek için 48V / 3.1A sabit çıkış değerlerine sahip bir LLC rezonans dönüştürücü tasarlamak ve üretmektir. Devre PSIM yazılımı kullanılarak benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. PCB tasarımı Eagle Autodesk programı tarafından gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, regresyon modellerinin akü elektrik enerjisi tüketimi, akü durumu ve sıcaklık verilerinin analiz edilebildiği makine öğrenme algoritmaları ile türetilerek şarj-deşarj modellerinin farklı koşullar altında bulunması ikincil çıktı olarak sunulmuştur.

2. Rapor dönemlerinde yapılan çalışmalar

2.1 Devre Tasarımı

Kesintisiz güç kaynakları akü şarj cihazı için tasarım olarak 148.8W / 48V çıkışlı bir DA-DA dönüştürücü seçilmiştir. Tasarım özellikleri aşağıdaki gibidir:

- Giriş gerilimi: 400Vdc (PFC aşamasının çıkışı)
- Çıkış değerleri: 48V/3.1A (148.8W)
- Bekleme süresi gereksinimi: 20ms (50Hz hat frekansı)
- PFC çıkış DA bara kapasitesi: 220 uF

[ADIM-1] Sistem teknik özelliklerinin tanımlanması:

İlk adım olarak, aşağıdaki özellik tanımlanmalıdır.

Tahmini verimlilik (E_{ff}): Verilen maksimum çıkış gücü ile maksimum giriş gücünü hesaplamak için güç dönüşüm verimliliği tahmin edilmelidir. Referans verisi mevcut değilse, düşük voltaj çıkışlı uygulamalar için $E_{ff} = 0.88 \sim 0.92$ kullanılır ve yüksek gerilim çıkışlı uygulamalar için $E_{ff} = 0.92 \sim 0.96$ kullanılır. Giriş gücü denklem 1'de verildiği gibidir.

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} \quad (\text{Denklem 1})$$

Giriş Gerilimi Aralığı (V_{in}^{min} and V_{in}^{max}): Sıklıkla, giriş geriliminin PFC'den sağlandığı varsayılır. Giriş voltajı PFC çıkışından beslendiğinde, minimum giriş voltajı bekleme süresi şartı dikkate alındığında minimum giriş gerilimi denklem 2'de verildiği gibidir.

$$V_{in}^{min} = \sqrt{V_{O.PFC}^2 - \frac{2P_{in}T_{THU}}{C_{DL}}} \quad (\text{Denklem 2})$$

VO.PFC nominal PFC çıkış gerilimidir. THU bekleme süresidir ve CDL ise DA bulk bara kondansatörüdür. Maksimum giriş gerilimi denklem 3'te verildiği gibidir.

$$V_{in}^{max} = V_{O.PFC} \quad (\text{Denklem 3})$$

[ADIM-2] Rezonans ağının maksimum ve minimum gerilim kazançlarının belirlenmesi:

LLC rezonans dönüştürücünün normal çalıştırmada anahtarlama değişimini en aza indirmek için rezonans frekansı (f_o) etrafında çalıştırılması sıklıkla başvuru bir durumdur. Giriş voltajı PFC çıkışından beslendiğinde, giriş voltajı normal çalışmada maksimum değere (nominal PFC çıkış gerilimi) sahiptir. Dönüştürücüyü maksimum giriş gerilimi koşulu için rezonans frekansında çalıştırmak için rezonans frekansında minimum kazanç olmalıdır. Rezonans frekansındaki kazanç, mıknatıslanma endüktansı ile birincil kaçak endüktansı arasındaki oranın bir fonksiyonudur ($k=L_m/L_{lkp}$). Bu nedenle, k değeri asgari kazancı elde etmek için seçilmelidir. Daha yüksek bir tepe kazancı küçük bir k değeri ile elde edilirken, çok küçük k değeri, düşük trafo bağlantısına ve verimliliğinin bozulmasına neden olur. Sıklıkla k değerinin 5 ~ 10 olarak ayarlanması tercih edilir. Bu da rezonans frekansında 1.1 ~ 1.2 civarı bir kazanç ile sonuçlanır. Seçilen k değeri ile, minimum gerilim kazancı maksimum giriş gerilimi denklem 4'te verildiği gibi elde edilir.

$$M^{min} = \frac{V_{RO}}{\frac{V_{in}^{max}}{2}} = \frac{L_m + L_{lkp}}{L_m} = \frac{k+1}{k} \quad (\text{Denklem 4})$$

Ardından, maksimum gerilim kazancı denklem 5'te verildiği gibidir.

$$M^{max} = \frac{V_{in}^{max}}{V_{in}^{min}} \cdot M^{min} \quad (\text{Denklem 5})$$

L_m ve L_{lkp} arasındaki oran (k) 9.4 olarak seçilmiştir.

[ADIM-3] Trafo sarım oranını belirleme ($n = N_p / N_s$):

Doğrultucu ağ için tam dalga köprü doğrultucu kullanıldığından, trafo sarım oranı denklem 6'da verildiği gibidir.

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{Max}}{2(V_o + 2V_f)} M^{min} \quad (\text{Denklem 6})$$

[ADIM-4] Eşdeğer yük direncinin hesaplanması (R_{ac}):

Denklem 6'dan elde edilen transformatör dönüş oranı ile, eşdeğer yük direnci denklem 7'de verildiği şekilde elde edilir.

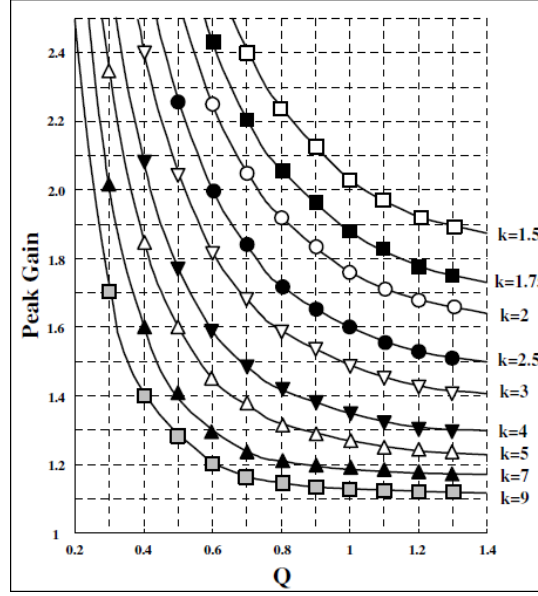
$$R_{ac} = \frac{8n^2 V_o^2}{\pi^2 P_o} E_{ff} \quad (\text{Denklem 7})$$

[ADIM-5] Rezonans ağını tasarımı:

İkinci adımda seçilen k değeri ile, Q değeri yeterli tepe noktası kazanımı sağlayan tepe kazanç eğrisinden (Şekil 2.1) düzgünce okunulmalıdır. 10 ~ 15% tepe kazancındaki pay normal bir durumdur. Ardından, rezonans parametreleri denklem 8'de verildiği gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} L_p &= L_m + L_{lkp} = (k + 1)L_{lkp} \\ L_r &= L_{lkp} + L_m / L_{lkp} = L_{lkp} \left(1 + \frac{k}{k + 1} \right) \\ C_r &= \frac{1}{2\pi Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} \\ L_r &= \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} \\ L_p &= \frac{(k+1)^2}{(2k+1)} L_r \end{aligned} \quad (\text{Denklem 8})$$

Minimum giriş gerilimi için maksimum gerilim kazancı 1.22'dir. % 10'luk marj ile 1,5'lik bir tepe kazancı gerekir. İkinci adımda k 9.4 olarak seçildi ve Q, tepe kazanç eğrilerinden 0.302 olarak elde edildi. Rezonans frekansını 110kHz olarak seçildi.



Şekil 2.1 Farklı k değerleri için Tepe Kazanç (Ulaşılabilir Maksimum Kazanç) vs. Q

[ADIM-6] Trafo tasarımı:

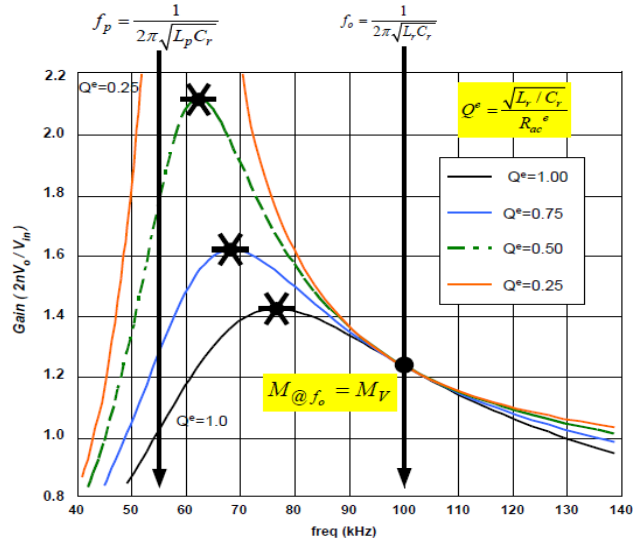
Transformatör tasarımı için en kötü durum minimum giriş gerilimi ve tam yük durumunda meydana gelen minimum anahtarlama frekansı koşuludur. Trafonun minimum birincil sarım sayısı denklem 9'de verildiği gibidir.

$$N_p^{min} = \frac{n(V_0 + 2V_f)}{2f_s^{min} \Delta B A_e} \quad (\text{Denklem 9})$$

A_e transformatör çekirdeğinin kesit alanıdır (m²) ve ΔB maksimum akı yoğunluğu salınımıdır (Tesla). Eğer referans verisi yok, $\Delta B = 0.25 \sim 0.30$ T kullanılır. Ardından, ikincil taraf için uygun sarım sayısını denklem 10'da verildiği şekilde seçmeliyiz.

$$N_p = n \cdot N_s > N_p^{min} \quad (\text{Denklem 10})$$

Transformatör için $A_e = 97,1$ mm² seçilir. Kazanç eğrisinden (Şekil 2.2) minimum anahtarlama frekansı 85kHz olarak elde edilir.



Şekil 2.2 LLC Rezonans dönüştürücünün tipik kazanç eğrileri

[ADIM-7] Rezonans kapasitesi seçimi:

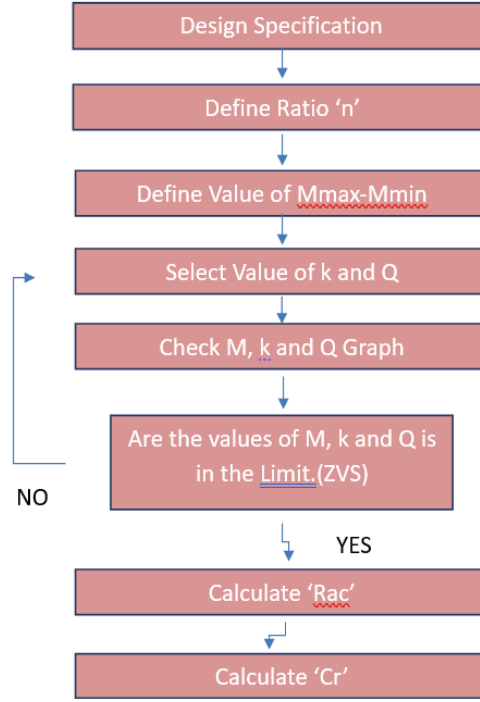
Rezonans kapasitörü seçerken, akım değeri dikkate alınmalıdır çünkü kapasitörden dikkate değer miktarda akım akar. RMS rezonans kapasitör akımı denklem 11’de verilmiştir.

$$I_{Cr}^{Rms} \cong \sqrt{\left[\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}n}\right]^2 + \left[\frac{n(V_o + 2 \cdot V_r)}{4\sqrt{2}f_o L_m}\right]^2} \quad (\text{Denklem 11})$$

Ardından rezonans kapasitörünün normal çalışma şartları altında maksimum gerilimi denklem 12’de verildiği gibidir.

$$V_{Cr}^{max} \cong \frac{V_{in}^{max}}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Cr}^{RMS}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \quad (\text{Denklem 12})$$

Tasarım prosedürü için Şekil 2.3'teki akış şeması diyagramı oluşturuldu ve Tablo 2.1'deki tasarım değerleri elde edildi.



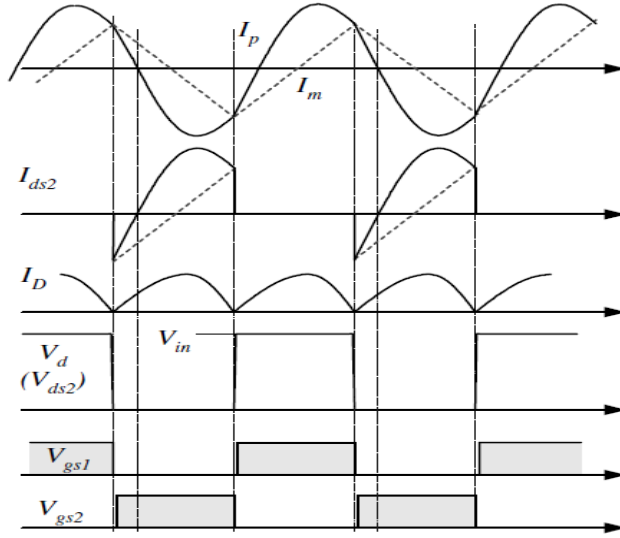
Şekil 2.3 Tasarım prosedürü için akış diyagramı

Tablo 2.1 Benzetim çalışmaları için kullanılacak değerler

Parameters	Values
E_{ff}	%96
P_{in}	155 W
P_{out}	148.8 W
n	4.375
R_{ac}	251.9 ohm
L_r	110 uH
L_{lkp}	57.78 uH
L_{lks}	2.879 uH
L_m	542.2177 uH
C_r	19.03 nF
L_p	600 uH
M_{min}	1.1066
M_{max}	1.22
$N_p : N_s$	36 : 8
$I_{rms_{cr}}$	1.044 A
$V_{max_{cr}}$	495 V
Q	0.302
k	9.4

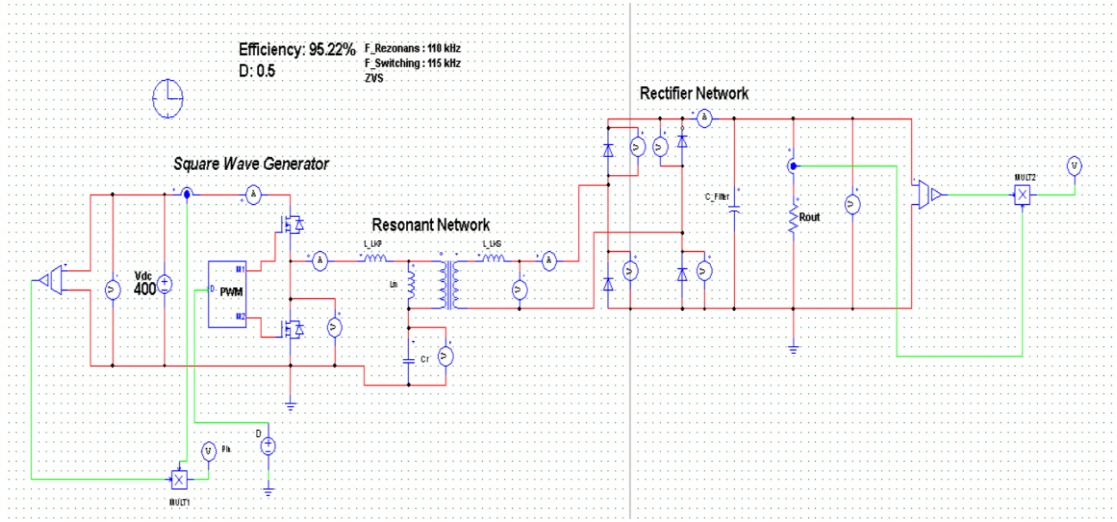
2.2 Benzetim Çalışmaları

Teorik sonuçlar bulduktan sonra, teorik sonuçları ve simülasyon sonuçlarını karşılaştırmak için dönüştürücünün benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. PSIM programında görülmesi gereken tipik dalga formları Şekil 2.4'te verilmiştir. I_p birincil kaçak endüktans akımıdır, I_m mıknatıslama akımı I_{ds2} ve V_{ds2} ikinci MOSFET akımı ve gerilimidir ve I_D doğrultucu tarafın akımıdır. Q1 ve Q2 anahtarları için, her bir anahtar %50 doluluk oranıyla sürülmelidir. Kare dalga üretici aşaması tam köprü veya yarım köprü tipi olarak inşa edilebilir. Bu çalışmada yarım köprü tipi olarak kullanılmıştır.

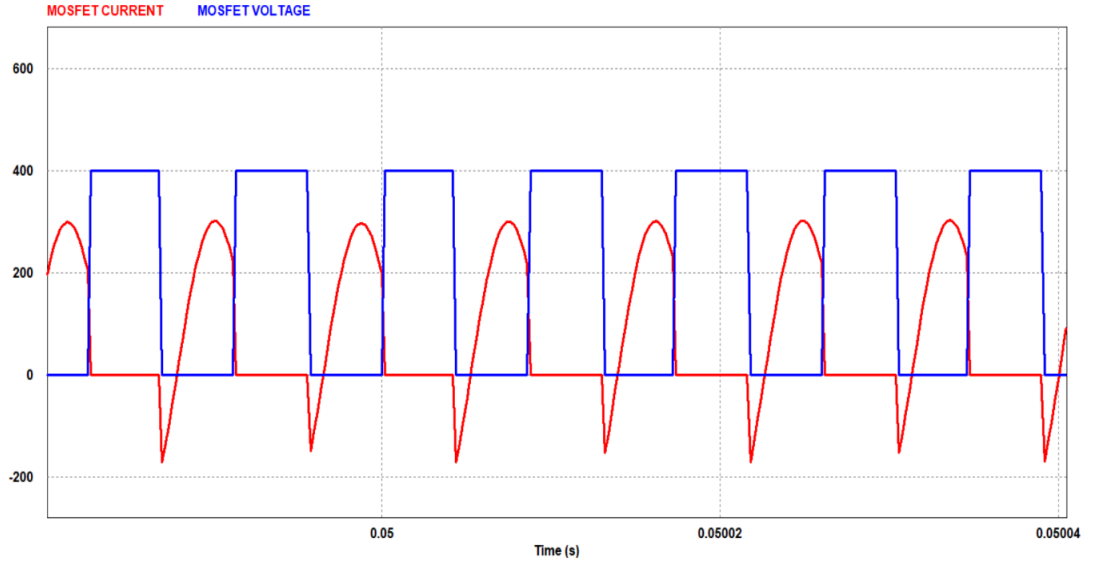


Şekil 2.4 Yarım köprü LLC rezonans dönüştürücünün tipik gerilim ve akım dalga formları

İlk olarak, LLC rezonans devresi PSIM yazılımı kullanılarak benzetim çalışmaları gerçekleştirildi (Şekil 2.5). Doluluk oranı 0,5 ve rezonans frekansı 110 kHz'dir. LLC rezonans dönüştürücüsünün ve gerekli çıktı değerlerinin optimum tasarımına ulaşmak için, anahtarlama frekansı, teorik hesaplamalara ve PSIM yazılımına dayanarak rezonans frekansının yukarısında olması gerektiği belirlenmiştir. Bu nedenle, anahtarlama frekansı 115kHz'dir. Elde edilen verimlilik %95,22'dir ve bu yumuşak anahtarlama başarıyla elde edilmiştir. MOSFET'in gerilimi ve akımı arasındaki kesişme alanı Şekil 2.6'da görüldüğü gibi çok azdır.

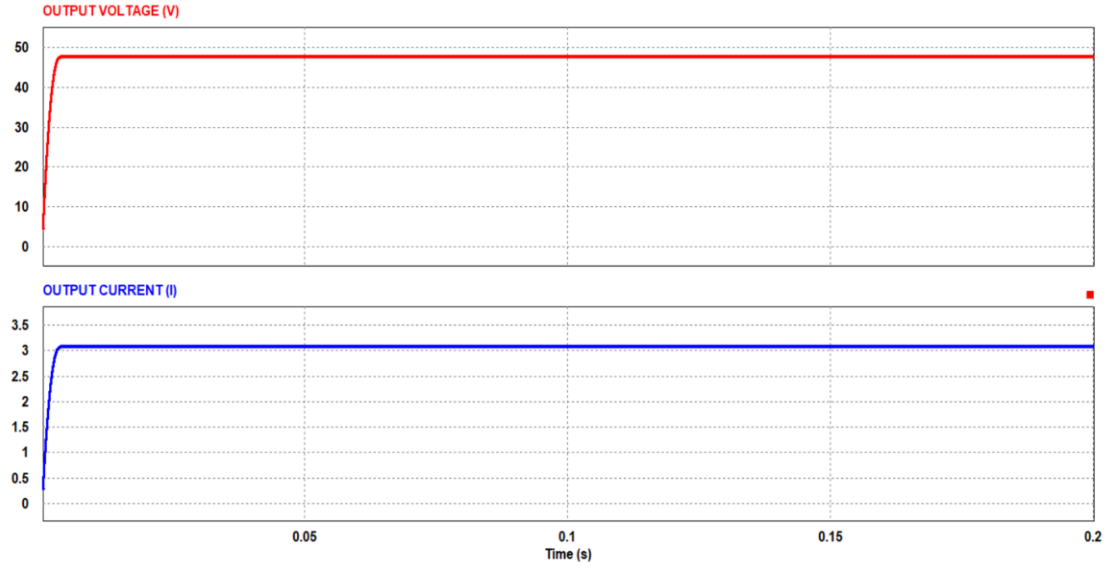


Şekil 2.5 LLC rezonans DC-DC dönüştürücünün PSIM tasarımı

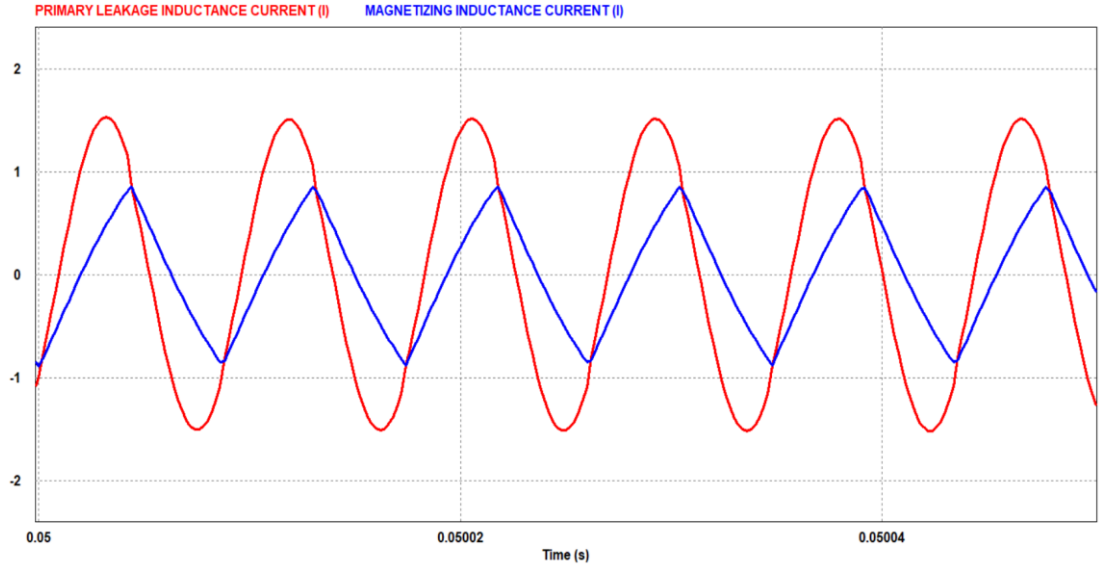


Şekil 2.6 Yumuşak anahtarlama sağlanan MOSFET gerilimi (mavi) ve akımı (kırmızı)

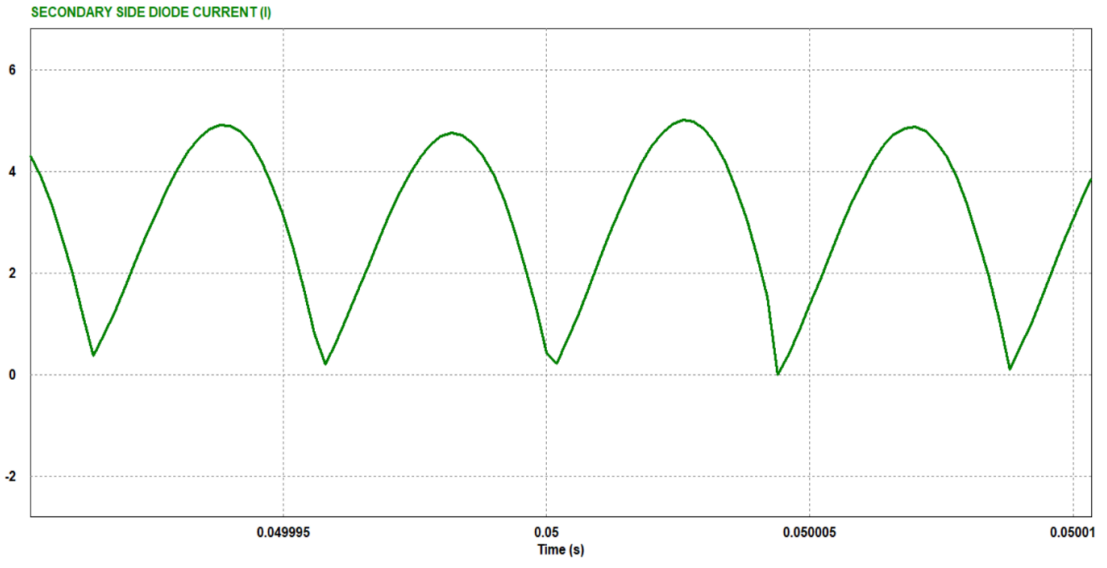
PSIM Simülasyonunun çıkış değerleri Şekil 2.7'de verildiği gibi elde edilmiştir. Çıkış gerilimi 47.67V ve çıkış akımı 3.07A'dır ve bu da gerekli değerlere çok yakındır. Ayrıca birincil kaçak endüktans akımı, mıknatıslanma akımı, doğrultucu yan akımı ve MOSFET'lerin gerilim dalga formları elde edilmiştir (Şekil 2.8, Şekil 2.9 ve Şekil 2.10). Simülasyon sonuçları bu tipik dalga formlarına benzemektedir.



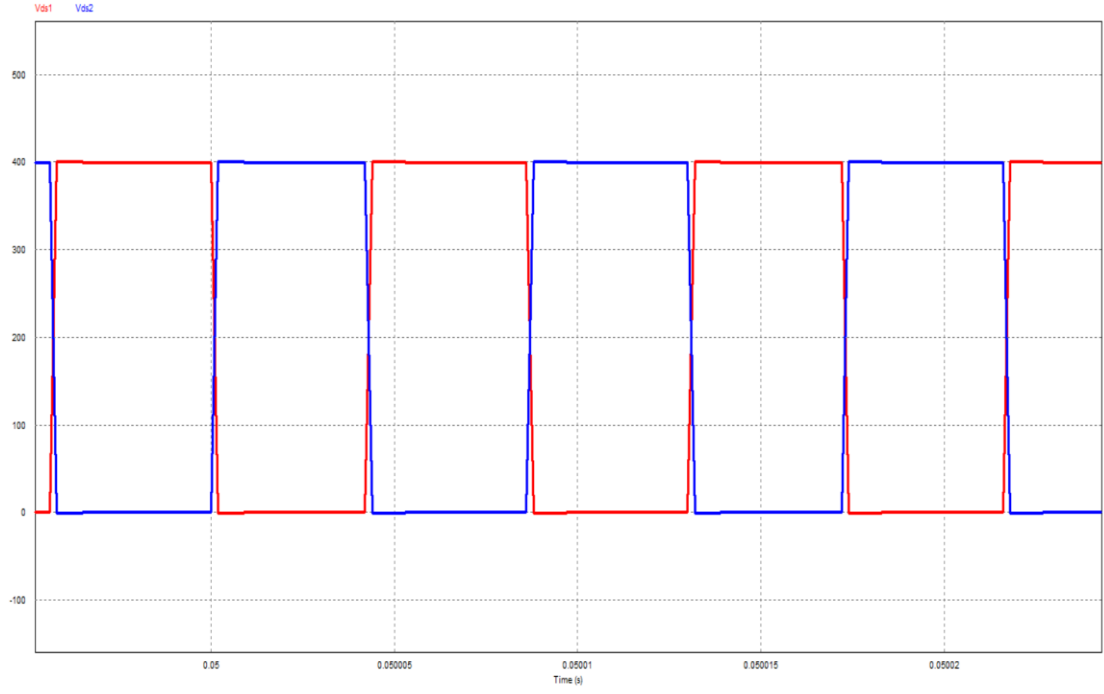
Şekil 2.7 LLC rezonans Dönüştürücünün çıkış gerilimi (kırmızı) ve çıkış akımı (mavi)



Şekil 2.8 Mıknatıslanma (mavi) ve birincil kaçak endüktans (kırmızı) akımı

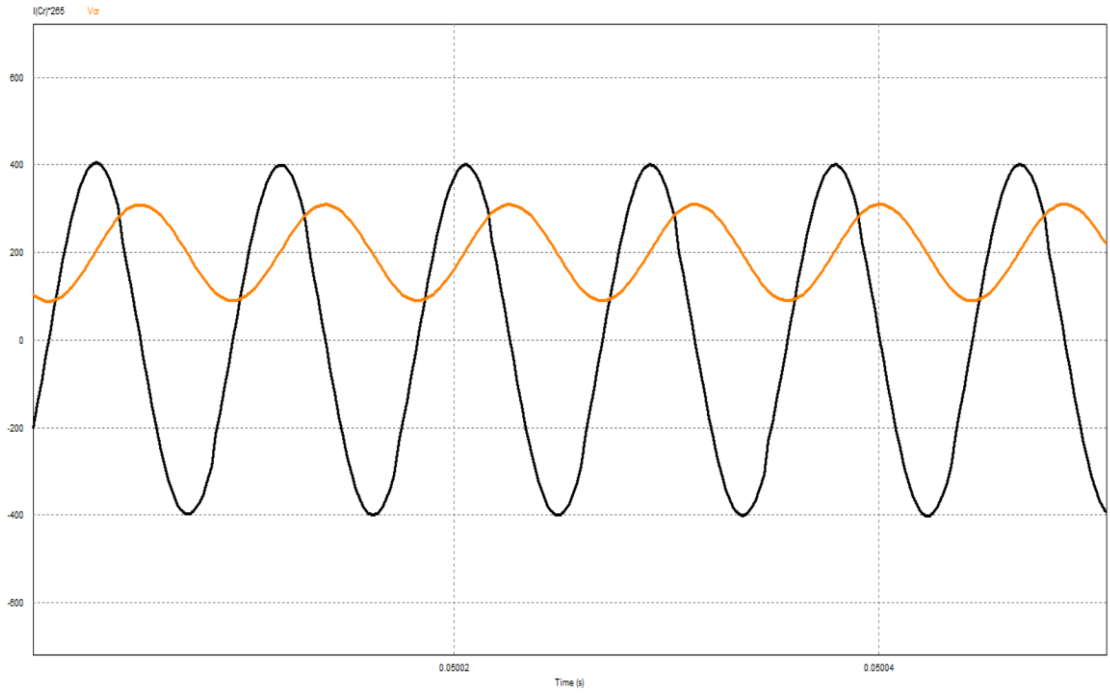


Şekil 2.9 İkincil taraf diyot akımı (A)



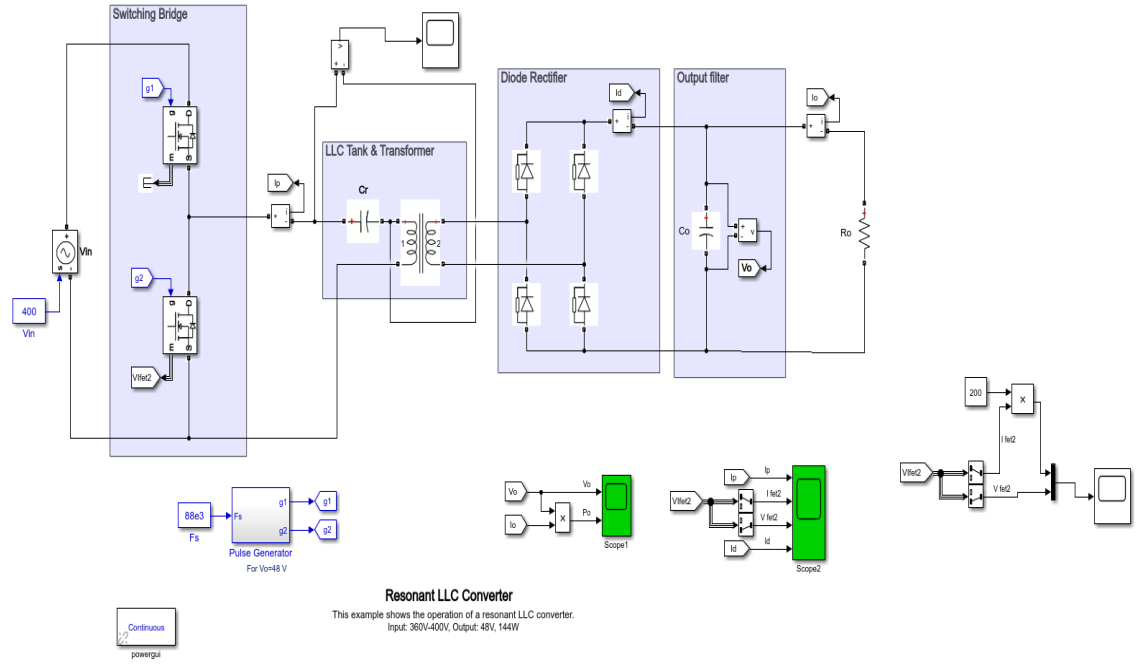
Şekil 2.10 Birinci ve ikinci MOSFET gerilimi (V)

Rezonans kapasitöründen geçen RMS akımı 1.072A ve normal çalışmada rezonans kapasitörün maksimum voltajı 311.5V olarak ölçüldü (Şekil 2.11).

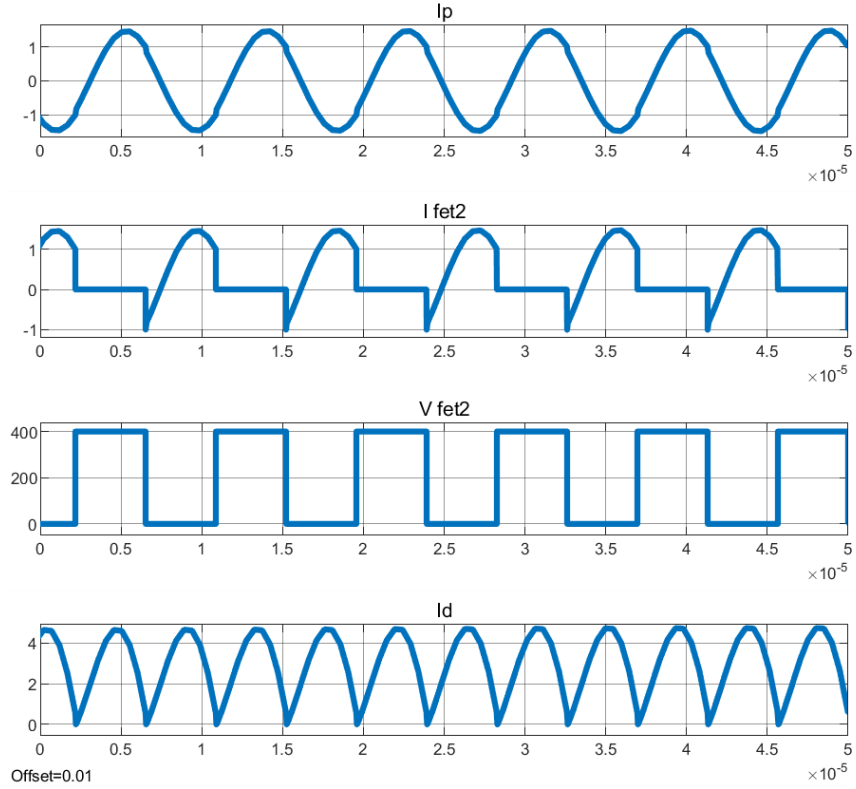


Şekil 2.11 Rezonans kapasitörünün akım (siyah) ve gerilim (turuncu) dalga formları

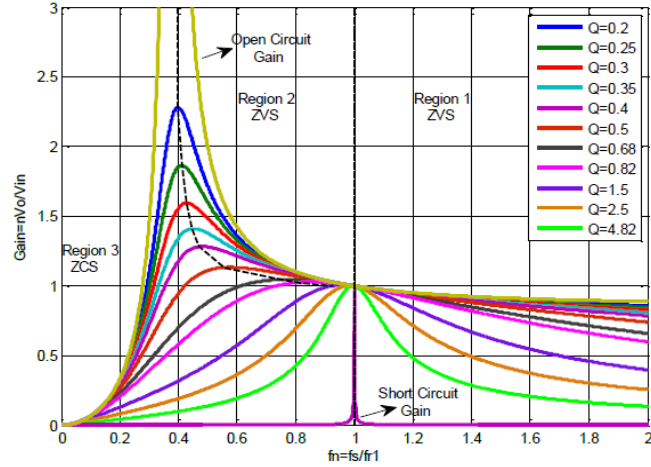
Daha sonra, sistem MATLAB Simulink üzerinde oluşturuldu ve gerekli dalga formları MATLAB Simulink'te de oluşturuldu (Şekil 2.12 ve Şekil 2.13).



Şekil 2.12 LLC rezonans DC-DC dönüştürücüsünün MATLAB Simulink tasarımı



Şekil 2.13 MATLAB Simulink tasarım dalga formları

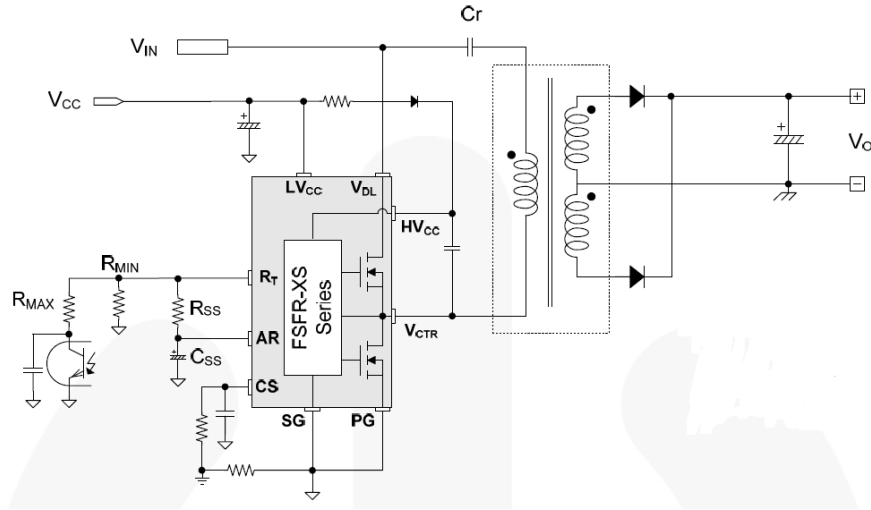


Şekil 2.14 Yükleme ve normalize anahtarlama frekansı değişiminin fonksiyonu olarak LLC rezonans dönüştürücünün tipik dc voltaj kazanımı özelliği [10].

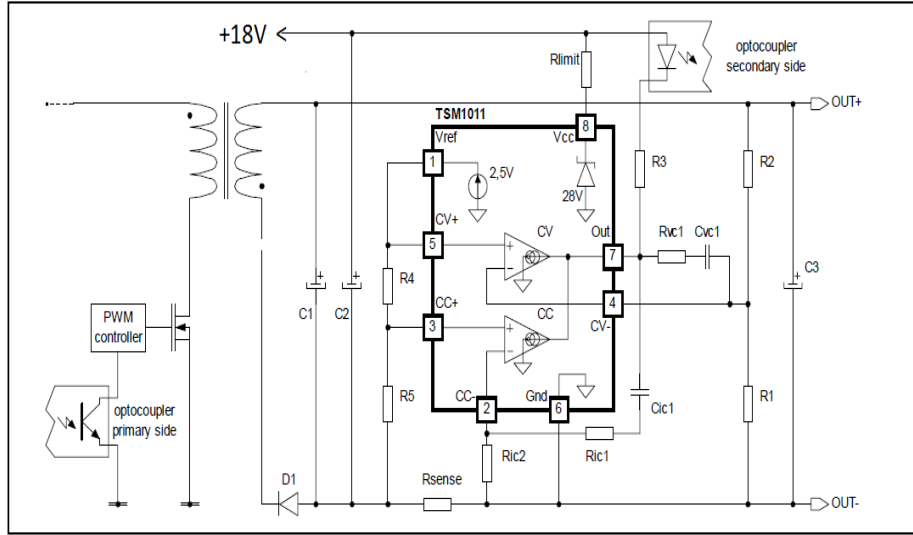
Bu benzetim çalışmasında, Bölge 1 (Şekil 2.14) ZVS'nin çalışması için uygun bölge olarak karar verildi, bu da anahtarlama frekansının rezonans frekansından daha büyük olduğu anlamına gelir. Bu nedenle, anahtarlama frekansı 115kHz olarak seçilir (hesaplanan rezonans frekansı 110kHz ve $Q = 0.302$ 'dir). Simülasyon programında tipik yarım köprü LLC rezonant dönüştürücü dalga formları ve bu tipik dalga formlarına benzer simülasyon sonuçları elde edilmelidir. Ayrıca, uygun rezonant kapasitörü seçmek için rezonans kapasitör maksimum gerilimi ve RMS akımının benzetim çalışması sonuçları ve teorik hesaplamaya göre sonuçlar çok benzer, bu da teorik hesapların benzetim çalışması sonuçlarına karşılık geldiği anlamına gelir. Yumuşak anahtarlama başarılı bir şekilde elde edilmiştir. Son olarak, Şekil 2.7'deki çıkış gerilimi ve çıkış akımı, teorik değerlere (48V / 3.1A) çok yakın olan 47.67V ve 3.07A'dır. Buna ek olarak, MATLAB Simulink tarafından LLC'nin rezonans dönüştürücüsünün simülasyonu, hesaplamaların doğru olduğundan ve sonuçların neredeyse aynı olduğundan emin olmak için benzer sonuçlar elde edilmiştir.

2.3 Donanım Tasarımı

LLC rezonans DC-DC dönüştürücü için güç ünitesi FSFR2100XS (Şekil 2.15), kontrol ünitesi olarak TSM1011 (Şekil 2.16) seçildi.

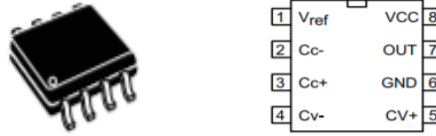


Şekil 2.15 İkincil taraf kontrol ünitesi olmadan devrenin son versiyonu



Şekil 2.16 TSM1011 IC (İkincil taraf kontrol ünitesi)

TSM1011 (Şekil 2.17), CV (sabit voltaj) ve CC (sabit akım) modları gerektiren SMPS uygulamaları için oldukça sık kullanılan bir çözümdür. Gerilim referansı, bir operasyonel amplifikatör ile birlikte onu ideal bir gerilim kontrolörü yapar. Birkaç harici direnç ve voltaj referansı ile birleştirilen diğer operasyonel amplifikatör, akım sınırlayıcı olarak kullanılabilir [11]. Trafo için Würt Elektronik komponent trafosu kullanıldı (Şekil 2.18). Sarım oranı 35: 8 ve Giriş gerilimi 360V ila 400V, çıkış gerilimi 48V'tur [12].



Şekil 2.17 TSM1011 IC



D Electrical Properties:

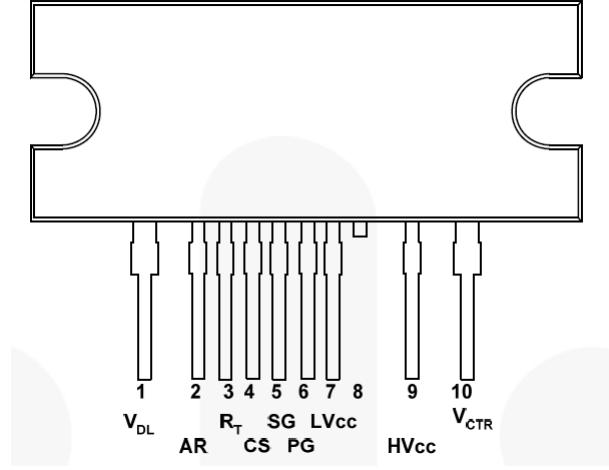
Properties	Test conditions		Value	Unit	Tol.
Inductance	100 kHz/ 100 mV	L	600	μ H	$\pm 10\%$
Turns ratio		n	35 : 8 : 8 : 3		$\pm 3\%$
Saturation current	$I_{\Delta L/L} < 20\%$	I_{sat}	2.0	A	typ.
DC Resistance 1	@ 20°C	R_{DC1}	260	m Ω	max.
DC Resistance 2	@ 20°C	R_{DC2}	26.5	m Ω	max.
DC Resistance 3	@ 20°C	R_{DC3}	26.5	m Ω	max.
DC Resistance 4	@ 20°C	R_{DC4}	145	m Ω	max.
Leakage inductance	100 kHz/ 100 mV	L_S	100	μ H	$\pm 10\%$
Insulation test voltage	W1,4 => W2,3	U_T	4000	V (AC)	

D2 Application Properties:

Properties		Value	Unit
Input voltage	U_i	360-400	V (DC)
Output voltage	U_O	48	V
Output current	I_O	3.1	A
Auxiliary voltage	U_{BUX}	18.0	V
Switching frequency	f_{switch}	70-120	kHz

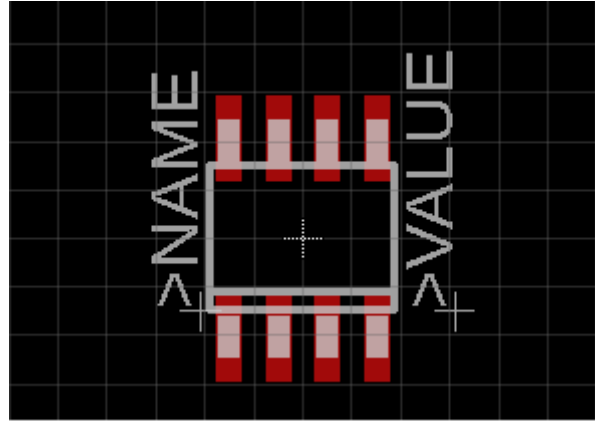
Şekil 2.18 Trafo 760895451 ve özellikleri

FSFR-XS serisi (Şekil 2.19), yüksek verimli yarım köprü rezonans dönüştürücüler için tasarlanmış oldukça entegre güç anahtarları içerir. Güvenilir ve sağlam bir rezonans dönüştürücü oluşturmak için gereken her şeyi sunan FSFR-XS serisi, üretkenliği ve performansı geliştirirken tasarımları basitleştirir. FSFR-XS serisi, güç MOSFET'lerini hızlı kurtarma tipi gövde diyotları, yüksek yan kapı sürücü devresi, doğru akım kontrollü osilatör, frekans sınır devresi, yumuşak başlatma ve yerleşik koruma fonksiyonları ile birleştirir. Yüksek taraf geçit sürücü devresi, mükemmel gürültü bağıışıklılığı ile istikrarlı çalışmayı garanti eden ortak mod gürültü iptal özelliğine sahiptir. MOSFET'lerin hızlı toparlanan vücut diyotu, anormal çalışma koşullarına karşı güvenilirliği artırırken, ters toparlanmanın etkisini en aza indirir. Sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) tekniğinin kullanılması anahtarlama kayıplarını önemli ölçüde azaltır ve verimliliği önemli ölçüde artırır. ZVS ayrıca anahtarlama gürültüsünü de önemli ölçüde azaltır, bu da küçük boyutlu bir Elektromanyetik Parazit (EMI) filtresine izin verir [13].

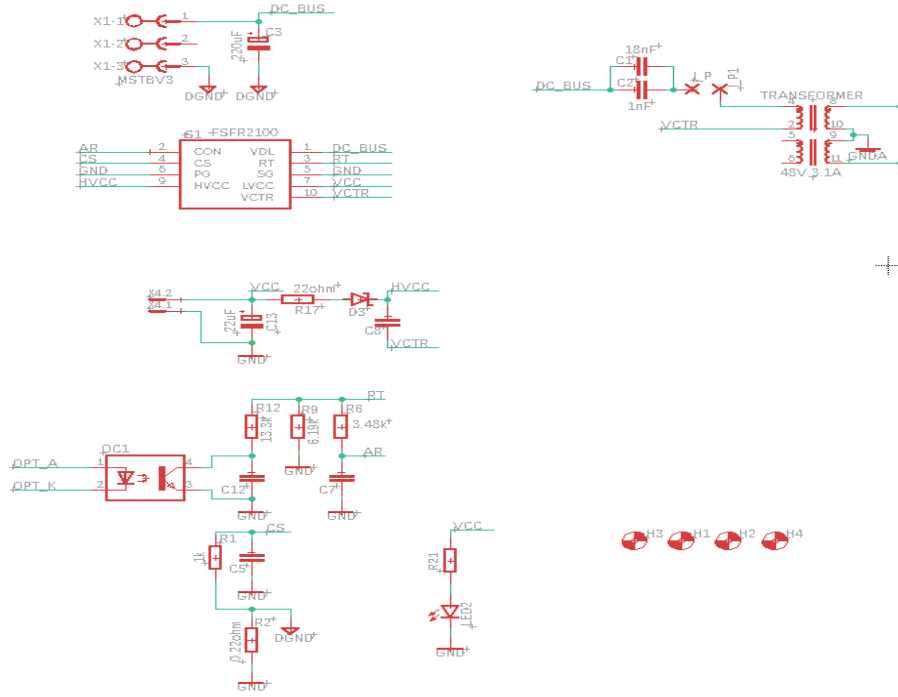


Şekil 2.18 FSFR-XS paket şeması

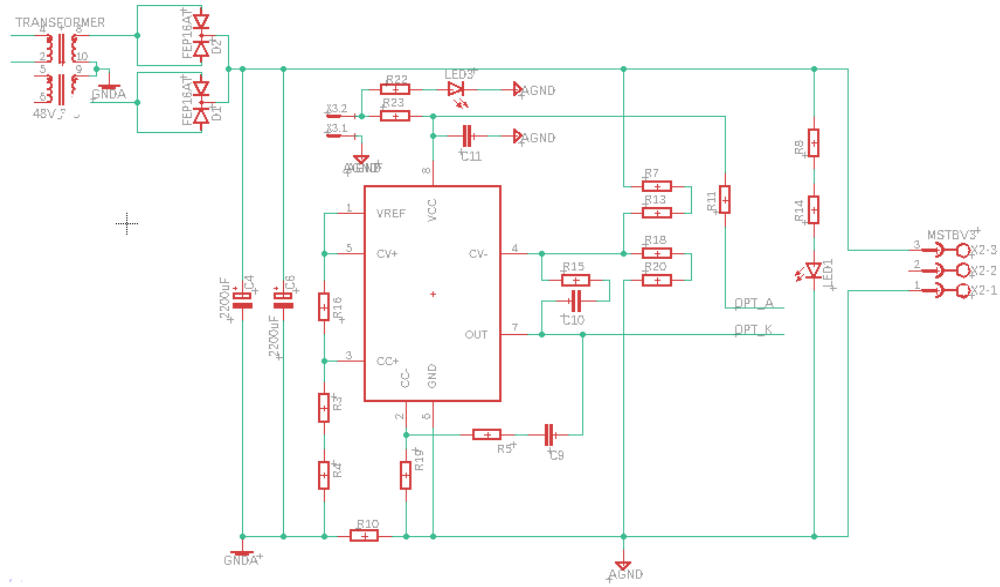
LLC rezonans DC-DC dönüştürücü kartının tasarım aşamaları Autodesk firmasının Eagle yazılım programı kullanılarak yapıldı. Gerekli elektronik bileşenler Tescom A.Ş. tarafından sağlanan tedarikçi web sitelerine (OZDISAN ve DIGIKEY) göre araştırılmıştır. Eagle üzerinde şematik ve PCB kurulu çizim için bulunan bileşenlere göre, gerekli footprint kitaplıklarının Eagle'da bulunup bulunmadığı kontrol edildi. Uygun bir kütüphane yoksa, bunların footprintleri çizilmiştir. Devre için çizilmesi gereken az sayıda footprint vardı. Örneğin, EAGLE üzerinde uygun bir footprint kütüphanesi olmadığı için TSM1011 kontrol entegresinin kapladığı alan çizilmiştir (Şekil 2.19). Daha sonra, devrenin şeması Eagle Autodesk programı üzerinden oluşturuldu (Şekil 2.20 ve Şekil 2.21)



Şekil 2.19 TSM1011 footprinti



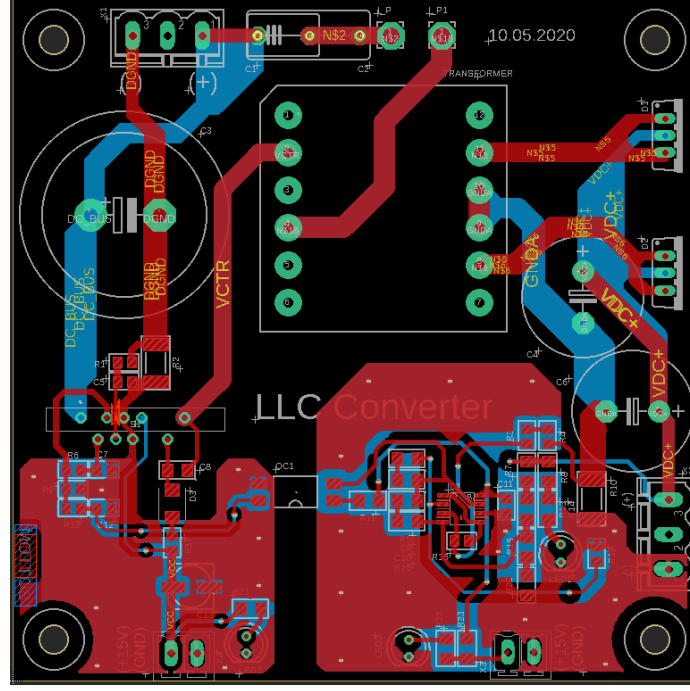
Şekil 2.20 LLC rezonans dönüştürücünün birincil taraf şeması



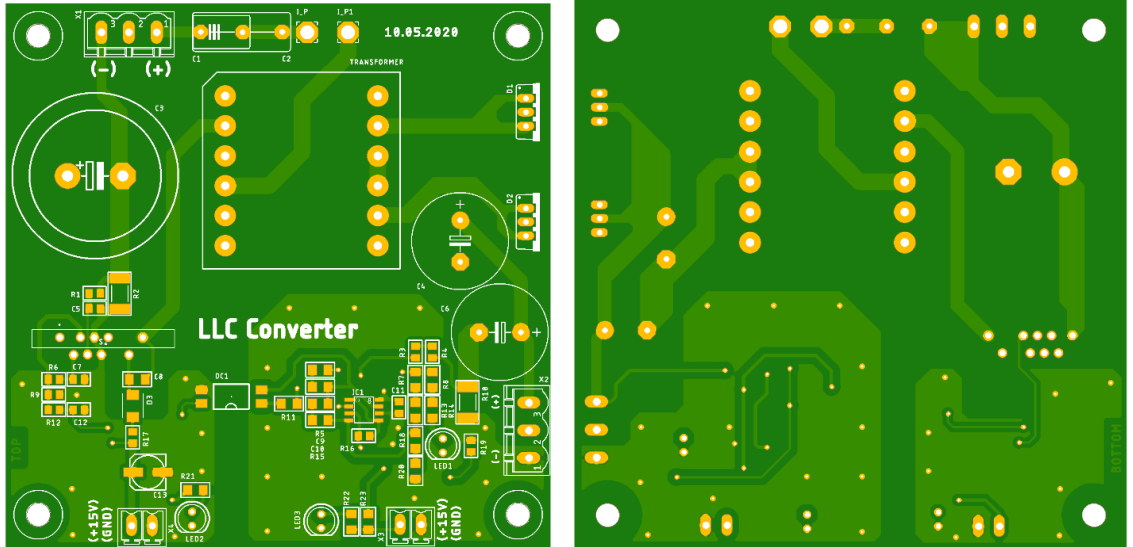
Şekil 2.21 LLC rezonans dönüştürücünün ikincil taraf şeması

Şematik tamamlandıktan sonra, dönüştürücünün PCB tasarımı yapılmıştır (Şekil 2.22). PCB'nin alanı 10 cm x 10 cm olarak belirlenmiştir. Ayrıca simülasyon programında tüm akım yollarının mevcut değerleri ölçüldü. Çünkü kartın akım yolları mevcut değerlere göre kalın veya ince yapılmıştır. PCB bileşimi tamamen bir malzemeyi diğerinin üzerine sermekle ilgilidir. Levhanın en kalın, orta kısmı yalıtkan bir malzemedir. Bunun her iki tarafında elektrik sinyallerinin geçtiği ince bir bakır tabakası vardır. Bakır tabakaları yalıtık ve korumak için, PCB rengini veren ince bir lake benzeri lehim maskesi tabakası ile kaplıdır. Son olarak, her şeyden önce, PCB'ye metin

ve logolar ekleyebilen mürekkep benzeri serigrafi katmanı eklenir. Eagle yazılımında şematik editörden PCB kartı tasarımına geçiş işlevi vardır. Şematikten eklenen tüm parçalar orada olmalı, üst üste istiflenmeli, yerleştirilmeye ve yönlendirilmeye hazır olmalıdır (Şekil 2.23).

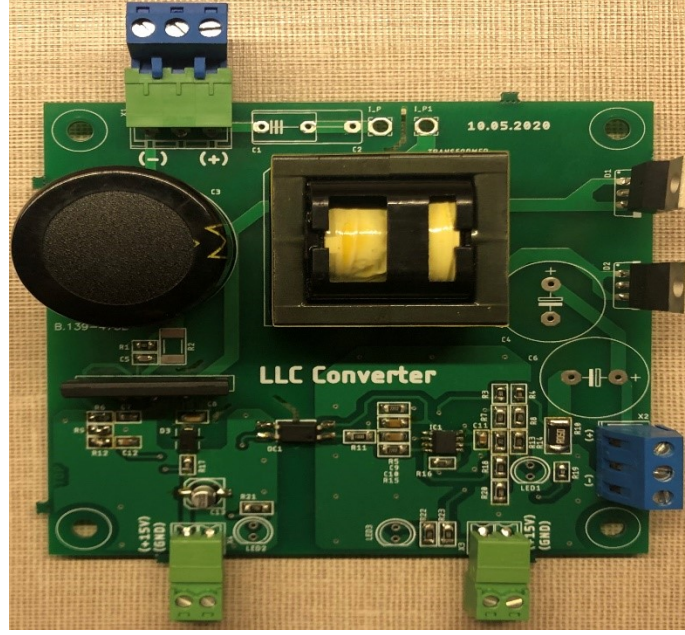


Şekil 2.22 Alt ve üst katman bağlantıları

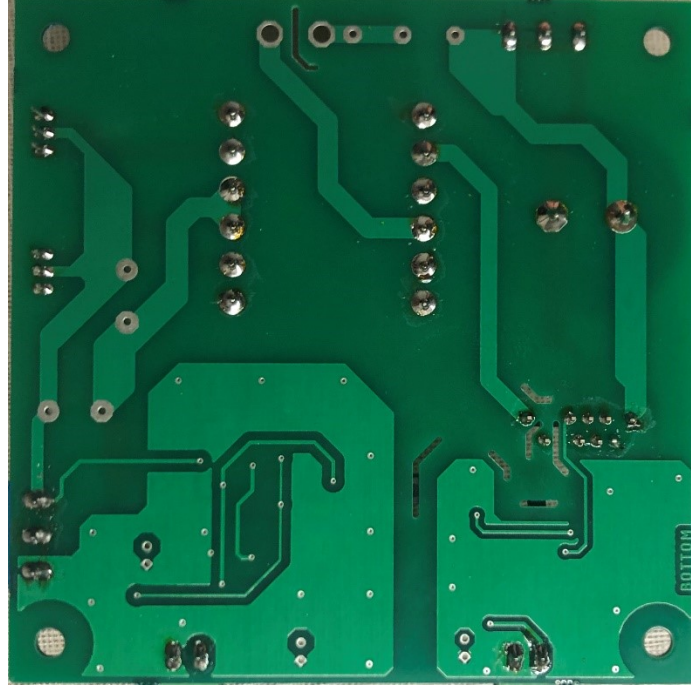


Şekil 2.23 LLC rezonans dönüştürücünün PCB çıktısı

PCB tasarım aşaması bittikten sonra gerber dosyası oluşturulup basım için gönderilmiştir. Kart basımı tamamlandıktan sonra gerekli elektronik malzemeler PCB'ye lehimlendi ve kart test için hazır hale getirildi (Şekil 2.24 ve Şekil 2.25)



Şekil 2.24 LLC rezonans dönüştürücünün ön kısmı



Şekil 2.25 LLC rezonans dönüştürücünün arka kısmı

2.4 Akü Şarj-Deşarj Regresyon Modeli

İlk olarak, veri kümesi TESCOM A.Ş. kesintisiz güç kaynakları akülerinden elde edilmiştir. Veri kümesinde (Şekil 2.26) deşarj akımı, akü yüzdesi, sıcaklık ve zaman olmak üzere 4 farklı değişken kullanılmıştır.

Index	Discharge_Current	Battery(+)	Battery(-)	Batt	Estimate_time	Temp
0	83	375	376	81	3161	24
1	83	374	375	81	3096	24
2	83	372	373	80	3037	24
3	83	369	370	79	2981	24
4	84	366	368	68	2921	24
5	84	367	368	75	2860	24
6	84	367	368	75	2797	24
7	84	367	368	75	2736	24
8	84	367	368	75	2677	24
9	84	366	368	68	2621	24
10	84	366	367	68	2556	24
11	84	366	367	68	2496	24
12	84	365	367	62	2441	24
13	84	365	366	62	2377	24
14	85	364	366	59	2316	24
15	85	364	365	59	2256	24
16	85	363	365	52	2197	24
17	85	363	364	52	2137	24
18	85	362	364	50	2077	24
19	85	361	363	49	2017	24
20	85	361	362	49	1957	24
21	85	361	362	48	1897	24
22	85	360	362	48	1893	24
23	85	360	361	48	1776	24

Şekil 2.26 TESCOM A.Ş.'den elde edilen veri seti

Daha sonra, veri seti Python'da 10 farklı regresyon modeli ile denendi (Şekil 2.17). Modelin sonuçlarında hataların ortalama kare kökü ve R^2 skor karşılaştırması baz alınmıştır (Tablo 2.2).

Tablo 2.2 Regresyon modellerinin hatalar ortalama kare kökü ve R^2 skor değerleri

Results Regression Models	Root Mean Square Error (RMSE)	R^2 Score
SVR	1057.0299	0.0008
Linear Regression	77.2032	0.9946
LGBM Regressor	465.0893	0.8065
XGB Regressor	93.0894	0.9922
Polynomial Regressor	70.5056	0.9956
Gradient Boosting Regressor	70.8098	0.9955
Random Forest Regression	67.843	0.9959
Decision Tree Regression	128.161	0.9853
MLP Regression	994.0306	0.1164
K-Neighbours Regressor	104.8204	0.9901

```

1 import numpy as np
2 import pandas as pd
3 from sklearn.model_selection import train_test_split, GridSearchCV
4 from sklearn.metrics import mean_squared_error, r2_score
5 import matplotlib.pyplot as plt
6 from sklearn.preprocessing import scale
7 from sklearn.preprocessing import StandardScaler
8 from sklearn import model_selection
9 from sklearn.linear_model import LinearRegression
10 from sklearn.tree import DecisionTreeRegressor
11 from sklearn.neighbors import KNeighborsRegressor
12 from sklearn.neural_network import MLPRegressor
13 from sklearn.ensemble import RandomForestRegressor
14 from sklearn.ensemble import GradientBoostingRegressor
15 from sklearn import neighbors
16 from sklearn.svm import SVR
17 import xgboost
18 from xgboost import XGBRegressor
19 from lightgbm import LGBMRegressor
20 from catboost import CatBoostRegressor
21
22
23 df = pd.read_csv("Battery.csv")
24
25
26 def compML(df, y, alg):
27     # Train-Test Ayrımı
28     y = df[y]
29     X = df[["Batt", "Discharge_Current", "Temp", "Battery(+)"]]
30     X_train, X_test, y_train, y_test = train_test_split(X, y, test_size=0.20, random_state=42)
31
32     # Modelleme
33     model = alg().fit(X_train, y_train)
34     y_pred = model.predict(X_test)
35     RMSE = np.sqrt(mean_squared_error(y_test, y_pred))
36     r2score = r2_score(y_test, y_pred)
37     model_ismi = alg.__name__
38     print(model_ismi, 'Modeli Test Hatası:', RMSE)
39     print(model_ismi, 'Modelin R2 Skoru:', r2score)
40     return RMSE
41
42 compML(df, "Estimate_time", SVR)
43
44
45 models = [LinearRegression,
46           LGBMRegressor,
47           XGBRegressor,
48           GradientBoostingRegressor,
49           RandomForestRegressor,
50           DecisionTreeRegressor,
51           MLPRegressor,
52           KNeighborsRegressor,
53           SVR]
54
55 for i in models:
56     print(compML(df, "Estimate_time", i), "\n")

```

Şekil 2.27 Regresyon modelleri karşılaştırma kodu

Son olarak, Rassal orman regresyon modeli 10 farklı regresyon modeli arasında en iyi model olarak kararlaştırıldı. Daha sonra optimizasyon ve değişken önemi algoritması oluşturuldu (Şekil 2.28, Şekil 2.29 ve Şekil 2.30). Başlangıçta, Rassal orman regresyon modelinde 67.843 hataların ortalama kare kökü değeri ve 0.9959 R^2 skoru vardı. Optimizasyon algoritmasını uyguladıktan sonra, 55.4131 hataların ortalama kare kökü ve 0.9973 R^2 skoru değerine ulaşıldı.

```

1 import numpy as np
2 import pandas as pd
3 from sklearn.model_selection import train_test_split, GridSearchCV
4 from sklearn.metrics import mean_squared_error, r2_score
5 import matplotlib.pyplot as plt
6 from sklearn import model_selection
7 from sklearn.ensemble import RandomForestRegressor
8
9 df = pd.read_csv("Battery.csv")
10 y = df["Estimate_time"]
11 X = df[["Batt", "Discharge_Current", "Temp", "Battery(+)"]]
12
13 # Train-Test Ayrımı
14 X_train, X_test, y_train, y_test = train_test_split(X, y, test_size=0.20, random_state=42)
15
16 # Modelleme
17 rf_model = RandomForestRegressor(random_state=42).fit(X_train, y_train)
18 y_pred = rf_model.predict(X_test)
19 RMSE = np.sqrt(mean_squared_error(y_test, y_pred))
20 r2score = r2_score(y_test, y_pred)
21
22 # Optimizasyon
23 rf_params = {"max_depth": [5, 3], "max_features": [2, 4],
24             "n_estimators": [200, 1000], "min_samples_split": [2, 4]}
25 rf_cv_model = GridSearchCV(rf_model, rf_params, cv=10, n_jobs=-1, verbose=2).fit(X_train, y_train)
26 rf_cv_model.best_params_
27
28 # Tuned Model
29 rf_model = RandomForestRegressor(random_state=42,
30                                 max_depth=5,
31                                 max_features=4,
32                                 min_samples_split=2,
33                                 n_estimators=500)
34 rf_tuned = rf_model.fit(X_train, y_train)
35
36
37 y_pred = rf_tuned.predict(X_test)
38 RMSE_tuned = np.sqrt(mean_squared_error(y_test, y_pred))
39 r2_tuned = r2_score(y_test, y_pred)

```

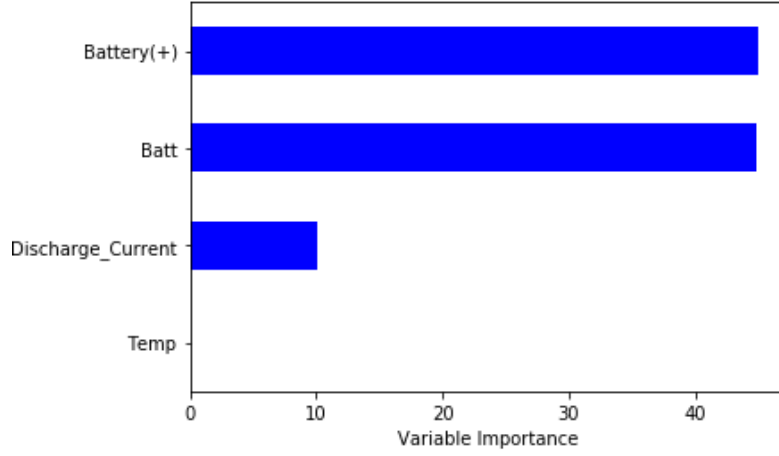
Şekil 2.28 Optimizasyon kodu

```

43 # Importances of Variables
44 Importance = pd.DataFrame({'Importance': rf_tuned.feature_importances_ * 100},
45                           index=X_train.columns)
46
47 Importance.sort_values(by='Importance',
48                       axis=0,
49                       ascending = True).plot(kind = 'barh',
50                                             color = 'b',)
51
52 plt.xlabel('Variable Importance')
53 plt.gca().legend_=None
54

```

Şekil 2.29 Değişkenlerin önemi kodu



Şekil 2.30 Değişkenlerin önemi sonucu

Daha sonra model görselleştirme kodu oluşturuldu (Şekil 31 ve Şekil 32). Aşağıdaki şekillerde görüldüğü gibi, Doğrusal regresyon, Polinom regresyonu, Gradient Boosting regresyonu, Rassal orman regresyonu ve XGB regresyonunun daha başarılı modeller olduğunu kanıtladık (Şekil 31, Şekil 32, Şekil 33, Şekil 34, Şekil 35, Şekil 36, Şekil 37, Şekil 38, ve Şekil 39).

```
1 #1. kutuphaneler
2 import numpy as np
3 import matplotlib.pyplot as plt
4 import pandas as pd
5
6 # veri yükleme
7 veriler = pd.read_csv('Battery.csv')
8
9 #data frame dilimleme (slice)
10 y = veriler.iloc[:,4:5]
11 x = veriler.iloc[:,3:4]
12
13 #NumPY dizi (array) dönüşümü
14 X = x
15 Y = y
16
17 #linear regression
18 #doğrusal model oluşturma
19 from sklearn.linear_model import LinearRegression
20 lin_reg = LinearRegression()
21 lin_reg.fit(X,Y)
22 y_pred = lin_reg.predict(X)
23
24 #polynomial regression
25 #doğrusal olmayan (nonlinear model) oluşturma
26 #2. dereceden polinom
27 from sklearn.preprocessing import PolynomialFeatures
28 poly_reg = PolynomialFeatures(degree = 2)
29 x_poly = poly_reg.fit_transform(X)
30 lin_reg2 = LinearRegression()
31 lin_reg2.fit(x_poly,y)
32 y_pred2 = lin_reg2.predict(poly_reg.fit_transform(X))
33
34 # 6. dereceden polinom
35 poly_reg3 = PolynomialFeatures(degree = 6)
36 x_poly3 = poly_reg3.fit_transform(X)
37 lin_reg3 = LinearRegression()
38 lin_reg3.fit(x_poly3,y)
39 y_pred3 = lin_reg3.predict(poly_reg3.fit_transform(X))
```

Şekil 2.31 Doğrusal ve polinom regresyon modelleri için model görselleştirme kodu

```

1 import numpy as np
2 import pandas as pd
3 import matplotlib.pyplot as plt
4 from sklearn import model_selection
5 from sklearn.linear_model import LinearRegression
6 from sklearn.tree import DecisionTreeRegressor
7 from sklearn.neighbors import KNeighborsRegressor
8 from sklearn.neural_network import MLPRegressor
9 from sklearn.ensemble import RandomForestRegressor
10 from sklearn.ensemble import GradientBoostingRegressor
11 from sklearn import neighbors
12 from sklearn.svm import SVR
13 import xgboost
14 from xgboost import XGBRegressor
15 from lightgbm import LGBMRegressor
16 # veri ykleme
17 veriler = pd.read_csv('Battery.csv')
18 #data frame dilimleme (slice)
19 y = veriler.iloc[:,4:5]
20 x = veriler.iloc[:,3:4]
21 #NumPY dizi (array) dönüşümü
22 X = x
23 Y = y

25 # Random Forest
26 modelRF = RandomForestRegressor().fit(X,Y)
27 y_predRF = modelRF.predict(X)
28 # GradientBoostingRegressor
29 modelGBR = GradientBoostingRegressor().fit(X,Y)
30 y_predGBR = modelGBR.predict(X)
31 # LGBMRegressor
32 modelLGBR = LGBMRegressor().fit(X,Y)
33 y_predLGBR = modelLGBR.predict(X)
34 # XGBRegressor
35 modelXGBR = XGBRegressor().fit(X,Y)
36 y_predXGBR = modelXGBR.predict(X)
37 # DecisionTreeRegressor
38 modelDCR = DecisionTreeRegressor().fit(X,Y)
39 y_predDCR = modelDCR.predict(X)
40 # MLPRegressor
41 modelMLP = MLPRegressor().fit(X,Y)
42 y_predMLP = modelMLP.predict(X)
43 # KNeighborsRegressor
44 modelKn = KNeighborsRegressor().fit(X,Y)
45 y_predKn = modelKn.predict(X)
46 # SVR
47 modelSVR = SVR().fit(X,Y)
48 y_predSVR = modelSVR.predict(X)

```

```

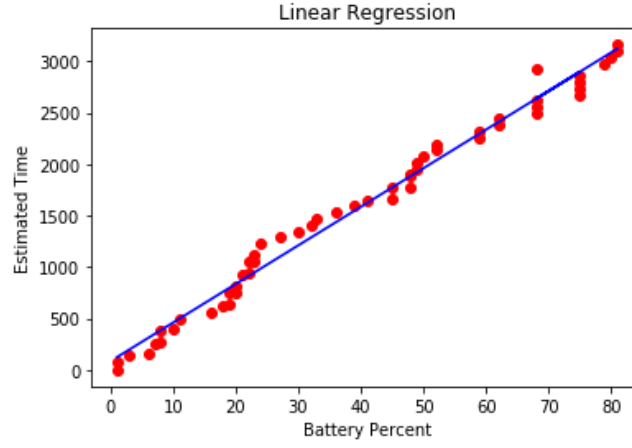
50 # Gorsellestirme Random Forest
51 plt.scatter(X,Y, color = 'red')
52 plt.plot(x,y_predRF, color = 'blue')
53 plt.xlabel("Battery Percent (%)")
54 plt.ylabel("Estimated Time (sec)")
55 plt.title("Random Forest Regression")
56 plt.show()
57 # Gorsellestirme GradientBoostingRegressor
58 plt.scatter(X,Y,color='red')
59 plt.plot(x,y_predGBR, color = 'blue')
60 plt.xlabel("Battery Percent (%)")
61 plt.ylabel("Estimated Time (sec)")
62 plt.title("Gradient Boosting Regressor")
63 plt.show()
64 # Gorsellestirme LGBMRegressor
65 plt.scatter(X,Y,color='orange')
66 plt.plot(x,y_predLGBR, color = 'black')
67 plt.xlabel("Battery Percent (%)")
68 plt.ylabel("Estimated Time (sec)")
69 plt.title("LGBMRegressor")
70 plt.show()
71 # Gorsellestirme XGBRegressor
72 plt.scatter(X,Y,color='orange')
73 plt.plot(x,y_predXGBR, color = 'black')
74 plt.xlabel("Battery Percent (%)")
75 plt.ylabel("Estimated Time (sec)")
76 plt.title("XGBRegressor")
77 plt.show()
78 # Gorsellestirme DecisionTreeRegressor
79 plt.scatter(X,Y,color='orange')
80 plt.plot(x,y_predDCR, color = 'black')
81 plt.xlabel("Battery Percent (%)")
82 plt.ylabel("Estimated Time (sec)")
83 plt.title("DecisionTreeRegressor")
84 plt.show()

85 # Gorsellestirme MLPRegressor
86 plt.scatter(X,Y,color='orange')
87 plt.plot(x,y_predMLP, color = 'black')
88 plt.xlabel("Battery Percent")
89 plt.ylabel("Estimated Time (sec)")
90 plt.title("MLPRegressor")
91 plt.show()
92 # Gorsellestirme KNeighborsRegressor
93 plt.scatter(X,Y,color='orange')
94 plt.plot(x,y_predKn, color = 'black')
95 plt.xlabel("Battery Percent (%)")
96 plt.ylabel("Estimated Time (sec)")
97 plt.title("KNeighborsRegressor")
98 plt.show()
99 # Gorsellestirme SUR
100 plt.scatter(X,Y,color='orange')
101 plt.plot(x,y_predSUR, color = 'black')
102 plt.xlabel("Battery Percent (%)")
103 plt.ylabel("Estimated Time (sec)")
104 plt.title("SUR")
105 plt.show()

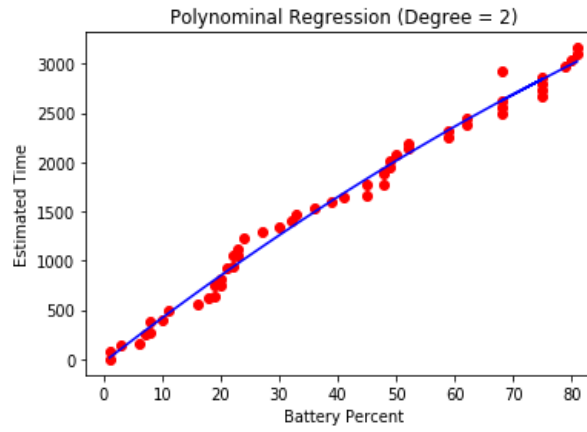
```

Şekil 2.32 Diğer regresyon modelleri için model görselleştirme kodu

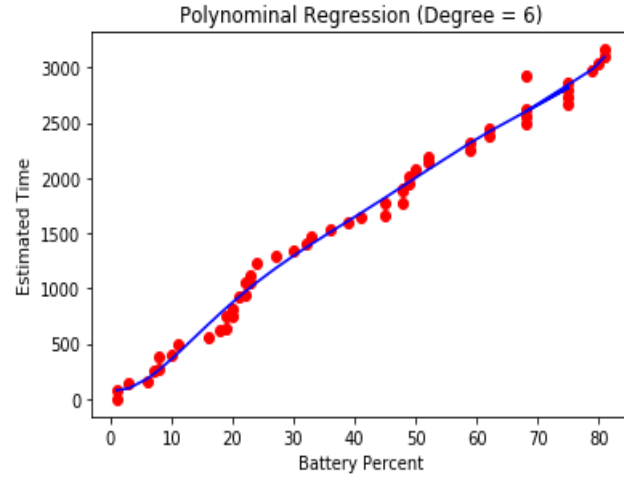
Modeller, akünün şarj oranına göre bataryanın ne kadar sürede boşalabileceğini göstermek için modellenmiştir. Bu şekillerden çıkaracağımız sonuç, polinom regresyonunu doğrusal regresyondan daha yakın tahminler vermektedir. Polinom derecelerini karşılaştırdığımızda altı, iki dereceden daha iyi sonuçlar öngörüyor. Ancak bu, derece arttıkça her zaman daha iyi sonuçlar verdiği anlamına gelmez aşırı öğrenme meydana gelir. Algoritmaya göre, 6. derece en ideal sonucu verir. Son olarak, bu modellerin oluşturulmasının nedeni, bilinen bir şarj oranına sahip bir akünün yüke ve ortam sıcaklığına göre ne kadar sürede deşarj edilebileceğini tahmin edebilmektir.



(a)

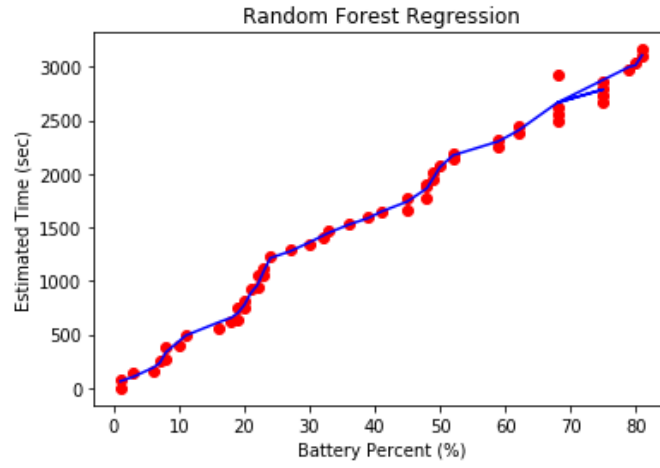


(b)

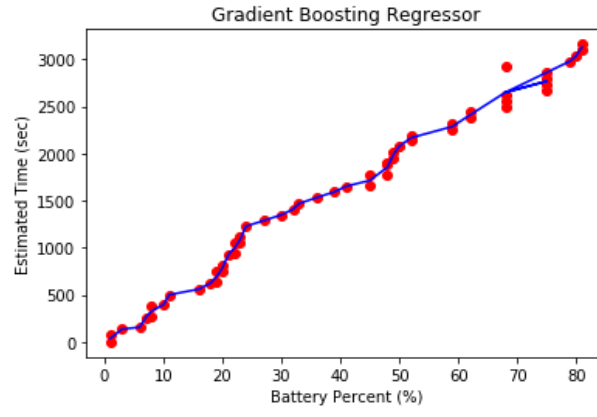


(c)

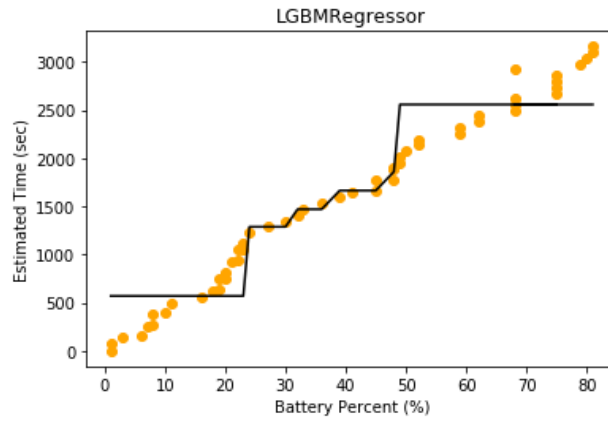
Şekil 2.33 (a) Doğrusal regresyon model grafiği, (b) Polinom regresyon grafiği (2.derece),
(c) Polinom regresyon grafiği (6.derece)



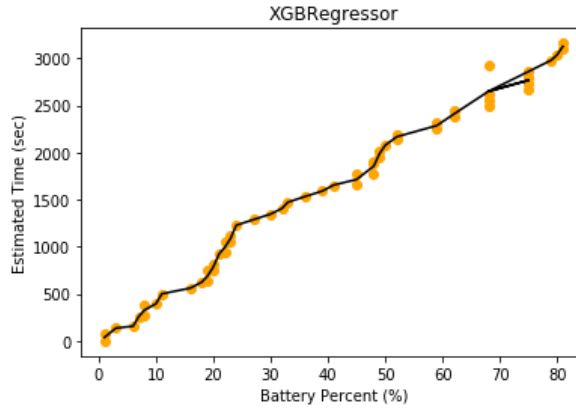
Şekil 2.34 Rassal orman regresyon model grafiği



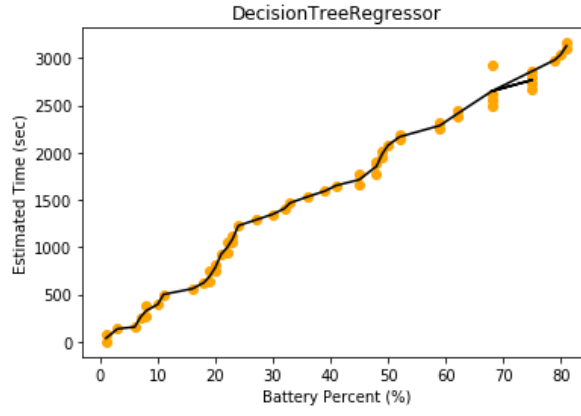
Şekil 2.35 Gradyan Artırma regresyon model grafiği



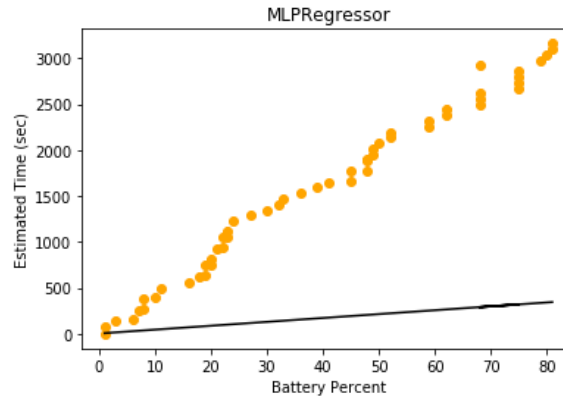
Şekil 2.36 LightGBM regresyon model grafiği



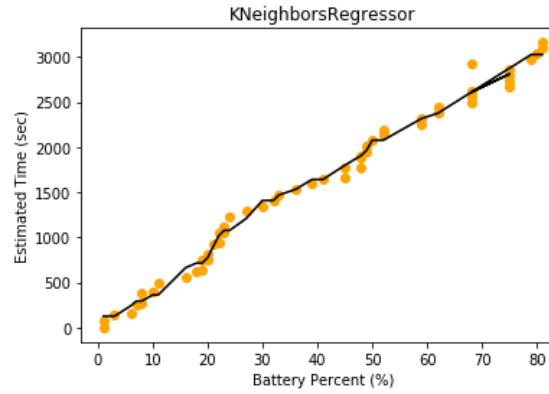
Şekil 2.37 XGBM regresyon model grafiği



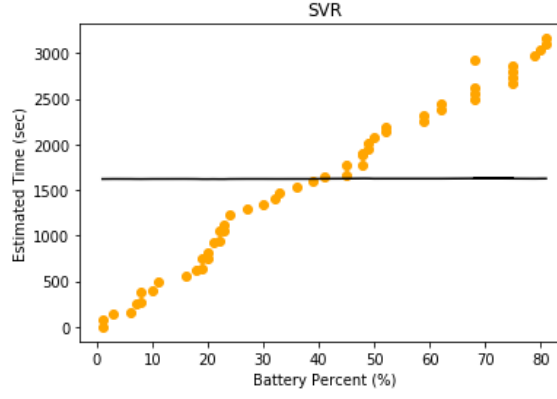
Şekil 2.38 Karar ağaçları regresyon model grafiği



Şekil 2.39 Çok Katmanlı Algılayıcı (MLP) regresyon model grafiği



Şekil 2.40 K-en yakın komşu regresyon model grafiği



Şekil 2.42 Destek vektör makineleri regresyon model grafiği

3. Sonuç

Önerilen çalışmada, LLC rezonans DC-DC dönüştürücü, kesintisiz güç kaynakları akü şarj uygulamalarında yüksek verimlilik elde etmek için tasarlanmıştır. LLC rezonans DC-DC dönüştürücü; yüksek güç verimliliği, daha az anahtarlama kaybı ve diğer dönüştürücü özelliklerine kıyasla sıfır voltaj anahtarlama frekansında sağlanabildiği dar anahtarlama frekansında çalışma gibi birçok avantaja sahip olması nedeniyle seçilmiştir. 48V-30Ah batarya, elde edilecek tasarım yaklaşımı ile 48 V sabit çıkış voltajı ve 3.1A sabit akım çıkış parametreleri ile çalışan bir prototip üretilmiştir. Ayrıca, akü şarj-deşarj regresyon modeli, akü durumu, akü elektrik enerjisi tüketimi ve sıcaklık verilerinin analiz edildiği makine öğrenme algoritmaları kullanılarak yapılmıştır. Python yazılım dilinde farklı regresyon modelleri için hataların ortalama kare kökü ve R^2 skor testleri yapılmış ve sonuçları birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Rassal orman regresyon modeli elde edilen veri seti için regresyon modelleri arasında en iyi regresyon modeli olarak belirlenmiştir.

Sonuç olarak, Tescom A.Ş.'deki kesintisiz güç kaynakları akü şarj üniteleri için %95,22 güç verimliliği sağlayan akü şarj cihazı üretilmiştir. Ayrıca, şarj oranı bilinen bir akünün yüke ve ortam sıcaklığına göre ne kadar sürededeşarj edilebileceğinin tahmini yapılmıştır.

4. Çıktılar

T.C. Kargın, F. Deveci, and S. Şahin, High Power Efficiency Design Approach of a LLC Resonant Converter for UPS Battery Charger Application and Battery Charge-Discharge Regression Model, 2nd International Conference of Applied Sciences, Engineering and Mathematics (IBU-ICASEM 2020), June 4-6, Skopje/North Macedonia, Book of Abstracts, ISBN: 978-608-4868-02-6, 20, 2020.

Referanslar

- [1] Choi, H. (2007). Design Considerations for an LLC Resonant Converter.
- [2] A. F. Witulski & R. W. Erickson. Design of the series resonant converter for minimum stress.
- [3] R. Oruganti, J. Yang, & F.C. Lee. Implementation of Optimal Trajectory Control of Series Resonant Converters.
- [4] V. Vorperian & S. Cuk. A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter.
- [5] Y. G. Kang, A. K. Upadhyay, & D. L. Stephens. Analysis and design of a half-bridge parallel resonant converter operating above resonance.
- [6] R. Oruganti, J. Yang, & F.C. Lee. State Plane Analysis of Parallel Resonant Converters.
- [7] M. Emsermann. An Approximate Steady State and Small Signal Analysis of the Parallel Resonant Converter Running Above Resonance.
- [8] F. Musavi, M. Craciun, D. S. Gautam, W. Eberle & W. G. Dunford. An LLC Resonant DC–DC Converter for Wide Output Voltage Range Battery Charging Applications.
- [9] Sri, G., & Subbulekshmi. (2015). LLC Resonant Converter for Battery Charging Application. International Journal of Electrical Engineering, 8(4), 379–388.
- [10]Sevilay Çetin. High efficiency design approach of a LLC resonant converter for on-board electrical vehicle battery charge applications. Pamukkale Univ Muh Bilim Derg. 2017; 23(2): 103-111 TSM1011
- [11]<https://www.st.com/en/power-management/tsm1011.html>
- [12] Transformer <https://www.we-online.com/>
- [13] FSFR2100XS <https://www.onsemi.com/products/power-management/ac-dc-controllers-regulators/offline-regulators/fsfr2100xs>