



Hafif Elektrikli Araçlar için Yüksek Verimli Dört-Anahtarlı Alçaltan-Yükselten Çeviricinin Tasarımı

Design of Four-Switch Buck-Boost Converter with High Efficiency for Light Electric Vehicle Applications

Orkun Akın¹, Çağatay Bilgin¹, Samed Çelik², Mehmet Onur Gülbahçe¹

¹Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi

akinor17@itu.edu.tr, bilginc17@itu.edu.tr, ogulbahce@itu.edu.tr

²Elektrik Mühendisliği Bölümü
Politecnico di Milano
samed.celik@mail.polimi.it

Özet

Kullanımları giderek artan hafif elektrikli araçlar, hacim kısıtı sebebiyle yüksek güç yoğunluklu ve yüksek verimli güç elektroniği çeviricilerine ihtiyaç duymaktadır. Dört-anahtarlı alçaltan yükselten çeviriciler geniş bir aralıkta giriş gerilimini artırıp azaltabilme yeteneği olan ve çift yönlü enerji akışına izin veren yüksek verimli çevirici topolojilerindedir. Bu çalışmada dört-anahtarlı alçaltan yükselten çeviricinin verim kısıtı altında bir tasarım algoritması önerilmiştir. Önerilen algoritmanın başarımını test etmek amacıyla 48 V bataryadan beslenen, 96-12-5 V çıkış gerilimlerini sağlayabilen, 500 W gücünde bir çevirici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önerilen algoritma ile kullanılan endüktans, kapasite ve anahtarlar belirli bir veri tabanından seçilmiştir.

Abstract

Light electric vehicles, which are increasingly used, need high power density and high efficiency power electronic converters due to volume constraints. Four-switch buck-boost converters are efficient converter topologies that enable bidirectional energy transfer and a wide range of input voltage increases and decreases. In this paper, an efficiency constraint-based design algorithm for a four-switch buck-boost converter is proposed. A 500 W converter design that can produce output voltages of 96-12-5 V and is fed by a 48 V battery has been designed in order to verify the performance of the suggested algorithm. The proposed algorithm chooses the inductance, capacitance, and switches from a certain database.

1. Giriş

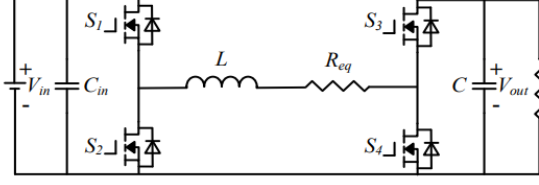
Hafif Elektrikli Araçlar (HEA); elektrikli scooter, elektrikli bisiklet, forkliftler, elektrikli motosikletler gibi düşük hızlı her türlü elektrikli aracı içerir ve elektrikli araçlar pazarının çok geniş bir bölümünü kapsamaktadır. Geleneksel içten yanmalı motorlara sahip araçlardan farklı olarak bu tip araçlar, 28V ile 168V arasında değişen bara gerilimine sahip bataryalar ile çalışır [1]. HEA'lar arasındaki ortak özellik; motor sürücüleri, batarya yönetim sistemleri, batarya şarj cihazları ve daha büyük boyutlu bataryaları sayesinde giderek daha popüler hale gelen akıllı özellikler ve elektronik aksamlardır. Araç içinde tek bir batarya

ve tek bir doğru akım barası olduğu için araç içindeki ihtiyaç duyulan farklı gerilim mertebelerinin da-da dönüştürücüler yardımıyla elde edilmesi gerekir [2]. HEA'ların sınırlı iç hacmi ve artan güç gereksinimi göz önüne alındığında, bütünlük ve verimli çeviricilere ihtiyaç duyulmaktadır. Bununla birlikte verimlilik ve güç yoğunluğu, güç elektroniği çeviricilerinin iki çelişkili isterleridir [3]. Bu ikisi arasındaki en iyi dengeyi nasıl elde edileceği araştırmacılar tarafından giderek daha fazla ilgi görmektedir.

Dört-anahtarlı alçaltan yükselten çeviriciler geniş aralıkta giriş gerilimini artırıp azaltabilme yeteneği olan ve çift yönlü enerji akışına izin veren yüksek verimli çevirici topolojilerindedir [4]. Temel olarak, alçaltan ve yükselten olmak üzere iki temel çalışma durumu vardır. Dört-anahtarlı alçaltan yükselten çeviriciler girişine uygulanan gerilimin yönünü değiştirmeden çıkış gerilimini düzenleyebilir. Bu çeviricinin en zayıf yönü, yüksek taraftaki anahtarlama elemanlarından birinin sürekli olarak iletimde olması sebebiyle iletim kayıplarının baskın oluşudur. Farklı yarı iletken elemanlar tercih edilerek bu kayıplar optimize edilebilir. Bu çeviricinin HEA uygulamalarında tercih edilmesinin sebebi değişken gerilim taleplerinin fazla olmasıdır [5]. Ek olarak literatürde fotovoltaik çeviricilerde ve mikro-şebeke uygulamalarında dört-anahtarlı alçaltan-yükselten topolojinin yoğun bir şekilde tercih edildiği görülmüştür [6-7].

Literatürde dört-anahtarlı alçaltan-yükselten çeviricinin tasarımı ile ilgili çalışmaların yanı sıra, kontrolü üzerine de pek çok çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmalarda dörtgen kontrol yöntemi [8], model öngörülü kontrol gibi farklı kontrol yöntemleri incelenmiştir. Literatürdeki tasarım ve kontrol üzerine yapılan çalışmaların hiçbirinde dört-anahtarlı alçaltan-yükselten çeviricinin tasarımı, tüm bileşenlerinin kayıplarının göz önüne alındığı ve veri tabanı üzerinden bileşenleri belirlemeyi sağlayan bir tasarım algoritması ile yapılmamıştır.

Bu çalışmada literatürdeki çalışmalardan farklı olarak, HEA için dört-anahtarlı alçaltan-yükselten çeviricinin tasarımı tüm bileşenlerdeki meydana gelen kayıpları göz önüne alarak belirli bir veri tabanında bulunan elemanları seçimine dayalı bir algoritma yardımıyla yapılmaktadır. Tasarım algoritması, çeviricinin kayıplarını en küçük yapacak şekilde çalışmaktadır.



Şekil 1: Dört-anahtarlı alçaltan -yükselten devre topolojisi [9].

Önerilen algoritma ile elektrikli bisikletler için 500W gücünde, 48V giriş geriliminde ve 96V-12V-5V çıkış geriliminde çalışabilen, yüksek verimli bir çevirici tasarımı yapılmıştır. Çalışmanın ikinci bölümünde, dört-anahtarlı alçaltan-yükselten çeviricinin topolojik analizi ve tasarımının matematiksel altyapısı verilmiştir. Üçüncü bölümde çeviricide meydana gelen kayıpların matematiksel modellemesi yapılmıştır.

2. Dört-anahtarlı Alçaltan-yükselten Çeviricinin Tasarımı

Dört-anahtarlı alçaltan-yükselten devresi, gerilimi hem yükselten hem de düşürebilen gerilimi ters çevirmeyen bir devre topolojisidir. Normal yükselten alçaltan devreden farklı olarak bu devrede diyotlar yerine yarı iletken devre elemanları vardır. Bu farklılıktan dolayı diyotlarda olan gerilim düşümleri bu devrede olmaz. Bu sayede sistem veriminde bir artış meydana gelir ve devre senkron bir şekilde çalışır [9].

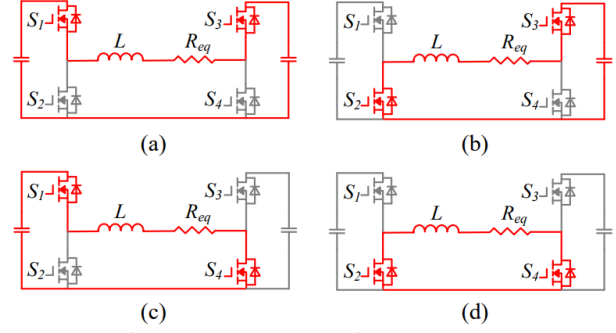
Bu çeviricinin iki temel çalışma durumu bulunmaktadır. Giriş gerilimi istenilen çıkış geriliminden düşük ise devre yükseltici durumunda çalışırken giriş gerilimi istenilen çıkış geriliminden büyük ise devre alçaltıcı durumunda çalışır. Bu çalışma durumlarında çalışırken yarı iletken elemanların ve diğer bileşenlerin ideal olmayan çalışma durumlarından dolayı ölü bölgeler oluşabilir. Bu ölü bölge, genelde giriş gerilimi çıkış gerilimine yakın olduğunda meydana gelir. Bu ölü bölge, çalışma durumlarının sık değişmesine, çıkış gerilimindeki dalgalılığın artmasına ve sistem kararsızlığına neden olabilir [10].

2.1. Dört-anahtarlı Alçaltan-Yükselten Çalışma Durumları

Şekil 2'de sırasıyla hangi anahtarların ne zaman iletme geçtiği görülmektedir. İlk çalışma durumunda S1 ve S3 iletimde olup kaynak doğrudan yükü beslemektedir. İkinci çalışma durumunda S2 ve S3 anahtarları iletimde olup kaynak ile yük arasındaki bağlantı kesilmiştir. Yüke enerji endüktans tarafından sağlanmaktadır. Çevirici durum 1'den 2'ye geçiş yaptığında alçaltan durumunda çalışmaktadır. Üçüncü çalışma durumunda S1 ve S4 anahtarları iletimdedir. Bu durumda kaynak, endüktansı şarj eder. Çevirici durum 1'den 3'e geçiş yaptığında yükseltici durumunda çalışmış olur. Durum 2 ve 3 arasında geçiş olduğunda ise çevirici yükselten alçaltan durumunda çalışmış olur. Dördüncü çalışma durumunda ise S2 ve S4 anahtarları iletimde olup bu durumda yumuşak anahtarlama yapıp sistem verimini artırmak adına kullanılabilir [9].

2.2. Dört-anahtarlı Alçaltan-Yükselten Çevirici Tasarımı

Tasarımın yapılabilmesi için gerekli olan parametreler; en küçük ve en yüksek giriş gerilimleri, çıkış gerilimi, çıkış akımı, anahtarlama frekansı, anahtarın kapı gerilimi, eklem sıcaklığı ve ortam sıcaklığıdır. Bu parametreler belirlendikten sonra gerekli hesaplamalar önerilen algoritma yardımı ile yapılmıştır.



Şekil 2: (a) İlk çalışma durumu (b) İkinci çalışma durumu (c) Üçüncü çalışma durumu (d) Dördüncü çalışma durumu [9].

Önerilen algoritma öncelikle çeviricinin çalışma durumlarını belirlemektedir ve belirlenen çalışma durumları için öncelikle darbe doluluk oranları hesaplanır. Ardından ilgili çalışma durumları için gerekli endüktans ve kapasite değerleri elde edilir. En yüksek anahtar akımı değeri, endüktans akımı, anahtarların etkin akımları ve kapasite akımı hesaplanır. Bu değerler yardımıyla endüktans için uygun nüve seçilir ve ardından endüktansın bakır ve çekirdek kaybı hesaplanır. Ardından kapasitör seçimi hazırlanmış olan veri tabanı üzerinden kaçak direnci en düşük olacak şekilde seçilir ve kapasite kaybı hesaplanır. Çeviricinin anma değerlerini sağlayan anahtarların anahtarlama ve iletim kayıpları hesaplanır. Kayıpları hesaplanan farklı anahtarlar arasından ise kaybı en düşük olan anahtar seçilir. Son olarak ısı tasarım sürecinde, önceden girdi olarak alınmış olan ortam ve eklem sıcaklıkları kullanılarak soğutucu ısı direnci hesabı yapılır ve yapılan hesaplamalar ile soğutucu boyutları belirlenir.

2.2.1. Darbe Doluluk Oranı Hesaplanması

Dört-anahtarlı alçaltan-yükselten çevirici hem alçaltan hem de yükselten durumlarında çalışabildiğinden dolayı her iki durum için de ayrı darbe doluluk oranları (D_{buck} ve D_{boost}) (1) ve (2)'deki gibi hesaplanır. Burada V_{out} çıkış gerilimini, V_{INmax} en yüksek giriş gerilimini, V_{INmin} en düşük giriş gerilimini ve η yaklaşık olarak verimi ifade eder.

$$D_{buck} = \frac{V_{out}}{V_{INmax} \cdot \eta} \quad (1)$$

$$D_{boost} = 1 - \frac{V_{INmin} \cdot \eta}{V_{OUT}} \quad (2)$$

2.2.2. Gereken Endüktans Değerinin Belirlenmesi

Endüktans seçimi endüktans akımının dalgalılığına göre yapılır. Alçaltan ve yükselten çalışma durumlarında farklı değerlerde dalgalılık değerleri oluşur, bu nedenle her iki durum için de ayrı endüktans değeri hesaplanıp her iki durumda istenilen endüktans akımı dalgalılığını sağlamak için en büyük endüktans değeri seçilir. Gereken endüktans değerleri (3) ve (4) ile hesaplanabilir. Eşitliklerde f_{sw} anahtarlama frekansını (Hz), K_{ind} endüktans akım dalgalılığının en yüksek çıkış akımına oranını göstermektedir.

$$L_{buck} \geq \frac{V_{OUT} \cdot (V_{INmax} - V_{OUT})}{K_{ind} \cdot f_{sw} \cdot V_{INmax} \cdot I_{OUT}} \quad (3)$$

$$L_{boost} \geq \frac{V_{INmin}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{INmin})}{K_{ind} \cdot f_{sw} \cdot V_{OUT}^2 \cdot I_{OUT}} \quad (4)$$

2.2.3. En Yüksek Anahtar Akımının Hesaplanması

Anahtarların seçilebilmesi için üzerlerinden geçen en yüksek akımın ve gerilimin bilinmesi gerekmektedir. Alçaltan çalışma durumu için en yüksek anahtar akımı, giriş gerilimi en yüksek değerinde gerçekleşirken yükselten çalışma durumu için giriş gerilimi en küçük olduğunda gerçekleşir. Bu iki durumdan hangisinde daha yüksek akım geçiyorsa bu değer referans alınarak anahtarlar seçilir. (5)-(8) arasında verilen eşitliklerle her iki çalışma durumu için en yüksek anahtar akımları hesaplanabilir. Denklemlerde ΔI_{max} en yüksek akım dalgalılığı ve I_{SWmax} en düşük anahtar akımını gösterir. Alçaltan çalışma durumu için:

$$\Delta I_{max} = \frac{(V_{INmin} - V_{OUT}) \cdot D_{buck}}{f_{sw} \cdot L} \quad (5)$$

$$I_{SWmax} = \frac{\Delta I_{max}}{2} + I_{OUT} \quad (6)$$

Yükselten çalışma durumu için:

$$\Delta I_{max} = \frac{V_{INmin} \cdot D_{boost}}{f_{sw} \cdot L} \quad (7)$$

$$I_{SWmax} = \frac{\Delta I_{max}}{2} + \frac{I_{OUT}}{1 - D_{boost}} \quad (8)$$

2.2.4. Çıkış Kapasitesinin Hesabı

Kapasitör seçimi tasarımcının belirlediği gerilim dalgalılığına göre yapılır. Alçaltan ve yükselten çalışma durumlarında farklı mertebelerde gerilim dalgalılık değerleri oluşur. Bu yüzden en kötü durumu göz önüne alarak kapasite değeri seçilir. Her iki çalışma durumu için gereken en küçük kapasite miktarı (C_{buck} ve C_{boost}) (9) ve (10) ile hesaplanabilir. Denklemlerde $V_{OUTripple}$ çıkış gerilimi dalgalılığını göstermektedir.

$$C_{buck} = \frac{K_{ind} \cdot I_{OUT}}{8 \cdot f_{sw} \cdot V_{OUTripple}} \quad (9)$$

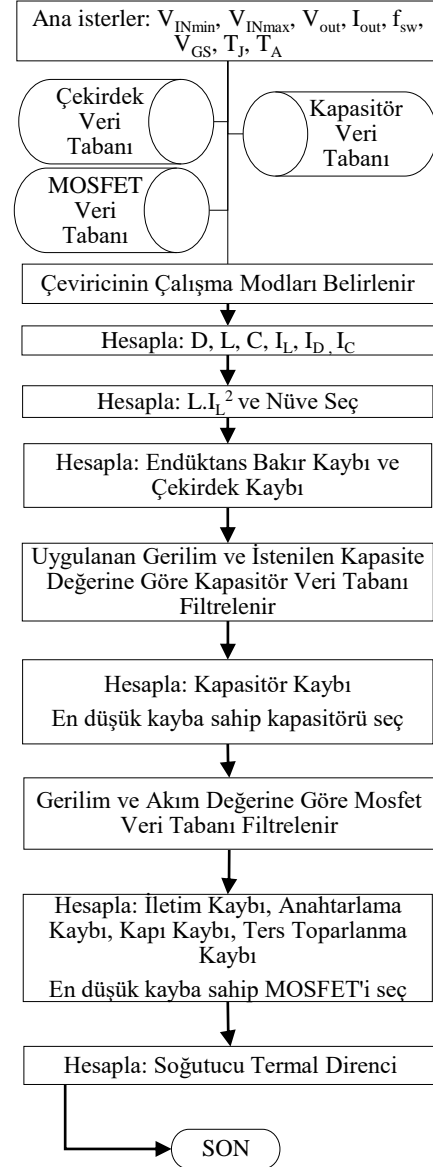
$$C_{boost} = \frac{I_{OUT} \cdot D_{boost}}{f_{sw} \cdot V_{OUTripple}} \quad (10)$$

3. Dört-anahtarlı Alçaltan-Yükselten Çevircinin Bileşenlerin Kayıp Modelleri

Çalışmanın bu bölümünde, tasarımı yapılan çevirici için kayıp modelleri verilecektir. Endüktans ve kapasite kaçak direncinin kayıplara etkisi verilirken aynı zamanda endüktansın tasarımı da yapılacaktır. Sonrasında anahtarlama elemanı üzerinde meydana gelen kayıpların matematiksel modeli verilerek ısıl tasarım için gerekli soğutucu boyutları ve seçimi yapılmıştır.

3.1. Endüktans Tasarımı ve Kayıp Modeli

Bir endüktansın tasarımı yapılırken çekirdeğinin seçilmesi, sarım sayısının belirlenmesi ve sargı türünün seçilmesi gerekmektedir. Ardından çekirdek ve bakır kayıpları hesaplanmalıdır.



Şekil 3: Tasarım algoritmasına ait akış şeması.

Çalışma frekansına en uygun çekirdek tipi seçildikten sonra LI^2 değeri hesaplanır ve üreticinin veri föylerinde sağladığı grafiklerden çekirdek modeli seçilir. Ardından sarım sayısı N , çekirdeğin en yüksek endüktans faktörü (A_L) kullanılarak (11)'deki gibi hesaplanır.

$$N = 10^3 \times \sqrt{\frac{L \text{ (mH)}}{A_L \left(\frac{\text{nH}}{\text{T}^2}\right)}} \quad (11)$$

Bu hesaplanan sarım sayısı yüksüz durumda geçerlidir. Manyetik alan şiddeti H , L_e ortalama kuvvet çizgilerinin uzunluğu olmak üzere (12) ile $A \cdot T/\text{cm}$ olarak hesaplanır.

$$H = \frac{N \times I}{L_e} \quad (12)$$

Bu değer kullanılarak üreticinin sağladığı grafiklerden başlangıç geçirgenlik değeri yüzde şeklinde elde edilir. Yüksüz durumdaki sarım sayısı bu değere bölünerek son sarım sayısı elde edilir.

Çekirdek kayıplarının hesaplanabilmesi için öncelikle en yüksek H_{max} ve en küçük H_{min} manyetik alan şiddetleri (13) ve (14) ile hesaplanır.

$$H_{max} = 4\pi \times \left[\frac{N}{L_e} \times \left(I_{DC} + \frac{\Delta I}{2} \right) \right] \quad (13)$$

$$H_{min} = 4\pi \times \left[\frac{N}{L_e} \times \left(I_{DC} - \frac{\Delta I}{2} \right) \right] \quad (14)$$

Üreticinin sağladığı grafikten bu alan şiddetlerine denk gelen akı yoğunluklarının değişimi (ΔB) elde edilir. Akı yoğunluğunun dalgalılığı B_{pk} (15) ile hesaplanır.

$$B_{pk} = \frac{\Delta B}{2} \quad (15)$$

Ardından çekirdek kayıp yoğunluğu (PL) (16)'da verilen eşitlik yardımıyla hesaplanır. a, b ve c katsayıları ise yine çekirdeğin veri föyünde yer alan bilgilerden elde edilebilir.

$$PL = a \times B_{pk}^b \times f_{sw}^c \quad (16)$$

Kayıp yoğunluğu hesaplandıktan sonra çekirdek kayıpları P_{fe} (17)'deki eşitlik ile hesaplanır. Burada A_e çekirdeğin kesit alanıdır.

$$P_{fe} = PL \times L_e \times A_e \quad (17)$$

Önceki hesaplamalarda uygulama için gerekli olan en küçük endüktans değeri (L) hesaplanmaktadır. Endüktans üzerinden geçen en yüksek akım (I_{Lmax}) ve en küçük akım (I_{Lmin}) değerleri yükselten çalışma durumu için (18)-(20) arasında verilen eşitlikler yardımı ile hesaplanır. ΔI_L Endüktans akımındaki dalgalılık değerini temsil etmektedir.

$$\Delta I_L = \frac{V_{INmin} \cdot D_{boost}}{f_{sw} \cdot L} \quad (18)$$

$$I_{Lmax} = \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{I_{OUT}}{1 - D_{boost}} \quad (19)$$

$$I_{Lmin} = -\frac{\Delta I_L}{2} + \frac{I_{OUT}}{1 - D_{boost}} \quad (20)$$

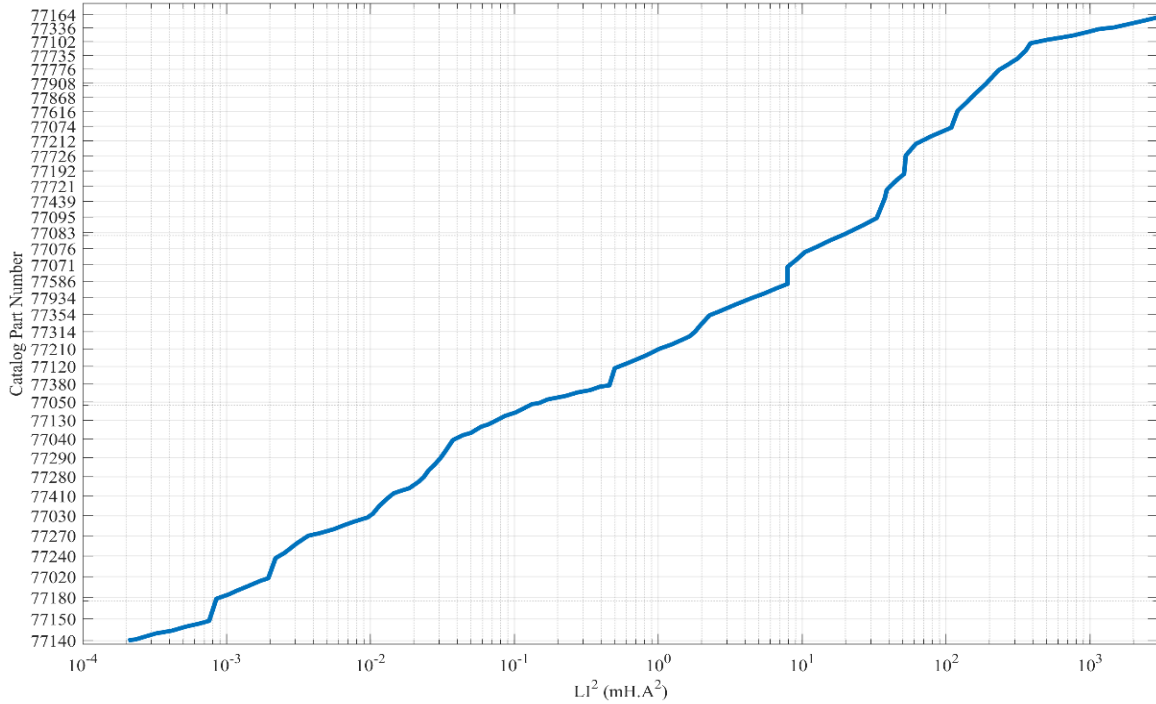
Alçaktan çalışma durumu için ise en yüksek akım ve en küçük akım değerleri (21)-(23) eşitlikleri ile hesaplanır.

$$\Delta I_L = \frac{(V_{INmin} - V_{OUT}) \cdot D_{buck}}{f_{sw} \cdot L} \quad (21)$$

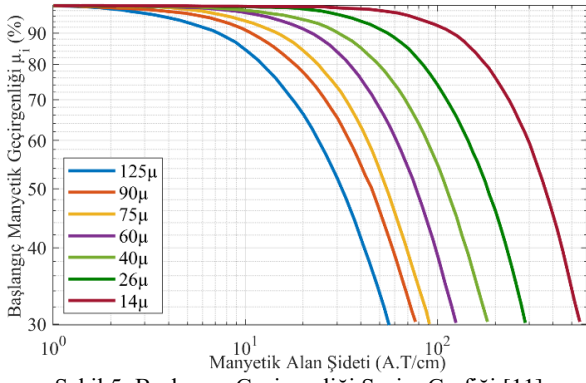
$$I_{Lmax} = \frac{\Delta I_L}{2} + I_{out} \quad (22)$$

$$I_{Lmin} = -\frac{\Delta I_L}{2} + I_{out} \quad (23)$$

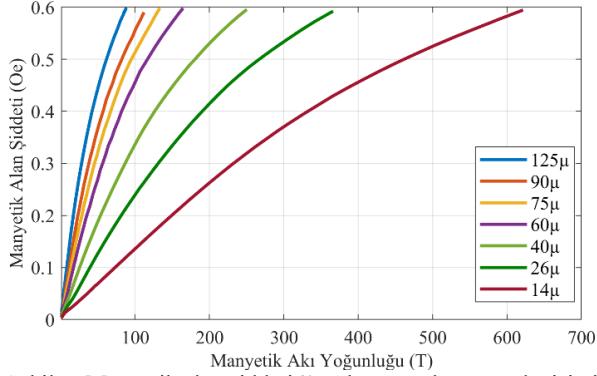
Çekirdek seçiminde en yüksek endüktans akımı kullanılmıştır. Bu akım değeri çalışma durumuna göre değişiklik göstermektedir. En yüksek kayıplar hangi çalışma durumunda ise o çalışma durumu için hesaplamalar yapılır. En yüksek endüktans akımı üzerinden $L \cdot I^2$ değeri hesaplanır. Hesaplanan $L \cdot I^2$ değeri ile Şekil 4'te verilen Magnetics firmasına ait grafik üzerinden çekirdek tipi seçilir ve (11) ve (12)'de yer alan eşitlikler yardımı ile H değeri hesaplanır. Elde edilen H değeri ile Şekil 5'te yer alan grafikten başlangıç geçirgenlik değeri elde edilir. Bu çalışmada sadece toroidal nüve verileri veri tabanına tanımlanmıştır. Veri tabanına, diğer nüve yapıları ve malzemeleri tanımlanarak daha esnek tasarımlar yapılabilir. Şekil 5'ten elde edilen başlangıç geçirgenlik değeri ile sarım sayısı yeniden hesaplanabilir. Sonrasında yukarıda verilen adımlar tekrarlanır. Akı yoğunluğu, akı yoğunluğunun dalgalılığı, çekirdek kayıp yoğunluğu ve çekirdek kayıpları hesaplanır. Çekirdek kayıplarının hesaplanmasından sonra toplam iletken uzunluğu ve bu iletkenin doğru akım direnci ile bakır kayıpları hesaplanır. Toplam endüktans kayıpları ise çekirdek ve bakır kayıplarının toplamı ile elde edilir.



Şekil 4: Magnetics firmasına ait toroid nüvelerin $L \cdot I^2$ değerleri [11].



Şekil 5: Başlangıç Geçirgenliği Seçim Grafiği [11].



Şekil 6: Manyetik alan şiddeti ile Akı yoğunluğunun değişimi [11].

3.2. Kapasitör Kayıp Modeli

Önceki eşitliklerde belirlenen kapasite ve çıkış gerilimi değeri ile veri tabanında yer alan farklı kapasiteler üzerinden en düşük kaçak direnç değerine sahip kapasite seçilir. Seçilen kapasite değeri için kayıp değerleri (24)-(26) yer alan eşitlikle üzerinden hesaplanmaktadır. Eşitliklerde ESR eş değer seri direnç değerini temsil etmektedir.

$$I_{Cout(rms)} = I_{out} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{INmin}} - 1} \quad (24)$$

$$P_{Cout} = I_{Cout(rms)}^2 \times ESR \quad (25)$$

$$P_{total} = P_{totalendüktans} + P_{Cout} \quad (26)$$

3.3. Anahtar Kayıp Modeli

Güç elektroniği devrelerinde yarı iletken elemanların kayıpları iletim ve anahtarlama kayıpları olmak üzere ikiye ayrılır. Devrenin istenilen verim aralığında olması ve ısı tasarımı için iyi şekilde yapılabilmesi için bu kayıpların yüksek doğrulukla hesaplanması gerekir.

3.3.1. İletim Kayıpları

Bir yarı iletken elemanda meydana gelen iletim kayıpları iletim direnci R_{Dson} ve üzerinden geçen akım I_D kullanılarak hesaplanır. Bu bilgiye, elemanın veri föyünde yer alan grafiklerden ulaşılabilir. Bu çalışmada anahtarlama elemanı olarak MOSFET kullanıldığı için anlık iletim kayıpları (27)'deki gibi değişmektedir [12].

$$P_{condM}(t) = u_{DS}(t) \cdot i_D(t) = R_{Dson} \cdot i_D^2(t) \quad (27)$$

Ortalama iletim kaybını elde etmek için anahtarlama periyodu T_{sw} boyunca anlık kayıp güc ifadesinin integrali alınır [12].

$$P_{condM} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (R_{Dson} \cdot i_D^2(t)) dt = R_{Dson} \cdot I_{Drms}^2 \quad (28)$$

3.3.2. Anahtarlama Kayıpları

Bir anahtarın kapı gerilimi belli bir eşik değerini geçtikten sonra anahtar iletime geçer ve parazit kapasitelere bağlı olarak akım değeri, iletim akımına kadar yükselir. Bu sırada MOSFET'in üzerindeki gerilim de iletim gerilimine kadar düşer. Aynı olayların tam tersi anahtar kesime giderken de gerçekleşir ve anahtarlama kayıpları meydana gelir [12].

Akımın yükselme süresi t_{ri} , düşme süresi t_{fi} , kapı direnci R_G , kapı ve savak arasındaki parazit kapasite C_{GD} ve ters toparlanma yükü Q_{rr} veri föyünden elde edilir. C_{GD} anahtarın açık ve kapalı olduğu durumlardaki gerilimler için C_{GD1} ve C_{GD2} olarak veri föyünden elde edilmiştir. Ardından gerilimin yükselme süresi ve düşme süresi (28)-(33) arasındaki eşitlikler ile anahtar üzerindeki gerilim U_{DD} ve kapı gerilimi U_{Dr} kullanılarak hesaplanır. Eşitliklerde t_{ri} gerilimin düşme süresini ve t_{fi} gerilimin yükselme süresini göstermektedir. Kapı-kaynak gerilimleri V_{GS1} ve V_{GS2} , seçilen I_{D1} ve I_{D2} akımları için veri föyünden elde edilir. Ardından kapı eşik gerilim değeri V_{TH} (34)'deki gibi hesaplanır. Kapı plato gerilimi $U_{plateau}$ birçok veri föyünde verilmemesi için kapı gerilimi-akım grafiklerinden I_D savak akımı kullanılarak (35) ile elde edilir.

$$t_{fi} u1 = (U_{DD} - R_{Dson} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD1}}{U_{Dr} - U_{plateau}} \quad (28)$$

$$t_{fi} u2 = (U_{DD} - R_{Dson} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD2}}{U_{Dr} - U_{plateau}} \quad (29)$$

$$t_{fi} u = \frac{t_{fi} u1 + t_{fi} u2}{2} \quad (30)$$

$$t_{ri} u1 = (U_{DD} - R_{Dson} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD1}}{U_{plateau}} \quad (31)$$

$$t_{ri} u2 = (U_{DD} - R_{Dson} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD2}}{U_{plateau}} \quad (32)$$

$$t_{ri} u = \frac{t_{ri} u1 + t_{ri} u2}{2} \quad (33)$$

$$V_{TH} = \frac{V_{GS1} \cdot \sqrt{I_{D2}} - V_{GS2} \cdot \sqrt{I_{D1}}}{\sqrt{I_{D2}} - \sqrt{I_{D1}}} \quad (34)$$

$$U_{plateau} = V_{TH} + \sqrt{\frac{I_D}{\frac{I_{D1}}{(V_{GS1} - V_{TH})^2}}} \quad (35)$$

Bu formüller yardımıyla gerekli hesaplamalar yapıldıktan sonra, iletime geçiş sırasında harcanan enerji (E_{onM}) ve iletimden çıkış için harcanan enerji (E_{offM}) sırasında ve kayıp güc (36)-(38) ile hesaplanır.

$$E_{onM} = \int_0^{t_{ri} + t_{fi}} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = U_{DD} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{ri} + t_{fi} u}{2} + Q_{rr} \cdot U_{DD} \quad (36)$$

$$E_{offM} = \int_0^{t_{ri} + t_{fi}} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = U_{DD} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{ri} + t_{fi} i}{2} \quad (37)$$

$$P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw} \quad (38)$$

3.3.3. Ters Toparlanma Kayıpları

MOSFET'lerin serbest geçiş diyotları anahtarlama sırasında kayıplar oluşturur ve bu kayıpların büyük bir çoğunluğu ters toparlanma kayıplarından oluşmaktadır. Denklemlerde Q_{rr} ters toparlanma yükünü göstermektedir.

$$E_{Drr} = \int_0^{t_{ri} + t_{fu}} u_D(t) \cdot i_F(t) dt = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot U_{DD} \quad (39)$$

$$P_{Drr} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot U_{DD} \cdot f_{sw} \quad (40)$$

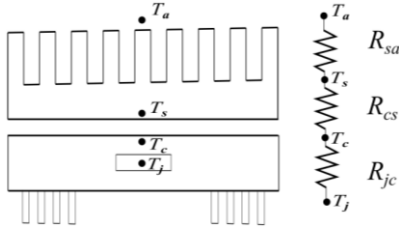
3.3.4. Kapı Kayıpları

MOSFET kapı kayıpları, MOSFET'in kapısındaki parazitik kapasiteleri şarj etmek için gereken enerjiden kaynaklanmaktadır. Denklemde; Q_g anahtarın kapı bacağındaki yük değerini, V_{GS} ise kullanılacak kapı-kaynak gerilimini göstermektedir.

$$P_g = Q_g \cdot V_{GS} \cdot f_{sw} \quad (41)$$

3.4. Isıl Tasarım

Yarı iletken anahtarlar, üzerinde meydana gelen kayıplar nedeniyle ısınırlar. Isınma sonucu oluşan sıcaklık artışı, yarı iletkenlerin başarımını doğrudan etkiler. Sıcaklık artışıyla iletim direnci ve iletim kaybı, anahtarlama kayıpları artar ve anahtarın en yüksek dayanabileceği akım değeri düşer. Bütün bu olumsuzluklardan korunmak için soğutucular kullanılır. Bu durumda en basit ısıl devre; soğutucu ve ortam arasındaki ısıl direnç R_{SA} , anahtar kılıfı ve soğutucu arasındaki ısıl direnç R_{CS} , eklem ve anahtar kılıfı arasındaki ısıl direnç R_{JC} olmak üzere şekil 7'deki gibidir.



Şekil 7: Isıl eşdeğer devre

Sıcaklık, kayıplar ve termal dirençler arasındaki bir boyutlu ısı geçişi denklemi eklem sıcaklığı T_j ve ortam sıcaklığı T_A için (42)'deki gibidir.

$$T_j = T_A + P_{kayıp} (R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) \quad (42)$$

Çizelge 2: Tasarlanan çeviricinin endüktansına ait parametreler

Hesaplanan Endüktans	Seçilen Nüve	Sarım Sayısı	İletim Kaybı	Çekirdek Kaybı	Toplam Endüktans Kaybı
57.6 μ H	Magnetics 77076	46	1.8922 W	0.9386 W	2.8308 W

Çizelge 3: Tasarlanan çeviricinin kapasitesine ait parametreler

Hesaplanan Kapasite Değeri	Seçilen Kapasitör	Kapasite Kaybı
27.12 μ F	UCA2C330MPD 160V, 33 μ F	0.196 W

Çizelge 4: Tasarlanan çeviricinin anahtarlama elemanlarına ait parametreler

Seçilen MOSFET	İletim Kaybı	Anahtarlama Kaybı	Ters Toparlanma Kaybı	Kapı Kaybı	Toplam MOSFET Kaybı	Soğutucunun Hesaplanan Termal Direnci
RD3S100AAFRA 190 V, 10 A	29.1663 W	19.8850 W	0.015 W	0.1560 W	49.22 W	0.2668 $^{\circ}$ C/W

R_{JC} değeri yarı iletken anahtarın veri föyünde belirtilirken R_{CS} kullanılan ısıl malzemenin kalınlığına, kullanıldığı alana ve ısıl iletkenliğine göre değişmektedir.

$$R_{CS} = \frac{\text{Kalınlık}}{\text{Alan} \times \text{Termal İletkenlik}} \quad (43)$$

İstenilen eklem ve ortam sıcaklığı belirlendikten sonra R_{SA} değeri hesaplanır ve bu değere uygun soğutucu boyutları seçilir.

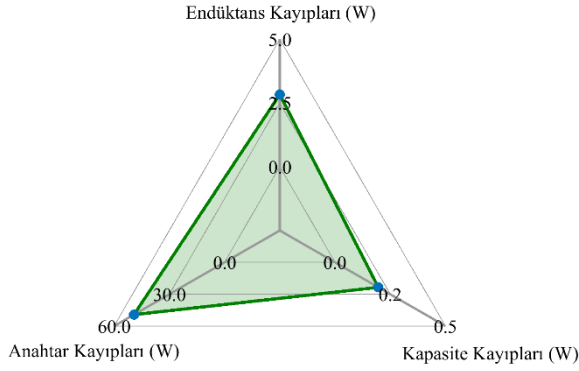
4. Durum Çalışması

Önerilen tasarımı algoritmasının başarımını test etmek için Çizelge 1'de işletme parametreleri verilen çeviricinin tasarımı yapılmıştır

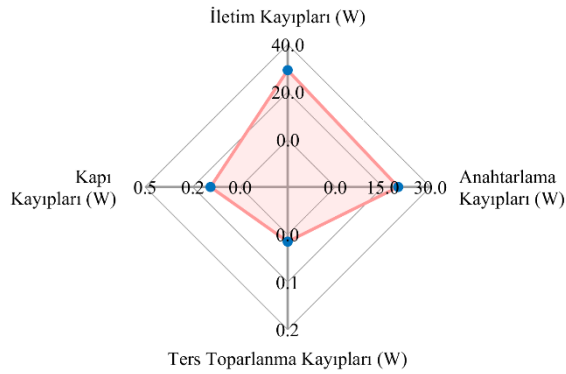
Çizelge 1: Çeviricinin tasarım parametreleri

Parametreler	Sembolü	Değerleri
Giriş Gerilimi	V_{IN}	48 V
Çıkış Gerilimleri	V_{OUT1}	96-12-5V
Anahtarlama Frekansı	f_{sw}	100 kHz
Çıkış Akımı	I_{OUT}	5.208 A
Çıkış Gücü	P_{OUT}	500 W
Uygulanacak Kapı Gerilimi	V_{GS}	15 V
Çıkış Gerilimi Dalgalılığı	$V_{OUTrippl}$	0.96 V
Endüktans Akım Dalgalılığının En Yüksek Çıkış Akımına Oranı	K_{ind}	0.4
Eklem Sıcaklığı	T_j	125 $^{\circ}$ C
Ortam Sıcaklığı	T_A	40 $^{\circ}$ C

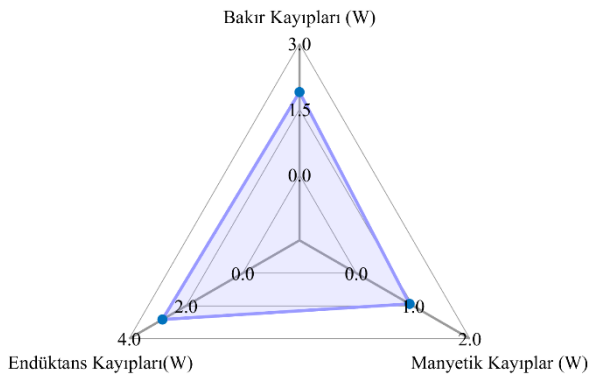
Algoritma ile yapılan tasarımda endüktans, kapasite ve anahtar elemanlarında meydana gelen güç kayıpları en küçük olacak şekilde seçimler yapılmıştır. Tasarım sonucunda Çizelge 2, Çizelge 3 ve Çizelge 4'te görüldüğü gibi endüktans nüvesi olarak Magnetics firmasına ait 77076 numaralı Kool M μ Toroid, çıkış kapasitörü olarak Nichicon firmasına ait UCA2C330MPD ve anahtar olarak ROHM firmasına ait RD3S100AAFRA seçilmiştir. Şekil 8, Şekil 9 ve Şekil 10'da kayıp güç değerleri radar grafiğinde gösterilmiştir. Toplam kayıp içerisindeki en büyük kayıp değeri anahtar kayıplarına aittir. En küçük kayıp değeri ise çıkış kapasitesinden kaynaklanmaktadır. Anahtar kayıpları grafiğine bakıldığında en fazla kaybı iletim kaybının oluşturduğu ardından anahtarlama kaybının geldiği ve en az kaybın ters toparlanma kaybından kaynaklandığı görülmektedir.



Şekil 8: Tasarıma ait toplam kayıplar



Şekil 9: Tasarıma ait yarı iletken kayıpları



Şekil 10: Tasarıma ait endüktans kayıpları

Endüktans kayıplarına bakıldığında ise en fazla kaybı bakır kaybının oluşturduğu görülmektedir. Toplam kayıp 52.25 W olup çeviricide verim %89.55 olarak hesaplanmıştır.

5. Sonuç

Bu çalışma, HEA için yüksek güç yoğunluklu dört-anahtarlı alçaltan-yükselten çeviricinin tasarımına dair yeni bir yaklaşım sunar. Önerilen algoritma ile 48 V'luk bataryadan beslenen, 500 W'luk 96-12-5 V çıkış gerilimlerini verebilen dört-anahtarlı alçaltan-yükselten çeviricinin verim kısıtı altında tasarımı gerçekleştirilmiştir. Çalışmada, tasarım algoritmasında kullanılan matematiksel alt yapı ve önerilen tasarım algoritmasının temel ilkeleri verilmiştir. Bu algoritma ile çevirici kayıpları en düşük olacak şekilde anahtar, endüktans ve kapasite

seçimleri yapılmış ve bunlara ait kayıplar hesaplanmıştır. Sonuç olarak bu çalışmada tasarım, kullanılan algoritma yardımı ile yapılmıştır. Ayrıca bu algoritma ile farklı uygulamalar için de en verimli bileşenler seçilip kayıpları düşük dört-anahtarlı alçaltan-yükselten çeviricinin tasarımı gerçekleştirilebilmektedir.

6. Kaynaklar

- [1] 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.
- [2] Lin, B., "Analysis and Implementation of a Frequency Control DC-DC Converter for Light Electric Vehicle Applications", Electronics, 10(14), p.1623, 2021.
- [3] A. Lordoglu, M. O. Gulbahce, D. A. Kocabas and S. Dusmez, "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, 2021, pp. 1-8.
- [4] Soheli, S., Sarwar, G., Hoque, M. and Hasan, M., "Design and Analysis of a DC-DC Buck Boost Converter to Achieve High Efficiency and Low Voltage Gain by using Buck Boost Topology into Buck Topology", 2018 International Conference on Advancement in Electrical and Electronic Engineering (ICAEEE), 2018.
- [5] Nan, C., Yao, T. and Ayyanar, R., "A 1 MHz eGaN FET based 4-switch buck-boost converter for automotive applications", 2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), 2015.
- [6] Carralero, L., Barbara da S. e Silva, G., Costa, F. and Tahim, A., "PV Emulator Based on a Four-Switch Buck-Boost DC-DC Converter", 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2019.
- [7] Schulz, M., Schleippmann, N., Gosses, K., Wunder, B. and Marz, B., "Four Switch Buck/Boost Converter for DC Microgrid Applications", 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe), 2020.
- [8] Liu, Q., Qian, Q., Zheng, M., Xu, S., Sun, W. and Wang, T., "An Improved Quadrangle Control Method for Four-Switch Buck-Boost Converter With Reduced Loss and Decoupling Strategy", IEEE Transactions on Power Electronics, 36(9), pp.10827-10841, 2021.
- [9] Bai, Y., Hu, S., Yang, Z., Zhu, Z. and Zhang, Y., "Model Predictive Control for Four-switch Buck-boost Converter Based on Tuning-free Cost Function With Smooth Mode Transition", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, pp.1-1, 2021.
- [10] Kim, K., Lee, H., Hong, S. and Cho, G., "A Noninverting Buck-Boost Converter With State-Based Current Control for Li-ion Battery Management in Mobile Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 66(12), pp.9623-9627, 2019.
- [11] MAGNETICS Core Selector Charts Erişim Adresi: <https://www.mag-inc.com/getattachment/Design/Design-Guides/Inductor-Design-with-Magnetics-Powder-Cores/CoreSelectionChart2017.pdf?lang=en-US>
- [12] Graovac D., Purschel M., Kiep A. MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters / Infineon: Application Note 2006-07 V1.1. – Infineon Technologies AG, 2006. – 23 pp.