



**KTO KARATAY
ÜNİVERSİTESİ**

T.C.
KTO Karatay Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü

**ELEKTRİK VE BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
TEZLİ YÜKSEK LİSANS PROGRAMI**

**İKİ KADEMELİ ANAHTARLAMALI DA-DA YÜKSELTİCİ
DEVRELERİN KONVEKS OPTİMİZASYON METOTLARI
İLE TASARIMI**

Enes YILDIRIM

KONYA

Eylül 2018

Dr. Öğr. Üyesi H. Oktay Altun
Dr. Öğr. Üyesi Benit Yumurd
Doç. Dr. Mehmet Ali Erişmiş

H. Oktay Altun
Benit Yumurd
M. Ali Erişmiş

İKİ KADEMELİ ANAHTARLAMALI DA-DA YÜKSELTİCİ
DEVRELERİN KONVEKS OPTİMİZASYON METOTLARI
İLE TASARIMI

Enes YILDIRIM

KTO Karatay Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Ana Bilim Dalı
Yüksek Lisans Programı

Yüksek Lisans Tezi

Eylül, 2018

H.O.A 

Fen Bilimleri Enstitü Onayı

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdür Vekili

Prof. Dr. H. Bekir Yıldız

Bu yüksek lisans tezinin yapılması gereken bütün gerekliliklerinin yerine getirdiğini onaylıyorum.

Anabilim Dalı Başkan Vekili

Dr. Öğr. Üyesi H. Oktay Altun

Enes YILDIRIM tarafından hazırlanan İKİ KADEMELİ ANAHTARLAMALI DA-DA YÜKSELTİCİ DEVRELERİN KONVEKS OPTİMİZASYON METOTLARI İLE TASARIMI başlıklı bu çalışma 14.09.2018 tarihinde yapılan savunma sınavı sonucunda başarılı bulunarak jüri tarafından tezli yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi H. Oktay Altun

Jüri Üyeleri

Başkan : Doç. Dr. Mehmet Akif Erişmiş

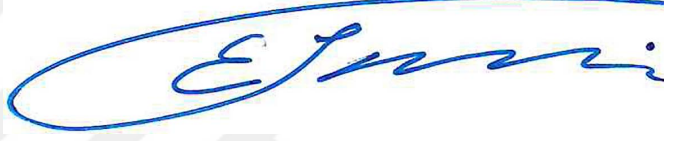
Üye : Dr. Öğr. Üyesi H. Oktay Altun

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Semih Yumuşak

Tez Bildirimi

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orjinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını, kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı, bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu bildirir aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak ve kayıplarımı kabullendiğimi beyan ederim.

Enes YILDIRIM, Eylül-2018



Özet

İKİ KADEMELİ ANAHTARLAMALI DA-DA YÜKSELTİCİ DEVRELERİN KONVEKS OPTİMİZASYON METOTLARI İLE TASARIMI

Enes YILDIRIM

KTO Karatay Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi H. Oktay ALTUN

Eylül 2018

DA-DA çevirici devreler, özellikle bataryalarda depolanan enerjiden DA olarak faydalanılacak senaryolarda, önemli bir güç elektroniği sistemi ünitesi olarak kullanılmaktadır. Biz bu çalışmada matematiksel optimizasyon teknikleri kullanarak iki aşamalı DA-DA çevirici devrelerin optimum verimlilikte tasarlanmasını sağlayacak bir metot geliştirdik. Literatürde tek aşamalı DA-DA devrelerin matematiksel optimizasyon teknikleri ile tasarlanması ile ilgili çalışmalar bulunmakla beraber, tasarım iki aşamaya çıktığında problem zorlaşmaktadır. İki aşamalı DA-DA çevirici tasarımı problemi geometrik problem olarak ifade edilememektedir. Bu çalışmada geometrik programlama olarak ifade edilemeyen problemi, monomial yaklaşım yaparak geometrik problem olarak formüle edip, iteratif bir yaklaşımla çözdük. Yaklaşımımızın etkinliğini simülasyon sonuçları ile destekledik.

Anahtar kelimeler: İki Aşamalı DA-DA Dönüştürücü, Yükseltici, Konveks Optimizasyon, Optimal Devre Tasarımı

Abstract

DESIG OF TWO STAGE BOOST CONVETER CIRCUITS VIA CONVEX OPTIMIZATION METHODS

Enes YILDIRIM

KTO Karatay University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Master of Science Thesis in Electrical and Computer Engineering

Advisor: Asst. Prof. H. Oktay ALTUN

September 2018

DC-DC converter circuits are used as an important power electronics system unit, especially in scenarios where energy in batteries needs to be utilized as direct current. In this study, we have developed a method to ensure that two-stage DA-DA converter circuits are designed with optimum efficiency using mathematical optimization techniques. Although there are some studies about designing one-stage DA-DA circuits with mathematical optimization techniques in the literature, the problem becomes difficult when the design goes into two stages. We find out that the problem of a two-stage DA-DA converter design cannot be expressed as a geometric problem. However, we formulated and solved the problem by approximating the problem as geometric optimization problem around critical points, and then iterated the same procedure until convergence. We supported the effectiveness of our approach with simulation results.

Keywords: Two Stage DC-DC Converter, Boost Converter, Convex Optimization, Circuit Design via Optimization

Teşekkür

Çalışmalarım boyunca her türlü fedakarlığı gösteren ve bana her konuda destek olan, moral ve motivasyon konusunda beni hiç yalnız bırakmayan eşim Esin YILDIRIM'a ve tezi düzenlememde yardımcı olan değerli arkadaşlarım Mehmet GÖK ve Mehmet YAZGAN'a, değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren tez danışmanım Dr. Öğr. Üyesi H. Oktay ALTUN'a, ve kıymetli tecrübelerinden faydalandığım KTO Karatay Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine teşekkürü bir borç bilirim.

Enes YILDIRIM
Eylül-2018

İçindekiler

Özet	v
Abstract	vi
Teşekkür	vii
Şekil Listesi	x
Tablo Listesi	xi
Kısaltmalar	xii
Semboller	xiii
1 Giriş	1
2 Kuramsal Temeller	3
2.1 Anahtarlama DA-DA Yükseltici Devreler	3
2.1.1 Anahtarlama DA-DA Yükseltici Devrelerin Tarihçesi ve Uygulamaları	4
2.1.2 Anahtarlama DA-DA Yükseltici Devrelerin Genel Yapısı	5
2.2 Konveks Optimizasyon	11
2.2.1 Geometrik Programlama	12
2.2.2 Monomial ve Posynomial Fonksiyonlar	12
3 Literatür	14

4 Metodoloji	18
4.1 DA-DA Yükseltici Devresinin Tasarım Parametreleri	18
4.2 Anahtarlamaadaki Güç Kayıpları	20
4.3 Pasif Elemanlardaki Kayıplar	20
4.4 Yükseltici Devredeki Toplam Güç Kayıpları ve Verimlilik	21
4.5 Deneysel Çalışmalar: Yükseltici Devre için Optimizasyon Programı	22
4.5.1 Tek Kademeli DA-DA Yükseltici Devre Optimizasyonu	24
4.5.2 İki Kademeli DA-DA Yükseltici Devre Optimizasyonu (Sabit V_c ve I_o)	26
4.5.3 İki Kademeli DA-DA Yükseltici Devre Optimizasyonu (Değişken V_c ve I_o)	28
4.5.4 Simülasyon	30
4.5.5 Pertürbasyon Analizi	31
5 Sonuç	34
6 Ekler	35
Kaynaklar	36
Özgeçmiş	40

Şekil Listesi

2.1	İdeal anahtarlı DA-DA yükseltici devresi	5
2.2	MOSFET anahtarlama DA-DA yükseltici devresi	5
2.3	Anahtar 1 konumundayken DA-DA yükseltici devresi	6
2.4	Anahtar 2 konumundayken DA-DA yükseltici devresi	6
2.5	İndüktör gerilimi dalga formu	7
2.6	Kapasitör akımı dalga formu	7
2.7	Yükseltici devrenin DA gerilim dönüşüm oranı	8
2.8	İndüktör akımı DA komponentinde görev döngüsüyle meydana gelen değişim	9
2.9	İndüktör akımı dalga formu	10
2.10	Kapasitör gerilimi dalga formu	11
4.1	Tek kademeli anahtarlama DA-DA yükseltici devresi	18
4.2	Kapasitör akımı dalga formu	21
4.3	İki kademeli DA-DA yükseltici devresi	26
4.4	İki kademeli DA-DA yükseltici devresinin Multisim simülasyon programındaki benzetim görüntüsü	30
4.5	C kapasitörünün devre verimine etkisi	31
4.6	C' kapasitörünün devre verimine etkisi	31
4.7	L indüktörünün devre verimine etkisi	32
4.8	L' indüktörünün devre verimine etkisi	32
4.9	f_s anahtarlama frekansının devre verimine etkisi	33
4.10	f'_s anahtarlama frekansının devre verimine etkisi	33

Tablo Listesi

4.1	Bir kademeli DA-DA yükseltici optimizasyon programı girdi değerleri	25
4.2	Bir kademeli DA-DA yükseltici optimizasyon programı kısıtlama parametreleri	25
4.3	Bir kademeli DA-DA yükseltici optimizasyon programı çıktıları	26
4.4	İki kademeli DA-DA yükseltici devre (sabit V_c ve I_o) optimizasyon programı girdi değerleri	27
4.5	İki kademeli DA-DA yükseltici devre (sabit V_c ve I_o) optimizasyon programı kısıtlama parametreleri	27
4.6	İki kademeli DA-DA yükseltici devre (sabit V_c ve I_o) optimizasyon programı çıktıları	28
4.7	İki kademeli DA-DA yükseltici devre (değişken V_c ve I_o) optimizasyon programı girdi değerleri	29
4.8	İki kademeli DA-DA yükseltici devre (değişken V_c ve I_o) optimizasyon programı kısıtlama parametreleri	29
4.9	İki kademeli DA-DA yükseltici devre optimizasyon (değişken V_c ve I_o) programı çıktıları	30
6.1	Optimizasyon programı sınırlandırma fonksiyonları ve bu fonksiyonların $V_c = 10$ noktası etrafındaki <i>monomial</i> yaklaşımları	35

Kısaltmalar

Kısaltmalar	Açıklamalar
AA	Alternatif Akım
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
DA	Doğru Akım
GP	Geometrik Programlama
MIP	Karışık Tamsayı Problemi (<i>Mixed Integer Problem</i>)
RHP	<i>Right Half Plane</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SMPS	<i>Switch Mode Power Supply</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>

Semboller

Semboller Açıklamalar

C	Kapasitans
D	Görev döngüsü (<i>duty cycle</i>)
ΔI_L	İndüktör akımındaki değişim miktarı
ΔV_c	Kapasitör gerilimindeki değişim miktarı
η	Verim
$f_m \Big _{v=a}$	f fonksiyonunun $v = a$ noktası etrafındaki <i>monomial</i> yaklaşımı
f_s	Anahtarlama frekansı
I_{effc}	Kapasitör akımının RMS değeri
I_o	Çıkış (<i>output</i>) akımı
I'_o	İkinci kademe çıkış (<i>output</i>) akımı
i_C	Kapasitör (<i>capacitor</i>) akımı
L	İndüktans
$M(D)$	Gerilim dönüşüm oranı
w_o	Bant genişliği
$Q_{rr}^{Schottky}$	Schottky diyot ters kurtarma (<i>reverse recovery</i>) akımı
$Q'_{rr}^{Schottky}$	İkinci kademe için Schottky diyot ters kurtarma (<i>reverse recovery</i>) akımı
R	Direnç
R_{DS}	MOSFET iç direnci
R'_{DS}	İkinci kademe için MOSFET iç direnci
R_l	Yük direnci
R'_l	İkinci kademe için yük direnci
T_{swOFF}	MOSFET iletimi kesme zamanı
T'_{swOFF}	İkinci kademe için MOSFET iletimi kesme zamanı
T_{swON}	MOSFET iletime geçme zamanı
T'_{swON}	İkinci kademe için MOSFET iletime geçme zamanı
V	Gerilim
V_c	Kapasitör (<i>capacitor</i>) gerilimi
V'_c	İkinci kademe için kapasitör (<i>capacitor</i>) gerilimi
V_f	Diyot ileri gerilim düşümü (<i>forward voltage drop</i>)
V'_f	İkinci kademe için diyot ileri gerilim düşümü (<i>forward voltage drop</i>)
V_g, V_i	Giriş (<i>input</i>) gerilimi
v_L	İndüktör gerilimi

1 Giriş

Mevcut teknolojik ürünlerin birçoğunda, örneğin cep telefonları, taşınabilir bilgisayarlar veya elektrikli otomobiller gibi araçlarda, doğru akım (DA) güç kaynaklarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu teknolojilerin kullanımları gün geçtikçe yaygınlaşmaktadır. DA enerji ihtiyacı çoğunlukla depolama elemanları veya alternatif akım (AA) enerji kaynaklarından dönüştürülerek elde edilmektedir. Enerji ihtiyacının fazla olduğu senaryolarda, gerilim değerleri yükseltilerek akım olabildiğince düşük tutulmalıdır ki, akım taşıyıcı baraların ısınması vb. sorunlar en aza indirilebilsin. Bu tür durumlarda gerilim değerleri yükseltilmelidir. Yüksek değerlerde gerilim ihtiyacının olduğu durumlarda, depolama elemanı olarak kullanılan bataryaların seri ve paralel bağlanmasıyla oluşturulacak paketler yeterli enerji miktarını sağlasalar bile, bu şekilde oluşturulan yapıların, kullanım alanı, ağırlık ve maliyet gibi birçok dezavantajı vardır. Bu dezavantajların ortadan kaldırılması ve istenilen düzeylerde gerilim değerleri elde etmek amacı ile DA-DA dönüştürücüler tasarlanmıştır.

Yükseltici dönüştürücüler DA-DA dönüştürücüler arasında önemli bir yere sahip devre yapılarından bir tanesidir. DA-DA yükseltici devreleri; devreyi besleyen giriş geriliminin yükseltilerek çıkışa aktarılması üzerine dizayn edilmiş özel amaçlı devrelerdir. DA-DA yükseltici devrelerde yükseltilmek istenen gerilim değerleri arttıkça, devrede kullanılan bobin, kondansatör, diyot ve anahtarlama elemanlarından kaynaklanan bir takım güç kayıpları oluşmakta ve devrenin çalışma verimi düşmektedir. DA-DA yükseltici devreleri incelendiğinde, giriş gerilimi tek kademeli bir devre aracılığıyla yükseltildiğinde, devrenin verimliliğinin gerilimin yükseltilme oranına (yani devrenin kazancına) bağlı olarak düştüğü gözlemlenmiştir. Genel olarak üç ve üzerindeki kazançlar için devre verimi önemli ölçüde düşmektedir. Örnek vermek gerekirse, 3 Voltluk bir giriş gerilimini tek bir DA-DA yükseltici devresi ile 30 Volt seviyelerine çıkarmak, 3 Volt'u önce 10 Volt seviyelerine çıkarıp daha sonra elde edilen 10 Voltluk gerilimi 30 Volt'a çıkarmaktan daha düşük

verimlidir. İhtiyaca göre, öncelikli olarak DA-DA yükseltici devrelerin topolojisi belirlenerek iki, üç veya daha fazla kademeli olacağına karar vererek, devre topolojisini belirlemek ve tasarım yapmak enerji verimliliği açısından optimum seviyelere ulaşmayı kolaylaştıracaktır.

Matematiksel programlama yöntemleri; mühendislik alanlarındaki problem çözümlerinde veya tasarım süreçlerinde belirli tasarım veya işletimsel kısıtlamalar ile belirli bir performans kriterini en maksimum düzeye çıkarmak veya en minimum seviyeye indirmek amacıyla çokça başvurulan yöntemlerdir. Konveks optimizasyon metotları da bu matematiksel programlama yöntemleri arasında önemli bir yere sahiptir. Yapılan bu çalışmada amacımız konveks optimizasyon metotlarından biri olan geometrik programlama yöntemini kullanarak iki kademeli DA-DA yükseltici devrelerin verimliliğini arttırmak ve maksimum verimliliği sağlayan bobin, kondansatör ve frekans değerleri gibi devrenin temel tasarım parametrelerini hesaplamaktır. Tek seviyeli DA-DA yükseltici devrelerde geometrik programlama yöntemleri literatürde mevcut olmakla beraber [1], iki kademeli yükselticiler için mevzubahis metodu kolayca genelleyebilmek mümkün görünmemektedir. Bu çalışmada iki aşamalı dönüştürücü optimizasyonu sırasında karşılaşılan güçlükler ve bu güçlüklerin aşılması için önerilen çözüm yöntemleri sunulmaktadır.

Bu tez çalışmamızda Bölüm 2’de kuramsal temellerden bahsederek okuyucuyu tez konusuna hazırlamaya çalıştık ve tezimizin temelini oluşturan DA-DA yükseltici devrelerin çalışma prensiplerini ve uyguladığımız optimizasyon metodunu anlattık. Bölüm 3’te literatürde yapılmış çalışmaların özetlerinden bahsettik. Bölüm 4’te ise tezimizde önerdiğimiz algoritmayı ve yaptığımız çalışmayı detaylandırdık. Bölüm 4.1’de tasarım parametrelerimizi matematiksel olarak ifade ederek, Bölüm 4.2, Bölüm 4.3 ve Bölüm 4.4’te amaç fonksiyonumuzu oluşturan devre kayıplarını formüle ettik. Bölüm 4.5’te yaptığımız çalışmanın sonuçlarına ve karşılaştırmalarına yer verdik. Bölüm 5’te ise tez çalışmamızla ilgili değerlendirme yapıp tez çalışmamızın sonuçlarını yorumladık.

2 Kuramsal Temeller

DA-DA dönüştürücü devreler, bir doğru akım kaynağını bir gerilim seviyesinden diğerine dönüştüren güç kaynağı çeşitlerinden biridir. Doğrusal (veya izoleli) ve anahtarlama (veya izolesiz) olmak üzere iki tür DA-DA dönüştürücü çeşidi vardır. Doğrusal DA-DA dönüştürücüler trafo tabanlıdır ve belirli bir çıkış gerilimini oluşturmak için direnç ile gerilim düşümünü yöntemini kullanırken, anahtarlama bir DA-DA dönüştürücü devresi, giriş enerjisini periyodik olarak depolayıp ardından bu enerjiyi farklı bir gerilim değerine dönüştürerek çıkışa iletir. Depolama, indüktör veya transformatör gibi bir manyetik alan bileşeninde veya kapasitör gibi bir elektrik alan bileşeninde gerçekleşir.

Trafo tabanlı dönüştürücüler, giriş ve çıkış arasında izolasyon sağlarlar. İzoleli DA-DA dönüştürücüler *flyback* ve *forward* olmak üzere iki ayrı devre tipine sahiptirler, anahtarlama DA-DA dönüştürücüler ise yükseltici (*boost*), düşürücü (*buck*) ve hem düşürücü hem yükseltici (*buck-boost*) olmak üzere üçe ayrılırlar. Anahtarlama DA-DA dönüştürücülerini trafo tabanlı dönüştürücülerden ayıran en önemli özellikleri ise verimliliği çok daha yüksektir ve anahtarlama frekansı daha yüksek olduğu için pasif bileşenler daha küçüktür. Bu da kayıpların daha düşük seviyede olması avantajı sağlamaktadır.

2.1 Anahtarlama DA-DA Yükseltici Devreler

Birçok teknik uygulamada, sabit bir DA gerilim kaynağını değişken gerilimli bir DA gerilim çıkışına dönüştürmek gerekir. Bir anahtarlama DA-DA dönüştürücü, gerilimi doğrudan DA'dan DA'ya dönüştürür. Bir DA dönüştürücü, değişken sarım oranına sahip bir AA trafosuna eşdeğerdir. Bu

devreler DA gerilimleri bir alternatif akımda kullanılan bir transformatör gibi gerilimi düşürmek ya da yükseltmek için kullanılırlar [2].

DA-DA dönüştürücüler, elektrikli otomobiller, tramvaylar, deniz araçları ve forkliftlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Yüksek verimlilik, iyi hızlanma kontrolü ve hızlı dinamik yanıt sağlarlar. Aynı zamanda enerjiyi tekrar beslemeye geri döndürmek için DA motorların rejeneratif frenlemesinde de kullanılmaktadır [2].

Anahtarlama DA-DA dönüştürücüler lineer dönüştürücülerle karşılaştırıldığında verimlilik, boyut ve maliyet açısından avantajlı olduğu gözlenmektedir. Anahtarlama DA-DA dönüştürücülerin verimliliği %90'lara varırken bu değer lineer dönüştürücülerde genellikle %30 dolaylarındadır. DA-DA anahtarlama yükseltici devreler, belirli bir DA gerilim değerini alıp istenen bir değere yükseltmek için verimli bir yöntem sağlamak üzere tasarlanmıştır.

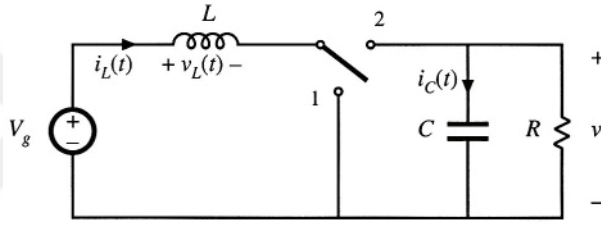
2.1.1 Anahtarlama DA-DA Yükseltici Devrelerin Tarihçesi ve Uygulamaları

Yüksek verimlilik için anahtarlama güç kaynakları (*SMPS*) hızlı bir şekilde açılıp kapatılmalı ve çok daha az kayıp içermelidir. 1950'lerde yarı iletken anahtarların üretilmesiyle DA-DA dönüştürücü devreler 1960'ların başında geliştirildi. Anahtarlama güç kaynakları gibi anahtarlı sistemlerin çalışma yapısı bir anahtarın açılıp kapanmasına bağlı olduğundan, tasarlanması zor devrelerdir. 1977'de Caltech'ten R. D. Middlebrook, bugün hâlihazırda kullanılan DA'dan DA'ye dönüştürücüler için modeller yayınlamıştır. *State-Space* ortalama modelleme adı verilen bir teknik her bir anahtar durumu için devre konfigürasyonlarının ortalamasını aldı. Böylece, iki sistemin bir indirilmesiyle oluşan bu model ile anahtarlama güç kaynaklarının geliştirilmesine imkan tanıyan denklemler ortaya konulmuştur [3].

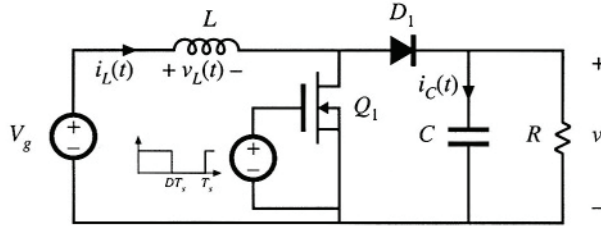
Bataryalı sistemlerde genellikle daha yüksek gerilim elde etmek için seriler halinde hücreler dizilir. Bununla birlikte, yetersiz alan nedeniyle birçok yüksek gerilim uygulamasında hücrelerin yeterli şekilde yığılması mümkün değildir. Yükseltici dönüştürücüler gerilimleri arttırabilme ve hücre sayılarını azaltabilme olanağı sağlarlar.

2.1.2 Anahtarlama DA-DA Yükseltici Devrelerin Genel Yapısı

Adından da anlaşılacağı üzere bir anahtarlama DA-DA yükseltici devresinde, çıkış gerilimi giriş geriliminden daha büyüktür. Anahtarlama elemanı olarak bir MOSFET'in kullanıldığı bir DA-DA yükseltici devresi Şekil 2.1'de gösterilmiştir. DA-DA yükseltici devresi, DA giriş geriliminden daha büyük bir DA çıkış gerilimi üretebilen, iyi bilinen bir anahtarlama DA-DA dönüştürücü çeşididir. Bir MOSFET ve diyot kullanılarak anahtarın pratik olarak uygulanışı, Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Bu dönüştürücü devresinde kararlı durum çıkış gerilimini ve indüktör akımını bulmak için küçük dalgalanma yaklaşımı, indüktör volt-saniye dengesi ve kapasitör şarj dengesi ilkeleri uygulanmaktadır.



Şekil 2.1: İdeal anahtarlı DA-DA yükseltici devresi [4]



Şekil 2.2: MOSFET anahtarlama DA-DA yükseltici devresi [4]

Anahtar 1 konumundayken, indüktörün sağ tarafı toprağa bağlanır ve Şekil 2.3'deki devre modunu alır. Bu devre modu için indüktör gerilimi ve kapasitör akımı:

$$v_L = V_g \quad (2.1)$$

ve

$$i_C = -v/R \quad (2.2)$$

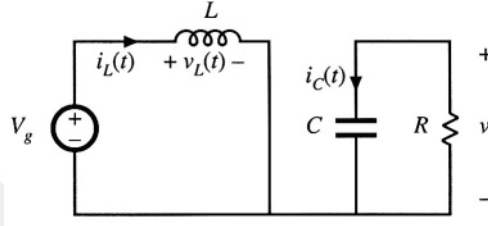
şeklinde yazılır. Doğrusal dalgalanma yaklaşımı kullanılarak;

$$v_L = V_g \quad (2.3)$$

ve

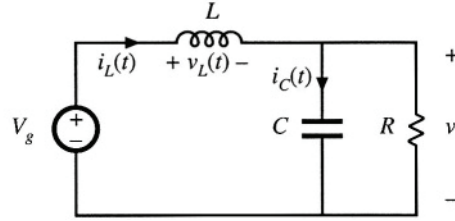
$$i_C = -V/R \quad (2.4)$$

şeklinde olur.



Şekil 2.3: İdeal anahtarlı DA-DA yükseltici devresinde (bkz. Şekil 2.1) anahtar 1 konumundayken devre burada gösterilen devreye indirgenir [4]

Şekil 2.1'deki anahtar 2 numaralı konumdayken, indüktör Şekil 2.4'de görüldüğü gibi doğrudan çıkışa bağlanır.



Şekil 2.4: İdeal anahtarlı DA-DA yükseltici devresinde (bkz. Şekil 2.1) anahtar 2 konumundayken devre burada gösterilen devreye indirgenir [4]

İndüktör gerilimini ve kapasitör akımını yazacak olursak:

$$v_L = V_g - v \quad (2.5)$$

ve

$$i_C = i_L - v/R \quad (2.6)$$

şeklindedir.

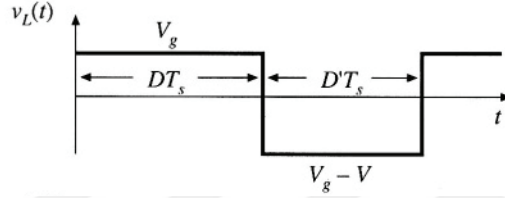
Doğrusal dalgalanma yaklaşımı kullanılarak; $v \approx V$ ve $i_L \approx I$ değişken değişimi yapıldığında denklemlerimiz:

$$v_L = V_g - V \quad (2.7)$$

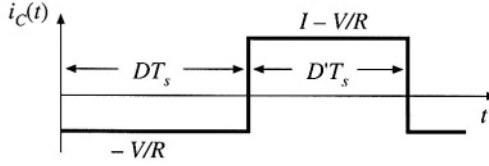
ve

$$i_C = I - V/R. \quad (2.8)$$

Denklem 2.1 ve Denklem 2.2 kullanılarak çizilen indüktör gerilimi ve kapasitör akımı dalga formları Şekil 2.5'deki gibidir.



Şekil 2.5: İndüktör gerilimi dalga formu [4]



Şekil 2.6: Kapasitör akımı dalga formu [4]

Şekil 2.5'deki indüktör gerilimi dalga formundan, DA çıkış geriliminin (V) giriş gerilimi V_g 'den daha büyük olduğu anlaşılmaktadır. İlk aralık (DT_s) süresince $v_L(t)$ DA giriş gerilimi V_g 'ye eşittir ve indüktöre pozitif gerilimsaniye uygulanır. Kararlı durumda, bir anahtarlama periyodu boyunca uygulanan toplam volt-saniye sıfır olmalıdır, bu nedenle ikinci aralıkta ($D'T_s$) negatif volt-saniye uygulanmalıdır. Bu nedenle, ikinci subinterval sırasında indüktör gerilimi $V_g - V$ negatif olmak zorundadır. Bundan dolayı çıkış gerilimi V , çıkış gerilimi V_g 'den büyüktür.

Bir anahtarlama periyodu boyunca indüktöre uygulanan toplam volt saniye:

$$\int_0^{T_s} v_L(t)dt = (V_g)DT_s + (V_g - V)D'T_s. \quad (2.9)$$

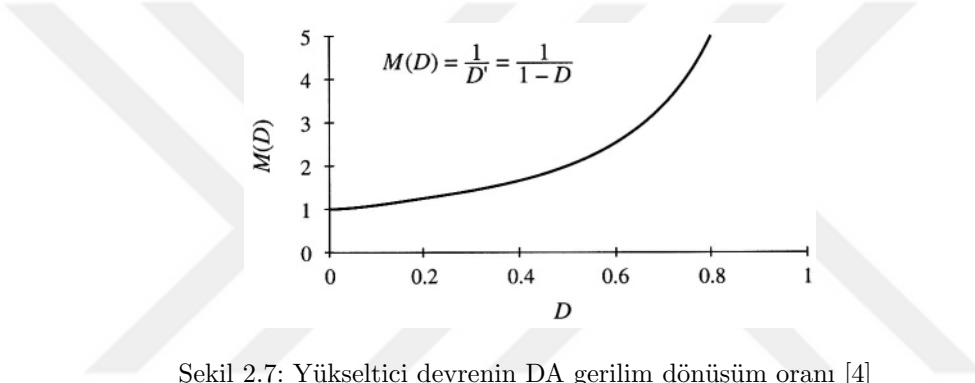
Bu ifadeyi sifira eşitleyerek ve terimleri toplayarak aşağıdaki denklem elde edilir:

$$V_g(D + D') - VD' = 0. \quad (2.10)$$

$D + D' = 1$ olduğundan, yukarıdaki denklemde yerine yazıldığında çıkış gerilimi: $V = V_g/D'$ şeklindedir. Gerilim dönüşüm oranı $M(D)$ bir DA-DA dönüştürücü devrenin çıkış geriliminin giriş gerilimine oranıdır. Gerilim dönüşüm oranı aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$M(D) = V/V_g = 1/D' = 1/(1 - D). \quad (2.11)$$

$M(D)$ 'nin grafiği Şekil 2.7'de gösterildiği gibidir.



Şekil 2.7: Yükseltici devrenin DA gerilim dönüşüm oranı [4]

$D = 0$ olduğunda denkleme göre $V = V_g$ 'dir ve D arttıkça çıkış gerilimi artar ve ideal durumda D , 1'e yaklaştıkça sonsuza yönelir. Bu nedenle ideal bir DA-DA yükseltici devresi, giriş geriliminden daha büyük herhangi bir çıkış gerilimi üretme yeteneğine sahiptir. Ancak pratikte DA-DA yükseltici devre ile üretilebilen çıkış gerilimi sınırlıdır [2].

İndüktör akımının DA bileşeni, kapasitör şarj dengesi prensibinin kullanılmasıyla elde edilir. İlk aralıkta yük kapasitör tarafından beslenir ve kapasitör kısmen deşarj olur. İkinci aralıkta ise indüktör akımı yükü besler ve kapasitörü yeniden şarj eder. Bir anahtarlama periyodu boyunca kapasitör yükündeki net değişim, Şekil 2.6'da gösterilen $i_C(t)$ 'nin dalga formunun entegrasyonu ile bulunur,

$$\int_0^{T_s} i_C(t)dt = (-V/R)DT_s + (I - V/R)D'T_s. \quad (2.12)$$

Kararlı durumda sonucun sifira eşit olması gerektiğinden;

$$\frac{-V}{R}(D + D') + ID' = 0 \quad (2.13)$$

ve

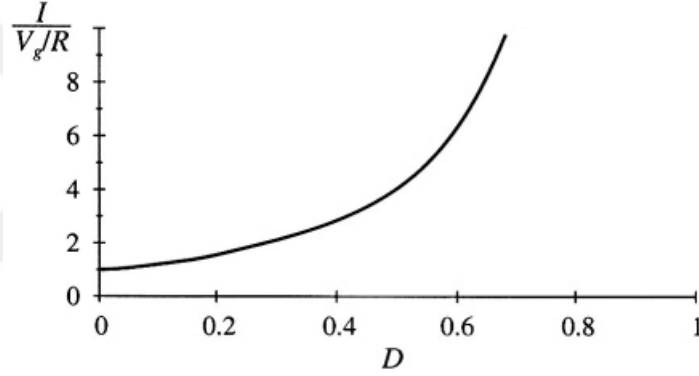
$$D + D' = 1 \quad (2.14)$$

olduğu göz önünde bulundurularak indüktör akımı DA komponenti I için çözüldüğünde;

$$I = \frac{V}{D'R} \quad (2.15)$$

şeklinde olmaktadır.

İndüktör akımının DA komponenti olan I yük akımına eşittir ve $V = \frac{V_g}{D}$ değişken değişimi yapıldığında $I = \frac{V_g}{(D')^2 R}$ şeklinde olur. Denklemin grafiği Şekil 2.8'de çizildiği gibidir ve grafikte D , 1'e yaklaştıkça indüktör akımının arttığı görülmektedir.



Şekil 2.8: İndüktör akımı DA komponentinde görev döngüsüyle meydana gelen değişim [4]

Anahtarlamalı DA-DA yükseltici devredeki DA giriş akımıyla özdeş olan bu indüktör akımı, yük akımından daha büyüktür. Fiziksel olarak, yükseltici devredeki elemanların ideal olması durumunda, dönüştürücü giriş ve çıkış güçlerinin eşit olması gerekir. Yükseltici devredeki çıkış gerilimi giriş geriliminden daha büyük olduğu için, giriş akımı aynı oranda çıkış akımından daha büyük olmalıdır. Pratikte, indüktör akımı aktığında yarı iletken gerilim düşüşleri, indüktör sargı direnci ve diğer kaynaklar güç kaybına neden olur. Görev döngüsü (*duty cycle*) bire yaklaştıkça, indüktör akımı çok büyük olur ve böylece ideal olmayan devre elemanları çok büyük güç kayıplarına yol açar. Sonuç olarak, Anahtarlamalı DA-DA yükseltici devredenin verimliliği, yüksek görev döngüsünde hızla azalır.

İndüktör akımındaki dalgalanma ifade edilecek olursa; Şekil 2.5'te gösterilen

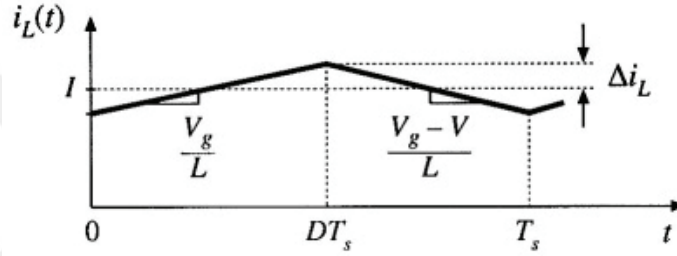
indüktör gerilimi $v_L(t)$ 'den yola çıkılarak, anahtar 1 konumu için:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_g}{L}, \quad (2.16)$$

ve anahtar 2 konumu için:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_g - v}{L} \quad (2.17)$$

olarak ifade edilebilir ve indüktör akımı dalga formu Şekil 2.9'da gösterildiği gibidir.



Şekil 2.9: İndüktör akımı dalga formu [4]

İlk aralık boyunca indüktör akımındaki değişim miktarı $2\Delta i_L$ kadardır ve

$$2\Delta i_L = \frac{V_g}{L} DT_s \quad (2.18)$$

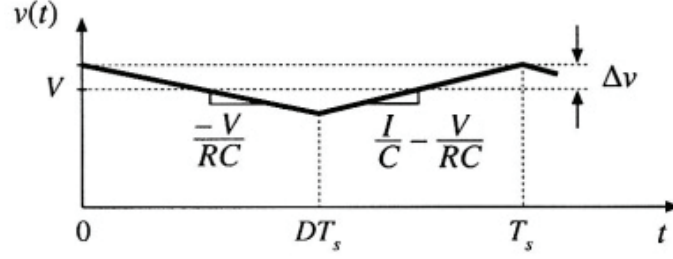
olarak ifade edilebilir ve bu ifade belirli bir Δi_L değerinin elde edileceği şekilde indüktör (L) değerini seçmek için kullanılabilir. Benzer şekilde kapasitör gerilimindeki dalgalanma ifade edilecek olursa; Şekil 2.6'da gösterilen kapasitör akımı $i_C(t)$ 'den yola çıkılarak, anahtar 1 konumu için:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} = \frac{-V}{RC}, \quad (2.19)$$

anahtar 2 konumu için ise:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} = \frac{I}{C} - \frac{V}{RC} \quad (2.20)$$

olarak ifade edilebilir ve kapasitör gerilimi dalga formu Şekil 2.10'da gösterildiği gibidir.



Şekil 2.10: Kapasitör gerilimi dalga formu [4]

İlk aralık boyunca kapasitör gerilimindeki değişim miktarı $-2\Delta v$ kadardır ve

$$-2\Delta v = \frac{-V}{RC}DT_s \quad (2.21)$$

olarak ifade edilebilir ve bu ifade verilen bir çıkış gerilimi dalgalanma tepe noktası $(V + \Delta v)$ değerini elde etmek için uygun kapasitör (C) değerini seçmek için kullanılabilir.

2.2 Konveks Optimizasyon

En küçük kareler ve doğrusal programlama problemlerinin, çeşitli uygulamalarda ortaya çıkan oldukça eksiksiz bir teoriye sahip olduğu ve sayısal olarak çok verimli bir şekilde çözülebileceği bilinmektedir. Konveks optimizasyon matematiği çok uzun yıllardır incelenirken, son zamanlarda ortaya çıkan bazı gelişmeler konuya yeni ilgi uyandırmıştır. Bir problemin konveks optimizasyon problemi olarak tanımak veya formüle etmenin büyük avantajları vardır. En önemli avantajı, problemin eğer bir çözümü varsa, bu çözümün tek olmasıdır. Bunun yanında problemin daha sonra, iç-nokta yöntemleri ya da dışbükey optimizasyon için diğer özel yöntemler kullanılarak güvenilir ve verimli bir şekilde çözülebilmesidir. Bu çözüm yöntemleri, bilgisayar destekli bir tasarım veya analiz aracına veya hatta gerçek zamanlı reaktif veya otomatik kontrol sistemine gömülecek kadar güvenilirdir. Bir problemi konveks optimizasyon problemi olarak formüle etmenin teorik veya kavramsal avantajları da vardır. Problem açısından sıklıkla ilginç bir yorum getirir ve bazen de bu sorunu çözmek için verimli veya dağıtılmış yöntemler ortaya koyar [5]. Bu tez çalışmasında konveks optimizasyonun bir alt kümesi olarak ele alabileceğimiz geometrik programlama yöntemleri kullanılmıştır.

2.2.1 Geometrik Programlama

Doğrusal olmayan herhangi bir işlevi kabul eden diğer yöntemlerden farklı olarak, geometrik programlama (GP), amaç fonksiyonu ve kısıtlamanın belirli bir biçime sahip olması durumunda, bir problemi global olarak optimize edebilir. GP, küresel çözümün kolayca bulunmasını veya uygunluğun çok hızlı bir şekilde tespit edilmesini sağlar. GP, DA-DA dönüştürücülerinin tasarımında son yıllara kadar hiç kullanılmamış, ancak diğer elektrik alanlarında da başarılı olmuştur [6, 7]. GP tekniği, CMOS Op-Amp [6], elektrik transformatörleri [8] ve senkron motorları [7] tasarlamak için kullanılmıştır. GP yöntemleri son derece verimli ve güvenilir bir optimizasyon yöntemidir. GP, amaç fonksiyonu ve kısıtlamaları ifade eden form olarak monomial (tek terimli) ve posynomial (çok terimli) fonksiyonları kullanmaktadır.

Bu yöntem, doğrusal programlama problemlerine, yani değişken değerlerin seçimini sınırlandıran doğrusal kısıtlamalara tabi olan bir doğrusal amaç fonksiyonu ile ilgili problemlere bir çözüm sağlar. Öte yandan, genel amaçlı doğrusal olmayan optimizasyon yöntemleri, doğrusal olmayan problemler için bir çözüm getirmektedir, ancak başlangıçtaki noktaya bağlıdırler çünkü genel amaçlı doğrusal olmayan optimizasyon yöntemleri sadece yerel bir optimum seviyeye ulaşabilmektedir. Ek olarak, bu optimizasyon yöntemleri bir sorunun çözümsüzlüğünü tespit etme konusunda zorlanmaktadır. 1984 yılında Narendra Karmarkar tarafından geliştirilen iç nokta yöntemleri, sadece doğrusal optimizasyon problemlerini değil, aynı zamanda konveks amaç fonksiyonu ve konveks kısıtlamaları verilen konveks problemleri de çözebilmektedir. Bu nedenle, konveks bir problem olarak modellenen herhangi bir optimizasyon problemi iç nokta algoritmaları ile kolayca çözülebilir [1].

2.2.2 Monomial ve Posynomial Fonksiyonlar

$f : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$ olmak üzere; $f(x) = cx_1^{a_1} x_2^{a_2} \dots x_n^{a_n}$ şeklinde yazılabiliyor ve $c > 0$ ve $a_i \in \mathbf{R}$ olmak koşuluyla f fonksiyonu monomial olarak adlandırılır. Bir monomial fonksiyonun üssü a_i herhangi bir reel sayı olabilir ancak katsayı c yalnızca pozitif olmalıdır. Bir x noktası etrafında türevlenebilir bir pozitif fonksiyon f 'nin monomial yaklaşımını bulma problemini ele alalım. $f(x)$ fonksiyonunun x noktası çevresinde monomial yaklaşımını bulmak demek; $F(y) = \log(f(e^y))$ fonksiyonunun $y = \log(x)$ noktasına göre afin yaklaşımını bulmaya karşılık gelir. Fakat bu yaklaşım F 'nin aşağıda ve-

rilen $z \approx y$ için birinci dereceden *Taylor* yaklaşımını ile sağlanabilir;

$$F(z) \approx F(y) + \sum_{i=1}^n \frac{\partial F}{\partial y_i} (z_i - y_i). \quad (2.22)$$

Yukarıdaki denklemde türevler y 'ye göre alınmıştır. Türevi x 'e göre yazacak olursak;

$$\frac{\partial F}{\partial y_i} = \frac{1}{f(e^y)} \frac{\partial f}{\partial x_i} e^{y_i} = \frac{x_i}{f(x)} \frac{\partial f}{\partial x_i}, \quad (2.23)$$

elde edilir. Bu formülü kullanarak ve denklemin üstelini alarak;

$$f(e^z) \approx f(x) \prod_{i=1}^n \exp\left(\frac{x_i}{f(x)} \frac{\partial f}{\partial x_i} (z_i - y_i)\right) \quad (2.24)$$

sonucuna varılır. Bu denklemi; $w_i = e^{z_i}$ tanımlaması ve $a_i = \frac{x_i}{f(x)} \frac{\partial f}{\partial x_i}$ varsayımı yaparak şu şekilde ifade edebiliriz:

$$F(w) \approx f(x) + \prod_{i=1}^n \left(\frac{w_i}{x_i}\right)^{a_i} \quad (2.25)$$

Bu yaklaşım $w \approx x$ için geçerlidir ve f fonksiyonu için x noktası etrafında en iyi lokal monomial yaklaşımını ifade eder [9].

3 Literatür

Genellikle DA-DA çeviricilerin “denge durumu” (*steady state*) performansları çıkış empedansları incelenerek yapılmaktadır. Bu tür yaklaşımların başarısı da simülasyon ve deneylerle ispatlanmıştır. Seeman ve Sanders’in yaklaşımında kapasitör büyüklükleri toplam kapasitans ve toplam enerji depolama yöntemleriyle optimize edilmektedir. Bu optimizasyon tekniği farklı topolojilere sahip DA-DA çevirici devrelerin kıyaslamasında kullanılmıştır [10].

Henry ve Kimball, makalelerinde geleneksel devre analiz metotlarını kullanarak kompleks DA-DA dönüştürücü devreler için yeni bir analiz tekniği ortaya koymuşlardır. Önceki teknikler basit çevirici devreler için yeterli gelse de, kompleks DA-DA dönüştürücüler için yeterince esnek olmadığı ortaya koyulmuştur. Dinamiklerin de analiz edilebileceği yöntem laboratuvar testlerinden toplanan verilerle ve simülasyon teknikleriyle doğrulanmıştır [11].

Tamamı entegre DA-DA yükseltici güç yoğunluğu ve verimliliğini maksimize etmek için tasarım teknikleri ortaya koyan Hanh-Phuc LE, Sanders ve Alon tasarım yöntemlerinin çoklu topolojileri desteklerken basitleştirilmiş kapı sürücülerini etkinleştirmede kullanılmasını önermektedir [12].

Tek kademeli DA-DA yükseltici dönüştürücü devresini incelediğimizde devre şemasını referans alınarak çalışma prensibinin iki kısma ayrıldığını söyleyebiliriz. Şarj olma durumunda anahtarlama bölümü kapalı duruma geçer ve diyot reverse bias halini alır. Bu devre konfigürasyonunda sabit bir duruma ulaşılan kadar indüktör şarj edilir. İkinci kısımda anahtarlama bölümü açılır. Anahtarlama bölümünün açılması, gerilim yükselişinin oluşmasıyla sonuçlanan indüktör akımını keser [13].

Geçmişte yapılan araştırmalar düşük gerilimli yükselten dönüştürücü devrelerinin verimini iyileştirmeye yönelikti. Örneğin, Kong ve ark. [14] tarafından bir 3,7-8 V yükselten dönüştürücü devresinin verimi geliştirildi. Nakase ve ark. tarafından [15] makalelerinde 1 V giriş geriliminden 5 V çıkış gerilimi dönüşümü yapabilen bir yükseltici sistemi sunuldu. Aynı şekilde, Wang ve ark. [16] tarafından 5-12 V dönüşümüne sahip yükselten dönüştürücü devresinin verimi geliştirildi.

Son birkaç yılda yüksek gerilim dönüştürücülerinin geliştirilmesine dikkat edildi. Jeon ve ark. [17] çalışmalarında 3,3-80 V dönüşümü gerçekleştirebilen bir tek kademeli yükselten dönüştürücü devresi geliştirildi. Shen ve ark. [18] yaptıkları çalışmada ise 120 V değere kadar ulaşabilen sistem sunuldu. Kong [14] makalesinde 5 V giriş gerilimiyle ve sahip olduğu iki adet bobin değerin farklı konfigürasyonlarıyla çıkış değeri 192-440 V değerleri arasında ayarlanabilen iki kademeli yükselten dönüştürücü devresi tasarlandı. Literatürdeki çalışmaların DA-DA dönüştürücü devrelerin ya topolojik optimizasyonunda veya bir topoloji için optimal devre tasarımında kullanıldığı gözlemlenmiştir.

Željko Ivanović ve ark. rüzgar tirbünlerinde kullanılan DA-DA yükseltici devreleri için yapmış oldukları verimlilik optimizasyonu çalışmasında değişken anahtarlama frekansı tekniğini uygulayarak verim artışı sağlamışlardır [19]. Yine Željko Ivanović ve ark. tarafından DA-DA yükseltici devrelerinin verimliliğini arttırmak için güç kaybı modellenmesi yapılmış ve devrenin sürekli ve süreksiz iletim modu arasındaki sınır etrafında çalıştığında maksimum verimin elde edildiği sonucuna varmışlardır [20].

Hugues Renaudineau ve ark. [21] 2014 yılında yayınladıkları Parametre Tahminiyle Paralleleştirilmiş DA-DA Yükseltici devreler için Akım Paylaşımı ile Verimlilik Optimizasyonu isimli çalışmalarında farklı katsayılar ile akım paylaşımı yaparak paralel bağlı DA-DA yükseltici devre topolojisi için %4,5 dolaylarında verim artışı sağlamayı başarmışlardır.

Wilmar H. Martinez ve ark. elektrikli araçlarda kullanılan aralanmış DA-DA yükseltici devre topolojisi için devre elemanlarında oluşan kayıpları modellemiş ve ultrakapasitörler kullanarak tasarladıkları 100 kW gücündeki DA-DA yükseltici devresinde daha yüksek verimlilik ve daha düşük dalgalanma akımı elde etmişlerdir. Ayrıca 20 kHz'den daha düşük frekanslarda meydana gelen bakır kayıplarının 20 kHz'den yüksek frekanslardakine göre daha yüksek olduğu sonucuna varmışlardır [22].

Fernando Beltrame ve ark. tarafından seri bağlı panelin olduğu toplam 600 W gücünde bir güneş paneli sisteminde kullanılan DA-DA yükseltici devrenin verimliliğini maksimize etmeyi amaçlayan bir çalışma yapılmışdır. Çalışmada

manyetik materyalin seçimi ve devrenin optimal çalışma noktaları belirlenerek verim artışı sağlanmıştır [23].

W. Aloisi ve ark. [24] 2004 yılında yayınladıkları çalışmada sabit giriş ve sabit çıkışlı DA-DA dönüştürücü devreler için devrenin sürekli ve süreksiz iletim modlarında meydana gelen kayıplarla ayrıntılı verimlilik analizi yapılmıştır. Mehmed Çelebi tarafından 2017 yılında yapılan çalışmada konvensiyonel DA-DA yükseltici devreler için çok değişkenli numerik verimlilik optimizasyonu çalışması yapılmıştır. Optimizasyon; frekans ve indüktör parametrelerini içeren verim fonksiyonu üzerine gerçekleştirilmiştir. Çok değişkenli numerik optimizasyon yöntemi ile genetik algoritmalar yönteminden alınan sonuçlar kıyaslanarak çok değişkenli numerik optimizasyon yöntemi ile alınan değerlerde daha yüksek verimliliğe ulaşıldığı sonucuna varılmıştır [25].

Enis Baris Bulut ve Korhan Cengiz tarafından 2017 yılında yapılan bir çalışmada görev döngüsü (*duty cycle*) ve anahtarlama frekansının sabit yükte ve sürekli iletim modunda çalışan bir DA-DA yükseltici devresinin verimliliğine olan etkisi hesaplanmıştır. Yapılan teorik hesaplamalar simüle edilmiş ve çevrim döngüsü ve anahtarlama frekansının bir DA-DA yükseltici devresinin verimliliğini %7 oranlarına kadar etkilediği sonucu elde edilmiştir [26].

Wilmar Martinez and Masayoshi ve ark. [27] elektrikli araç uygulamaları için tek-faz DA-DA yükseltici devre verim optimizasyonu çalışması yapmışlardır. Çalışmada verim artışı üç temel üzerine kurulmuştur bunlar; düşük kayıplı komponent seçimi, anahtarlama frekansı ve çekirdek kayıpları üzerine oluşturulmuş güç kaybı analizi ve manyetik komponentlerin alan ürün analizidir. Yapılan çalışma sonucunda 1 kW gücündeki DA-DA yükseltici devresinde Si CoolMos ve SiC diyot, EE60 ferrit çekirdek ve 400 V çok katmanlı kapasitör kullanılarak 90 kHz anahtarlama frekansıyla %99 verim elde edilmiştir.

Shuitao Yang ve ark. tarafından 2018 yılında hibrit elektrikli araçlarda kullanılan DA-DA yükseltici devrelerin anahtarlama frekansı optimizasyonu üzerine yayınlanan makalede batarya giriş dalgalanması ve kapasitör üzerindeki termal stresin ve akım dalgalanmalarının azaltılması temellerine dayandırılmıştır. Çalışmada daha düşük anahtarlama frekansı; anahtarlama elemanındaki güç kaybını azaltırken indüktörde meydana gelen kaybın arttığı gözlemlenmiş ve anahtarlama frekansının optimizasyonunda hem aktif hem de pasif elemanların dikkate alınması gerektiği sonucuna varılmıştır [28].

Literatürde tek aşamalı anahtarlama DA-DA devrelerin tasarımı için optimizasyon algoritmaları mevcut olmasına rağmen, iki aşamalı devrelerin tasarımı, tek aşamalı devrelerin tasarımı için kurgulanan problemin basitçe

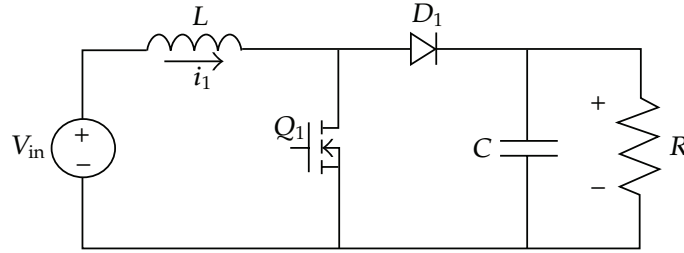
genişletilmesiyle elde edilemez. Bu konuda literatürde bir boşluk bulunmaktadır. Bu tezde, bu boşluğu dolduracak çalışmalar yapacağız.



4 Metodoloji

Bu bölümde, yükseltici dönüştürücü tasarım sürecinde ortaya çıkan kayıpları, dalgalanmaları ve diğer büyüklükleri ele alacağız. Bu ifadelere dayanarak, optimum bir tasarım sağlamak için gerekli dönüştürücü parametrelerinin hesaplanması yapılacaktır. Spesifik olarak, akım dalgalanması, gerilim dalgalanması, bant genişliği ve *RHP zero* konumu sınırlamalarıyla verimliliği optimize etmeye çalışacağız. Bölüm 4.1, Bölüm 4.2, Bölüm 4.3 ve Bölüm 4.4’de çıkarılan formüller DA-DA yükseltici devrenin bir kademesi için çıkarılacak olup ikinci kademe için de benzer ifadeler kullanılacaktır.

4.1 DA-DA Yükseltici Devresinin Tasarım Parametreleri



Şekil 4.1: Tek kademeli anahtarlamalı DA-DA yükseltici devresi [1]

Şekil 4.1 DA-DA yükseltici devrenin topolojisini göstermektedir. i_L indüktör akımı ve v_C çıkış gerilimi olarak kabul edildiğinde durum vektörü:

$$x = i_L v_C \quad (4.1)$$

şeklindedir.

Yükseltici devre açık modda iken (Q_1 aktif D_1 inaktif) kontrol sinyali $u = 1$, kapalı modda iken (Q_1 inaktif D_1 aktif) kontrol sinyali $u = 0$ şeklinde kabul edilecektir. Böylece:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-v_C}{L}(1 - u) + \frac{V_i}{L}u \quad (4.2)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C}(1 - u) - \frac{v_C}{RC}u \quad (4.3)$$

L , C ve R sırasıyla indüktör değeri, kapasitör değeri ve yük direnci değerini, V_i giriş gerilimini ifade etmektedir. Yukarıda verilen denklemler yalnızca yükseltici devre sürekli iletim modunda iken geçerlidir. İndüktör akımındaki değişim:

$$\Delta i_L = \frac{V_i d}{L f_s} \quad (4.4)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada V_i giriş gerilimini, f_s anahtarlama frekansını, d ise $d = T_{ON}/(T_{ON} + T_{OFF})$ denklemine göre görev döngüsünü ifade etmektedir. Gerilim dalgalanmaları ise:

$$\Delta v_C = \frac{V_C d}{f_s C R} \quad (4.5)$$

şeklinde ifade edilir. Dalgalanma sınırlarına ek olarak yükseltici devrenin sürekli iletim modunda çalışması için Denklem 4.6'da verilen kısıtlama kullanılacaktır.

$$L f_s > \frac{V_C}{2I_o} d(1 - d)^2 \quad (4.6)$$

Tasarlayacağımız yükseltici devresinin optimum verimlilikte çalışabilmesi için gereken bir diğer önemli özellik, yeterince iyi bir bant genişliğine sahip olmasıdır. Aşağıdaki ifade, gerekli minimum bant genişliği olan w_o 'ı göstermektedir:

$$w_o = \frac{(1 - d)}{\sqrt{LC}} \quad (4.7)$$

$$w_o > 2\pi(\alpha f_s) \quad (4.8)$$

Ele alınan yükseltici devrenin bir *RHP zero* (*right half plane zero*) değerine sahip olduğu göz önünde bulundurularak optimizasyon problemimizde hesaba katılması gerekmektedir. Aşağıdaki kısıtlama denklemi, yükseltici dönüştürücünün iyi sağlam marjlara sahip olmasını sağlar [29]. Bu kısıtlama, *RHP zero* değerinin neden olduğu dinamik performans sınırlamalarını azaltır.

$$\frac{(1 - d)^2 R}{L} > 5 \frac{(1 - d)}{\sqrt{LC}} \quad (4.9)$$

Bir yükseltici dönüştürücü tasarımındaki en önemli etkenlerden biri güç tüketimidir. Bu kayıpları, parazitik kapasite nedeniyle oluşan anahtarlama kayıpları ve parazitik dirençlerden kaynaklanan iletim kayıpları olarak sınıflandırabiliriz. Yükseltici devrede oluşan diğer kayıplar çok küçük miktarlarda olduğu için aşağıdaki analizde, MOSFET kayıplarını, diyot kayıplarını, indüktördeki ve kapasitördeki omik kayıpları dikkate alacağız.

4.2 Anahtarlamadaki Güç Kayıpları

Bu bölümde transistördeki ve diyot tarafından indüklenen güç kayıplarını inceleyeceğiz. MOSFET Q_1 'in toplam güç tüketimi P_{Q_1} ; iletim kayıpları olarak ifade edilen P_{ON} ve anahtarlama kayıpları olarak ifade edilen P_{SW} 'den meydana gelmektedir [1]:

$$P_{Q_1} = P_{ON} + P_{SW}. \quad (4.10)$$

Burada [1],

$$P_{ON} = \left[\left(\frac{I_o}{(1-d)} \right)^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right] DR_{DS} \quad (4.11)$$

$$P_{SW} = (V_C - V_f) \left[\frac{I_o}{(1-d)} + \frac{\Delta i_L}{2} \right] f_s (T_{swON} + T_{swOFF}) \quad (4.12)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Diyot tarafından dağıtılan toplam güç P_d , aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$P_d = V_f I_o (1-d) + Q_{rr}^{Schottky} V_c f_s \quad (4.13)$$

4.3 Pasif Elemanlardaki Kayıplar

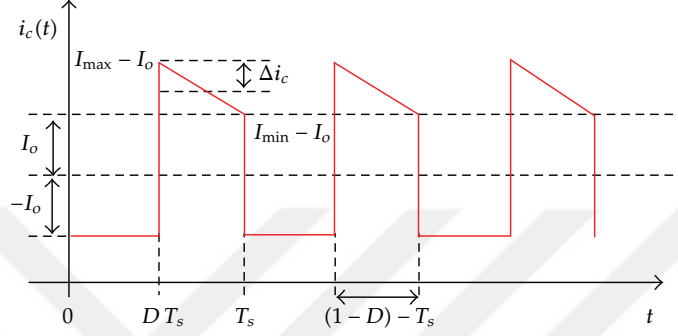
İndüktör kayıpları yükseltici devrede meydana gelen kayıpların önemli bir kısmını oluşturmaktadır. Bu pasif elemandaki kayıplar, sarım kayıpları ve çekirdek kayıplarından oluşur, ancak bunlar yaklaşık olarak sabit bir eşdeğer seri direnç R_L ile karakterize edilebilir [1]. Sonuç olarak, endüktif eleman tarafından harcanan güç [1]:

$$P_{ind} = \left[\left(\frac{I_o}{(1-d)} \right)^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right] R_L \quad (4.14)$$

ile ifade edilmekte olup, benzer şekilde kapasitör kayıpları ise:

$$P_{cond} = (I_{effc})^2 R_C \quad (4.15)$$

şeklinde formüle edilmektedir.



Şekil 4.2: Kapasitör akımı dalga formu [1] (Alıntılanan kaynaktaki grafik hatalıdır ve düzeltilmiştir.)

Kapasitör akımının zamana göre grafiği Şekil 4.2’de gösterilmektedir ve RMS değeri [1]:

$$I_{effc} = \int_0^{D.T_s} (-I_o)^2 + \int_{D.T_s}^{T_s} \left[-\frac{2\Delta i_C}{(1-d)T_s}t + (\Delta i_C - I_o d) \right]^2 dt \quad (4.16)$$

olarak ifade edilir [1].

4.4 Yükseltici Devredeki Toplam Güç Kayıpları ve Verimlilik

Daha önceki bölümlerde anlatılan güç kayıpları göz önüne alındığında yükseltici devrenin toplam güç kaybı Denklem 4.17’deki gibi ifade edilebilir:

$$P_{boost} = P_{Q_1} + P_d + P_{ind} + P_{cond} \quad (4.17)$$

Yükseltici devrenin verimi ise aşağıda verilen denklem ile ifade edilebilir:

$$\eta = 100 \frac{P_{load}}{P_{load} + P_{boost}} \quad (4.18)$$

Burada;

$$P_{load} = V_c I_o \quad (4.19)$$

yükteki ortalama güç kaybını ifade etmektedir.

4.5 Deneysel Çalışmalar: Yükseltici Devre için Optimizasyon Programı

Bu bölümde, verimliliği en üst düzeye çıkarmakla eşdeğer olan yükseltici devrenin güç tüketimini en aza indiriyoruz. Optimizasyon değişkenlerimiz; depolama elemanlarının büyüklüğü ve anahtarlama frekansdır. Ek olarak, dalgalanmaları, bant genişliğini ve *RHP zero* konumunu programımızın kısıtlamalarına ekleyerek devrenin sürekli iletim modunda olması sağlanır. Bu nedenle, aşağıdaki geometrik program, bir yükseltici devrenin en optimum şekilde tasarlanmasına olanak tanır. Yaptığımız çalışmaları üç başlık altında toplayabiliriz, bunlar; tek kademeli DA-DA yükseltici devre optimizasyonu, iki kademeli DA-DA yükseltici devre optimizasyonu (ara değerleri sabit) ve iki kademeli DA-DA yükseltici devre optimizasyonu (ara değerleri değişken) şeklindedir. Optimizasyon programını oluştururken kullanmış olduğumuz genel algoritma mantığı aşağıdaki gibidir [1]:

$$\begin{aligned} & \underset{L, L', C, C', f_s, f'_s, V_c, I_o}{\text{minimize}} && P_{boost} \\ & \text{subjekt to} && L_{min} \leq L \leq L_{max}, L'_{min} \leq L' \leq L'_{max} \\ & && C_{min} \leq C \leq C_{max}, C'_{min} \leq C' \leq C'_{max} \\ & && f_{smin} \leq f_s \leq f_{smax}, f'_{smin} \leq f'_s \leq f'_{smax} \\ & && \Delta I_L < \%a I_0, \Delta I'_L < \%a I'_0 \\ & && \Delta V_c < \%b V_c, \Delta V'_c < \%b V'_c \\ & && L f_s > \frac{V_c}{2I_o} d(1-d)^2, L' f'_s > \frac{V'_c}{2I'_o} d(1-d)^2 \\ & && w_o > 2\pi(\alpha f_s), w'_o > 2\pi(\alpha f'_s) \\ & && \frac{(1-d)^2 R}{L} > 5 \frac{(1-d)}{\sqrt{LC}}, \frac{(1-d)^2 R}{L'} > 5 \frac{(1-d)}{\sqrt{L'C'}} \end{aligned}$$

P_{boost} , devrede meydana gelen toplam kaybı ifade eden optimizasyon programımızın amaç fonksiyonudur şöyle ki; algoritmamız verilen sınırlandırmalar

içerisinde P_{boost} 'u minimize edecek indüktör (L), kapasitör (C) ve anahtarlama frekansı (f_s) değerlerini bulmak üzere çalışmaktadır. Daha önce de bahsedildiği gibi geometrik programlama yönteminde amaç fonksiyonumuz ve sınırlandırmalarımızın *monomial* veya *posynomial* fonksiyon olması gerekmektedir. Tek kademeli ve ara değerleri sabit olarak verilen iki kademeli DA-DA yükseltici devreler için oluşturduğumuz optimizasyon programımızla amaç fonksiyonu *posynomial* fonksiyon olduğu için herhangi bir varsayım metodu kullanmaya gerek kalmadan sonuca ulaşılmıştır. Ancak, devrenin daha yüksek verimlilikte çalışabilmesi için gerekli olan ilk kademe çıkış gerilimi ve akımının (V_c, I_o) optimum değerlerinin programımız tarafından bulunmasını istediğimizde amaç fonksiyonumuz ve sınırlandırmalarımızın *monomial* veya *posynomial* fonksiyonlar olmadığı sorunu ile karşılaştık. Genel olarak ifade edilecek olursa bir geometrik program şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && f_0(x) \\ & \text{subjekt to} && f_i(x) \leq 1, i = 1, \dots, m \\ & && h_i(x) = 1, i = 1, \dots, p \end{aligned}$$

Burada f_i *posynomial* ve h_i *monomial* fonksiyon olmalıdır. Optimizasyon programımızı çözebilmek için problemimizin yukarıdaki forma (geometrik programlamaya) uygun şekle getirilmesi gerekmektedir. Bölüm 2.2.2'de bahsedilen *monomial* yaklaşım metodu kullanılarak amaç fonksiyonumuzu ve sınırlandırmalarımızı geometrik programlamaya uygun hale getirdik. Yazmış olduğumuz programın algoritma sözde kodu aşağıdaki gibidir:

```

 $V_{int} = 10$  ( $V_c$  için atadığımız başlangıç değeri);
while  $V_c = V_{int}$  do
    Amaç fonksiyonu ve sınırlandırmaların monomial
    yaklaşımlarını bul ( $V_c = V_{int}$  etrafında);
    Optimizasyon problemini çöz;
     $V_c$  değerini güncelle;
end

```

Algoritma 1: Optimizasyon programı genel algoritma yapısı

Monomial yaklaşım metodunu uygularken öncelikle fonksiyonumuzun *monomial* olmasını engelleyen terimin V_c olduğunu belirledikten sonra ilk olarak $V_c = 10$ Volt varsayımını yaparak V_c için bir başlangıç değeri atamış olduk ve amaç fonksiyonumuzun ve sınırlandırmalarımızın *monomial* yaklaşımlarını bularak optimizasyon problemimizi çözdük. Program çıktılarımıza baktığımızda V_c için başlangıçta belirlemiş olduğumuz

değerden farklı bir sonuç elde ettik. Bu noktada doğru sonuca varabilmek adına programımızın çıktısı olarak verdiği V_c değeri ile atamış olduğumuz V_c değeri aynı olana dek iteratif bir şekilde yeniden amaç fonksiyonumuzun ve sınırlandırmalarımızın *monomial* yaklaşımlarını hesaplayarak probleminizi çözdürdük. Yapmış olduğumuz *monomial* yaklaşım uygulamasını amaç fonksiyonumuzda bulunan bir terimi (*monomial* fonksiyon tanımına uymayan) $f(V_c, L, f_s)$ fonksiyonu şeklinde tanımlayıp üzerinde örnekleyecek olursak;

$$f(V_c, L, f_s) = \frac{89(V_c - 5)^2}{480L^2V_c^2f_s^2} \quad (4.20)$$

Geometrik programla özelliklerine göre eşitsizlik durumu içeren sınırlandırmaların *posynomial* fonksiyonlar olması gerekmektedir. Bizim sınırlandırmamız Bölüm 2.2.2’de anlatılan şartları sağlamadığı için *monomial* yaklaşım metodu ile sınırlandırmamızı belirli bir nokta için *posynomial* fonksiyon haline getiriyoruz. Bu işlemi gerçekleştirirken öncelikle sınırlandırma fonksiyonumuzun V_c ’ye göre türevini alıyoruz ve V_c için belirlediğimiz değerini yazdığımızda denklemimiz:

$$\left. \frac{df}{dV_c} \right|_{V_c=10} = \frac{89}{9600L^2f_s^2} \quad (4.21)$$

şeklinde olmaktadır. Daha sonra elde ettiğimiz değerleri Denklem 2.24’de yerine yazdığımızda $f(V_c, L, f_s)$ fonksiyonumuzun $V_c = 10$ noktasındaki *monomial* yaklaşımını (f_m);

$$\left. f_m \right|_{V_c=10} = \frac{89V_c^2e^{-10}}{1920L^2f_s^2} \quad (4.22)$$

şeklinde elde ediyoruz. Daha sonra girdiğimiz değer ile program çıktısı değeri aynı olana dek iteratif bir şekilde bu işlem sürdürülerek problemimizi geometrik program yöntemi ile çözüme ulaştırdık. Çözümümüz sonucunda elde ettiğimiz veriler ileriki bölümlerde anlatılacak olup diğer sınırlandırma fonksiyonlarımızın *monomial* yaklaşımları Ekler kısmında verilmiştir.

4.5.1 Tek Kademeli DA-DA Yükseltici Devre Optimizasyonu

İlk olarak Şekil 4.1’de gösterilen devre için yani tek aşamadan oluşan bir DA-DA yükseltici devresi için geometrik programlama yöntemi kullanılarak

optimum dizaynı yapacak optimizasyon programını oluşturduk. Bu programda kullanmış olduğumuz giriş değerleri (gerilim, MOSFET ve diyot değerleri gibi) Tablo 4.1’de gösterilmiştir. Tablo 4.2’de ise optimizasyon değişkenlerimize uyguladığımız kısıtlamalar verilmiştir.

Tablo 4.1: Bir kademeli DA-DA yükseltici optimizasyon programı girdi değerleri.

V_i	5 V
V_c	20 V
I_o	2 A
R_{DS}	5,2 m Ω
T_{swON}	10 ⁻⁸ s
T_{swOFF}	10 ⁻⁸ s
$Q_{rr}^{Schottky}$	50·10 ⁻⁹ A
V_f	0,9 V

Tablo 4.2: Bir kademeli DA-DA yükseltici optimizasyon programı kısıtlama parametreleri.

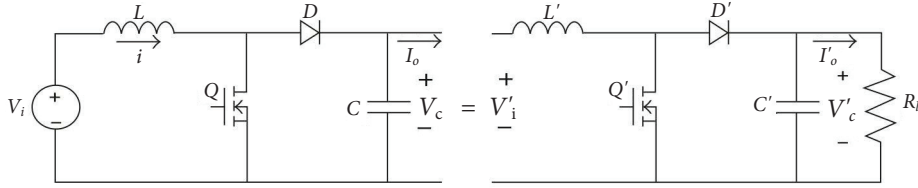
$L_{min} = 0,1 \mu\text{H}$	$L_{max} = 10 \text{ mH}$
$C_{min} = 0,1 \mu\text{F}$	$C_{min} = 100 \mu\text{F}$
$f_{smin} = 10 \text{ kHz}$	$f_{smax} = 800 \text{ kHz}$
$\Delta I_0 < \%15 I_0$	$\Delta V_c < \%1 V_c$

Yukarıdaki tablodaki giriş değerleri ve kısıtlamalar kullanıldığında optimizasyon programı çıktılarımız Tablo 4.3’teki gibidir.

Tablo 4.3: Bir kademeli DA-DA yükseltici optimizasyon programı çıktıları.

Değişkenlerin Optimum Değerleri:	$L^* = 25 \mu\text{H}$ $C^* = 665 \mu\text{F}$ $f_s^* = 800 \text{ kHz}$
Gerilim ve Akım Değerleri:	$V_i = 5 \text{ V}$ $V_c = 20 \text{ V}$ $I_o = 2 \text{ A}$
Amaç Fonksiyonu Optimum Değeri:	$P_{boost}^* = 7,612 \text{ W}$
Verimlilik:	$\eta^* = \%83,99$

4.5.2 İki Kademeli DA-DA Yükseltici Devre Optimizasyonu (Sabit V_c ve I_o)



Şekil 4.3: İki kademeli DA-DA yükseltici devresi

Şekil 4.3'te gösterilen devre için diğer bir deyişle iki aşamadan oluşan bir DA-DA yükseltici devresi için geometrik programlama yöntemi kullanılarak optimum dizaynı yapacak optimizasyon programını oluşturduk. Bu programda ikinci aşama için giriş gerilim ve akım değerlerini oluşturan ilk aşama için çıkış gerilim ve akım değerlerini (V_c ve I_o) kendimiz belirliyoruz. Bu programda kullanmış olduğumuz giriş değerleri (gerilim, MOSFET ve diyot değerleri gibi) Tablo 4.4'te gösterilmiştir. Tablo 4.5'te ise optimizasyon değişkenlerimize uyguladığımız kısıtlamalar verilmiştir.

Tablo 4.4: İki kademeli DA-DA yükseltici devre (sabit V_c ve I_o) optimizasyon programı girdi değerleri.

V_i	5 V
V_c	10 V
V'_c	20 V
I_o	2 A
R_l	5 Ω
R'_l	20 Ω
R_{DS}	5,2 m Ω
R'_{DS}	5,2 m Ω
T_{swON}	10 ⁻⁸ s
T'_{swON}	10 ⁻⁸ s
T_{swOFF}	10 ⁻⁸ s
T'_{swOFF}	10 ⁻⁸ s
$Q_{rr}^{Schottky}$	50 · 10 ⁻⁹ A
$Q'_{rr}^{Schottky}$	50 · 10 ⁻⁹ A
V_f	0,9 V
V'_f	0,9 V

Tablo 4.5: İki kademeli DA-DA yükseltici devre (sabit V_c ve I_o) optimizasyon programı kısıtlama parametreleri.

$L_{min} = 0,1 \mu\text{H}$	$L_{max} = 10 \text{ mH}$
$L'_{min} = 0,1 \mu\text{H}$	$L'_{max} = 10 \text{ mH}$
$C_{min} = 0,1 \mu\text{F}$	$C_{max} = 100 \mu\text{F}$
$C'_{min} = 0,1 \mu\text{F}$	$C'_{max} = 100 \mu\text{F}$
$f_{smin} = 10 \text{ kHz}$	$f_{smax} = 800 \text{ kHz}$
$f'_{smin} = 10 \text{ kHz}$	$f'_{smax} = 800 \text{ kHz}$
$\Delta I_0 < \%15 I_0$	$\Delta V_c < \%1 V_c$
$\Delta I'_0 < \%15 I'_0$	$\Delta V'_c < \%1 V'_c$

Yukarıdaki tablodaki giriş değerleri ve kısıtlamalar kullanıldığında optimi-

zasyon programı çıktılarımız Tablo 4.6'daki gibidir.

Tablo 4.6: İki kademeli DA-DA yükseltici devre (sabit V_c ve I_o) optimizasyon programı çıktıları.

Değişkenlerin Optimum Değerleri:	$L^* = 4$ mH $L'^* = 10$ mH $C^* = 15,9$ mF $C'^* = 149$ μ F $f_s^* = 10$ kHz $f_s'^* = 41,2$ kHz
Gerilim ve Akım Değerleri:	$V_i = 5$ V $V_c = 10$ V $V'_c = 20$ V $I_o = 2$ A $I'_o = 0,80$ A
Amaç Fonksiyonu Optimum Değeri:	$P_{boost}^* = 2,460$ W
Verimlilik:	$\eta^* = \%39,67$

4.5.3 İki Kademeli DA-DA Yükseltici Devre Optimizasyonu (Değişken V_c ve I_o)

Son olarak Şekil 4.3'te gösterilen iki kademeli DA-DA yükseltici devresinde ikinci kademe için giriş gerilim ve akım değerlerini oluşturan ilk aşama için çıkış gerilim ve akım değerlerini (V_c ve I_o) programımıza girdi olarak vermeden devrenin en optimum verimlilikte çalışması için gerekli değerleri otomatik olarak bulduğu optimizasyon programını oluşturduk. Bu programda kullanmış olduğumuz giriş değerleri (gerilim, MOSFET ve diyot değerleri gibi) Tablo 4.7'de gösterilmiştir. Tablo 4.8'de ise optimizasyon değişkenlerimize uyguladığımız kısıtlamalar verilmiştir.

Tablo 4.7: İki kademeli DA-DA yükseltici devre (değişken V_c ve I_o) optimizasyon programı girdi değerleri.

V_i	5 V
V'_c	20 V
R_l	5 Ω
R'_l	20 Ω
R_{DS}	5,2 m Ω
R'_{DS}	5,2 m Ω
T_{swON}	10 ⁻⁸ s
T'_{swON}	10 ⁻⁸ s
T_{swOFF}	10 ⁻⁸ s
T'_{swOFF}	10 ⁻⁸ s
$Q_{rr}^{Schottky}$	50·10 ⁻⁹ A
$Q'_{rr}^{Schottky}$	50·10 ⁻⁹ A
V_f	0,9V
V'_f	0,9V

Tablo 4.8: İki kademeli DA-DA yükseltici devre (değişken V_c ve I_o) optimizasyon programı kısıtlama parametreleri.

$L_{min} = 0,1 \mu\text{H}$	$L_{max} = 10 \text{ mH}$
$L'_{min} = 0,1 \mu\text{H}$	$L'_{max} = 10 \text{ mH}$
$C_{min} = 0,1 \mu\text{F}$	$C_{max} = 100 \mu\text{F}$
$C'_{min} = 0,1 \mu\text{F}$	$C'_{max} = 100 \mu\text{F}$
$f_{smin} = 10 \text{ kHz}$	$f_{smax} = 800 \text{ kHz}$
$f'_{smin} = 10 \text{ kHz}$	$f'_{smax} = 800 \text{ kHz}$
$\Delta I_0 < \%15 I_0$	$\Delta V_c < \%1 V_c$
$\Delta I'_0 < \%15 I'_0$	$\Delta V'_c < \%1 V'_c$

Yukarıdaki tablodaki giriş değerleri ve kısıtlamalar kullanıldığında optimizasyon programı çıktılarımız Tablo 4.9'daki gibidir.

Tablo 4.9: İki kademeli DA-DA yükseltici devre optimizasyon (değişken V_c ve I_o) programı çıktıları

Değişkenlerin Optimum Değerleri:	$L^* = 1 \text{ mH}$
	$L'^* = 2,5 \text{ mH}$
	$C^* = 32 \text{ mF}$
	$C'^* = 795 \text{ } \mu\text{F}$
	$f_s^* = 10 \text{ kHz}$
	$f_s'^* = 10 \text{ kHz}$

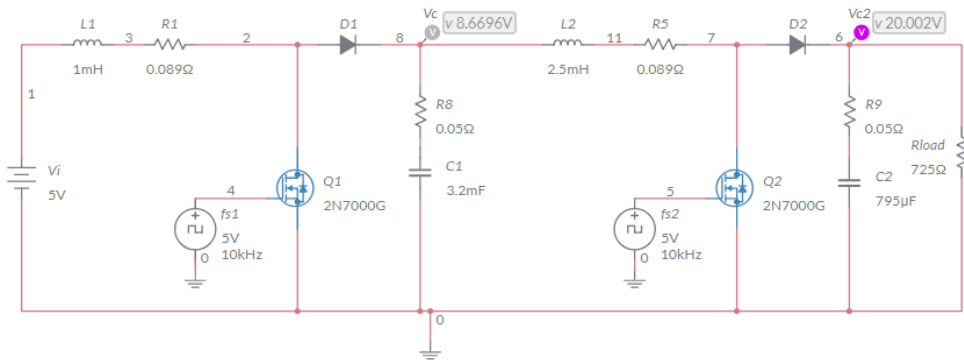
Gerilim ve Akım Değerleri:	$V_i = 5 \text{ V}$
	$V_c = 8,77 \text{ V}$
	$V_c' = 20 \text{ V}$
	$I_o = 1,41 \text{ A}$
	$I_o' = 1,35 \text{ A}$

Amaç Fonksiyonu Optimum Değeri:	$P_{boost} = 2,726 \text{ W}$
---------------------------------	-------------------------------

Verimlilik:	$\eta = \%90,88$
-------------	------------------

4.5.4 Simülasyon

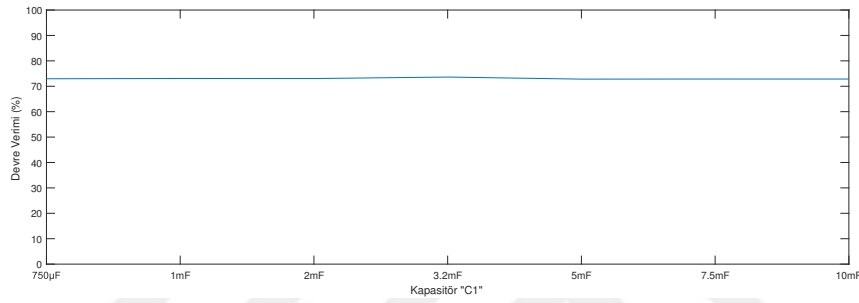
Optimizasyon programı sonuçlarımızın *Multisim* simülasyon programı üzerinden benzetimini gerçekleştirdik. Benzetim sonucumuza ait ekran görüntüsü Şekil 4.4'teki gibidir. Simülasyon görüntüsünde gösterilen devre elemanı isimlerindeki notasyon farklılıkları programın L' , C' gibi isimlendirmeleri kabul etmemesinden kaynaklanmaktadır.



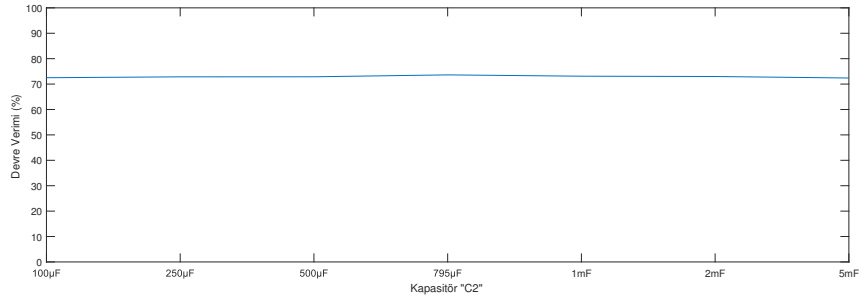
Şekil 4.4: İki kademeli DA-DA yükseltici devresinin kullanılan devre simülasyon programındaki benzetim görüntüsü

4.5.5 Pertürbasyon Analizi

Yapmış olduğumuz çalışma bir sınırlı optimizasyon problemini çözmek olduğundan, çalışma sonucunda elde ettiğimiz değerlerin gerçekte optimum değerler olduğunu görebilmek adına yine *Multisim* simülasyon programı ile devremizi, elde edilen optimum değerler (L^* , L'^* , C^* , C'^* , f_s^* , $f_s'^*$) etrafındaki değerler için de koşturarak pertürbasyon analizini gerçekleştirdik. Analize ait grafikler Şekil 4.5, Şekil 4.6, Şekil 4.7, Şekil 4.8, Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'da gösterilmiştir.

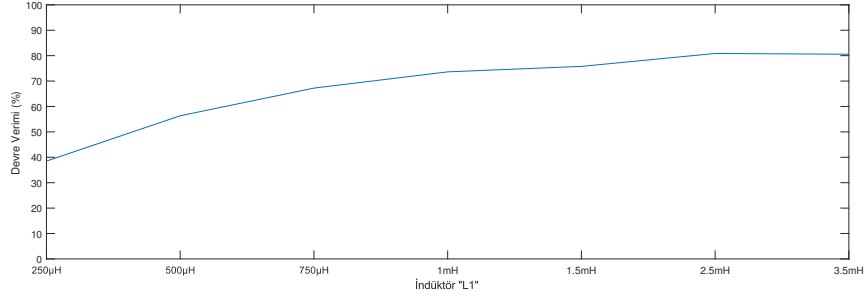


Şekil 4.5: Problemin çözümü ile bulunan $C^* = 3,2$ mF optimum değeri komşuluğunda verimlilik değerlerinin grafiği verilmektedir. $C^* = 3,2$ mF değeri en yüksek (veya eşit) verimi vermektedir.

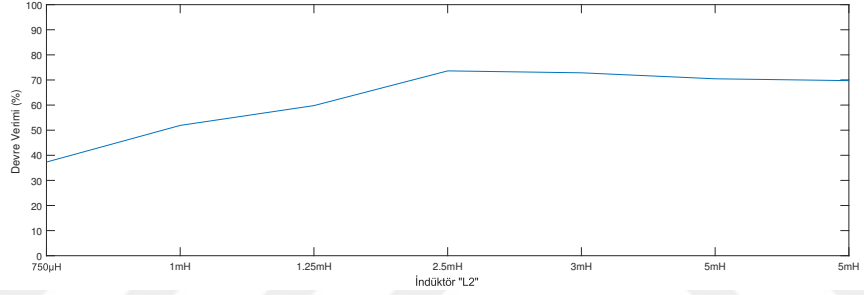


Şekil 4.6: Problemin çözümü ile bulunan $C'^* = 795$ μ F optimum değeri komşuluğunda verimlilik değerlerinin grafiği verilmektedir. $C'^* = 795$ μ F değeri en yüksek (veya eşit) verimi vermektedir.

Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da görüldüğü gibi kapasitör değerleri devre verimini doğrudan etkilememektedir. Ancak simülasyon sonuçlarına göre devrenin denge durumuna geliş zamanının değiştiği gözlemlenmiştir.

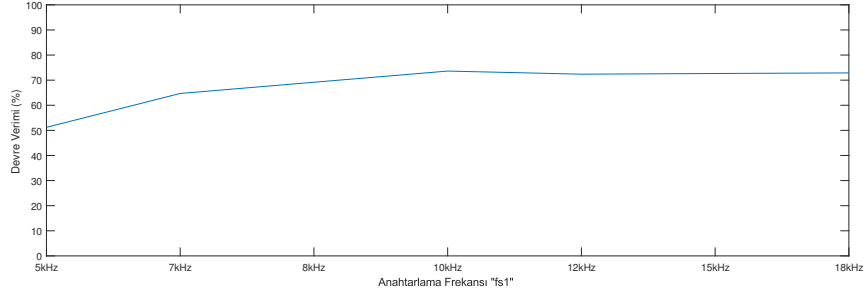


Şekil 4.7: Problemin çözümü ile bulunan $L^* = 1$ mH optimum değeri komşuluğunda verimlilik değerlerinin grafiği verilmektedir. $L^* = 1$ mH değerinin sağ komşuluğuna bakıldığında verimin yükseldiği görülmekte lakin bu komşuluk ulaşılabılır (*feasible*) değildir.

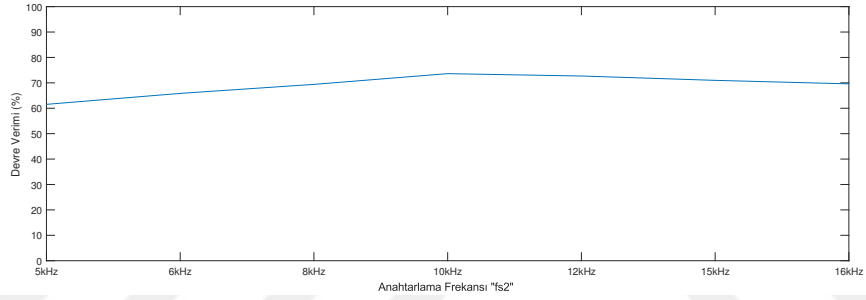


Şekil 4.8: Problemin çözümü ile bulunan $L'^* = 2,5$ mH optimum değeri komşuluğunda verimlilik değerlerinin grafiği verilmektedir. $L'^* = 2,5$ mH değeri en yüksek verimi vermektedir.

Şekil 4.7'deki grafikte L için optimum değerimiz olan 1 mH'nin devre veriminin maksimuma yaklaştığı görülürken 1 mH'den büyük değerler için verimin arttığı gözlenmektedir. Ancak pertürbasyon analiz için girilen bu değerlerde (1,5 mH, 2,5 mH ve 3 mH) Denklem 4.8'de verilen bant genişliği sınırlandırmamızın sağlanamadığı, bu nedenle de elde ettiğimiz optimum L değeri olan 1 mH'nin sınırlandırmalarımız dahilinde maksimum devre verimliliğini sağlayan değer olduğu anlaşılmaktadır. Şekil 4.8'e bakıldığında ise L' için optimum değerimiz olan 2,5 mH'nin devre veriminin en yüksek olduğu nokta olduğu görülmektedir.



Şekil 4.9: Problemin çözümü ile bulunan $f_s^* = 10$ kHz optimum değeri komşuluğunda verimlilik değerlerinin grafiği verilmektedir. $f_s^* = 10$ kHz değeri en yüksek verimi vermektedir.



Şekil 4.10: Problemin çözümü ile bulunan $f_s'^* = 10$ kHz optimum değeri komşuluğunda verimlilik değerlerinin grafiği verilmektedir. $f_s'^* = 10$ kHz değeri en yüksek verimi vermektedir.

Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'daki grafiklerde f_s ve f_s' için optimum değerimiz olan 10 kHz'in devrenin en yüksek verimle çalıştığı nokta olduğu pertürbasyon analizi sonucunda görülmektedir.

5 Sonuç

Bu çalışmada iki aşamalı bir anahtarlamalı DA-DA dönüştürücü tasarımı problemini, matematiksel optimizasyon problemi olarak tasarlayıp çözdük. Tek aşamalı DA-DA dönüştürücü tasarımı probleminin bir matematiksel optimizasyon formülasyonu ile çözülebileceğine dair örnekler literatürde mevcut olmakla birlikte, iki aşamalı devrelerde problemin formülasyonu ve doğası, tek aşamalı problemlere göre daha çetrefilli bir hale gelmektedir. İlk aşamanın çıktısı olan gerilim seviyesi ve akım seviyesi de tasarım değişkenleri haline gelmekte ve problem geometrik problem olarak ifade edilememektedir. Bu çalışmada bu problemi *monomial* yaklaşım tekniğini kullanarak çözdük. Amaç fonksiyonu ve sınırlamalar sırasıyla monomial ve posynomial haline getirdikten sonra geometrik programlama teknikleri ile çözülmüş, elde edilen yeni sonuç etrafında tekrar yaklaşım uygulanmış ve iteratif bir teknikle sonuca gidilmiştir. Pertürbasyon teknikleri ile elde edilen sonuçların komşuluğuna bakıldığında, optimum (lokal veya global) bir nokta yakalandığı görülmektedir. Çıkan sonuçlar bir simülasyon programına atıldığında, verimli ve sınırlamaları sağlayan bir tasarım elde edildiği gözlemlenmiştir.

Kullandığımız algoritmanın yakınsama özellikleri incelenmeye veya ispatlanmaya çalışılmamış, mühendislik açısından anlamlı sonuçlar verip vermediğine bakılmıştır. İki seviyeden daha fazla seviyede tasarlanabilecek DA-DA dönüştürücülerde de benzer yaklaşımlar kullanılamaması için bir sebep yoktur. Tasarımın piyasada hazır bileşenlerle yapılması gereken durumlar için problem karışık tamsayı problemi (MIP) olarak tasarlanıp çözülmelidir. Bunu da bu konuda bekleyen formülasyonlardan biri olarak düşünmekteyiz.

6 Ekler

Bölüm 4'te detayları verilen *monomial* yaklaşım metodu ile elde edilen yeni fonksiyon listesi bu bölümde sunulmuştur.

Sınırlama fonksiyonu	<i>Monomial</i> yaklaşımı
$\frac{V_i \cdot (V_c - V_i)}{I_o \cdot L \cdot V_c \cdot f_s}$	$\frac{-V_i \cdot e^{\left(\frac{-V_i \cdot (\log(V_c) - 10)}{V_i - 10}\right)}}{10 \cdot I_o \cdot L \cdot f_s}$
$\frac{V_c - V_i}{C \cdot R_l \cdot V_c \cdot f_s}$	$\frac{-e^{\left(\frac{-V_i \cdot (\log(V_c) - 10)}{V_i - 10}\right)}}{10 \cdot C \cdot R_l \cdot f_s}$
$\frac{V_i^2 \cdot (V_c - V_i)}{2 \cdot I_o \cdot L \cdot f_s \cdot V_c^2}$	$\frac{-V_i^2 \cdot e^{\left(\frac{-2 \cdot (\log(V_c) - 10) \cdot (V_i - 5)}{V_i - 10}\right)}}{200 \cdot I_o \cdot L \cdot f_s}$
$\frac{V_i}{V_c \cdot f_s \cdot \sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{V_i \cdot e^{10}}{10 \cdot V_c \cdot f_s \cdot \sqrt{L \cdot C}}$
$\frac{R_l \cdot V_i \cdot \sqrt{L \cdot C}}{5 \cdot L \cdot V_c}$	$\frac{R_l \cdot V_i \cdot e^{10} \cdot \sqrt{L \cdot C}}{50 \cdot L \cdot V_c}$
$\frac{V_c \cdot (V'_c - V_c)}{I'_o \cdot L' \cdot V'_c \cdot f'_s}$	$\frac{10 \cdot e^{10} \left(\frac{(\log(V_c) - 10) \cdot (V'_c - 20)}{V'_c - 10}\right) \cdot (V'_c - 10)}{I'_o \cdot L' \cdot V'_c \cdot f'_s}$
$\frac{V'_c - V_c}{C' \cdot R'_l \cdot V'_c \cdot f'_s}$	$\frac{e^{\left(-\frac{10 \cdot (\log(V_c) - 10)}{V'_c - 10}\right)} \cdot (V'_c - 10)}{C' \cdot R'_l \cdot V'_c \cdot f'_s}$
$\frac{V_c^2 \cdot (V'_c - V_c)}{2 \cdot I'_o \cdot L' \cdot f'_s \cdot V_c'^2}$	$\frac{50 \cdot e^{\left(\frac{2 \cdot (\log(V_c) - 10) \cdot (V'_c - 10)}{V'_c - 10}\right)}}{I'_o \cdot L' \cdot f'_s \cdot V_c'^2}$
$\frac{V'_c - (V'_c - V_c)}{V'_c \cdot f'_s \cdot \sqrt{L' \cdot C'}}$	$\frac{10 \cdot V_c \cdot e^{-10}}{V'_c \cdot f'_s \cdot \sqrt{L' \cdot C'}}$
$\frac{V_c \cdot R_l \cdot \sqrt{L' \cdot C'}}{5 \cdot L' \cdot V'_c}$	$\frac{2 \cdot R'_l \cdot V_c \cdot e^{-10} \cdot \sqrt{L' \cdot C'}}{L' \cdot V'_c}$

Tablo 6.1: Optimizasyon programı sınırlandırma fonksiyonları ve bu fonksiyonların $V_c = 10$ noktası etrafındaki *monomial* yaklaşımları

Kaynaklar

- [1] U Ribes-Mallada, R Leyva, and P Garcés. Optimization of dc-dc converters via geometric programming. *Mathematical problems in Engineering*, 2011, 2011.
- [2] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics, Circuits, Devices, and Applications*. Pearson Education, Inc., third edit edition, 2004.
- [3] Carl Nelson and Jim Williams. Linear technology, lt1070 design manual, 1986.
- [4] Robert W Erikson and Dragor Maksimovic. Fundamentals of power electronics, norwell, massachusetts. *Kluwer Academic Publishers*, 200:l, 2001.
- [5] Stephen Boyd and Lieven Vandenberghe. *Convex optimization*. Cambridge university press, 2004.
- [6] Stephen P Boyd, Thomas H Lee, et al. Optimal design of a cmos op-amp via geometric programming. *IEEE Transactions on Computer-aided design of integrated circuits and systems*, 20(1):1–21, 2001.
- [7] Carmelo Candela, Maximiliano Morin, Francisco Blazquez, and Carlos A Platero. Optimal design of a salient poles permanent magnet synchronous motor using geometric programming and finite element method. In *Electrical Machines, 2008. ICM 2008. 18th International Conference on*, pages 1–5. IEEE, 2008.
- [8] Rabih A. Jabr. Application of geometric programming to transformer design. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(11):4261–4269, 2005.
- [9] Stephen Boyd, Seung Jean Kim, Lieven Vandenberghe, and Arash Hasibi. A tutorial on geometric programming. *Optimization and Engineering*, 8(1):67–127, 2007.

- [10] Michael D Seeman and Seth R Sanders. Analysis and optimization of switched-capacitor dc–dc converters. *IEEE transactions on power electronics*, 23(2):841–851, 2008.
- [11] Jordan M Henry, Jonathan W Kimball, et al. Practical performance analysis of complex switched-capacitor converters. *IEEE transactions on power electronics*, 26(1):127–136, 2011.
- [12] Hanh Phuc Le, Seth R. Sanders, and Elad Alon. Design techniques for fully integrated switched-capacitor DC-DC converters. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46(9):2120–2131, 2011.
- [13] Muhammad Bilal Saif and Klaus Hofmann. Two stage boost system capable of 5v to 192v-400v dc-dc conversion. In *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Energy Engineering*, pages 19–20, 2015.
- [14] Tae-Hwang Kong, Sung-Wan Hong, Sungwoo Lee, Jong-Pil Im, and Gyu-Hyeong Cho. A 0.791 mm² fully on-chip controller with self-error-correction for boost dc-dc converter based on zero-order control. In *Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2012 IEEE*, pages 1–4. IEEE, 2012.
- [15] Yasunobu Nakase, Shinichi Hirose, Hiroshi Onoda, Yasuhiro Ido, Yoshiaki Shimizu, Tsukasa Oishi, Toshio Kumamoto, and Toru Shimizu. 0.5 v start-up 87% efficiency 0.75 mm² on-chip feed-forward single-inductor dual-output (sido) boost dc-dc converter for battery and solar cell operation sensor network micro-computer integration. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 48(8):1933–1942, 2013.
- [16] Chen-Yu Wang, Jhih-Sian Guo, Chi-Yuan Huang, and Chien-Hung Tsai. A high efficiency dc/dc boost regulator with adaptive off/on-time control. In *VLSI Design, Automation, and Test (VLSI-DAT), 2013 International Symposium on*, pages 1–4. IEEE, 2013.
- [17] Inho Jeon, Hyunseok Nam, Heeyoung Lee, Youngkook Ahn, and Jeongjin Roh. An 80-v integrated boost converter for piezoelectric actuators in smartphones. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 75(3):531–537, 2013.
- [18] Lufei Shen and Klaus Hofmann. Fully integratable 4-phase charge pump architecture for high voltage applications. In *Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES), 2012 Proceedings of the 19th International Conference*, pages 265–268. IEEE, 2012.

- [19] Željko Ivanović, Branko Dokić, Branko Blanuša, and Mladen Knežić. Boost converter efficiency optimization in wind turbine. In *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, pages T3–1. IEEE, 2010.
- [20] Zeljko Ivanovic, Branko Blanusa, and Mladen Knezic. Power loss model for efficiency improvement of boost converter. In *Information, Communication and Automation Technologies (ICAT), 2011 XXIII International Symposium on*, pages 1–6. IEEE, 2011.
- [21] Hugues Renaudineau, Azeddine Houari, Ahmed Shahin, Jean-Philippe Martin, Serge Pierfederici, Farid Meibody-Tabar, and Bernard Gerardin. Efficiency optimization through current-sharing for paralleled dc–dc boost converters with parameter estimation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(2):759–767, 2014.
- [22] Wilmar H Martinez and Camilo A Cortes. High power density interleaved dc–dc converter for a high performance electric vehicle. In *Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), 2013 Workshop on*, pages 1–6. IEEE, 2013.
- [23] Fernando Beltrame, Fabricio H Dupont, Hamiltom C Sartori, Everton C Cancian, Cassiano Rech, and Jose Renes Pinheiro. Efficiency optimization of dc/dc boost converter applied to the photovoltaic system. In *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*, pages 706–711. IEEE, 2013.
- [24] Walter Aloisi and Gaetano Palumbo. Efficiency model of boost dc–dc pwm converters. *International Journal of circuit theory and applications*, 33(5):419–432, 2005.
- [25] Mehmed Çelebi. Efficiency optimization of a conventional boost dc/dc converter. *Electrical Engineering*, pages 1–7, 2017.
- [26] Enis Baris Bulut and Korhan Cengiz. Determination the effects of duty cycle and switching frequency on efficiency of boost converter for fixed load applications. *The Eurasia Proceedings of Science, Technology, Engineering & Mathematics*, 1:69–75, 2017.
- [27] Wilmar Martinez, Masayoshi Yamamoto, Jun Imaoka, Freddy Velandia, and Camilo A Cortes. Efficiency optimization of a two-phase interleaved boost dc–dc converter for electric vehicle applications. In *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016 IEEE 8th International*, pages 2474–2480. IEEE, 2016.

- [28] Shuitao Yang, Lihua Chen, Mohammed Khorshed Alam, Fan Xu, and Yan Zhou. Switching frequency optimization of boost converter for hev applications. Technical report, SAE Technical Paper, 2017.
- [29] Sigurd Skogestad and Ian Postlethwaite. *Multivariable feedback control: analysis and design*, volume 2. Wiley New York, 2007.



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : YILDIRIM, Enes
Uyruğu : T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi : 26/05/1992
Medeni Hali : Evli
Tel : +90 533 764 90 24
Fax : -
e-mail : enes.yildirim@karatay.edu.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Lisans	: KTO Karatay Üniversitesi	Haziran-2014
Yüksek Lisans	: KTO Karatay Üniversitesi	Eylül 2018 (Beklenen)
Doktora	: -	

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2014 - Şimdi	KTO Karatay Üniversitesi / Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü	Araştırma Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce (İleri).

Yayımlar

-