

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**PEM TİPİ YAKIT PİLLERİNDE ÇIKIŞ AKIMININ DALGALANMASINI
AZALTMAYA YÖNELİK BİR DC/DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE
UYGULAMASI**

EMRE YILDIZ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK TESİSLERİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
DOÇ. DR. BÜLENT VURAL**

İSTANBUL, 2016

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PEM TİPİ YAKIT PİLLERİNDE ÇIKIŞ AKIMININ DALGALANMASINI
AZALTMAYA YÖNELİK BİR DC/DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE
UYGULAMASI**

Emre YILDIZ tarafından hazırlanan tez çalışması 29.04.2016 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç. Dr. Bülent Vural

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Bülent VURAL

Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. İsmail AKSOY

Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Engin ÖZDEMİR

Kocaeli Üniversitesi



Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 2210-C Öncelikli alanlara yönelik yurt içi yüksek lisans burs programı ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Öncelikle tezin fikir ve uygulama altyapısının oluşturulmasından tezin ortaya çıkışına kadar tüm süreçte değerli bilgilerini, yardım ve desteğini esirgemeyerek bu çalışmanın ortaya çıkmasını sağlayan saygıdeğer danışman hocam Doç. Dr. Bülent VURAL'a, çalışmalarda bana yardımcı olan Araş. Gör. Fırkan AKAR'a ve Elektronik Müh. Yakup TAVLAŞOĞLU'na, sabır ve anlayışlarını hiçbir zaman esirgemeyen aileme ve dostlarıma teşekkürü borç bilirim.

Eğitim öğretim hayatım boyunca üzerimde emeği olan tüm öğretmenlerime, okul personellerine, beni her konuda destekleyen ve çalışmalarım konusunda cesaretlendiren hocalarım Araş. Gör. C.Fadıl KUMRU, Araş. Gör. Ali Rıfat BOYNUEĞRİ ve Araş.Gör. A.Yiğit ARABUL'a ayrıca teşekkür ederim.

Mayıs, 2016

Emre YILDIZ

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vii
KISALTMA LİSTESİ.....	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT.....	xiv
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	5
1.3 Hipotez	5
BÖLÜM 2	
ÖNERİLEN DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	8
2.1 Önerilen Dönüştürücünün Analizi.....	8
2.1.1 Yükseltici Çalışma	10
2.1.2 Düşürücü Çalışma	14
2.2 Kontrol Yöntemi Tasarımı	17
2.2.1 Kontrol Algoritması.....	17
2.2.2 Küçük İşaret Analizi Yöntemi ile Transfer Fonksiyonunun Bulunması.....	18
2.2.3 PID Kontrol Tasarımı	22
BÖLÜM 3	
BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	24

BÖLÜM 4

DENEYSEL ÇALIŞMALAR	30
4.1 Prototip Tasarımı	30
4.1.1 Prototipin Güç Kısımının Tasarımı ve Yapımı.....	30
4.1.2 Güç Dönüştürücü İçin Endüktans Tasarımı.....	34
4.1.3 Kontrol Devresinin Tasarımı	35
4.2 Deney Setinin Oluşturulması	37
4.3 DeneySEL Sonuçlar.....	39
4.3.1 Devrenin Temel Çalışma Ölçümleri	39
4.3.1.1 Yükseltici Çalışma Analizleri	40
4.3.1.2 Düşürücü Çalışma Analizleri	45
4.3.2 Giriş Akımı Dalgalılığı Analizleri	49
4.3.3 Yük Profili Uygulamaları ve Yakıt Tüketimi.....	52
4.3.4 Verim Analizi.....	54

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER	55
KAYNAKLAR.....	58
EK A	
DSP Kodu	61
ÖZGEÇMİŞ.....	64

SİMGE LİSTESİ

A	Amper
d	Doluluk oranı
F	Farad
H	Henry
M	Mega (10e6)
V	Volt
W	Watt
Hz	Hertz
Ω	Ohm
μ	Mikro (10e-6)

KISALTMA LİSTESİ

CCM	Continious Conduction Mode (Sürekli Akım Modu)
DC	Direct Current (Doğru Akım)
DSBB	Double Switch Buck Boost (Çift Anahtarlı Düşürücü Yükseltici)
FC	Fuel Cell (Yakıt Pili)
iDSBB	Interleaved Double Switch Buck Boost (Paralel Yapılı Çift Anahtarlı Düşürücü Yükseltici)
PEM	Proton Exchange Membrane (Proton Geçirgen Membran)
PSIM	Simulation Software (Benzetim Programı)
YP	Yakıt Pili

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 PEM Tipi yakıt pili V-I grafiği	2
Şekil 1.2 PEM Tipi yakıt pili P-I grafiği.....	2
Şekil 1.3 Önerilen anahtarlama DC-DC dönüştürücü devre topolojisi.....	3
Şekil 1.4 Yükseltici kısmı paralel DSBB [15]	4
Şekil 1.5 Şekil 1.5 Paralel düşürücü dönüştürücü topolojisi [19]	4
Şekil 1.6 Şekil 1.6 Çift anahtarlı düşürücü yükseltici dönüştürücü (DSBB) [20]	5
Şekil 1.7 Önerilen anahtarlama DC-DC dönüştürücü devre topolojisi	6
Şekil 2.1 iDSBB için düşürücü çalışma aralıkları.	10
Şekil 2.2 Aralık 1 Düşürücü çalışma	11
Şekil 2.3 Aralık 2 Düşürücü çalışma	11
Şekil 2.4 Aralık 3 Düşürücü çalışma	12
Şekil 2.5 Aralık 4 Düşürücü çalışma	12
Şekil 2.6 Aralık 5 Düşürücü çalışma	13
Şekil 2.7 iDSBB için yükseltici çalışma aralıkları	14
Şekil 2.8 Aralık 1 – Aralık 4 Yükseltici çalışma	15
Şekil 2.9 Aralık 2 Yükseltici çalışma	15
Şekil 2.10 Aralık 3 Yükseltici çalışma	16
Şekil 2.11 Aralık 5 Yükseltici çalışma	16
Şekil 2.12 Aralık 6 Yükseltici çalışma	17
Şekil 2.13 Kontrol algoritması	18
Şekil 2.14 Küçük işaret analizi eşdeğer devresi.....	21
Şekil 2.15 $G_{vd}(s)$ için Bode Diyagramı	22
Şekil 2.16 $G_{vd3}(s)$ için Bode Diyagramı.....	23
Şekil 2.17 MATLAB PID Tuner.....	23
Şekil 3.1 iDSBB için benzetim modeli	24
Şekil 3.2 Yükseltici çalışma için giriş akımları değişimi.....	25
Şekil 3.3 Düşürücü çalışma için giriş akımları değişimi.....	26
Şekil 3.4 Yükseltici çalışma için iDSBB bobin akımları değişimi.....	27
Şekil 3.5 Yükseltici çalışma için giriş gerilimleri değişimi	27
Şekil 3.6 Yükseltici çalışma için çıkış gerilimleri değişimi	28
Şekil 3.7 DSBB ve iDSBB'nin anlık değişimlere tepkisi.....	28
Şekil 3.8 DSBB ve iDSBB giriş akımlarının anlık değişimlere tepkisi	29
Şekil 4.1 Güç kartı PCB görüntüsü	31

Şekil 4.2	Güç devresi	31
Şekil 4.3	Güç devresi alt yüzey görünüşü	32
Şekil 4.4	Bode Diyagramları ($3\mu\text{H}$ ve $300\mu\text{H}$)	34
Şekil 4.5	Kullanılan endüktans.....	35
Şekil 4.6	Kontrol kartı	35
Şekil 4.7	TMS320F28335 işlemci	36
Şekil 4.8	Önerilen güç devresi, kontrol kartı ve endüktanslar	36
Şekil 4.9	Deney seti	37
Şekil 4.10	Nexa PEM Tipi yakıt pili etiket değerleri.....	38
Şekil 4.11	iDSBB Yükseltici çalışma için “gate-source” işaretleri	39
Şekil 4.12	iDSBB Yükseltici çalışma için “drain-source” işaretleri	40
Şekil 4.13	iDSBB yükseltici çalışma endüktans gerilim ve akımları	42
Şekil 4.14	iDSBB yükseltici çalışma giriş akımı ve endüktans akımları	42
Şekil 4.15	iDSBB yükseltici çalışma giriş akımı ve endüktans akımları.....	43
Şekil 4.16	DSBB 10 KHZ yükseltici çalışma giriş ve endüktans akımı.....	43
Şekil 4.17	DSBB 20 KHZ yükseltici çalışma giriş ve endüktans akımı.....	43
Şekil 4.18	iDSBB düşürücü çalışma için “gate – source” işaretleri	45
Şekil 4.19	iDSBB düşürücü çalışma için “drain-source” işaretleri	45
Şekil 4.20	iDSBB düşürücü çalışma için endüktans gerilim ve akımları	47
Şekil 4.21	iDSBB düşürücü çalışma giriş akımı ve endüktans akımları.....	47
Şekil 4.22	iDSBB düşürücü çalışma giriş ve endüktans akımları	48
Şekil 4.23	DSBB 10 KHZ düşürücü çalışma giriş ve endüktans akımı.....	48
Şekil 4.24	DSBB 20 KHZ düşürücü çalışma giriş ve endüktans akımı.....	48
Şekil 4.25	Giriş akımları karşılaştırmaları	49
Şekil 4.26	300 W iDSBB giriş akımı	50
Şekil 4.27	300 W DSBB 10kHz giriş akımı.....	50
Şekil 4.28	300 W DSBB 20kHz giriş akımı.....	50
Şekil 4.29	400 W iDSBB giriş akımı	51
Şekil 4.30	400 W DSBB 10kHz giriş akımı.....	51
Şekil 4.31	400 W DSBB 20kHz giriş akımı.....	51
Şekil 4.32	Sadeleştirilen yük profili	52
Şekil 4.33	Yük profilinin son hali	52
Şekil 4.34	Yük profili uygulandığında yakıt pilinden çekilen güç.....	53
Şekil 4.35	Verim karşılaştırması	54

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 Hesaplamalarda kullanılacak değerler.....	22
Çizelge 3.1 Yükseltici çalışma devre topolojisi V, I, P değerleri	26
Çizelge 4.1 FDP036N10 Fairchild MOSFET Etiket değerleri	33

**PEM TİPİ YAKIT PİLLERİNDE ÇIKIŞ AKIMININ DALGALANMASINI
AZALTMAYA YÖNELİK BİR DC/DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE
UYGULAMASI**

Emre YILDIZ

Elektrik Tesisleri Programı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Bülent VURAL

Bu çalışmada PEM tipi yakıt pillerinin çalışma ömrünü uzatmaya yönelik yeni bir devre yapısı tasarlanarak analiz edilmiştir. Çevre dostu enerji kaynaklarından birisi olan PEM tipi yakıt pilleri, hızlı kararlılığa ulaşabilirliği, taşınabilirliği ve verimliliği nedeniyle başlıca elektrikli araçlarda ve yedek güç besleme birimlerinde olmak üzere geniş kullanım alanına sahiptir.

Kararlı çalışma süresince yakıt pili çıkış akımı dalgalılığının fazla olması, yakıt pilinin kimyasal yapısına zarar verebileceğinden, güç aktarımında kullanılacak dönüştürücünün bu durumu düzeltecek tasarıma sahip olması gerekmektedir. Bu çalışmada, girişindeki iki adet bobin yardımıyla, hem düşürücü hem de yükseltici çalışmada giriş akımı dalgalılığını azaltan bir dönüştürücü tasarımı ve kontrol yöntemi sunulmuştur.

Önerilen dönüştürücüde giriş akımını paylaşan bobinlerin ortalama akım değerleri azalırken giriş akım ve gerilim dalgalılıkları da azalacağından, devre elemanlarının boyutları küçülerek daha az maliyetli ve güç yoğunluğu yüksek bir dönüştürücü tasarımı elde edilmiştir.

Benzetim ve deneysel çalışma sonuçlarına göre önerilen devre topolojisinde yakıt pili akım dalgalılığı azaltılmakta, kararlı çalışma aralığına hızlı ulaşılmakta ve devre ani yük değişimlerinden az etkilenmektedir.

Anahtar Kelimeler: DC/DC Dönüştürücü, PEM yakıt pili, elektrikli araçlar



**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A DC/DC CONVERTER FOR REDUCING
THE OUTPUT CURRENT RIPPLE OF A PEM FUEL CELL**

Emre YILDIZ

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Assoc. Prof. Dr.Bülent VURAL

This study focuses on to prolong the Proton Exchange Membrane (PEM) fuel cell stack life via an interleaved double switch buck-boost converter topology. PEM fuel cells are environmental friendly energy sources, and widely used in several applications such as electrical vehicles, power plants, back-up power units, thanks to their fast start-up ability, portability, and efficient operation.

In the steady-state, the fuel cell current ripple may result in damage to the fuel cell chemical structure, so it is required to extract its power via a power converter that can overcome this issue. Therefore, in this work, a power converter topology and a control method are proposed in order to reduce the converter input current ripple in both buck and boost operation modes with the help of its two input inductors. In addition to that, sharing input current via these inductors decreases input capacitance voltage stresses and average current flowing through the interleaved inductors thus smaller input capacitance and inductors also increase the cost effectiveness of proposed converter. The simulation results indicate that the proposed interleaved buck-boost topology

reduces the input current ripple, and leads less settling time hence better dynamic response owing to its interleaved structure.

Keywords: DC/DC Converter, PEM FC, Electrical Vehicles

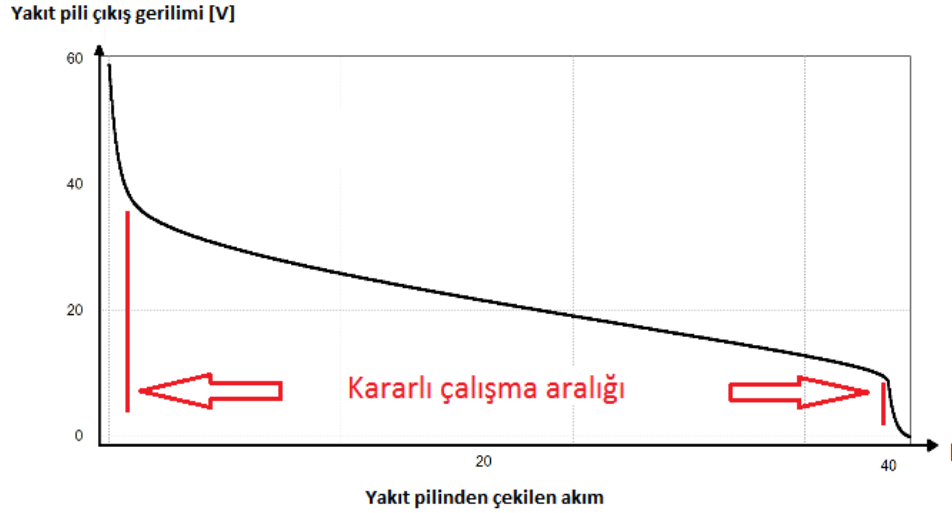


GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

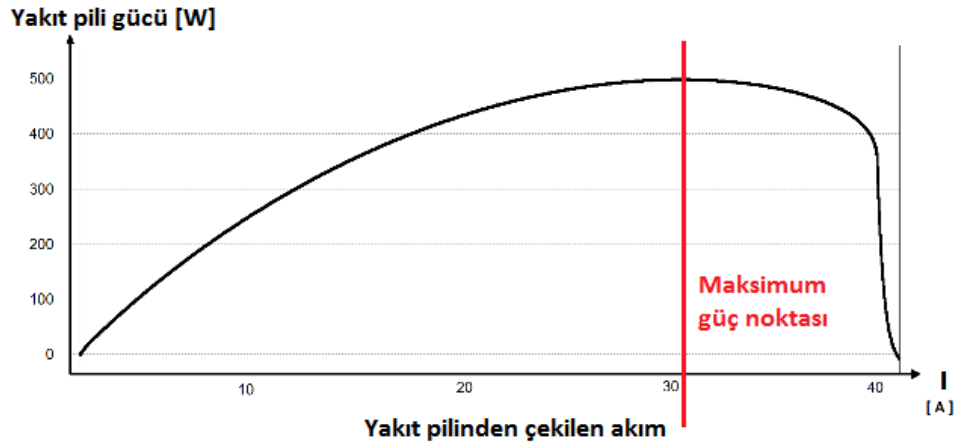
Günümüz dünyasında çevreci kaygılar ve daha ucuz enerji kaynağı arayışı gibi nedenler ile yenilenebilir ve alternatif enerji kaynaklarına yönelik araştırmalar çok geniş bir çerçevede devam etmektedir. Bu çerçeve içerisindeki araştırma alanlarından biri de yakıt pilleridir (YP). Temel olarak bir YP, kullanılan yakıtın kimyasal enerjisini elektro-kimyasal olarak doğru akım elektrik enerjisine dönüştüren bir enerji dönüştürücüdür [1]. Performans, çevresel avantajlar ve yakıt ekonomisi gibi nedenlerle YP'ler, elektrikli araçlar, kesintisiz güç kaynakları, uzay çalışmaları, mikro şebekeler vb. alanlarda kullanılmaktadır. YP türleri arasında sunduğu avantajlar (verimlik, hacim ve ağırlık açısından güç yoğunluğu v.b.) nedeniyle, Polimer Elektrolit veya Proton Geçirgen Membran (Polymer Electrolyte – Proton Exchange Membrane, PEM) YP'ler günümüzde mobil ve düşük güç (<1MW) uygulamalarında en çok tercih edilen YP türüdür [2]. Ayrıca PEM türü YP'ler, daha düşük çalışma sıcaklığına sahip olmaları sayesinde diğer YP türlerine kıyasla ilk çalışma anında daha hızlı devreye girebilmektedirler [3].

Belirtilen bu üstünlüklerine rağmen PEM tipi YP'ler hızlı yük değişimlerine karşı olumsuz etkilenmektedirler [4]. Ayrıca PEM tipi yakıt pilleri incelendiğinde, akıma bağlı gerilim ve güç değişimlerinin her zaman doğrusal olmadığı görülmektedir. Şekil 1.1'de PEM tipi yakıt pillerinin akım - gerilim ilişkisi gösterilmiştir. Şekil 1.1 incelendiğinde, yakıt pilinden çekilen akım arttıkça hücre gerilimlerinin düştüğü görülmektedir.



Şekil 1.1 PEM tipi yakıt pili V-I grafiği

Şekil 1.2’de PEM tipi yakıt pilleri için akım – güç eğrisi incelendiğinde, maksimum güç seviyesine ulaşılan kadar yakıt pilinden çekilen akım arttıkça, yakıt pilinin sağlayabileceği güç değerinin de arttığı gözlenmiştir [4]. Ancak

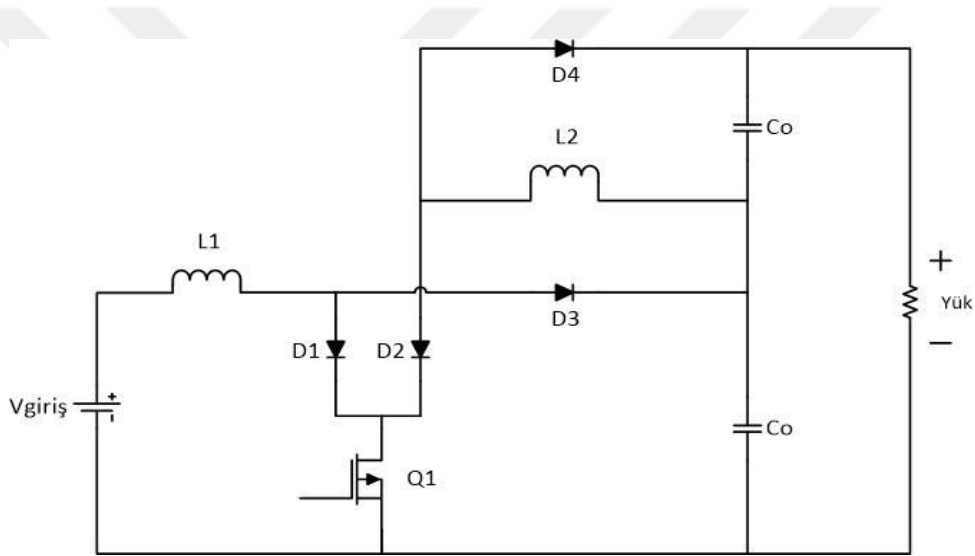


Şekil 1.2 PEM tipi yakıt pili P-I grafiği

maksimum güç noktasındaki akım değerinden daha yüksek değerlerde, yakıt pilinin sağlayabileceği güç değeri düşmektedir. Şekil 1.1 ve Şekil 1.2 incelendiğinde, endüstride genellikle sabit gerilimli kaynaklara ihtiyaç duyulduğundan, verimli bir enerji aktarımı için gerilimi kontrol edilebilir bir güç dönüştürücüsüne gereksinim vardır. Buna ek olarak,

yakıt pilinin ömrünün olumsuz etkilenmemesi için, kullanılacak güç dönüştürücüsü, yakıt pilinden çekilen akımın dalgalılığını mümkün olduğunca azaltmalıdır [5].

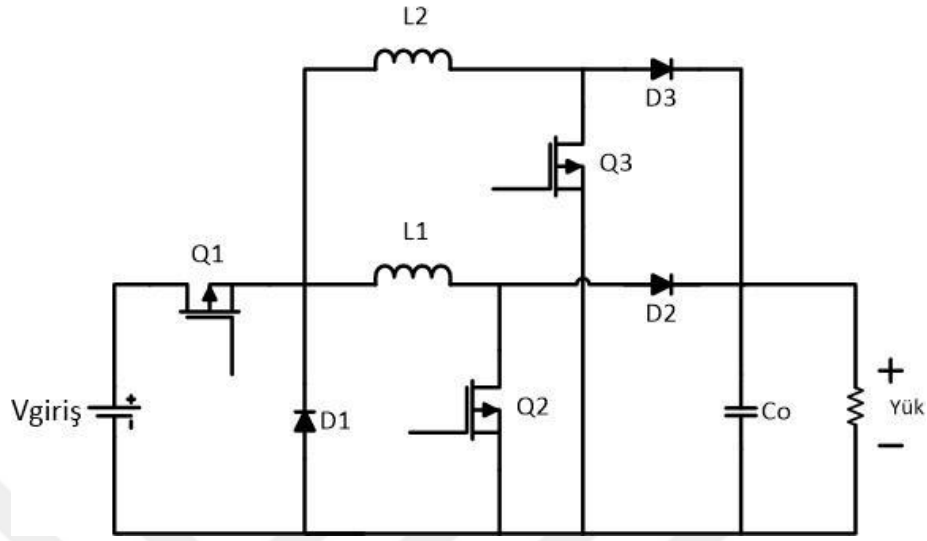
Literatürde bulunan, PEM tipi yakıt pillerinde kullanılan DC/DC dönüştürücü topolojilerinden, dönüştürücünün giriş akımının (yakıt pilinden çekilen akım) dalgalanmasını azaltmaya yönelik çalışmalar incelenmiştir [6], [7], [8], [9]. İnceleme sonucunda, PEM tipi yakıt pillerinden çekilen akımın dalgalanmasının; dönüştürücünün sistem frekansının artırılması, paralel yapılı (interleaved) topoloji tasarımlarının kullanılması [10], devre girişinde endüktans bulunan yükseltici(boost) topolojilerin kullanılması [11] vb. yöntemlerle azaltıldığı gözlemlenmiştir.



Şekil 1.3 “Step-up” DC/DC dönüştürücü topolojisi [7]

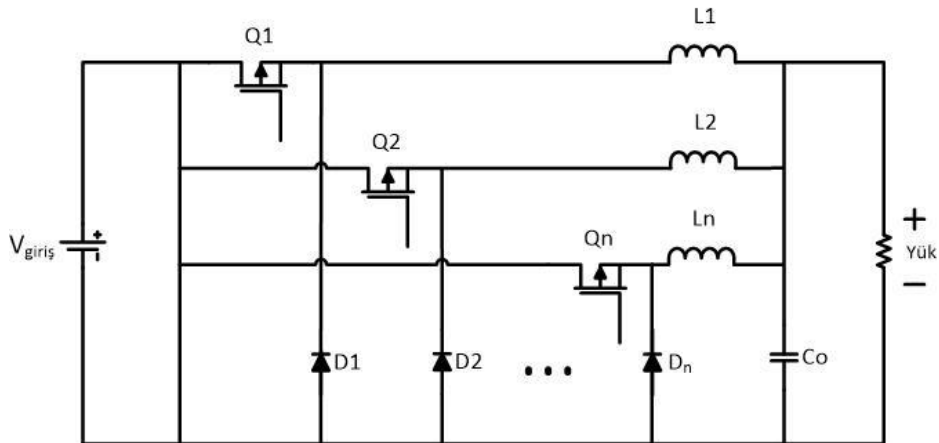
Örnek olarak, Şekil 1.3’te verilmiş olan dönüştürücü topolojisi, literatürde bulunan, PEM tipi yakıt pillerinden çekilen akımın dalgalılığını azaltmaya yönelik bir “step-up” DC/DC dönüştürücü topolojisi [7]. Literatürdeki bu çalışmada da yakıt pilinden çekilen akımdaki dalgalanmaların, yakıt pili verimine ve ömrüne olumsuz etkisinin azaltılması hedeflenmiştir [12]. Şekil 1.3’teki dönüştürücü topolojisinde, giriş akımı dalgalılığı, devre girişinde bulunan $L1$ endüktansı yardımıyla azaltılmıştır [13]. Çıkış gerilimi düşük

değerlerde olan PEM tipi yakıt pilleri için, giriş akım dalgalılığı düşük, gerilim dönüştürme oranı yüksek bir DC/DC dönüştürücü tasarımı sunulmuştur [14].



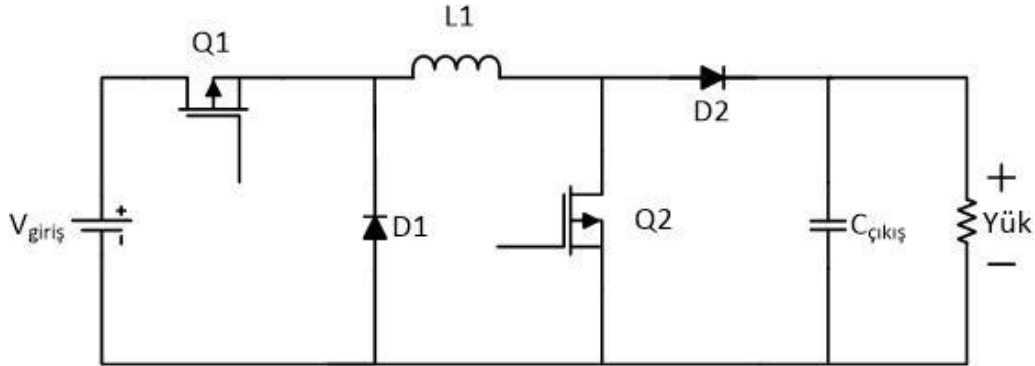
Şekil 1.4 Yükseltici kısmı paralel DSBB [15]

Şekil 1.4 incelendiğinde, yükseltici kısmı paralellenmiş geleneksel çift anahtarlı düşürücü-yükseltici (DSBB) DC/DC dönüştürücü topolojisi görülmektedir. Bu dönüştürücü topolojisi, literatürde PEM tipi yakıt pillerinin çıkış akımının dalgalanmasını azaltan bir başka çalışmadır [15]. Literatürde, yakıt pili beslemeli sistemlerde akım ve gerilim dalgalanmalarını azaltan, yükseltici dönüştürücü topolojilerinin paralel çalıştırıldığı, verimli ve gerilim dönüştürme oranı yüksek birçok çalışma mevcuttur [16], [17], [18].



Şekil 1.5 Paralel düşürücü dönüştürücü topolojisi [19]

Literatürde, PEM tipi yakıt pillerinin çıkış akımı dalgalanmasını azaltan topolojilerden birisi de Şekil 1.5'te görüldüğü üzere, düşürücü dönüştürücü topolojilerinin paralellendiği dönüştürücü tasarımlarıdır [19].



Şekil 1.6 Çift anahtarlı düşürücü yükseltici dönüştürücü (DSBB) [20]

Şekil 1.6'da, literatürde birçok çalışmada karşılaşılan geleneksel çift anahtarlı düşürücü-yükseltici DC/DC dönüştürücü topolojisi görülmektedir. Literatür araştırmalarının sonucunda, PEM tipi yakıt pillerinden çekilen akım dalgalanmasını azaltmaya yönelik yaklaşımlar göz önünde bulundurularak, DSBB'den türetilmiş bir DC/DC dönüştürücü devre yapısı ve kontrol yöntemi belirlenmiştir.

1.2 Tezin Amacı

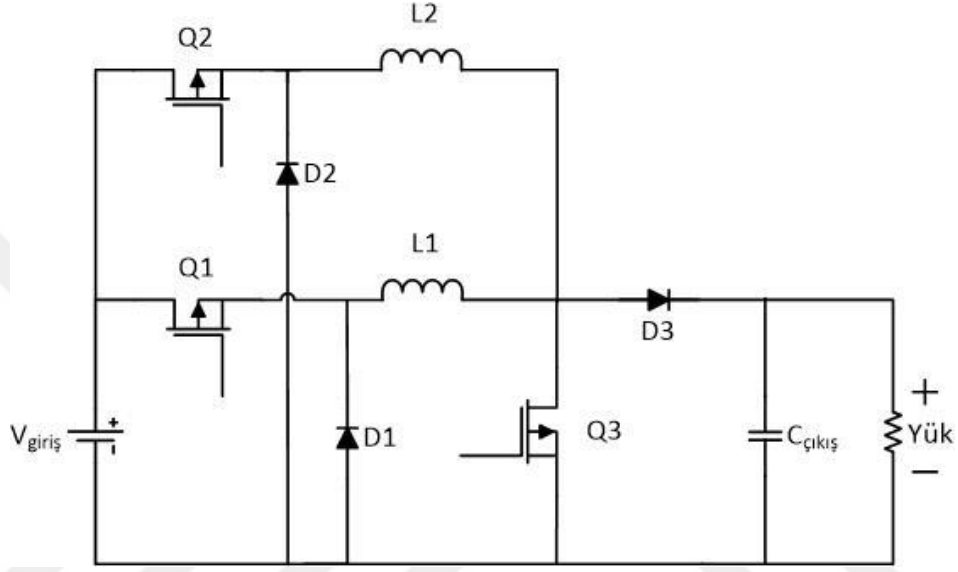
Tez çalışmasında, geleneksel çift anahtarlı düşürücü yükseltici dönüştürücü topolojisi ile karşılaştırıldığında, daha verimli ve güç yoğunluğu yüksek, yakıt pilinden çekilen akım dalgalanmasını azaltarak yakıt pili ömrünü uzatan bir DC/DC dönüştürücü topolojisi ve kontrol yöntemi irdelenerek üstünlüklerinin ispatlanması hedeflenmiştir.

1.3 Hipotez

Şekil 1.7'te önerilen DC/DC dönüştürücü topolojisi bulunmaktadır. Önerilen topoloji tek yönlü ve tek giriş-çıkışlıdır. Bu devre topolojisi, DSBB (Double switch buck boost) düşürücü-yükseltici dönüştürücü topolojisinin, düşürücü kısmı (buck) paralellenerek (interleaved) elde edilmiştir. Elde edilen bu dönüştürücü topolojisi, iDSBB kısaltması ile isimlendirilmiştir. Bu topolojide Q_1, Q_2, D_1 ve D_2 devre elemanları sadece düşürücü

çalışma modunda kullanılırken, Q_3 ve D_3 daima yükseltici çalışma modunda kullanılmıştır. Bobinler hem yükseltici çalışmada hem de düşürücü çalışmada kullanılmıştır.

Önerilen dönüştürücü topolojisinde, düşürücü kısmında bulunan anahtarlar birbirinden 180° faz farkı ile anahtarlandığından, girişten çekilen akımın frekansı, düşürücü anahtarların anahtarlama frekansının iki katıdır [15],[21],[22]. Gerilim düşürücü



Şekil 1.7 Önerilen anahtarlama DC-DC dönüştürücü devre topolojisi

dönüştürücü topolojilerinde, anahtarlama elemanları genellikle devrenin girişindedir. Dolayısıyla her periyotta kaynaktan çekilen akım kesintiye uğramakta ve kaynaktan çekilen akım kare dalga şeklinde olmaktadır. Bu durum, kaynaktan çekilen akımdaki dalgalılığın temel sebeplerindendir [23]. Dönüştürücü girişinde kullanılan kondansatörler, akım dalgalanmalarını azaltmaktadır. Ancak giriş kondansatörünün sığa değerini yükseltmek, kondansatör boyutunu artırmaktadır. Dolayısıyla bu durum devrenin güç yoğunluğunu azaltır. Ayrıca, yükün besleme gerilimi, yakıt pili çıkış geriliminin yükseltilmesini gerektiriyor ise, yükseltici topolojilerde girişte bulunan bobin, akım dalgalılığını daha kolay azaltabilmektedir. Ancak, daha önce açıklandığı üzere yük profiline göre yakıt pili çıkış geriliminin, geniş bir aralıkta kontrol edilmesi gerekmektedir. Dolayısıyla, önerilen DC/DC dönüştürücü topolojisinde olduğu gibi

düşürücü ve yükseltici çalışma modlarının her ikisini de sağlayabilen topolojilerin daha kullanışlı olduğu görülmüştür.

Tek bir bobinden geçecek ana akım, önerilen iDSBB’de ikiye bölünerek iki adet daha küçük bobinden geçmektedir. Bu durumda yarıya inen bobin akımı, bobin boyutlarını küçülterek birim hacme düşen güç miktarını artırmıştır. Kontrol yöntemi ile sistem frekansı artırılmış, kondansatör ve bobinlerin boyutları azaltılmıştır.

Önerilen devre topolojisi incelendiğinde, kondansatör ve bobin boyutları küçülürken, yarı iletken elemanların sayısının arttığı görülmüştür. Bu durumun, yarıiletken malzeme maliyetinin, kondansatör ve bobin maliyetine kıyasla az olması sebebiyle toplam devre maliyeti bakımından bir üstünlük olduğu söylenebilir.

ÖNERİLEN DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

2.1 Önerilen Dönüştürücünün Analizi

Önerilen dönüştürücü topolojisi incelenirken devrenin sürekli akım durumunda (CCM-Continuous Conduction Mode) çalıştığı ve tüm devre elemanlarının ideal olduğu kabul edilmiştir.

Önerilen iDSBB dönüştürücü topolojisinin giriş-çıkış akım ve gerilim değişimleri, anahtarlama elemanlarının kapılarına uygulanan kontrol işaretlerine göre, düşürücü çalışma modu ve yükseltici çalışma modu olarak iki grupta incelenmiştir. Q_3 anahtarı, sabit %50 doluluk oranında ve diğer anahtarların iki katı frekansta anahtarlanmıştır.

(2.1) numaralı eşitlikte, temel düşürücü devre topolojisinin çıkış gerilimi denklemi görülmektedir. Buna örnek olarak, Şekil 1.3'teki Q_1 , L_1 ve D_1 elemanlarından oluşan dönüştürücü topolojisi gösterilebilir.

(2.2) numaralı eşitlik, temel yükseltici dönüştürücü topolojisine aittir. Yükseltici dönüştürücü topolojisi, Şekil 1.3'te L_1 , Q_3 ve D_3 elemanlarından oluşan topolojidir.

$$V_{\text{çıkış}} = d \cdot V_{\text{giriş}} \quad (2.1)$$

$$V_{\text{çıkış}} = \frac{1}{1-d} V_{\text{giriş}} \quad (2.2)$$

$$V_{\text{çıkış}} = \frac{d_{1,2}}{1 - d_3} V_{\text{giriş}} \quad (2.3)$$

(2.3) numaralı eşitlik (2.1) ve (2.2) numaralı eşitliklerden türetilmiştir. Önerilen iDSBB dönüştürücü topolojisinde, karar kılınan kontrol yöntemine göre düşürücü anahtarlar (Q_1 ve Q_2) aynı doluluk oranında fakat aralarında 180° faz farkı bulunan PWM işaretleri ile kontrol edilmiştir. Q_3 anahtarı kapı (gate) işareti sabit ve %50 doluluk oranında olacağından (2.3) eşitliğinde bu değer yerine yazıldığında (2.4) eşitliği elde edilmiştir. (2.5) numaralı eşitlikte önerilen dönüştürücü topolojisinin en sade çıkış gerilimi eşitliğine ulaşılmıştır.

$$V_{\text{çıkış}} = \frac{d_{1,2}}{1 - 0,5} V_{\text{giriş}} \quad (2.4)$$

$$V_{\text{çıkış}} = 2 \times d_{1,2} \times V_{\text{giriş}} \quad (2.5)$$

$$V_{\text{çıkış}} = 2 \times 0,5 \times V_{\text{giriş}} \quad (2.6)$$

$$V_{\text{çıkış}} = V_{\text{giriş}} \quad (2.7)$$

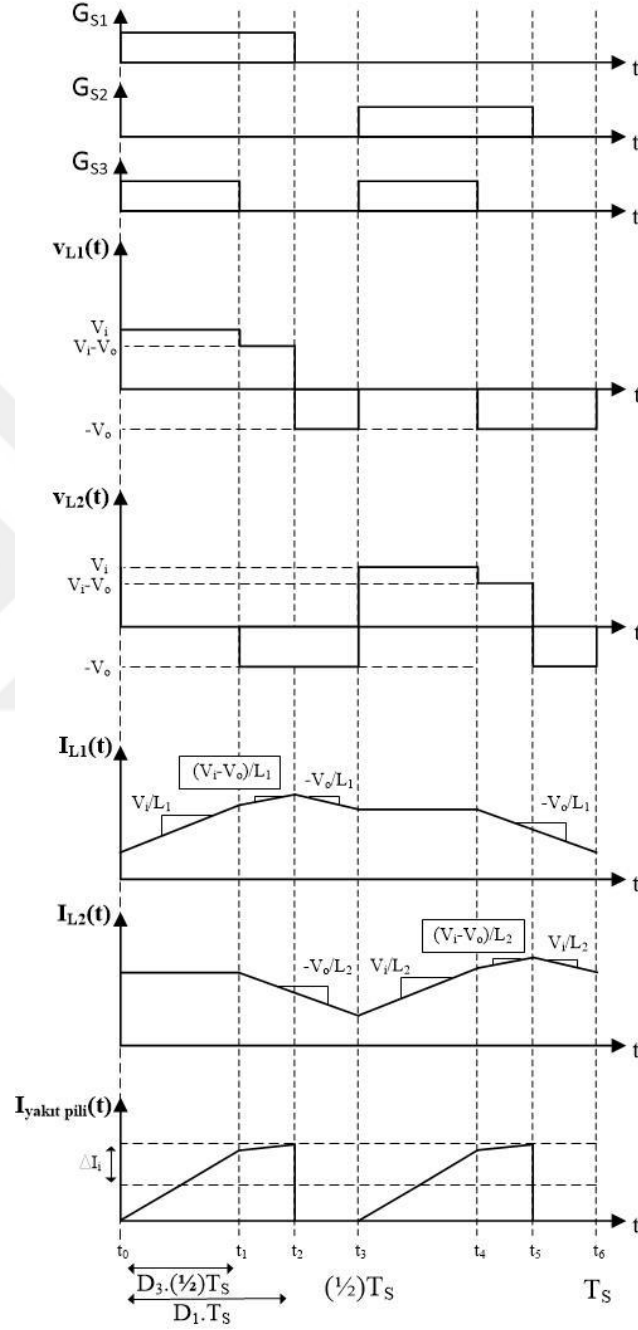
(2.6) eşitliğinde belirtildiği üzere $d_{1,2} = 0,5$ doluluk oranı değeri yerine yazılır ise (2.7) eşitliğine ulaşılır.

(2.5) eşitliğinden, çıkış geriliminin sadece Q_1 ve Q_2 anahtarlarının doluluk oranına bağlı olduğu sonucuna ulaşılmıştır.

(2.6) ve (2.7) numaralı eşitlikler incelendiğinde, %50 doluluk oranının devre için kritik değer olduğu görülmüştür. %50 doluluk oranında çıkış gerilimi giriş gerilimine eşittir. Bu değer üstündeki bir doluluk oranında, çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek olduğu, bunun tersi durumda ise çıkış geriliminin giriş geriliminden daha düşük olduğu gözlenmiştir.

2.1.1 Düşürücü Çalışma Analizi

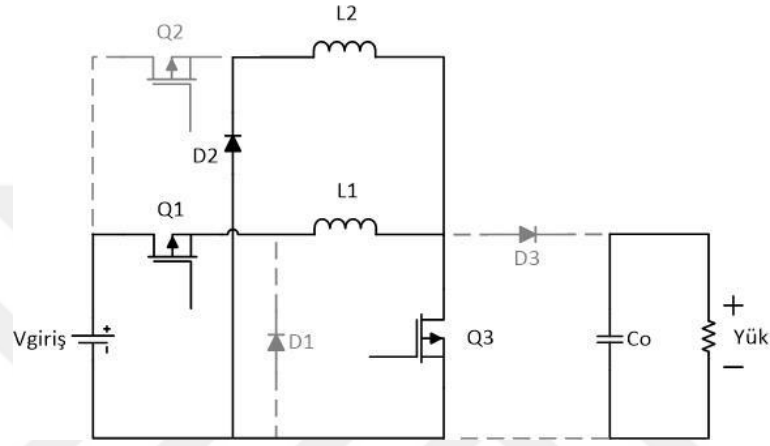
Şekil 2.1’de bir periyot (T_s), altı zaman aralığına bölünerek incelenmiştir. G_{S1} ve G_{S2} düşürücü anahtar kapı kontrol işaretleri (Q_1 ve Q_2), %40 doluluk oranı değerine ayarlanmıştır. Q_3 yükseltici anahtarı işareti doluluk oranı ise %50 değerine ayarlanmıştır.



Şekil 2.1 iDSBB için düşürücü çalışma aralıkları

Aralık 1 ($t_0 - t_1$)

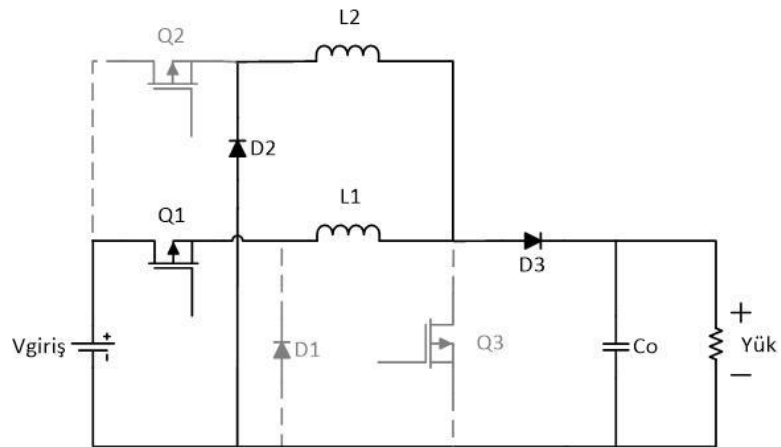
Bu aralıkta Q_1 ve Q_3 anahtarları iletimdedir (Şekil 2.2). L_1 bobininin geriliminin, giriş gerilimine eşit olduğu ve akımının doğrusal olarak arttığı gözlenmiştir. Aynı zamanda çıkış kondansatörünün, önceki aralıkta depoladığı enerji ile yükü besleyerek deşarj olduğu görülmektedir. L_2 Bobin akımının D_2 diyodu üzerinden serbest dolaşımında olduğu görülmüştür.



Şekil 2.2 Aralık 1 Düşürücü çalışma

Aralık 2 ($t_1 - t_2$)

Şekil 2.3'te görüldüğü üzere Q_1 anahtarı dışındaki anahtarlar kesimdedir. Yük, hem L_1 bobini üzerinden kaynaktan hem de L_2 bobininin mevcut enerjisi ile beslenmektedir. L_1 bobininin akım değişiminin doğrusal arttığı, ancak artış eğiminin önceki aralığa kıyasla, bobin üzerine düşen gerilim değerinin azalması sebebiyle, daha az olduğu gözlenmiştir. Bu aralıkta bobin geriliminin, giriş ve çıkış geriliminin farkına eşit olduğu görülmektedir.

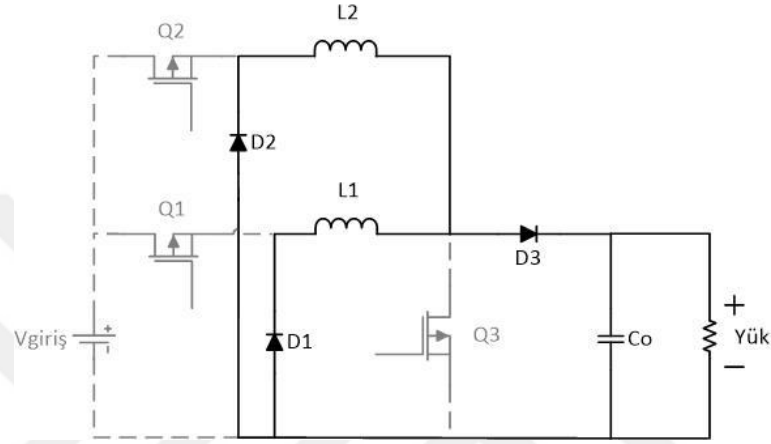


Şekil 2.3 Aralık 2 Düşürücü çalışma

Aralık 3 ($t_2 - t_3$)

Bu aralıkta, tüm anahtarlama elemanları kesimdedir (Şekil 2.4). Bobinlerin enerjilerini D_3 diyodu üzerinden yüke aktardığı gözlenmiştir. Bobinler üzerindeki gerilimler eşit ve değerleri çıkış geriliminin negatif işaretlisidir “ $-V_o$ ”.

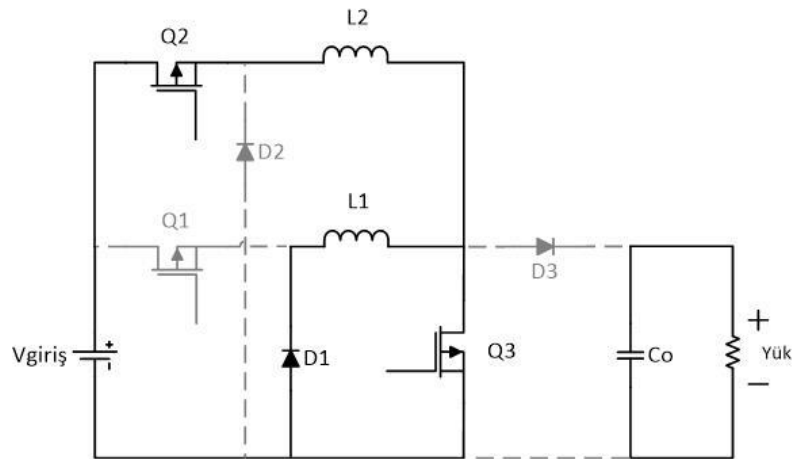
Yükün, bobinler üzerinde önceki aralıkta depolanan enerji ile beslenmesi sebebiyle, kaynaktan akım çekilmemektedir.



Şekil 2.4 Aralık 3 Düşürücü çalışma

Aralık 4 ($t_3 - t_4$)

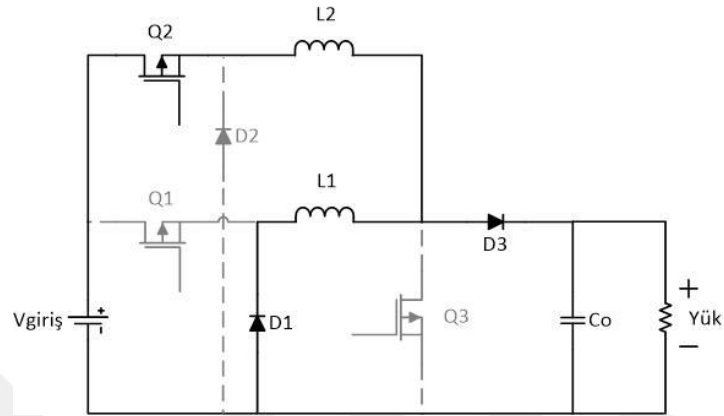
Q_2 ve Q_3 anahtarı iletimde, Q_1 kesimdedir (Şekil 2.5). L_2 bobini şarj olmakta ve yük çıkış kondansatörü tarafından beslenmektedir. L_2 bobininin gerilimi giriş gerilimine eşittir. Bu aralıkta L_1 bobinin akımı ise serbest dolaşımdadır.



Şekil 2.5 Aralık 4 Düşürücü çalışma

Aralık 5 ($t_4 - t_5$)

L_2 bobininin üzerindeki gerilim azalmıştır ve giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farka eşittir (Şekil 2.6). Yük L_2 bobini üzerinden kaynaktan ve L_1 bobininin önceki aralıkta depoladığı enerji ile beslenmektedir.



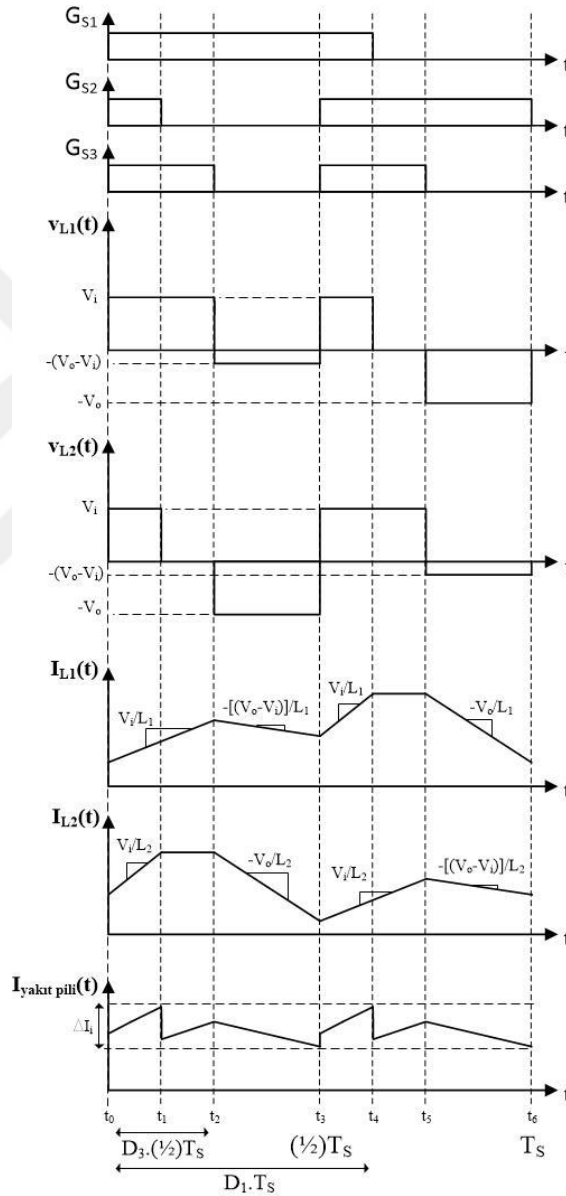
Şekil 2.6 Aralık 5 Düşürücü çalışma

Aralık 6 ($t_5 - t_6$)

Tüm anahtarlama elemanları kesimdedir (Şekil 2.4). Bobinler enerjilerini D_3 diyodu üzerinden yüke aktarır. Bobinler üzerindeki gerilimler eşit ve değerleri çıkış geriliminin negatif işaretlisidir “ $-V_o$ ”.

2.1.2 Yükseltici Çalışma Analizi

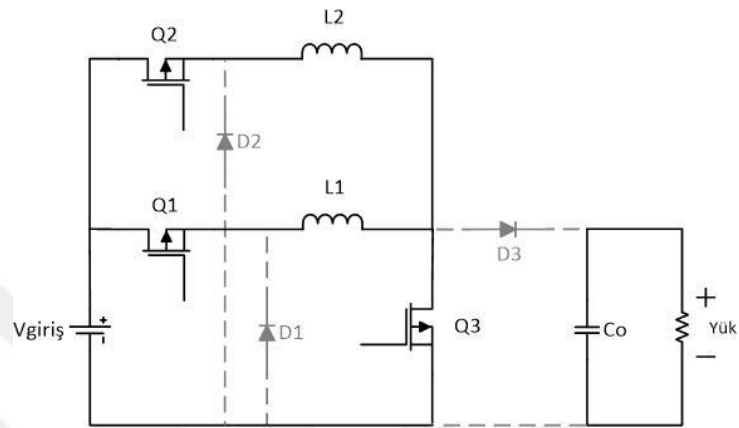
Yükseltici çalışma analizinde, bir periyot (T_s), altı aralığa bölünmüştür. Her bir aralıkta elemanların gerilim ve akımlarının değişimi Şekil 2.7’de gösterilmiştir. Bölüm 2.1’de matematiksel ifadelerle belirtilen $D_{1,2}$ doluluk oranı %50’nin üzerinde %60 değerindedir. Q_3 yükseltici anahtarının kontrol işareti %50 doluluk oranında belirlenmiştir. Şekil 2.7 incelendiğinde, 1. ve 4. aralıkta iki bobin birlikte kaynaktan beslenirken, kaynaktan akım çekilmeyen herhangi bir aralığın olmadığı görülmüştür.



Şekil 2.7 iDSBB için yükseltici çalışma aralıkları

Aralık 1 ($t_0 - t_1$)

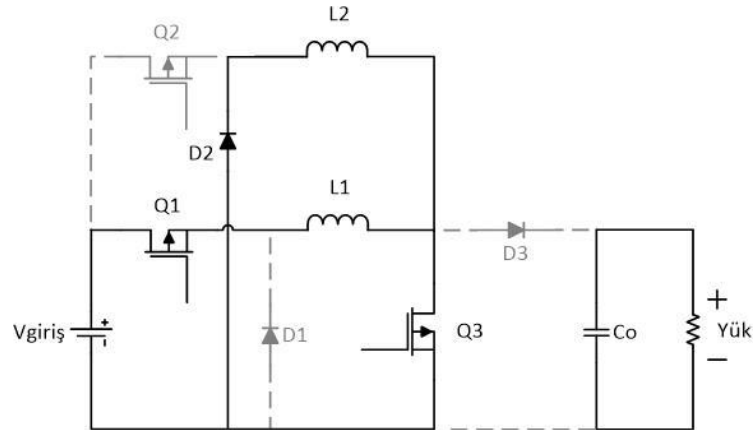
Şekil 2.8’de görüldüğü üzere bu aralıkta tüm anahtarlar iletimdedir. Bobinlerin uçlarındaki gerilimler giriş gerilimine eşittir. Bu aralık süresince her iki bobinin akımı da artmaktadır. Bu aralıkta çıkış kondansatöründen yüke enerji sağlanmaktadır ve kondansatörün deşarj olduğu görülmüştür.



Şekil 2.8 Aralık 1 – Aralık 4 yükseltici çalışma

Aralık 2 ($t_1 - t_2$)

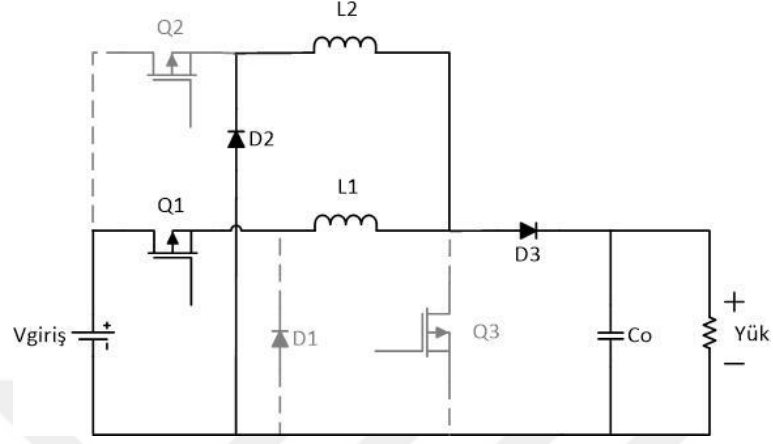
Bu aralıkta Q_1 ve Q_3 iletimde, Q_2 kesimdedir (Şekil 2.9). L_1 Bobininin akımı artmakta, L_2 bobininin akımı sabittir. Çıkış kondansatörü yükü besleyerek deşarj olmaktadır.



Şekil 2.9 Aralık 2 yükseltici çalışma

Aralık 3 ($t_2 - t_3$)

Şekil 2.10'da görüldüğü üzere sadece Q_1 anahtarı iletimdedir. L_2 bobini mevcut enerjisi ile yükü beslemektedir. Ayrıca, L_1 bobini üzerinde $V_i - V_o$ gerilimi gözlenir ve bu değer negatif olduğundan, yük L_1 bobini tarafından da beslenir.



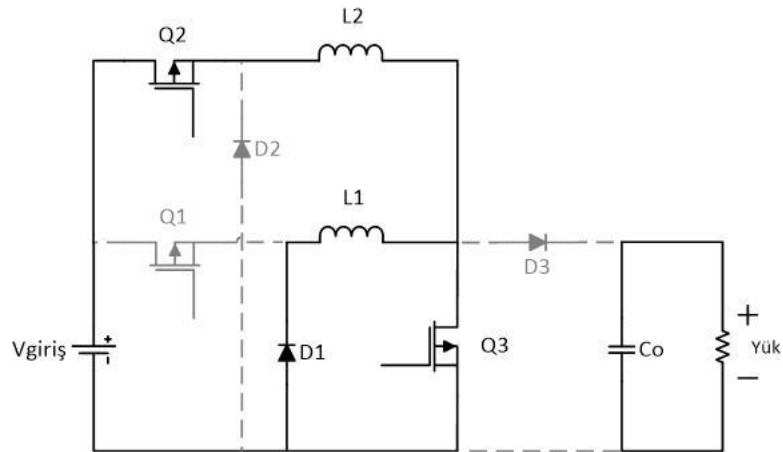
Şekil 2.10 Aralık 3 yükseltici çalışma

Aralık 4 ($t_3 - t_4$)

Bu aralıktaki değişimler 1. aralık ile aynıdır (Şekil 2.8).

Aralık 5 ($t_4 - t_5$)

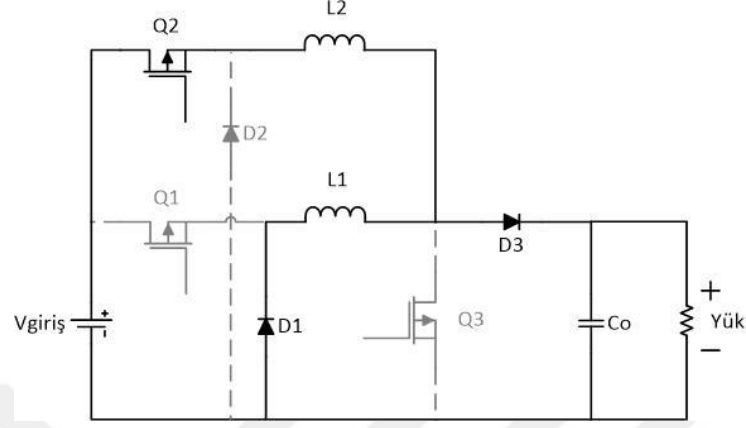
Şekil 2.11'de görüldüğü üzere Q_2 ve Q_3 iletimde, Q_1 kesimdedir. L_2 Bobininin akımı artmakta, L_1 bobininin akımı sabittir. Kondansatör yükü besleyerek deşarj olmaktadır. L_1 bobininin akımının D_1 diyodu üzerinden serbest dolaşımında olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 2.11 Aralık 5 yükseltici çalışma

Aralık 6 ($t_5 - t_6$)

Sadece Q_2 anahtarı iletimdedir (Şekil 2.12). L_1 ve L_2 Bobinlerinin akımı doğrusal olarak azalmaktadır. Yük hem kaynak tarafından hem de L_1 bobininin önceki aralıkta depoladığı enerji ile beslenmektedir.



Şekil 2.12 Aralık 6 yükseltici çalışma

2.2 Kontrol Yöntemi Tasarımı

Önerilen dönüştürücü yapısı ile dinamik bir yükün yakıt pili tarafından beslenmesi amaçlanmıştır. Planlanan kontrol yönteminde, talep edilen güç yakıt pilinden karşılanırken, çıkış geriliminin de belirli bir gerilim değerinde sabit tutulması istenmiştir. Bu nedenle gerekli kontrolün sağlanabilmesi amacı ile PID tabanlı bir kontrolör tasarlanmıştır.

2.2.1 Kontrol Algoritması

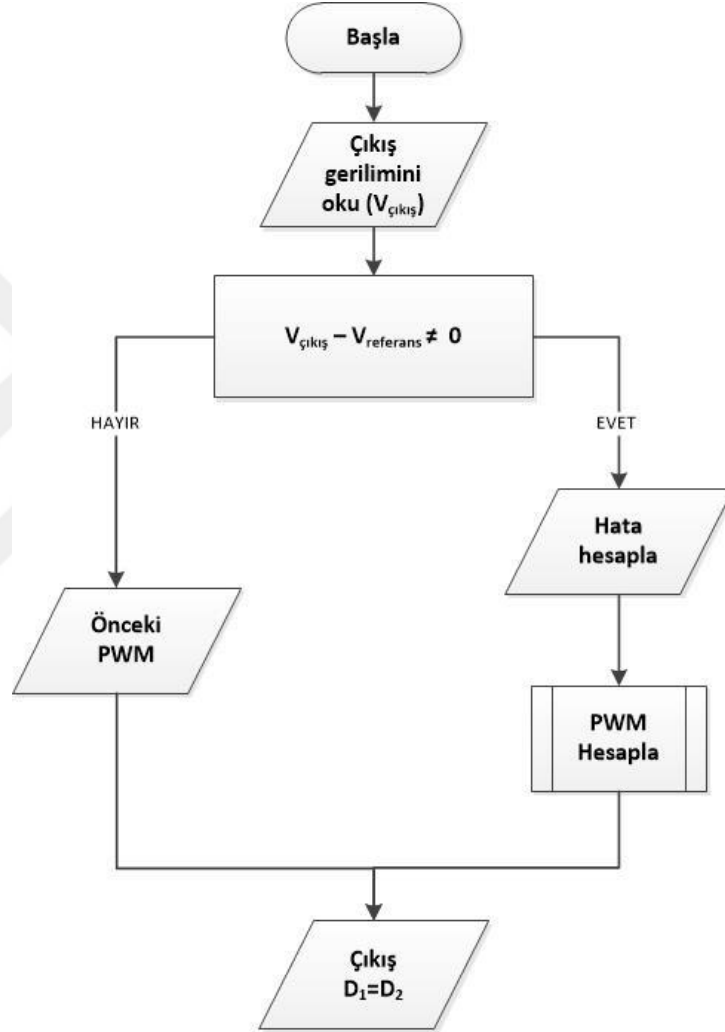
Planlanan kontrol yöntemiyle, çıkış gerilimi yükün ihtiyacına göre önceden belirlenmiş bir referans gerilim değeri ile eş tutularak, yakıt pilinden çekilen gücün yüke verimli ve mümkün olduğunca salınımsız şekilde aktarılması hedeflenmiştir.

Kontrolör çalışma sırasında çıkış gerilimini okur ve referans gerilim ile karşılaştırarak, farkını alır. Eğer fark sıfırdan farklı ise, çıkış geriliminin referans değere ayarlanabilmesi için gerekli hata değerine ulaşılmış olur. PID kontrol algoritması ile bu hata değerine karşılık, çıkış gerilimini referans gerilim değerine yaklaştıracak doluluk oranı belirlenir.

Belirlenen doluluk oranı, önerilen dönüştürücü topolojisinde bulunan tüm anahtarlara uygulanabilir.

Bölüm 2.1'deki analizlerde değinildiği üzere, bu kontrol yöntemi için, PID algoritması sonucu elde edilen değer, önerilen topolojide girişte bulunan düşürücü anahtarlarına uygulanmıştır.

Şekil 2.13'de kontrol yönteminin algoritması gösterilmiştir.



Şekil 2.13 Kontrol algoritması

2.2.2 Küçük İşaret Analizi Yöntemi ile Transfer Fonksiyonunun Bulunması

Küçük işaret analizi, devrelerin kararlı çalışma halinde AC ve DC bileşenlerinden faydalanılarak, doğrusal olmayan devre davranışlarının, yaklaşık olarak doğrusala indirgenmesi ile yapılan bir analiz yöntemidir [24].

Doğru sonuçlar elde edebilmek için dönüştürücünün kontrolü mümkün olduğunca sade, hızlı ve kararlı yapıda olmalıdır. Güç elektroniği devrelerinde kontrol ve analizler için transfer fonksiyonu kullanılmaktadır. Dönüştürücünün kontrolünü tasarlamak amacıyla transfer fonksiyonu, önceki bölümlerde belirtilen formüller ve küçük işaret analizi yöntemi yardımıyla elde edilmiştir.

Analiz yapılırken, devre çıkışına etki eden temel değişkenler göz önünde bulundurulmuştur. Bunlar, yükseltici çalışma moduna etki eden Q_3 anahtarını kontrol eden d_3 işareti, düşürücü çalışma için kontrol edilen anahtarların (Q_1, Q_2) işaretleri d_1 ve d_2 'dir.

Düşürücü çalışma modu için transfer fonksiyonu eşitliği (2.8)'de belirtilmiştir. $\hat{d}_3(s)$ yükseltici anahtarının (Q_3) doluluk oranını, $\hat{d}(s)$ ise düşürücü anahtarlarının (Q_1, Q_2) doluluk oranlarını temsil etmektedir.

$$\hat{v}_{çıkış}(s) = \hat{d}_3(s)G_{v_{d_3}}(s) + \hat{d}(s)G_{v_d}(s) + \hat{v}_{giriş}(s)G_{v_g}(s) \quad (2.8)$$

$G_{v_d}(s)$ 'e bağlı transfer fonksiyonun bulmak için $\hat{v}_{giriş}(s)$ ve $\hat{d}_3(s)$ değişkenlerini sıfıra eşitlemek gerekmektedir. İlgili işlem eşitlik (2.9)'da belirtilmiştir.

$$G_{v_d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{çıkış}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{d}_3(s)=\hat{v}_{giriş}(s)=0} \quad (2.9)$$

(2.9)'daki işlemin ardından (2.10)'daki eşitliğe ulaşılmıştır.

$$G_{v_d}(s) = \left(\frac{V_{giriş}}{D'_3} \right) \left(\left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \frac{1}{s^2 \left(\frac{C}{(D'_3)^2} \right) + s \left(\frac{1}{R \cdot (D'_3)^2} \right) + \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)} \right) \quad (2.10)$$

$G_{v_{d_3}}(s)$ 'e bağlı transfer fonksiyonuna ulaşmak için $\hat{v}_{giriş}(s)$ ve $\hat{d}(s)$ değerleri sıfıra eşitlenmiştir. Bu işlem eşitlik (2.11)'de gösterilmiştir.

$$G_{v_{d_3}}(s) = \frac{\hat{v}_{çıkış}(s)}{\hat{d}_3(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=\hat{v}_{giriş}(s)=0} \quad (2.11)$$

Bu işlemin ardından (2.12)'deki eşitliğine ulaşılmıştır.

$$G_{v_{d_3}}(s) = \left(\frac{V_{çıkış}}{D'_3} - \frac{I_{L_1} I_{L_2}}{(D'_3)^2} \right) \left(\left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \frac{1}{s^2 \left(\frac{C}{(D'_3)^2} \right) + s \left(\frac{1}{R \cdot (D'_3)^2} \right) + \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)} + \frac{s}{s^2 \cdot \frac{C}{(D'_3)^2} + s \cdot \frac{1}{R \cdot (D'_3)^2} + \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)} \right) \quad (2.12)$$

(2.13) ve (2.14)'te verilen eşitliklerde, transfer fonksiyonlarının sadeleştirilmiş haline ulaşılmıştır. Bu eşitlik oluşturulurken, sırasıyla G_d, G_{d_3}, w_1, w_2 ve Q için, (2.15), (2.16), (2.17), (2.18) ve (2.19) eşitliklerinde görülen değerler kullanılarak sadeleştirme yapılmıştır.

$$G_{v_d}(s) = G_d \left(\frac{1}{s^2 \frac{w_1}{Q} + s \frac{w_2}{Q} + 1} \right) \quad (2.13)$$

$$G_{v_{d_3}}(s) = G_{d_3} \left(\frac{1}{s^2 \frac{w_1}{Q} + s \frac{w_2}{Q} + 1} + \frac{s}{s^2 \cdot w_1 + s \cdot w_2 + Q} \right) \quad (2.14)$$

$$G_d = \frac{V_{giriş}}{D'_3} \quad (2.15)$$

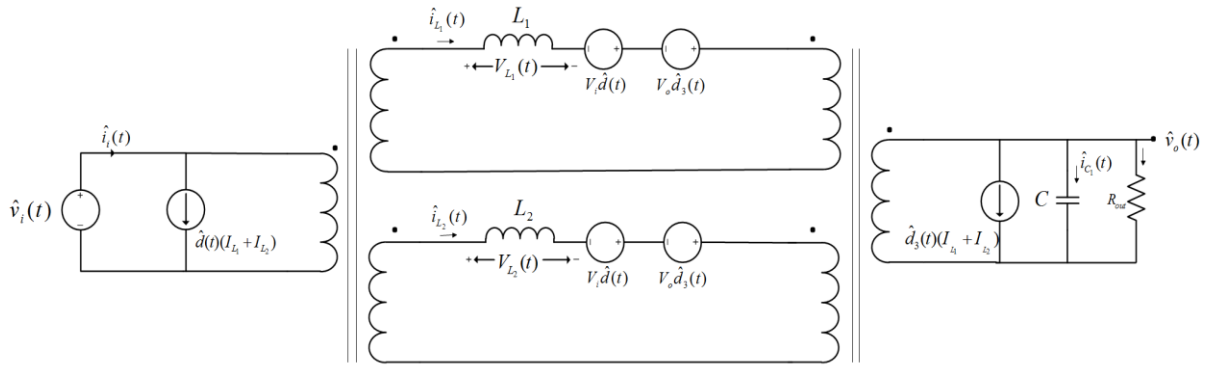
$$G_{d_3} = \left(\frac{V_{çıkış}}{D'_3} - \frac{I_{L1}I_{L2}}{(D'_3)^2} \right) \quad (2.16)$$

$$w_1 = \frac{C}{(D'_3)^2} \quad (2.17)$$

$$w_2 = \frac{1}{R \cdot (D'_3)^2} \quad (2.18)$$

$$Q = \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \quad (2.19)$$

Bu eşitliklerden elde edilen küçük işaret analizi eşdeğer devresi Şekil 2.14'te gösterilmiştir.



Şekil 2.14 Küçük işaret analizi eşdeğer devresi

2.2.3 PID Kontrol Tasarımı

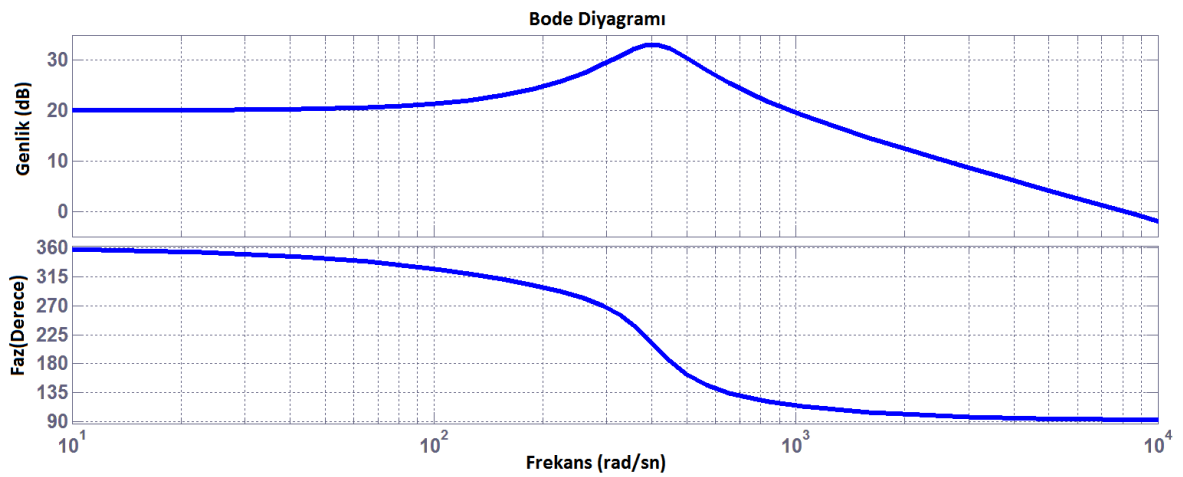
Bölüm 2.2.2'deki matematiksel hesaplamaların ardından ulaşılan transfer fonksiyonları ile PID algoritmasının kazançları ve endüktans değerleri hesaplanmıştır.

Hesaplama işlemleri için Çizelge 2.1 kullanılmıştır. Bu değerler, deneysel çalışmada kullanılacak olan PEM tipi yakıt pilinin çıkış gerilimi ve kontrol algoritmasına uygun doluluk oranlarına göre belirlenmiştir.

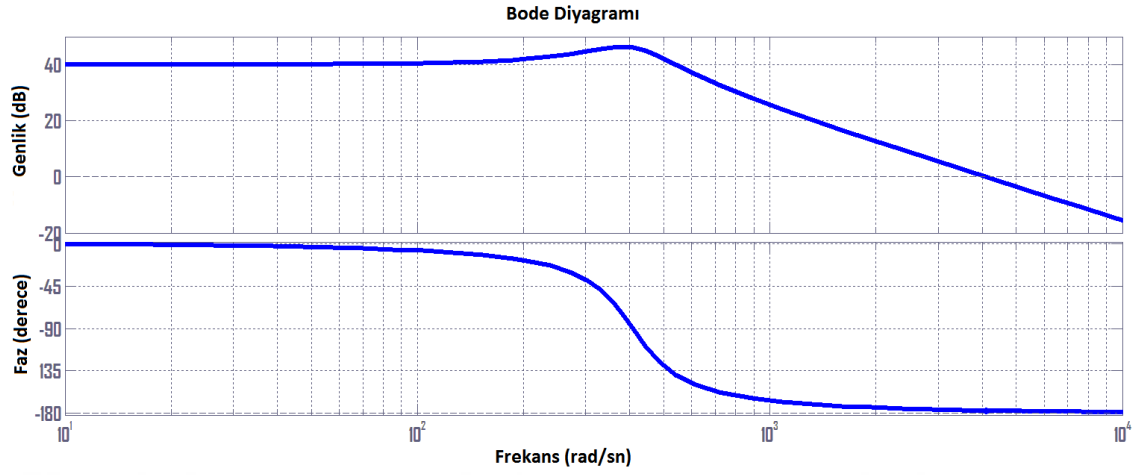
Çizelge 2.1 Hesaplamalarda kullanılacak değerler

$d_1=d_2$	%40
d_3	%50
Giriş gerilimi	50 V
Çıkış gerilimi	40 V
$L_1 = L_2$	3 μ H, 300 μ H
R	100 Ω
C	100 μ F

Çizelge 2.1'deki değerler devrenin her iki transfer fonksiyonu için de yerlerine yazılarak, çıkan eşitliğin Bode Diyagramı çizdirilmiştir (Şekil 2.15),(Şekil 2.16). Diyagramlar MATLAB programında, Çizelge 2.1'de verilen her iki endüktans değeri için de ayrı ayrı çizdirilmiştir.

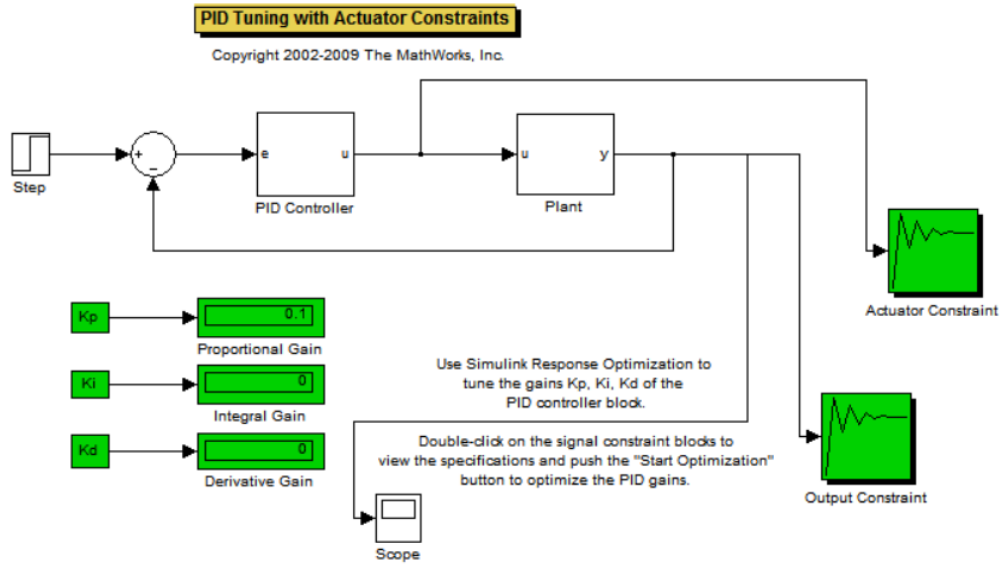


Şekil 2.15 $G_{vd}(s)$ için Bode Diyagramı



Şekil 2.16 $G_{v_{d_3}}(s)$ için Bode Diyagramı

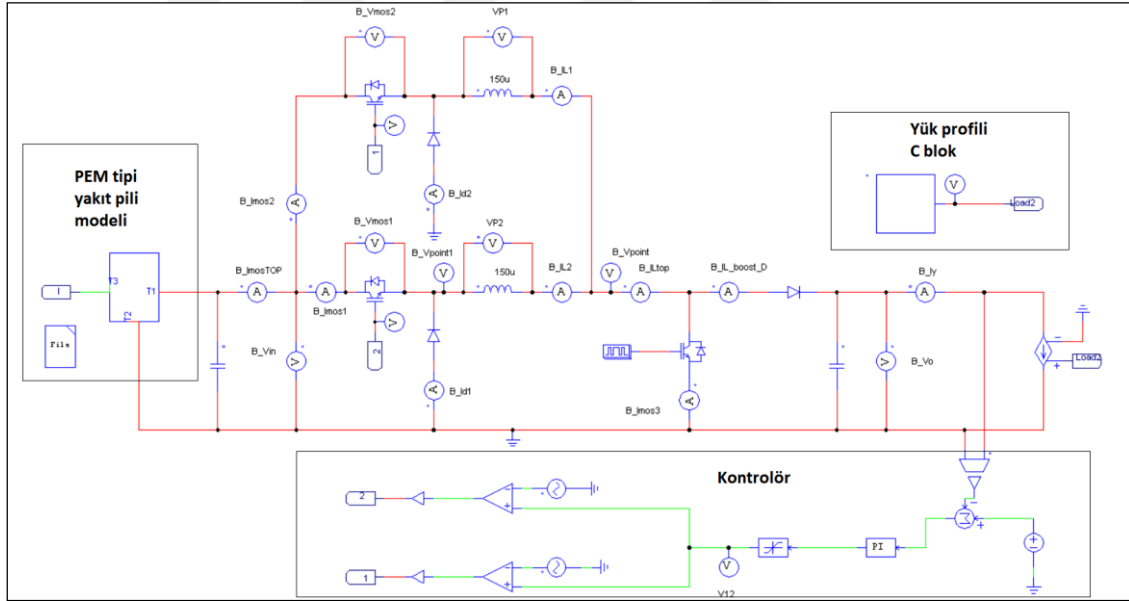
PID kontrol algoritması için gerekli kazanç değerleri K_i , K_p ve K_d , MATLAB PID Tuner aracılığıyla eşitlik (2.13) kullanılarak belirlenmiştir (Şekil 2.17).



Şekil 2.17 MATLAB PID Tuner

BENZETİM ÇALIŞMALARI

Önerilen topolojinin üstünlüklerini ortaya koymak amacıyla benzetim çalışmaları yapılmıştır. Önerilen güç dönüştürücüsü topolojisinin benzetim modeli oluşturulmuştur. Ayrıca bir yakıt pili ve yük profili belirlenip, bunların benzetim modelleri oluşturulmuştur. Devre kontrolü için de bir model tasarlanmıştır. Şekil 3.1’de bu modeller bir arada verilmiştir.

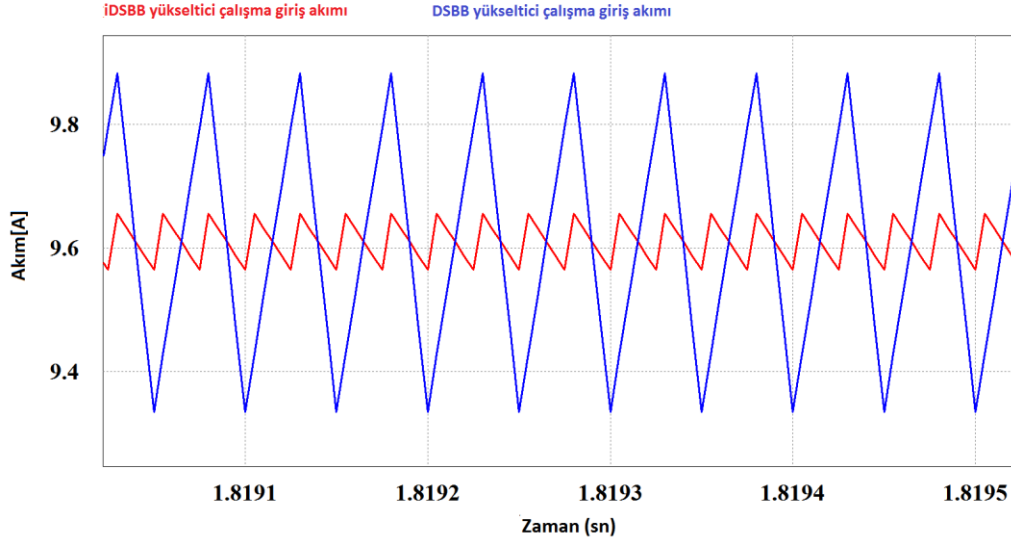


Şekil 3.1 iDSBB için benzetim modeli

Çalışmada öncelikli hedeflenen DSBB dönüştürücü topolojisi ve önerilen iDSBB topolojisinin karşılaştırılmasıdır. İki devre yapısı da aynı kaynak modeli, aynı yük profili ve güç değeri üzerinden test edilmiştir. Her iki devre yapısı için de çalışma gücü 480 W olarak belirlenmiştir.

Yakıt pili modellemesi için 500 W gücünde 48 NEXA™ PEM YP modeli yakıt pili esas alınmıştır[25].

Önceki bölümlerde belirtildiği üzere, önerilen iDSBB topolojisinde çıkış gerilimi tek bir değişken ile kontrol edilebilmektedir. DSBB dönüştürücü topolojisinde de kontrol tek bir değişkene (d_1) bağlıdır. Dinamik yük profillerinin beslenmesinde, sabit çıkış gerilimi elde etmek amacıyla PID kontrol algoritması kullanılmıştır.



Şekil 3.2 Yükseltici çalışma için giriş akımları değişimi

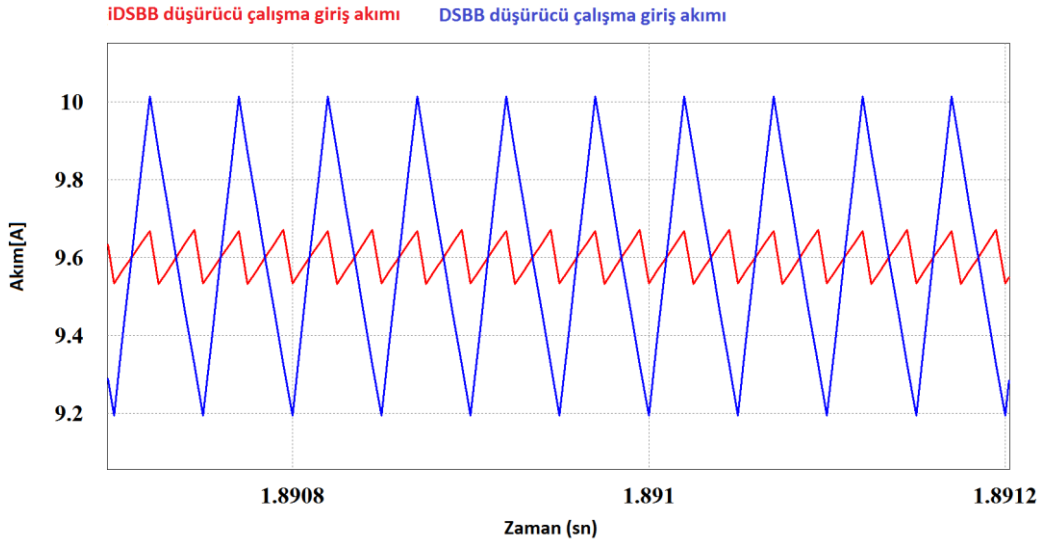
Şekil 3.2’de DSBB dönüştürücü topolojisi ve önerilen iDSBB dönüştürücü topolojilerinin, giriş akımları gösterilmiştir.

Yükseltici çalışma ve kararlı halde alınan bu örnekte, iki devre yapısı için de ortalama giriş akım değeri 9,6 A, ortalama giriş gerilimi 29 V’tur. Ortalama çıkış akımı 8 A ve ortalama çıkış gerilimi 34,8 V’tur.

Şekil 3.2’de açıkça görülmektedir ki önerilen devre yapısının giriş akım dalgalılığı azaltılmıştır. Akım dalgalılık oranları, DSBB dönüştürücü topolojisi için %5,7 iken, önerilen iDSBB dönüştürücü topolojisi için %0,93’tür.

Çizelge 3.1 Yükseltici çalışma devre topolojisi V, I, P değerleri

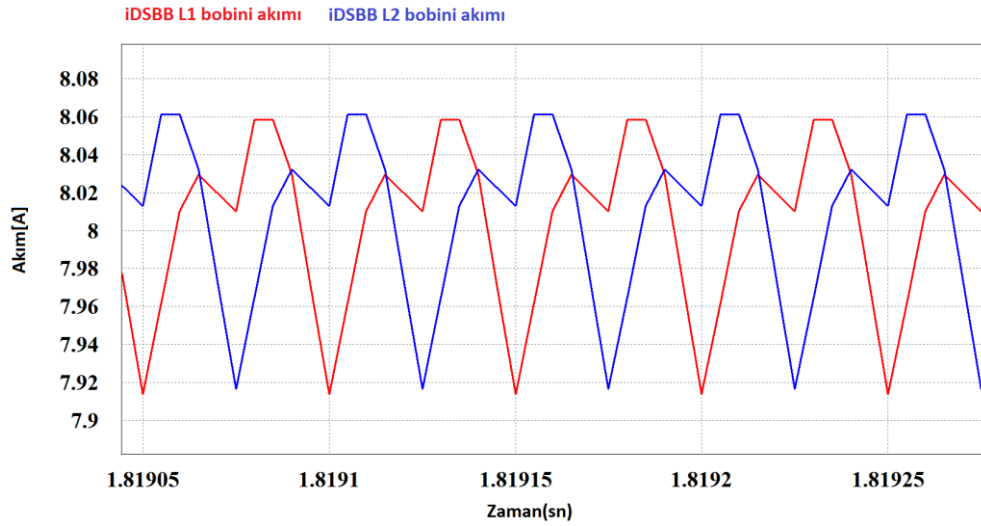
Giriş akımı	9,6
Giriş gerilimi	29 V
Çıkış akımı	8 A
Çıkış gerilimi	34,8 V
Nominal Güç	278,4 W
DSBB Giriş akımı dalgalılığı	%5,7
iDSBB Giriş akımı dalgalılığı	%0,93



Şekil 3.3 Düşürücü çalışma için giriş akımları değişimi

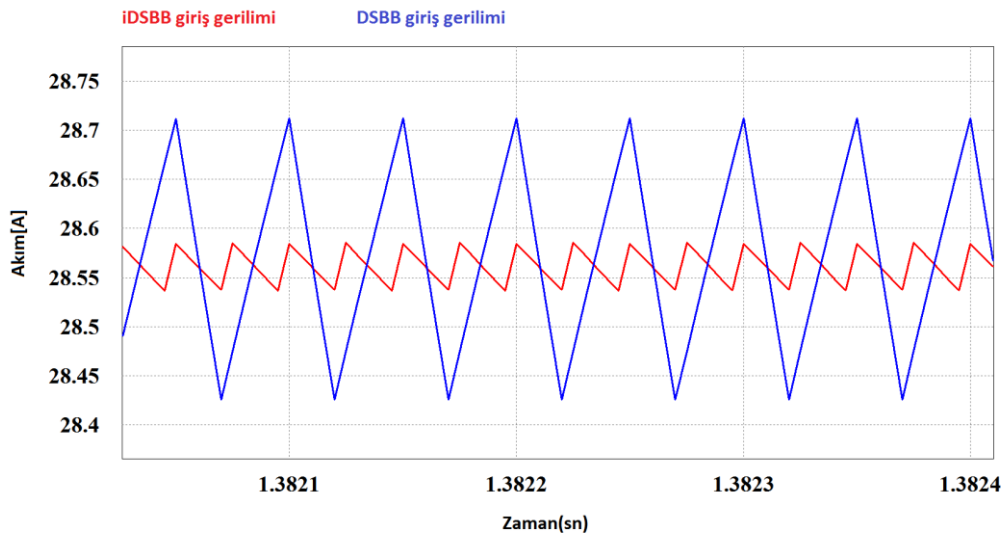
Benzer şekilde düşürücü çalışma modunda karşılaştırmalı grafik Şekil 3.3'te gösterilmiştir. DSBB dönüştürücü topolojisi için giriş akımı dalgalılığı % 9,47, önerilen iDSBB dönüştürücü topolojisi için ise %3,64'tür. Giriş akımının dalgalanmasının azaltılması bakımından, yükseltici çalışma modunda, düşürücü çalışma moduna göre daha başarılı sonuçlara ulaşılmıştır. Bunun sebebi, düşürücü devre topolojisinde girişte bulunan anahtarlama elemanının akım dalgalanmalarını daha da artırmasıdır. Önerilen

güç dönüştürücüsü topolojisinde, yükseltici çalışma modunda, her aralıkta giriş anahtarlarından en az birisi iletimdedir. Bu durum, giriş akımı dalgalanmasını azaltmaktadır.



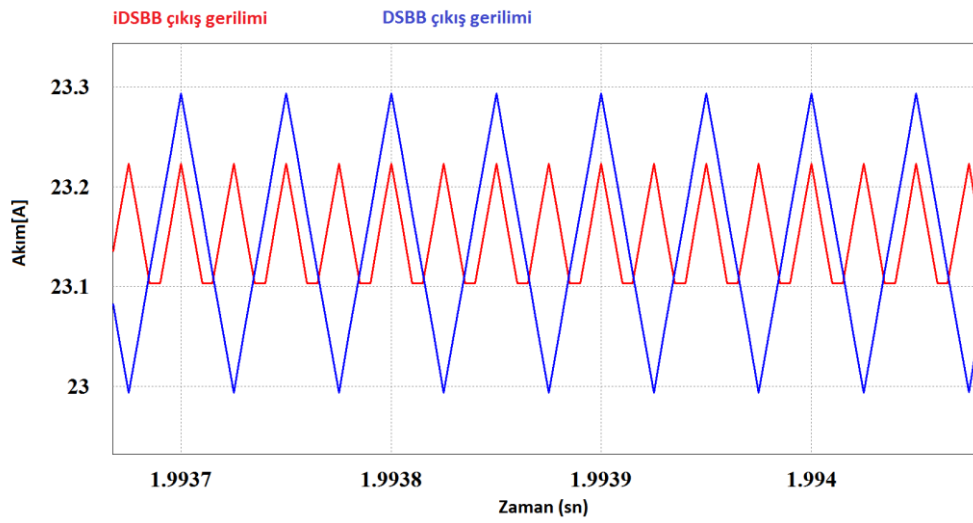
Şekil 3.4 Yükseltici çalışma için iDSBB bobin akımları değişimi

Şekil 3.4 görülen önerilen iDSBB dönüştürücüsünün bobin akımlarının toplamı, devre giriş akımına eşittir. Bu sayede, Şekil 3.3'te görüldüğü üzere akım dalgalılığı azaltılmıştır.



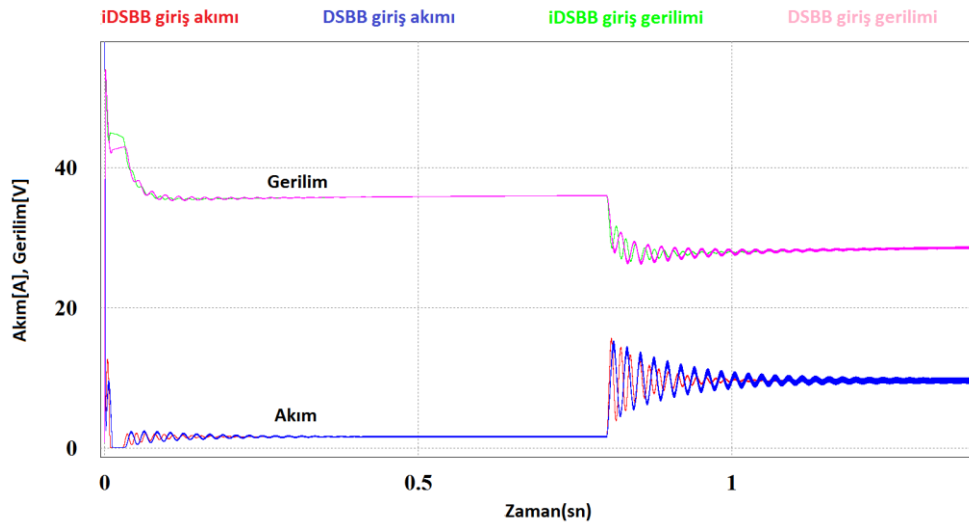
Şekil 3.5 Yükseltici çalışma için giriş gerilimleri değişimi

Şekil 3.5 incelendiğinde, giriş gerilimi dalgalanmalarında da azalma görülmüştür. Çıkış geriliminde de benzer durum gözlenmiştir (Şekil 3.6).

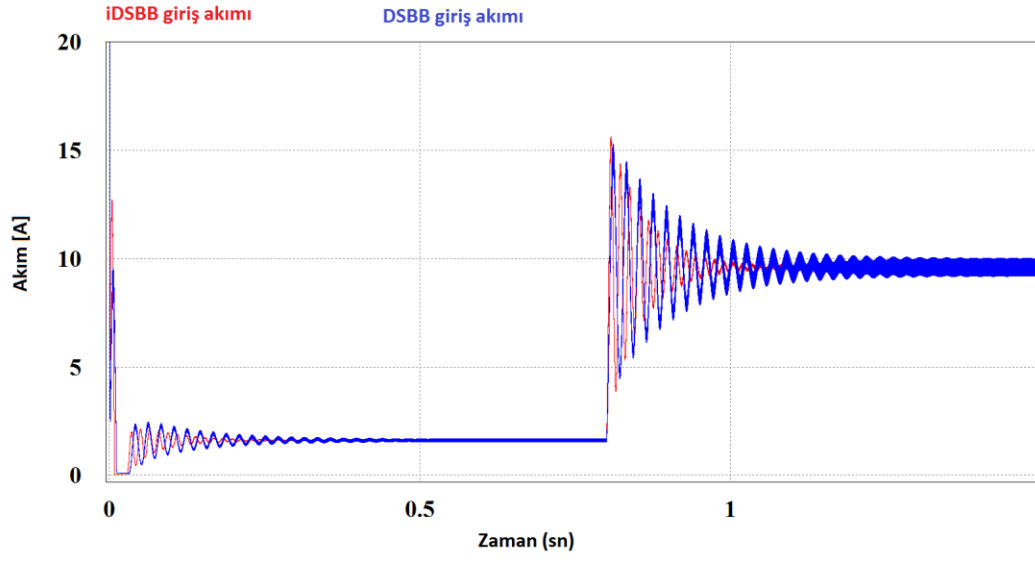


Şekil 3.6 Yükseltici çalışma için çıkış gerilimleri değişimi

Şekil 3.7 ve Şekil 3.8 incelendiğinde, önerilen dönüştürücü topolojisi (iDSBB), DSBB dönüştürücü topolojisine kıyasla anlık yük değişimlerine daha hızlı cevap verebilmekte, daha hızlı kararlı hale ulaşabilmektedir.



Şekil 3.7 DSBB ve iDSBB'nin anlık değişimlere tepkisi



Şekil 3.8 DSBB ve iDSBB giriş akımlarının anlık değişimlere tepkisi

DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bu bölümde, önerilen dönüştürücü topolojisi için geliştirilen prototipin tasarımı açıklanmış ve gerçekleştirilen deneysel çalışmalara ait sonuçları irdelenerek sunulmuştur.

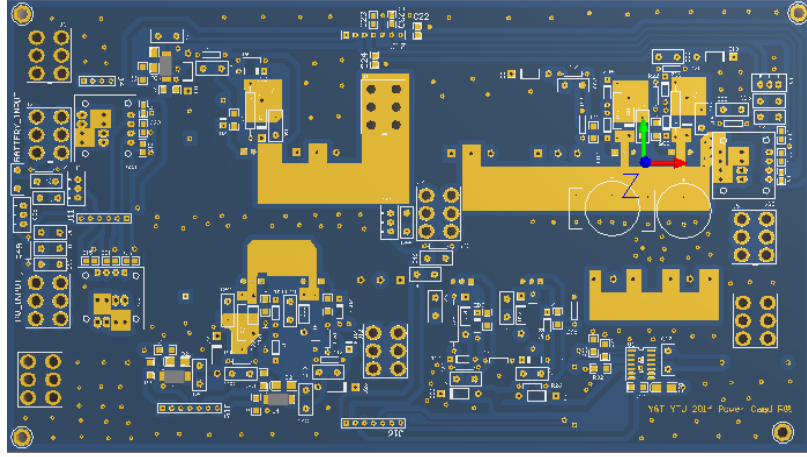
4.1 Prototip tasarımı ve Gerçeklenmesi

Önerilen güç dönüştürücüsü için yapılan deneysel çalışmalarda, devre güç kartı ve kontrol kartı, Altium Designer baskı devre tasarım programı ile çizilmiştir (Şekil 4.1).

4.1.1 Prototipin Güç Kısımının Tasarımı ve Yapımı

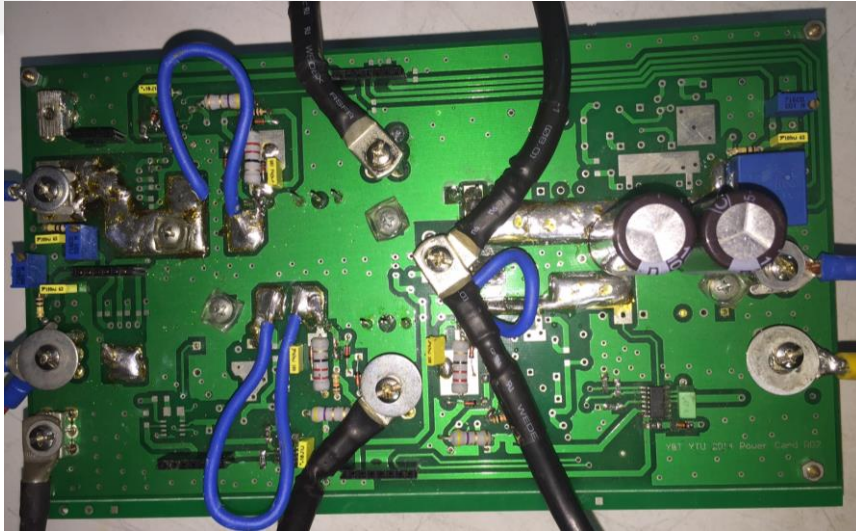
Devrede güç anahtarı olarak üç adet güç MOSFET'i, üç adet güç diyodu, iki adet kondansatör ve iki adet endüktans kullanılmıştır (Şekil 4.2).

MOSFET'ler ve diyotlar, alüminyum soğutucular ile soğutularak, elemanların yükselen ısıyla birlikte artan iç direncinin sınırlanması hedeflenmiştir (Şekil 4.3). Yüksek güçlerde anahtarlama elemanları daha fazla ısındığı için devreye fan eklenerek soğutma seviyesi artırılmıştır.



Şekil 4.1 Güç kartı PCB görüntüsü

Yakıt pilinden çekilen akımın, yüke aktarılırken güç devresi üzerinde izlediği hatları, iletim kayıplarını azaltmak amacıyla, mümkün olduğunca geniş çizilmiş ve üzerine ilave lehim uygulanmıştır. Bu sayede bu hatların iç direnci düşürülerek, iletim kayıplarının azaltılması hedeflenmiştir.



Şekil 4.2 Güç devresi

MOSFET seçimi için öncelikle, sürekli iletilebilen maksimum akım değeri, anlık maksimum akım değeri ve kesimde “drain-source” uçlarında görülebilen maksimum gerilim değeri ile iletim direnci $R_{DS(on)}$ değerleri belirlenmiştir.



Şekil 4.3 Güç devresi alt yüzey görünüşü

10 kHz ve 20 kHz olmak üzere iki farklı frekansta çalışma yapılmıştır. Güç elektroniği devrelerinde, çalışma frekansı arttıkça anahtarlama kayıplarının iletim kayıplarından daha fazla olduğu bilinmektedir. Prototip devrenin çalışma frekansı değerlerinin (10 kHz ve 20 kHz) düşük olması sebebiyle, iletim kayıpları daha çok önem arz etmektedir. Dolayısıyla, MOSFET seçimi yaparken iletim direnci $R_{DS(on)}$, bu çalışma için daha önemli bir kriter haline gelmiştir. Tüm bunlar göz önünde bulundurularak, uygulama devresinde anahtarlama elemanı olarak FDP036N10 kodlu Fairchild marka MOSFET kullanılmıştır.

Çizelge 4.1 FDP036N10 Fairchild MOSFET Etiket değerleri

Nominal Gerilim	100 V
Nominal Akım (Sürekli halde)	75 A
Anlık Akım	214 A
İletim direnci ($R_{DS(on)}$)	3.4 mΩ
Kılıf	TO-220

MOSFET’leri sürmek için Fairchild 73711 ve 73933 entegreleri kullanılmıştır. Q₃ anahtarı için kullanılmış olan MOSFET’i sürmek için 73933 (“low-side”) entegresi, Q₁ ve Q₂ anahtarları için kullanılmış olan MOSFET’leri sürmek için 73711 (“high side”) entegresi kullanılmıştır. 73711 “bootstrap” özelliğine sahip bir entegredir. Bu entegrenin nominal çalışma değerleri 4 A ve 600 V’tur.

Prototip devrede kullanılmış olan güç diyotları da MOSFET’ler kadar hızlı ve iç direnci düşük seçilmiştir. Aksi durumda sistem verimi olumsuz etkilenmektedir. Dolayısıyla bu çalışma için uygun olabilecek, anlık en yüksek akım değeri 400 A, sürekli çalışma akımı 40 A olan MBR4060PT güç diyodu seçilmiştir.

Geri besleme, prototip devrenin kontrolü için, giriş-çıkış pinlerine bağlı sensör ve/veya geri besleme devreleri ile örnek verilerin kontrolöre iletilmesidir. Bu prototip devre çalışmasında gerilim geri beslemeleri için, gerilim bölücü devreler oluşturulmuştur. Akım geri beslemesi için ise LEM marka akım sensörü kullanılmıştır. Bu sensörler için gerekli referans gerilim beslemeleri kontrol kartından sağlanmıştır. Geri besleme işaretleri yönsüz, polyester kondansatörler yardımıyla filtre edilerek kontrolöre iletilmiştir.

Prototip için gerekli çıkış kondansatör değeri (4.1)’deki eşitlik yardımıyla belirlenmiştir. Devreye 1000 µF 100 V değerinde iki adet kondansatör paralel olarak eklenmiştir.

$$C_{çıkış_{minimum}} = \frac{I_{çıkış_{nominal}} * D}{f_s * \Delta V_{çıkış}} \quad (4.1)$$

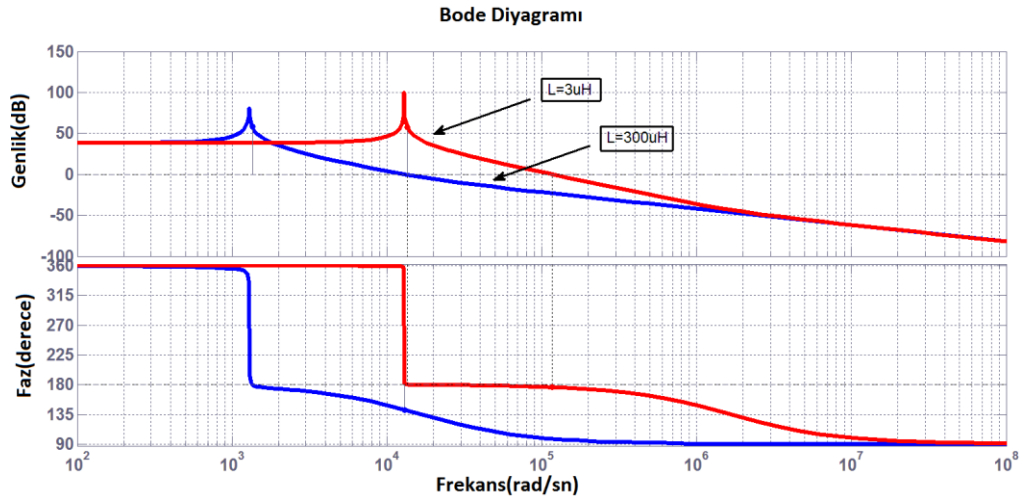
4.1.2 Güç Dönüştürücü İçin Endüktans Tasarımı

Prototip devrede kullanılmış olan endüktansın seçimi, devre verimine etkisi ve güç yoğunluğu açısından önem arz etmektedir. Nüve elektromanyetik depolama kapasitesi bakımından en uygun şekilde seçilmiş olmalıdır. Yanlış seçilmiş bir endüktans, doyuma girerek devre verimini olumsuz etkileyebilir. Nüve seçiminde geleneksel nüveler yerine, daha iyi performansa sahip Kool-M μ tipi nüveler tercih edilmiştir. Geleneksel ferit nüveler ile kıyaslandığında bu tip nüveler daha az kayıplı ve daha yüksek doyum eşiğine sahiptir [11],[12].

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{|V_{giriş} - V_{çıkış}|}{L} \quad (4.2)$$

$$\frac{|V_{giriş} - V_{çıkış}|}{L} \frac{D}{f} = \Delta I \quad (4.3)$$

Eşitlik (4.2) ve (4.3) deki formüllerden yararlanılarak prototip devrede kullanılmış olan endüktansın değerlerine ulaşılmıştır. Ayrıca endüktansın Şekil 4.4'te 3 μ H ve 300 μ H



Şekil 4.4 Bode Diyagramları (3 μ H ve 300 μ H)



Şekil 4.5 Kullanılan endüktans

değerleri için Bode diyagramları çizdirilmiştir. Sonuç olarak bu iki değer arasındaki 150 μ H değerinde iki adet endüktans kullanılmıştır (Şekil 4.5).

4.1.3 Kontrol Devresinin Tasarımı

Bu bölümde, güç kartındaki anahtarlama elemanların kontrolünü sağlayan işlemcinin ve devre için gerekli DC beslemelerin üretildiği kartın tasarım aşamaları incelenmiştir (Şekil 4.6). Kontrol kartı, güç kartına eklenebilir yapıda tasarlanmıştır. Kontrol kartı, kendi



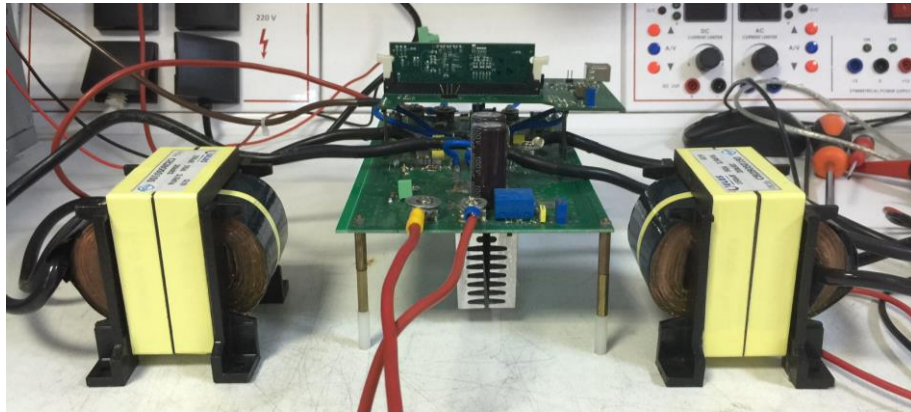
Şekil 4.6 Kontrol kartı

besleme gücünü sistemin ana kaynağından alabileceği gibi, harici olarak beslemeye de uygun esneklikte tasarlanmıştır.

Bu çalışmada, Texas Instrument firmasının TMS320F28335 DSP (Digital Signal Processor) mikrodenetleyicisi kullanılmıştır (Şekil 4.7). Bu işlemci, 32 bitlik mimariye sahip, ihtiyacımız olan tüm PWM ve ADC yapılarını içeren, hızlı, kullanımı kolay bir yapıya sahip olduğu için seçilmiştir. Bir diğer avantajı, önerilen güç dönüştürücünün kontrolü için gerekli olan 180° faz farkını sağlayabilmesi ve iki farklı frekansta PWM kontrol işareti üretebilmesidir.



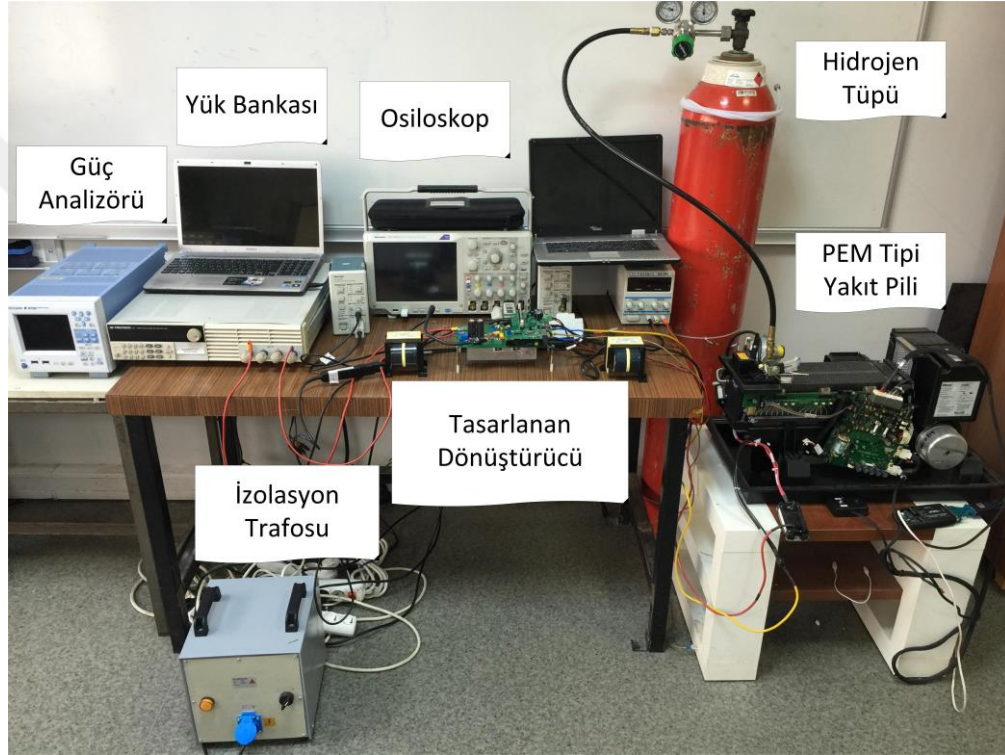
Şekil 4.7 TMS320F28335 işlemci



Şekil 4.8 Önerilen güç devresi, kontrol kartı ve endüktanslar

4.2 Deney Setinin Oluşturulması

Devreyi test etmek için gerekli güç kaynağı, yük bankası, osiloskop, PEM tipi yakıt pili, güç analizörü, izolasyon trafosu vb. malzemeler ile laboratuvar ortamında bir deney seti oluşturulmuştur (şekil 4.9). Deney seti kurulurken, yakıt pilinden alınan enerjinin, tasarlanan güç dönüştürücüsü ile kontrol edilerek, yük bankası üzerinde harcanması planlanmıştır.



şekil 4.9 Deney seti

Çalışmada kullanılan yakıt pilinin etiket değerleri Şekil 4.4'te belirtilmiştir. Nexa marka yakıt pilinin nominal değerleri;

- 1200 W
- 50 VDC
- Çalışma gerilim ve akımı;
- 46 A
- 26 VDC'dir.



Şekil 4.10 Nexa™ PEM Tipi yakıt pili etiket değerleri

Yük bankası olarak, bilgisayardan kontrol edilebilir BK Precision 8514 marka 1200 W'a kadar ayarlanabilen bir yük bankası kullanılmıştır. Bilgisayar ile kontrol edilebilir olması, dinamik yük profili üzerindeki testler için olanak sağlamıştır.

Verim analizleri Yokogawa WT500 cihazı ile yapılmıştır.

Tektronix DPO5034 model osiloskop, akımların ve gerilimlerin hassas ölçümü için kullanılmıştır.

4.3 Deneysel Sonuçlar

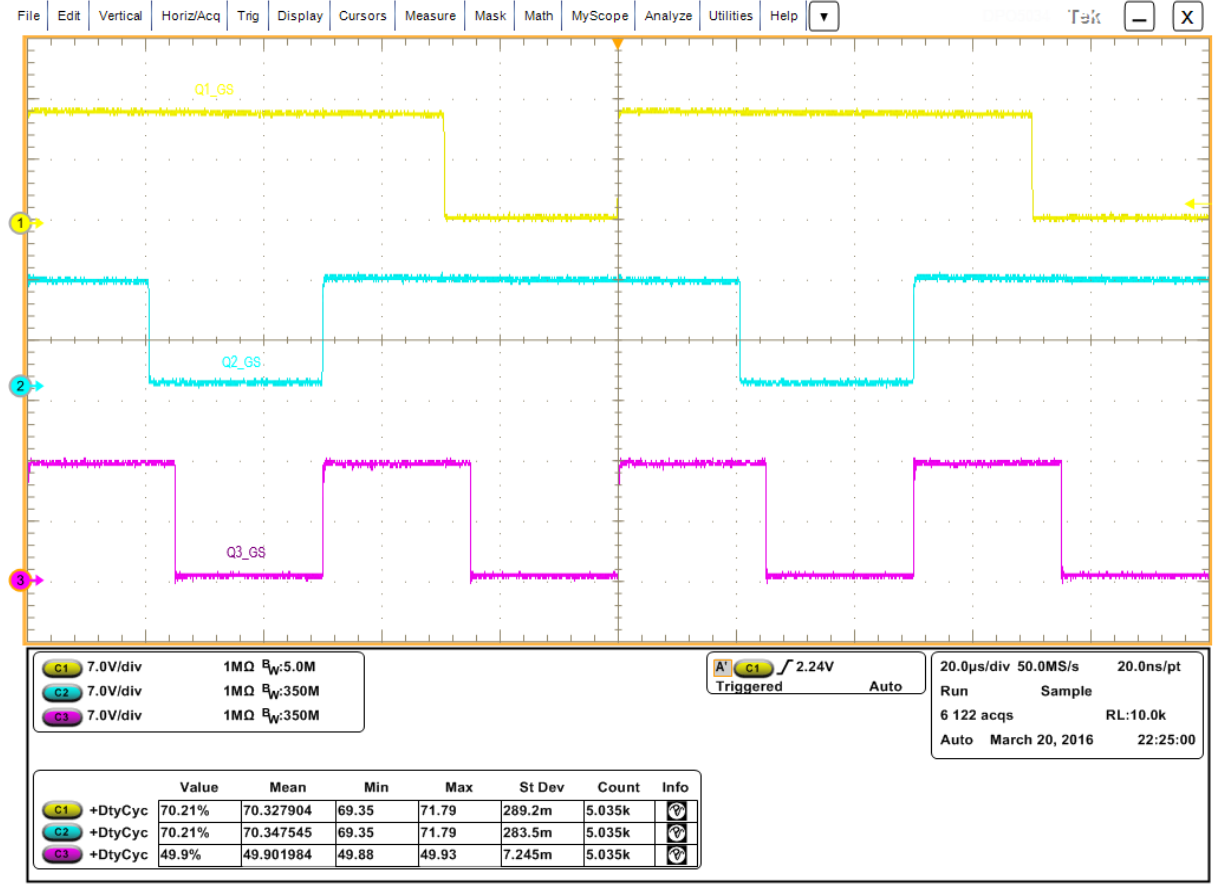
Uygulama devresinin testleri, daha verimli bir karşılaştırma olması amacıyla DSBB dönüştürücü topolojisi ile 10 kHz ve 20 kHz çalışma frekanslarında yapılmıştır. iDSBB dönüştürücü topolojisinde Q_1 ve Q_2 anahtarlarına 10 kHz frekans değerinde, Q_3 anahtarına ise 20kHz frekans değerinde kontrol işareti uygulanmıştır. Düşürücü ve yükseltici çalışma modu olmak üzere iki çalışma modu için ayrı ayrı sonuçlar elde edilmiştir.

Kontrol kartının beslemesi ve güç kartında bulunan alüminyum soğutucuya uygulanan fanın beslemesi, harici bir güç kaynağı tarafından sağlanmıştır.

4.3.1 Devrenin Temel Çalışma Ölçümleri

Prototip devrenin testleri için, yakıt pili ile testlere başlamadan önce, sabit DC gerilim kaynağı kullanılarak devre donanımları kontrol edilmiştir. Bu kontrollerde “Drain-Source” gerilimi, “Gate-Source” işareti ve geri besleme işaretleri gibi, güç dönüştürücülerinin doğru çalışması için gerekli temel yapılar incelenmiştir.

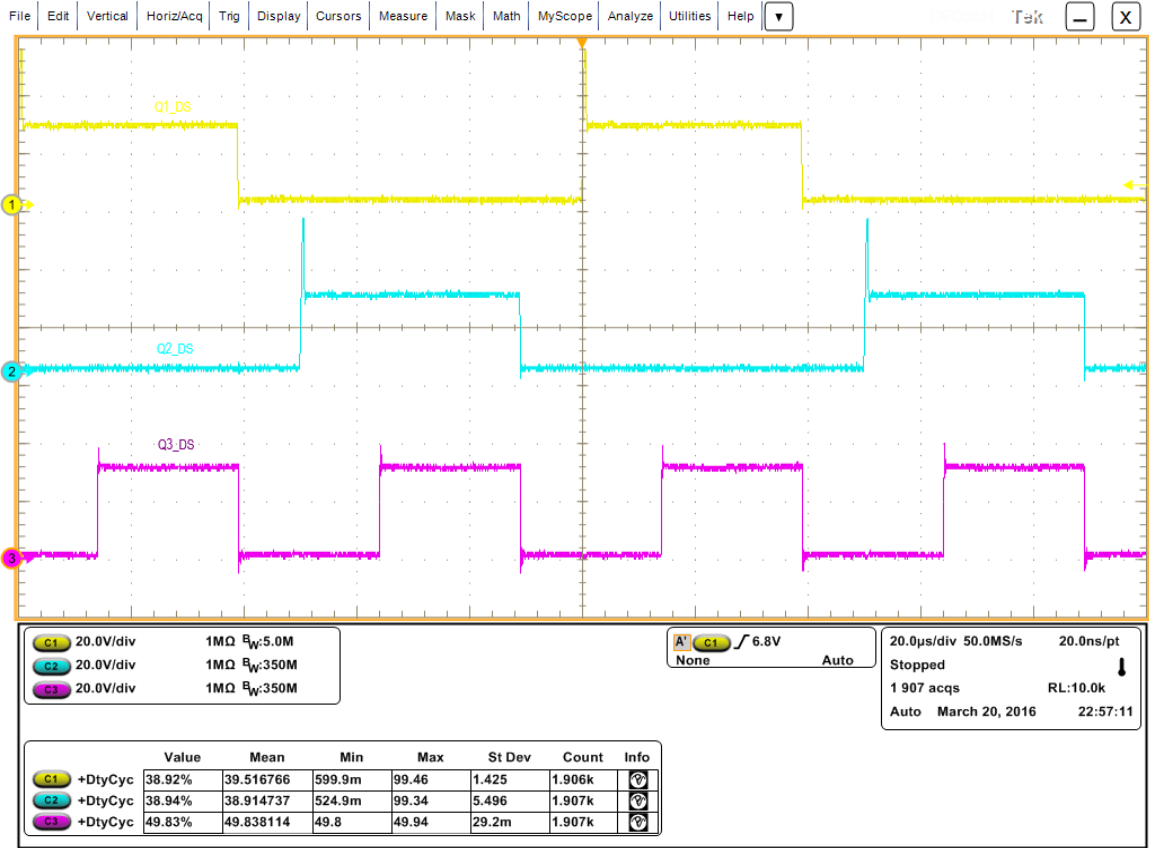
4.3.1.1 Yükseltici Çalışma Analizleri



Şekil 4.11 iDSBB Yükseltici çalışma için “gate-source” işaretleri

Şekil 4.11’de $Ch_1=Q_1$ düşürücü anahtarının, $Ch_2=Q_2$ yükseltici anahtarının, $Ch_3=Q_3$ yükseltici anahtarının kontrol işaretleridir. Q_1 ve Q_2 doluluk oranları her periyot için aynı ve %50 doluluk oranının üzerindedir, aralarında 180° faz farkı bulunmaktadır. Q_3 anahtarının doluluk oranı %50 değerinde sabit ve frekansı düşürücü anahtarları Q_1 ve Q_2 ’nin iki katı değerindedir. Bu çalışma modunda üç anahtarında aynı anda anahtarlandığı zaman aralıkları gözlenmiştir.

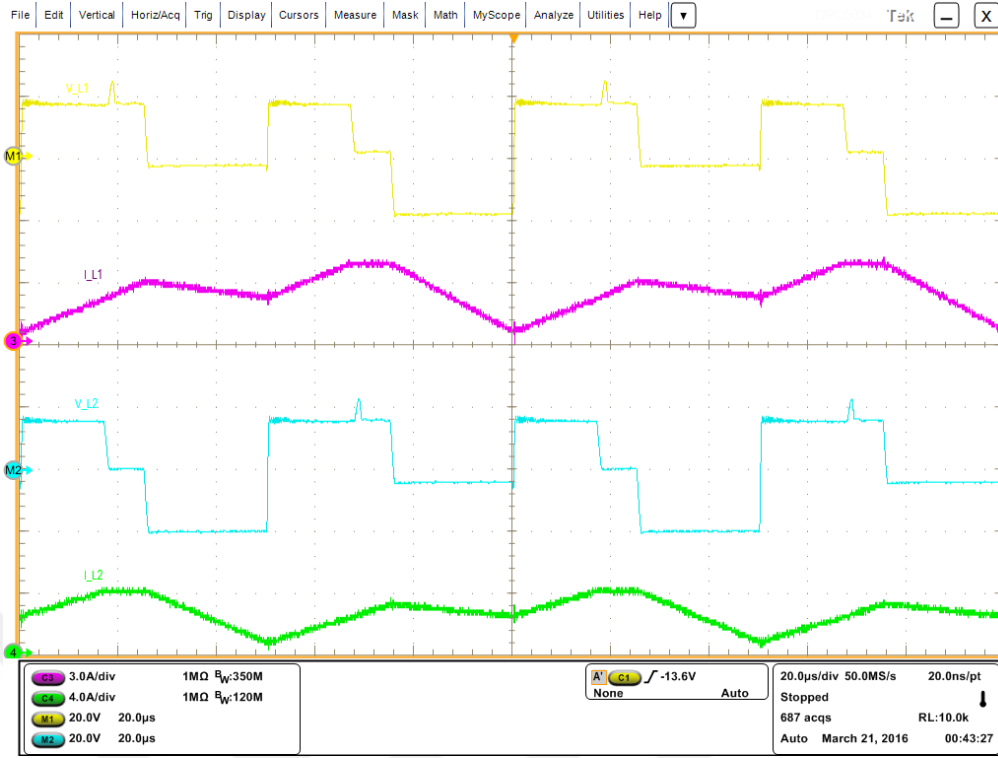
Yükseltici çalışma modunda girişten akım çekilmeyen bir aralık bulunmamaktadır. Yükseltici çalışma modu için yapılan analizde elde edilen sonuçların, benzetim çalışmaları sonucunda ulaşılan sonuçlarla örtüştüğü gözlemlenmiştir.



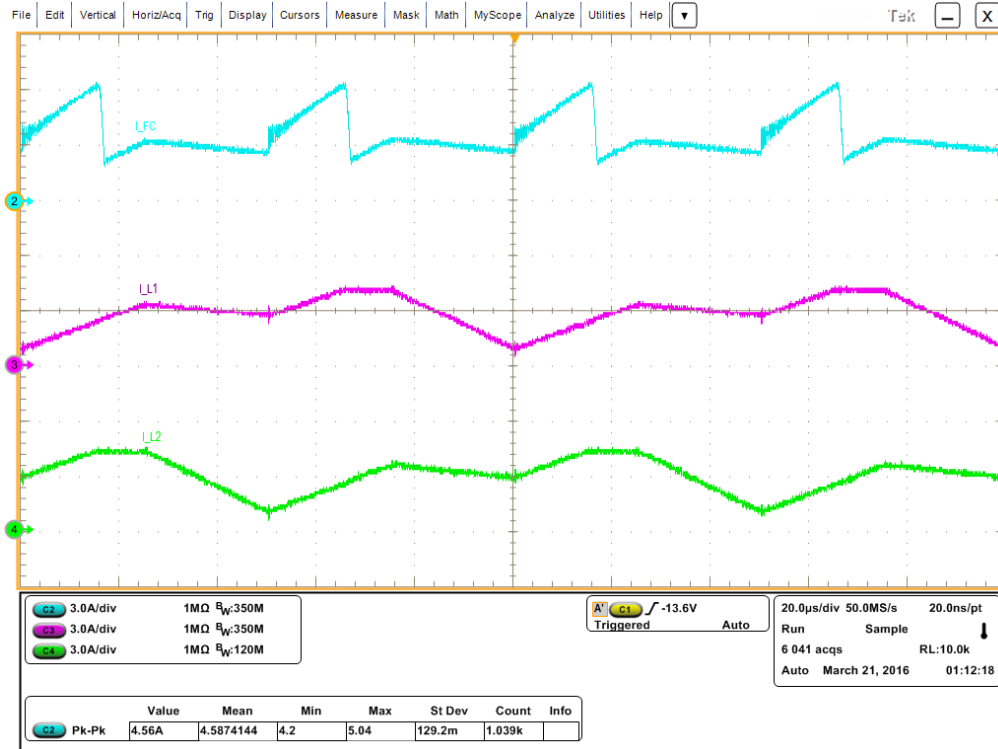
Şekil 4.12 iDSBB Yükseltici çalışma için “drain-source” gerilim değişimleri

Şekil 4.12’de anahtarların “drain-source” uçlarındaki gerilim değişimleri görülmektedir. Kesime girme anında, kabul edilebilir değerlerde anlık gerilim yükselmeleri gözlenmiştir. Kontrol işaretleri analiz edildiğinde, gürültü veya hatalı çalışmaya sebep olabilecek bir durum gözlenmemiştir.

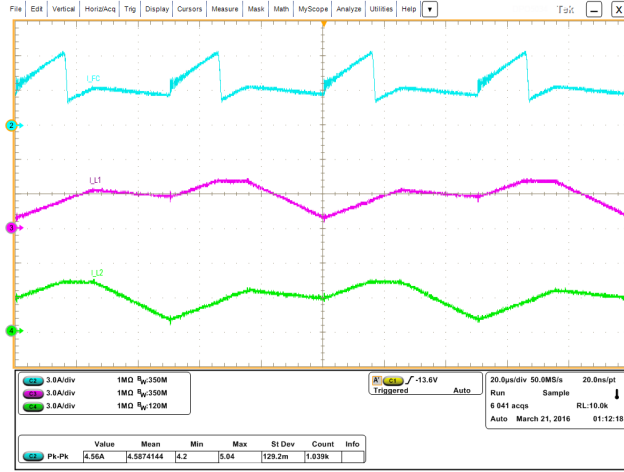
Şekil 4.13’te ise, endüktansların akım ve gerilim değerleri açık bir şekilde görülmektedir. Yükseltici çalışma modunda, giriş anahtarlarından birisi iletimde iken, diğer iki anahtarın da aynı anda iletime girdiği sırada, endüktans gerilimleri üzerinde kısa süreli bir gerilim yükselmesi gözlenmiştir (Şekil 4.13). Bu gerilim yükselmesinin ardından bir süre daha üç anahtar da aynı anda iletimdedir.



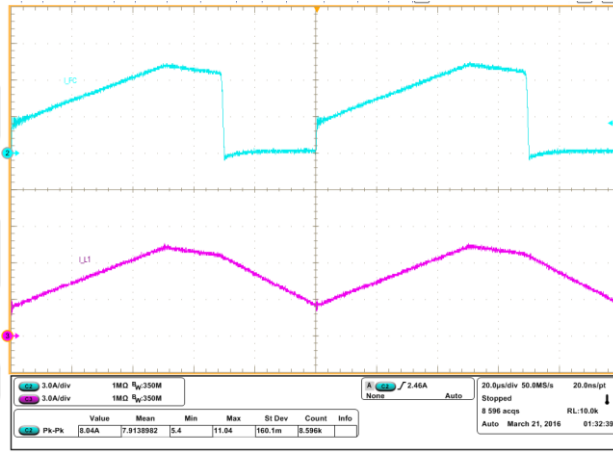
Şekil 4.13 iDSBB yükseltici çalışma endüktans gerilim ve akımları



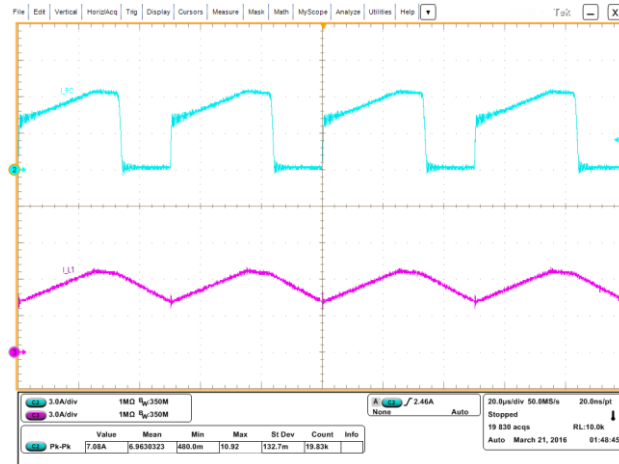
Şekil 4.14 iDSBB yükseltici çalışma giriş akımı ve endüktans akımları



Şekil 4.15 iDSBB yükseltici çalışma giriş akımı ve endüktans akımları



Şekil 4.16 DSBB 10 kHz yükseltici çalışma giriş ve endüktans akımı



Şekil 4.17 DSBB 20 kHz yükseltici çalışma giriş ve endüktans akımı

Şekil 4.15, Şekil 4.16, Şekil 4.17’de sırasıyla iDSBB, DSBB 10kHz, DSBB 20kHz için bobin akımları ve giriş akımlarının grafikleri karşılaştırma amacı ile alt alta sıralanmıştır. Bu grafiklerin tamamı, aynı güçteki yüklerin PEM tipi yakıt pilinden beslenmesi ile elde edilmiştir. Önceki bölümlerde değinildiği üzere önerilen iDSBB dönüştürücü topolojisinde, iDSBB'nin giriş anahtarları 10kHz frekans değerinde anahtarlandığı halde, “interleaved” yapıdan dolayı devrenin sistem frekansı 20 kHz olmaktadır. Üç devre yapısı da karşılaştırıldığında, önerilen iDSBB dönüştürücü topolojisinin, giriş akımı dalgalanmasının üç kata kadar daha az olması sebebiyle diğerlerinden avantajlı olduğu sonucuna ulaşılmıştır.



4.3.1.2 Düşürücü Çalışma Analizleri



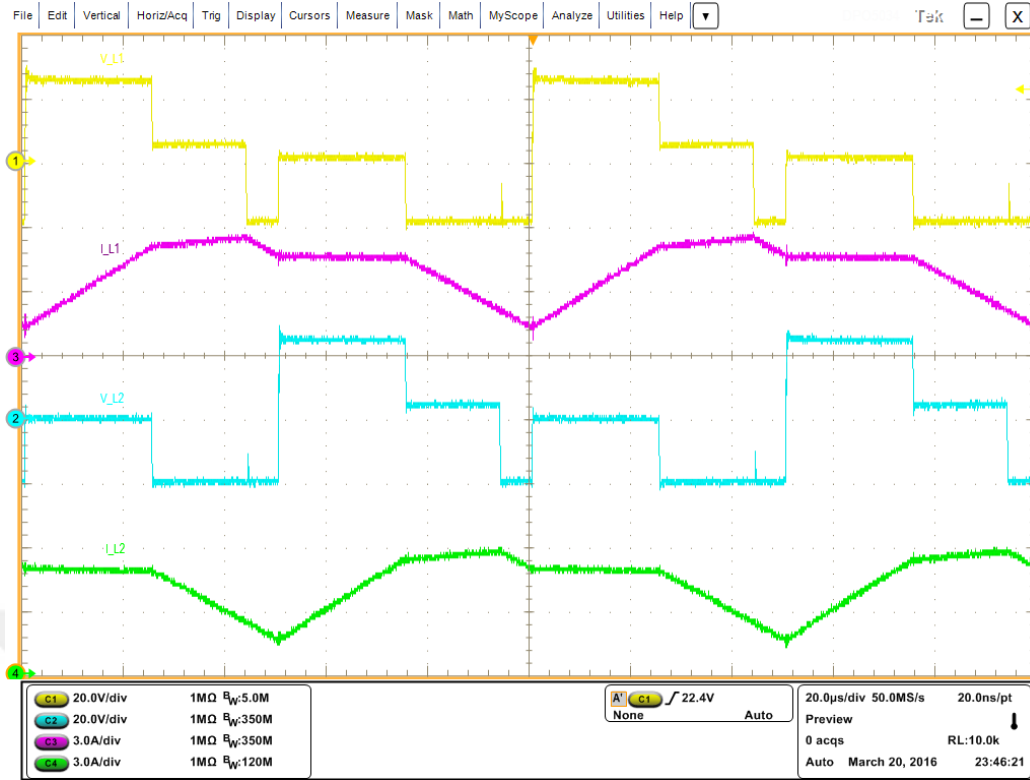
Şekil 4.18 iDSBB düşürücü çalışma için “gate – source” işaretleri



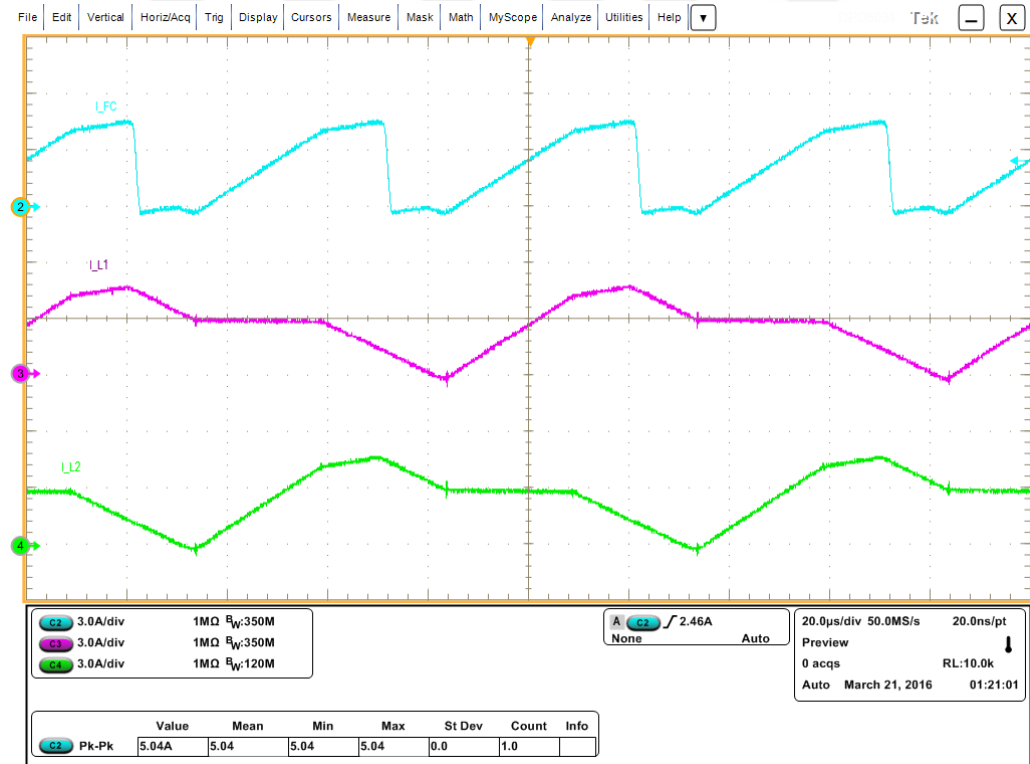
Şekil 4.19 iDSBB düşürücü çalışma için “drain-source” işaretleri

Şekil 4.18 ve Şekil 4.19 incelendiğinde, önerilen dönüştürücü topolojisinin anahtarlarına uygulanan kontrol işaretleri ve anahtarların kesimde iken “drain-source” uçlarındaki gerilimler görülmektedir. Kontrol işaretlerinin frekansları, önceki bölümlerde belirtildiği üzere, düşürücü anahtarlar için (Q_1 ve Q_2) 10kHz, yükseltici anahtarı (Q_3) için 20kHz’dir. Şekil 4.20 ve Şekil 4.21’de düşürücü çalışma için giriş ve endüktans akımları karşılaştırması ile, endüktans akım ve gerilimleri belirtilmiştir. Düşürücü çalışma modunda, akım gerilim değişimleri, hesaplanan verilerle ve benzetim çalışması sonuçlarıyla örtüşmüştür. İşaretlerde gürültü veya benzeri bir olumsuz durum gözlenmemiştir.

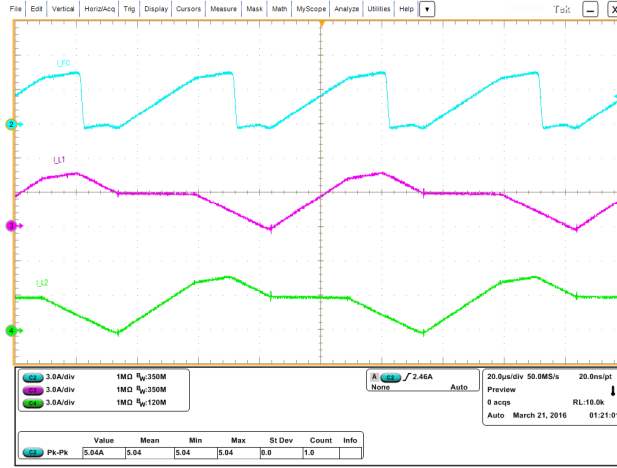
Şekil 4.22, Şekil 4.23 ve Şekil 4.24’de iDSBB dönüştürücü topolojisinin prototipi ve DSBB dönüştürücü topolojisinin 10kHz ve 20kHz çalışma frekansına sahip prototiplerine ait devre giriş akımları ve endüktans akımları değişimleri karşılaştırılmıştır. Aynı güçteki yüklerin beslendiği bu deneysel çalışmadan alınan sonuçlar incelendiğinde, geleneksel DSBB dönüştürücü topolojisinin 10kHz ve 20kHz çalışma frekanslı prototip devrelerine kıyasla önerilen iDSBB’nin giriş akım dalgalanması bakımından %5,3 oranına kadar azalma ile daha avantajlı olduğu sonucuna ulaşılmıştır.



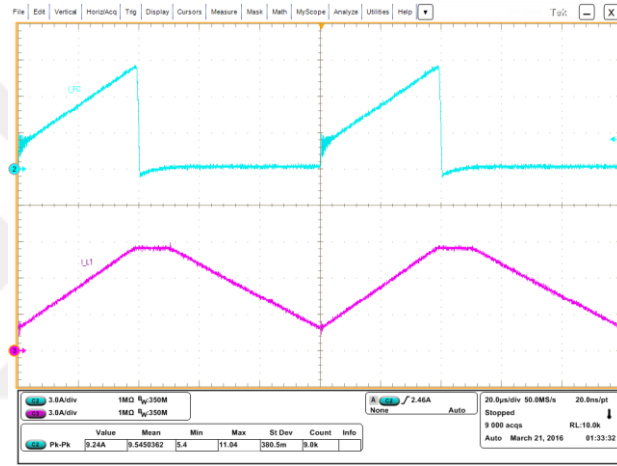
Şekil 4.20 iDSBB düşürücü çalışma için endüktans gerilim ve akımları



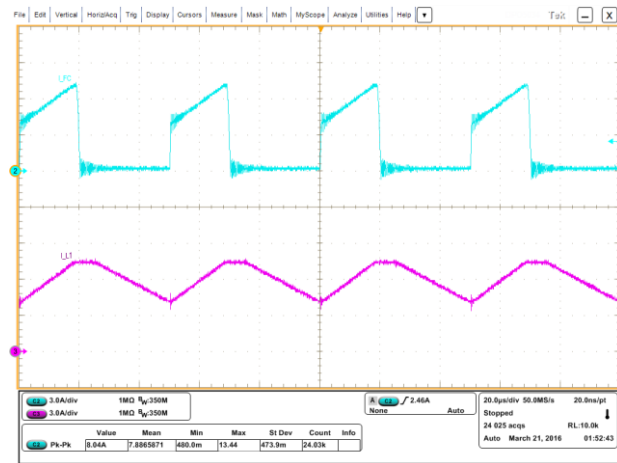
Şekil 4.21 iDSBB düşürücü çalışma giriş akımı ve endüktans akımları



Şekil 4.22 iDSBB düşürücü çalışma giriş ve endüktans akımları

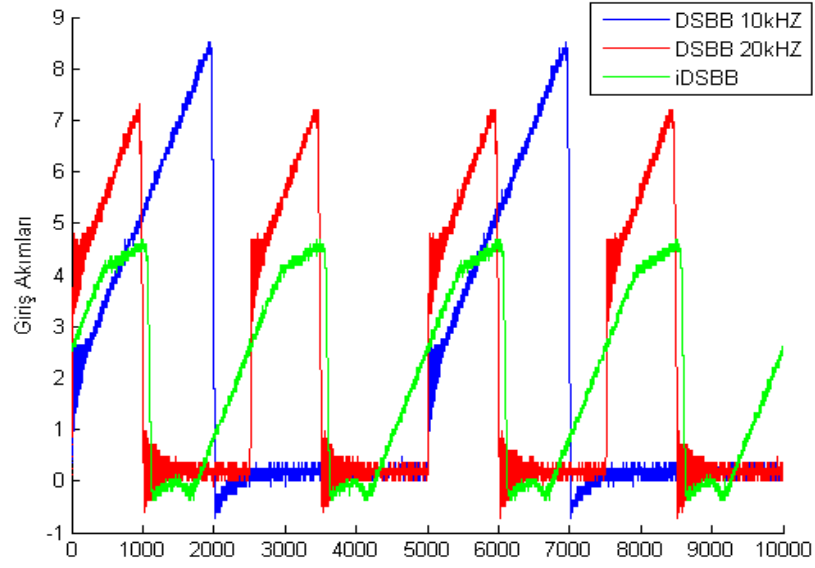


Şekil 4.23 DSBB 10 kHz düşürücü çalışma giriş ve endüktans akımı



Şekil 4.24 DSBB 20 kHz düşürücü çalışma giriş ve endüktans akımı

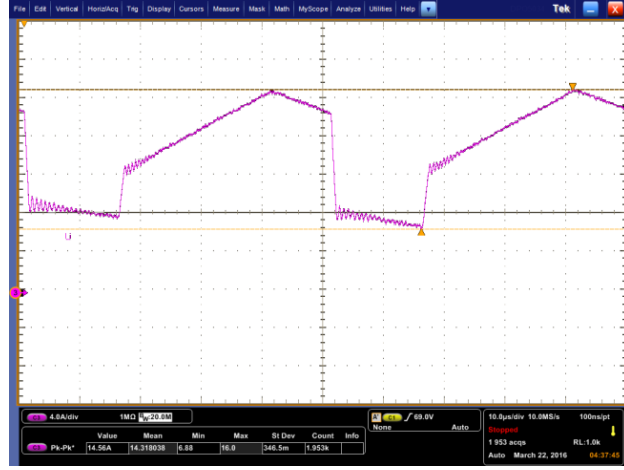
4.3.2 Giriş Akımı Dalgalılığı Analizleri



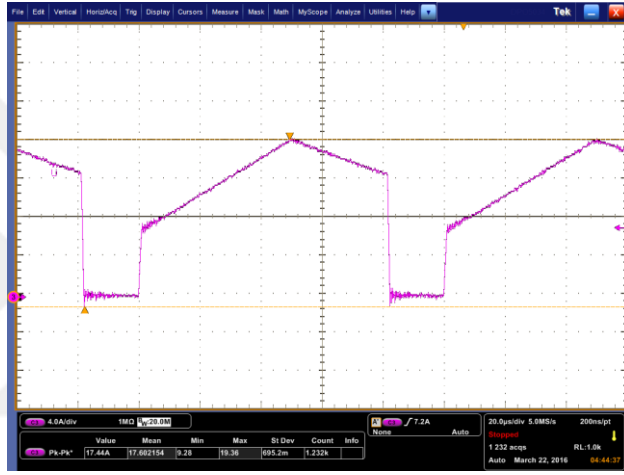
Şekil 4.25 Giriş akımları karşılaştırmaları

Şekil 4.25'te tezin temel amacını doğrulayan deneysel sonuçların karşılaştırması görülmektedir. iDSBB dönüştürücü prototipi ve DSBB dönüştürücü topolojisinin 20kHz çalışma frekansına sahip devre prototipinin aynı frekansta akım çektiği açıkça görülmektedir. Bu sonuçlar aynı güç değerinde elde edilmiş olup, MATLAB Editor aracılığıyla karşılaştırma yapılabilmesi amacıyla üstüste çizdirilmiştir.

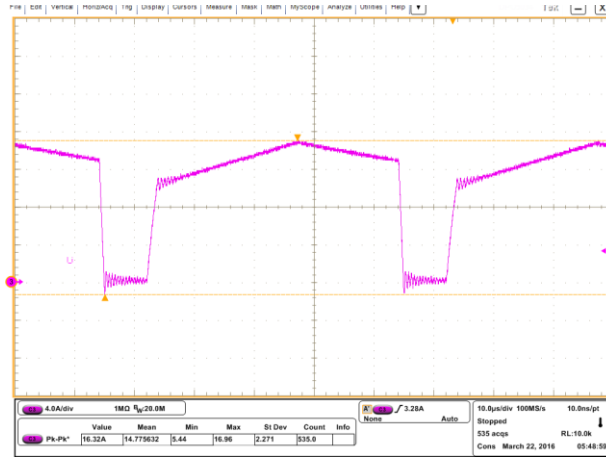
Şekil 4.26, Şekil 4.27 ve Şekil 4.28'de 300 W gücünde yükler için, Şekil 4.29, Şekil 4.30 ve Şekil 4.31'de ise 400 W gücünde yükler için alınan giriş akımları test sonuçları karşılaştırma amaçlı alt alta sıralanmıştır.



Şekil 4.26 300 W IDSB giriş akımı



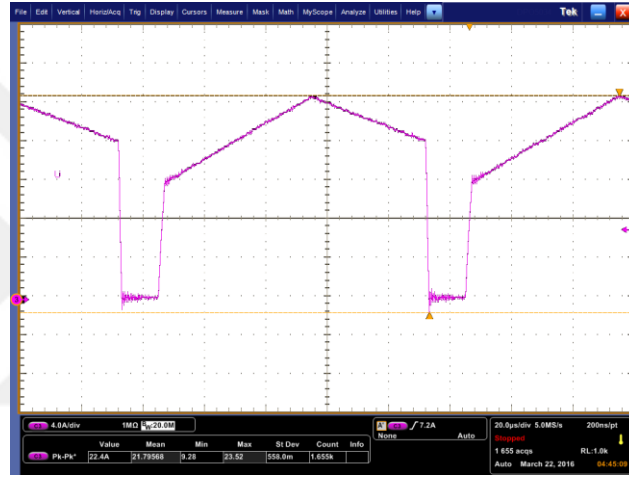
Şekil 4.27 300 W DSBB 10kHz giriş akımı



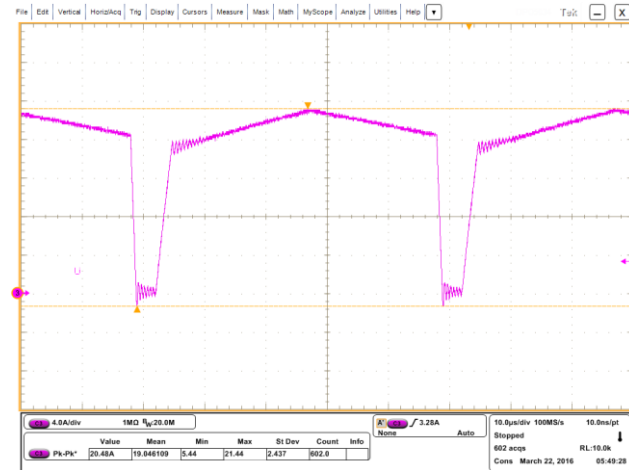
Şekil 4.28 300 W DSBB 20kHz giriş akımı



Şekil 4.29 400 W iDSBB giriş akımı



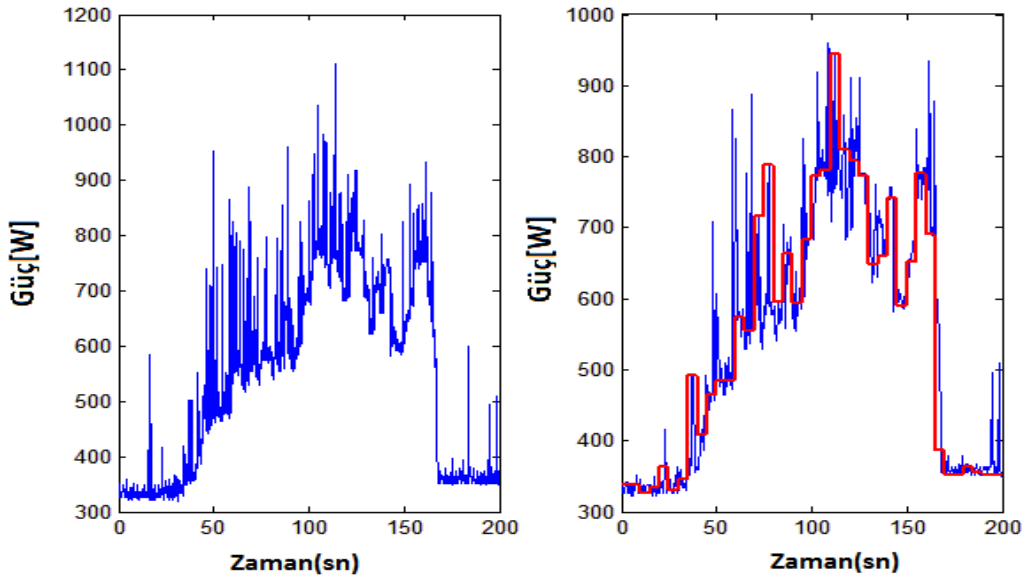
Şekil 4.30 400 W DSBB 10kHz giriş akımı



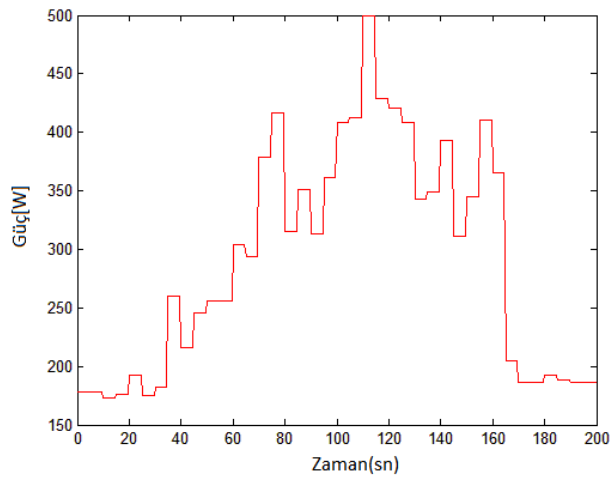
Şekil 4.31 400 W DSBB 20kHz giriş akımı

4.3.3 Yük Profili Uygulamaları ve Yakıt Tüketimi

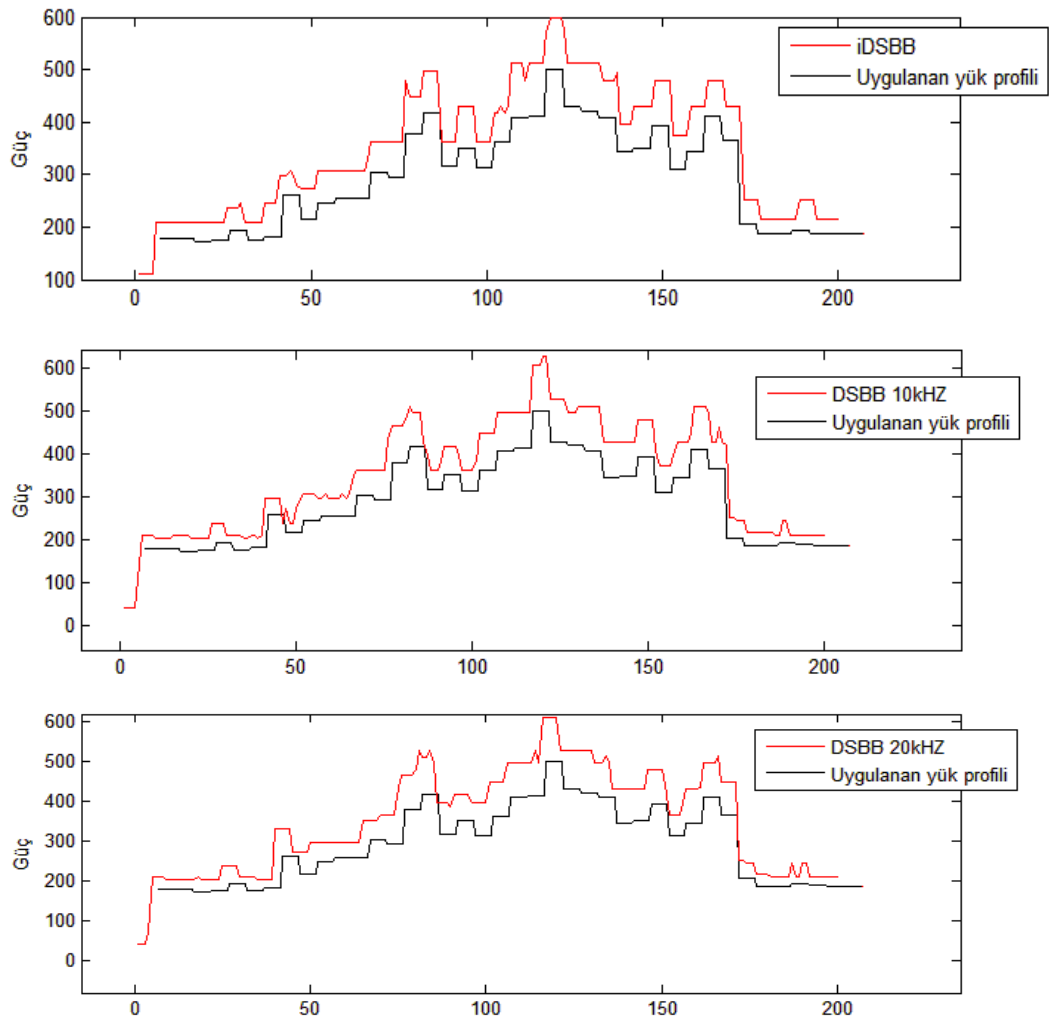
Bu bölümde önerilen iDSBB dnrc topolojisinin prototipi kullanılarak, gerçek bir yük profilinin PEM tipi yakıt pili tarafından beslenmesi durumunda elde edilmiş sonuçlar incelenmiştir. Veriler gerçek bir evin günlük tüketiminden elde edilmiş olup, bu verilerin kısa bir zaman dilimi kullanılmıştır (ekil 4.32). Mevut PEM tipi yakıt pilinin nominal güç değeri 1200 W olmasına karşın, testlerde en fazla 600 W güç değerine kadar ıkabilmitir. Daha yüksek değerlerde yakıt pilinin kritik çıkış gerilimi değeri olan 26V'un altına dmesi sebebiyle çalışmalar bu g değeri ile sınırlandırılmıştır.



Şekil 4.32 leklendirilmi yük profili



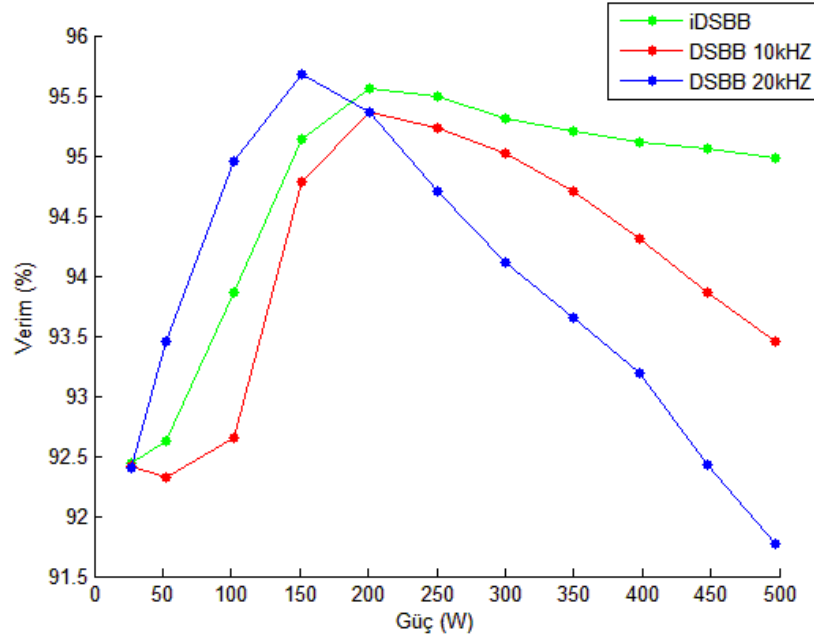
Şekil 4.33 Yük profilinin son hali



Şekil 4.34 Yük profili uygulandığında yakıt pilinden çekilen güç

Şekil 4.34'teki sonuçlar, karşılaştırılan iki dönüştürücü topolojisi için de aynı yük profili üzerinde test edilerek elde edilmiştir. Yakıt pilinde üretilen güç ile referans yük profili karşılaştırılmıştır. Bu güç değeri, yakıt pili üzerindeki hidrojen-hava pompası, soğutucu fanlar gibi mevcut donanımların kayıplarını da kapsamaktadır. Çalışmada, devre prototipinin kontrol kartı beslemesi ve fan beslemesi ihtiyacı yakıt pili dışında harici bir kaynaktan sağlanmıştır. Grafiklerde, yakıt pilinin sağladığı güç ile referans yük profili arasındaki fark ne kadar az ise, hidrojen yakıt tüketiminin de aynı oranda az olduğu savunulabilir. Elde edilen veriler incelendiğinde önerilen iDSBB dönüştürücüsünün yakıt tüketiminin en az olduğu sonucuna ulaşılmıştır.

4.3.4 Verim Analizi



Şekil 4.35 Verim karşılaştırması

Verim çalışmalarında, devre prototipinin kontrol kartı ve fan beslemesi harici bir kaynaktan beslenmiştir.

Şekil 4.35 incelendiğinde, DSBB dönüştürücü topolojisinin 20kHz çalışma frekansına sahip prototipinin, 200 W güç değerinde daha yüksek değerlerde, veriminin diğer testlere kıyasla daha düşük olduğu gözlenmiştir. Bu durumun sebebi, yüksek frekans sebebiyle anahtarlama kayıplarının artmasıdır. Önerilen iDSBB dönüştürücü topolojisinde anahtarlama kaybı sadece yükseltici anahtarı (20 kHz de anahtarlana Q_3 anahtarı) üzerinde daha baskındır. Ancak, DSBB dönüştürücü topolojisinin 20kHz çalışma frekansına sahip prototipi ve iDSBB dönüştürücü topolojisinin prototipi, yükseltici anahtarları verimi açısından karşılaştırılırsa yine önerilen iDSBB dönüştürücü topolojisinin avantajlı olduğu görülür. Çünkü, DSBB dönüştürücü topolojisi ile karşılaştırıldığında, önerilen iDSBB dönüştürücü topolojisinin bir periyotta yükseltici anahtarından (Q_3) geçen ortalama akım değeri daha azdır. Bunun yanı sıra iDSBB'nin giriş akımını endüktanslar aracılığıyla ikiye bölmesi, verimdeki artışın temel sebeplerindendir.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Dünyada petrol temelli enerji kaynaklarına alternatif daha ekonomik ve çevreci enerji kaynaklarına yönelim sebebiyle “yeşil enerji”, “alternatif enerji” gibi kavramlar ortaya çıkmıştır. Bu kavramlar, bilim ve teknoloji alanlarındaki gelişmelerle birlikte daha uygulanabilir temellere oturmuş, araştırmacıların dikkatini daha çok çekmeye başlamıştır. Dolayısıyla günümüzde literatürde bu kavramlarla ilgili birçok çalışma yer almaktadır.

Tez çalışması için yapılan literatür araştırmalarında, yenilenebilir (yeşil) enerji kaynaklarından hidrojen enerjisi incelenmiştir. Yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen enerjinin, elektrikli almaçlara kontrollü bir biçimde aktarılması, Elektrik Mühendisliği disiplininin başlıca çalışmaları arasındadır.

Bu süreçte kullanılan hidrojen elementi vb. temelli yakıtların kimyasal enerjisini elektrik enerjisine çeviren enerji dönüştürücüleri olan yakıt pilleri incelenmiştir. Literatürde bulunan yakıt pilli çeşitlerinden, düşük güçlü ve taşınabilir boyutlarda üretilebilen, PEM tipi, Polimer Elektrolit veya Proton Geçirgen Membran (Polymer Electrolyte – Proton Exchange Membrane, PEM) yakıt pillerinin ömrünü uzatmaya yönelik, güç elektroniği temelli çalışmalar incelenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, PEM tipi yakıt pillerinin ömrünü uzatmak için, yakıt pilinden çekilen akımın mümkün olduğunca salınımsız, yüzde dalgalılık oranının az olması gerektiği bilgisine ulaşılmıştır. Bundan yola çıkarak, yakıt pilinden alınan enerjiyi kontrollü bir şekilde yüke aktarmak için kullanılan güç

dönüştürücülerinin, yakıt pilinden çekilen akım üzerindeki olumsuz etkileri ortaya konmuştur. Araştırmalar, bu olumsuz etkileri azaltmaya yönelik dönüştürücü topolojileri ve kontrol yöntemleri üzerine yoğunlaşmıştır.

Bu tez çalışmasında ise bu araştırmalara katkı sağlamak amacı ile, yakıt pili uygulamalarında fazlaca kullanılan geleneksel çift anahtarlı düşürücü yükseltici dönüştürücü topolojisi (DSBB) geliştirilerek, daha verimli, daha yüksek güç yoğunluğuna sahip, giriş akım dalgalanmalarını azaltan bir dönüştürücü topolojisi ve kontrol yönteminin analizleri yapılmıştır. Önerilen dönüştürücü yapısı iDSBB (interleaved Double Switch Buck Boost), DSBB dönüştürücü topolojisinin, düşürücü kısmının paralellenmesi (interleaved) ile türetilmiştir.

Çalışmada öncelikle önerilen dönüştürücü topolojisi iDSBB'nin matematiksel hesaplamaları yapılmış ve kontrol yöntemi belirlenmiştir. Kontrol yöntemi için, PID tabanlı, çıkış gerilimini istenen değerde sabit tutan kapalı çevrim bir algoritma geliştirilmiştir. Çıkış gerilim değerinin kontrolü, $d_{1,2}$ doluluk oranı üzerinden kontrol edilmiştir. $d_{1,2}$ doluluk oranının %100 (pratikte %95) olması durumunda, çıkış gerilimi giriş geriliminin iki katına kadar çıkabilmektedir. $d_{1,2}$ değeri için %50 doluluk oranı kritik değer olarak belirlenmiştir. Bu değer üstündeki doluluk oranında çıkış gerilimi girişten yüksek olmaktadır. Bunun tersi durumda ise çıkış gerilimi girişten daha düşük olmaktadır.

Benzetim çalışmalarında, önerilen dönüştürücü topolojisi ile geleneksel dönüştürücü topolojisi bilgisayar ortamında modellenerek karşılaştırılmıştır. Dalgalılık oranları, akımın en yüksek değeri ile en düşük değeri arasındaki farkın, akımın ortalama değerine bölünmesi ile elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, aynı yük profili üzerinde, önerilen dönüştürücünün giriş akımı dalgalılık oranı yükseltici çalışma modunda %0,93, düşürücü çalışma modunda ise %3,64'tür. Geleneksel dönüştürücü topolojisinde ise yükseltici çalışma modunda %5,7, düşürücü çalışma modunda %9,47'dir.

Önerilen dönüştürücü topolojisi iDSBB ve geleneksel dönüştürücü topolojisi DSBB'nin pratikteki davranışlarını karşılaştırmak amacıyla 1kW nominal güce sahip bir devre prototipi tasarlanmış ve uygulanmıştır. Oluşturulan deney setinde, önerilen

dönüştürücü topolojisi ve geleneksel dönüştürücü topolojisi 10 kHz ve 20 kHz çalışma frekanslarında çalıştırılarak, gerçek bir PEM tipi yakıt pili üzerinde, laboratuvar ortamında test edilmiştir. Devre prototipi ayrıca gerçek bir evden elde edilen yük profili üzerinde test edilerek, deneysel çalışmadan elde edilecek sonuçların güvenilirliği artırılmıştır. Deneysel sonuçlara göre, 500W güç değeri için önerilen dönüştürücü topolojisi iDSBB'nin verimi %95,5, geleneksel dönüştürücü topolojisi DSBB 10kHz için %93,5 ve DSBB 20kHz için %91,7'dir. Giriş akımı dalgalılık oranları karşılaştırıldığında benzetim çalışmalarındaki oranlarla örtüşen sonuçlara ulaşılmıştır.

Önerilen dönüştürücü topolojisinde bir adet anahtarlama elemanı ve bir adet güç diyodu artarken, bobin ve kondansatör boyutları azaltılmış, güç yoğunluğu artırılmıştır.

Tez çalışması boyunca yapılan testler, analizler ve elde edilen sayısal sonuçlar çerçevesinde, güç dönüştürücüsü iDSBB, PEM tipi yakıt pilinden aldığı enerjiyi %95,5 verimle ve yükün ihtiyacına göre ayarlanabilir bir gerilim ile yüke aktarabilmektedir. Bunun yanı sıra, geleneksel dönüştürücü topolojisi DSBB'ye kıyasla, giriş akımı dalgalanması yükseltici çalışma modunda %4,7, düşürücü çalışma modunda ise %5,83 azaltılarak, PEM tipi yakıt pilinin ömrünü uzatma konusundaki üstünlüğü ortaya konulmuştur.

Önerilen devre yapısı, PEM tipi yakıt pilleri ile birlikte elektrikli araçlar, yedek besleme birimleri vb. tüm alanlarda kullanılabilme potansiyeline sahiptir. Ayrıca yakıt pilleri ile benzerlik gösteren her türlü doğru akım güç kaynağında da kullanımı mümkündür.

Bu çalışmada kullanılan paralel yapıli düşürücü dönüştürücü devre sayısı artırılarak, devre giriş akımı dalgalanması bir miktar daha azaltılabilir. Devam edecek çalışmalarda, mevcut prototip üzerinde farklı kontrol yöntemleri uygulanarak, giriş akım dalgalanmasının daha da azaltılması hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Woonki Na ve Bei Gou, (2008). "Analysis and Control of Bidirectional DC/DC Converter for PEM Fuel Cell Applications", IEEE, 1-7.
- [2] Bouchra Wahdame, Laurent Girardot, Daniel Hissel, Fabien Harel, Xavier François, Denis Candusso, Marie Cecile ve Pera Laurent, (2008). "Impact of power converter current ripple on the durability of a fuel cell stack", IEEE, 1495-1500.
- [3] De Bernardinis, A. , Frappé, E. , Bethoux, O. , Marchand, C. ve Coquery, G., (2012). "Electrical architecture for high power segmented PEM Fuel Cell in vehicle application", IEEE, 15-22
- [4] Rakhtala, S.M. , Ghaderi, R. ve Ranjbar, N.A., (2011). "Prolong the Stack Life of PEM Fuel Cell System Via Higher Order Sliding Mode Control", IEEE, 13-18
- [5] Woojin Choi, Enjeti, P.N. ve Appleby, A.J., (2004). "An Advanced Power Converter Topology to Significantly Improve the CO Tolerance of the PEM Fuel Cell Power Systems", IEEE, 2:1185-1191
- [6] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Raël ve B. Davat, (2008). "Modeling and Control of a Fuel Cell Current Control Loop of a 4-Phase Interleaved Step-Up Converter for DC Distributed System", IEEE, 230 – 236
- [7] Giuseppe Marsala, Marcello Pucci, Roberto Rabbeni ve Gianpaolo Vitale, (2011). "Analysis and Design of a dc-dc Converter with High Boosting and Reduced Current Ripple for PEM FC", IEEE, 1 - 8
- [8] Shih-Jen Cheng, Yu-Kang Lo, Huang-Jen Chiu ve Shu-Wei Kuo, (2013). "High-Efficiency Digital-Controlled Interleaved Power Converter for High-Power PEM Fuel-Cell Applications", IEEE, 60:773 - 780
- [9] L. Palma, (2012). "DC/DC Converter Topology Selection for Low Frequency Ripple Reduction in PEM Fuel Cell Applications", IEEE, 315 - 319
- [10] Sumathy.P, Sundararaman.K ve Dr.M.Gopalakrishnan, (2011). "Fuel Cell Based Interleaved Current-fed Boost Converter With Improved Input Current Sharing", IEEE, 4:402 – 406

- [11] A. Chih-Chiang Hua ve B. Cheng-you Tsai, (2011). "Design of a Wide Input Range DC/DC Converter Based on SEPIC Topology for Fuel Cell Power Conversion", IEEE, 311 - 316
- [12] G. Fontes, C. Turpin, R. Saisset, T. Meynard ve S. Astier, (2004). "Interactions between fuel cells and power converters influence of current harmonics on a fuel cell stack", In Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference, Aachen Germany, 4729-4735
- [13] S. J. Jang, C. Y. Won, B. K. Lee, ve J. Hur, (2007). "Fuel cell generation system with a new active clamping current-fed half-bridge converter" IEEE Trans. Energy Convers., 22/2:332-340.
- [14] Z. Qun ve F. C. Lee, (2003). "High-efficiency, high step-up DC-DC converters", IEEE Trans. Power Electron., 18/1: 65-73.
- [15] Liao, H.-K. , Liang, T.-J. , Yang, L.-S. ve Chen, J.-F., (2012). "Non-inverting buck-boost converter with interleaved technique for fuel-cell system" , IEEE, 5:1379-1388
- [16] Liao, H.-K. , Liang, T.-J. , Yang, L.-S. ve Chen, J.-F., (2012). "Simulation and Implementation of Interleaved Boost DC-DC Converter for Fuel Cell Application" , International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), Vol.1/2:168-174
- [17] Brett A. Miwa, David M. Otten ve Martin F. Schlecht, (1992). "High efficiency power factor correction using interleaving techniques", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, 557-568
- [18] Changrong Liu, A. Johnson ve Jih-Sheng Lai, (2005). "A Novel Three-Phase High-Power Soft Switched DC/DC Converter for Low Voltage Fuel Cell Applications", 1691-1697
- [19] I. Sefa, F. Battal ve S. Balci, (2013). "Modeling and Implementation of dsPIC Based Interleaved Buck Converter", 557-568
- [20] Ahmad Ale Ahmad ve Adib Abrishamifar, (2007). "A Simple Current Mode Controller for Two Switches Buck-Boost Converter for Fuel Cells", Electrical Power Conference, 2007. EPC 2007. IEEE Canada, 363-366
- [21] Thanapalan, K. , Zhang, F. , Premier, G. , Maddy, J. ve Guwy, A. , (2011). "Control-Oriented PEM Fuel Cell System Modeling and Repetitive Controller Design", IEEE, 2:1055-1060
- [22] Sefa, I. , Battal, F. ve Balci, S., (2013). "Modeling and Implementantation of dsPIC Based Interleaved Buck Converter" , IEEE, 1652-1657
- [23] Schittler, A.C. , Pappis, D. , Campos, A. , Dalla Costa, M.A. ve Alonso, J.M., (2011). "Interleaved Buck Converter Applied to High Power HID Lamps Supplying : Design, Modeling and Control" , IEEE, 1-7

- [24] Wikipedia/Küçük işaret analizi, www.wikipedia.org, 16 Mayıs 2016
- [25] Lima, L.P. , Farret, F.A. , Ramos, D.B. , Ferrigolo, F.Z. , Stangarlin, H.W. , Trapp, J.G. ve Serdotte, A.B., (2009). "PSIM mathematical tools to simulate pem fuel cells including the power converter.", IEEE, 2784-2789
- [26] Sartori, H.C. Baggio, J.E. ve Pinheiro, J.R., (2012). "A comparative design of an optmized boost inductor taking into account three magnetic materials technologies: Volume, cost and efficiency analysis".
- [27] Confortin Sartori, H. Beltrame, F. Martins, M.L. Baggio, J.E. ve Renes Pinheiro, J., (2013). "Evaluation of an optimal design for a single-phase boost PFC converter (CCM) considering different magnetic materials core".



DSP KODU

```
void main(void)
{
    InitSysCtrl();
    EALLOW;
        SysCtrlRegs.WDCR= 0x00AF;
        EDIS;
    DINT;
    Gpio_select();

    f_s=10000;    //PWM frekansi 10kHz olarak giriş anahtarları için

    duty_cycle_1A=0; //Q1: 1.Giriş anahtarı
    Setup_ePWM1AB();// ePWM1A ve B

    duty_cycle_2B=0; //Q2: 2.Giriş anahtarı
    Setup_ePWM2AB();// ePWM2A

    duty_cycle_3B=0.5; //Q3: Yükseltici anahtarı
    Setup_ePWM3B();    // ePWM3B

    phase_delay(180,0,0); //ePWM1 ile diğerleri arasındaki 180° faz farkı

    InitPieCtrl();
    InitPieVectTable();

    InitAdc();
    ADC_ayarla();

    EALLOW;
    PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
    PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
    EDIS;

    InitCpuTimers();
```

```

ConfigCpuTimer(&CpuTimer0,150,200);

PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;// CPU Timer 0
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;// ADC

IER |=M_INT1;

EINT;
ERTM;

// PID Algoritması ve kazançlarının ayarlanması
float PI_Control(float x_ref,float x_act,float dc_min,float dc_max)
{
    Kp=0.1;
    Ki=1
    Kd=0.00001
    error_p=error;
    error=x_ref-x_act;

    I_value=(float)I_value+Ki*(error_p)*(0.1e-3);
    P_value=(float)Kp*error;
    D_value=(float)Kd*(error-error_p)/(0.1e-3);
    duty_cycle=P_value+I_value+D_value;

    if (duty_cycle>dc_max)
        duty_cycle=dc_max;
    if (duty_cycle<dc_min)
        duty_cycle=dc_min;
    return duty_cycle;
}

void Setup_ePWM1AB(void)
{

    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

    EPwm1Regs.AQCTLA.all = 0x0012;
    EPwm1Regs.AQCTLB.all = 0x0102;;
    frq_reg=(150000000/f_s)-1;

    EPwm1Regs.TBPRD =frq_reg;
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=duty_cycle_1A*frq_reg;
    EPwm1Regs.CMPB=duty_cycle_1B*frq_reg;

}

void Setup_ePWM2AB(void)
{

```

```

EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

EPwm2Regs.AQCTLA.all = 0x0012;
EPwm2Regs.AQCTLB.all = 0x0102;;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 0;

frq_reg=(15000000/f_s)-1;

EPwm2Regs.TBPRD =frq_reg;
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=duty_cycle_2A*frq_reg;
EPwm2Regs.CMPB=duty_cycle_2B*frq_reg;

}

void Setup_ePWM3B(void)
{

EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 0;

EPwm3Regs.AQCTLB.all = 0x0102;
frq_reg=(15000000/(f_s*2))-1; // Çıkış anahtarı 20Khz frekansa ayarlanıyor

EPwm3Regs.TBPRD =frq_reg;
EPwm3Regs.CMPB=duty_cycle_3B*frq_reg;

}

if (V_out_av>80) //Güvenlik için gerilim üst sınırı

{
duty_cycle_1B=0;
duty_cycle_2A=0;
duty_cycle_3B=0;
}
else
{

duty_cycle_1B=PID_tustin(48,V_out_av,0,D_max); //Çıkış gerilimi 48V referans
değere ayarlanıyor
duty_cycle_2A=duty_cycle_1B; // Girişteki Q1=Q2 doluluk oranları eşitleniyor
duty_cycle_3B=0.5; // Çıkıştaki yükselici anahtarına sabit %50 doluluk
oranı ayarlanıyor
}

Setup_ePWM1AB();
Setup_ePWM2AB();
Setup_ePWM3B();

```

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Emre YILDIZ

Doğum Tarihi ve Yeri : 12.02.1990 / Antalya

Yabancı Dili : İngilizce

E-posta : emre-yildiz@outlook.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2013
Lise	Fen	Fethiye Kemal Mumcu Anadolu Lisesi	2008

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2013-2014	Hidra Enerji Ltd. Şti	ArGe Mühendisi
2015-2016	Limak Holding / Elmak Enerji A.Ş.	Şantiye Şefi

YAYINLARI

Proje

- 1. Tübitak** Taşınabilir ve sabit uygulamalar için yenilenebilir temiz enerji
TEYDEB kaynağı, yüksek enerji yoğunluğuna sahip polimer elektrolit
1507 membran yakıt pilinin yerli olarak geliştirilmesi. Proje nu. : 7130518
- 2. Tübitak** Akıllı şebekeler kapsamında elektrikli araç şarj altyapısı planlaması ve
1003 akıllı şarj yönetim sisteminin geliştirilmesi. Proje nu. : 115E081

Ödül

- 1. Tübitak** 2210-C Öncelikli Alanlara Yönelik Yurt İçi Yüksek Lisans Burs Programı
2210-C

Bildiri

- 1.** Yildiz, E., Akar, F., Vural, B. "Current ripple minimization of a PEM Fuel Cell via an interleaved converter to prolong the stack life." XIXth International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies, 2016 Bourgas, Bulgaria