

T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ
ENSTİTÜSÜ

ÇOK GİRİŞLİ DC/DC ÇEVİRİCİ TASARIMI

Erkan SUNAN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

GEBZE

2009

T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ
ENSTİTÜSÜ

ÇOK GİRİŞLİ DC/DC ÇEVİRİCİ TASARIMI

Erkan SUNAN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

DANIŞMAN
Yrd.Doç. Dr. Abdulkadir BALIKÇI

GEBZE


2009





YÜKSEK LİSANS TEZİ JÜRİ ONAY SAYFASI

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 15/06/2009 tarih ve 2009/13 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 10/07/2009 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Erkan SUNAN 'ın tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE
(TEZ DANIŞMANI) : YRD. DOÇ. DR Abdulkadir BAKIÇI 

ÜYE : DOÇ DR. M. Hakan HOCAOĞLU 

ÜYE : YRD. DOÇ. DR Ercan ERTÜRK 

ONAY

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
...../...../20... tarih ve/..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

TEZİN BAŞLIĞI: Çok Girişli DC/DC Çevirici Tasarımı

YAZAR ADI : Erkan SUNAN

Son zamanlarda alternatif enerji kaynaklarına olan talep, her geçen gün artmaktadır. Alternatif enerji kaynaklarından biri olan hidrojen enerjisinin kullanımı da, yakıt hücresindeki gelişmelere paralel olarak artmaktadır. Fakat yakıt hücresinin temel eksik noktalarından biri yavaş dinamik cevabıdır. Yakıt hücresinin yavaş dinamiğinden dolayı, bir hibrid aracın dc dağıtım barasındaki gerilim, olması gereken 42V dc geriliminden çok büyük farklılık gösterir. Hibrid araç sistemi tarafından ihtiyaç duyulan performans ve uyumluluk karakteristiklerini sağlamak için, yakıt hücresinin daha yavaş olan güç çıkışı ile beraber daha hızlı güç tepkisine sahip süper kapasitörler kullanılır.

Bu tez çalışmasında, hibrid ve yakıt hücreli araçlarda, farklı türde enerji kaynaklarından oluşan girişleri tek bir tür enerji çıkışına dönüştüren çevirici bir sistem tasarlanmıştır. Bu amaçla, çok girişli sistemlerin birleştirilmesinde dc dağıtım konfigürasyonu seçilmiştir. Dönüştürücünün birinci kaynağı olan yakıt hücresinin yavaş dinamik cevabından kaynaklanan gerilim değişimlerine karşı sabit bir gerilim elde etmek için yeni bir Z- Kaynak çeviricisi tasarlanmıştır. Z- Kaynak çeviricisi, darbe genişlik modülasyonunun (PWM) kontrolü ile giriş gerilimine göre çıkış gerilimi alçaltır ya da yükseltir. Z- Kaynak çeviricisi maliyetleri azaltır ve güvenilirliği artırır. İkinci kaynak olan süper kapasitörler, yakıt hücresinin yetersiz kaldığı durumlarda yardımcı bir enerji kaynağı olarak kullanılmıştır. Süper kapasitörün gerilimini dc baraya uygun bir gerilime dönüştürmek için, iki bölgeli süper kapasitör dc-dc çeviricisi tasarlanmıştır.

SUMMARY

TITLE : Design of a Multiple Input DC/DC Converter

AUTHOR : Erkan SUNAN

Recently, demand for the alternative energy sources has been increasing more and more. Usage of hydrogen energy, which is one of the alternative energy sources, increases in parallel to improvements in the fuel cell technology. However, one of the main drawbacks of fuel cell is its slow dynamic response. Due to this slow dynamic response, dc distribution bus voltage of a hybrid vehicle, which is ideally equal to 42 V, has a considerable difference from 42V. To ensure the performance and compatibility characteristics required by a hybrid vehicle system, super capacitors with faster power response should be used together with the fuel cell has relatively slow power response.

In this thesis study, a converter system which converts the inputs comprised of different energy sources to single output with only one type of energy is designed for hybrid and fuel cell vehicles. For this aim, the DC distribution configuration is chosen to combine the multiple inputs. A new Z-Source converter is designed to get a constant output voltage even though there is some voltage change stems from the slow dynamic response of the fuel cell. Z-Source converter regulates the output voltage according to input voltage, by controlling the pulse width modulation (PWM). It reduces the cost and improves the reliability. Super capacitors, which are the secondary energy sources for the system, are used as an auxiliary energy source in case the fuel cell, the primary energy source, may be insufficient. A two-quadrant, super capacitor dc-dc converter is designed to convert the super capacitor voltage to a voltage level suitable for dc bus.

TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans Eğitimim boyunca gerek seminerler aşamasında gerekse tezimin hazırlanması aşamasında desteğini ve ilgisini esirgemeyen değerli hocam Yrd.Doç. Dr. Abdulkadir BALIKÇI'ya, beni teşvik eden değerli hocam Doç. Dr. M. Hakan HOCAOĞLU'na, manevi desteklerinden dolayı İzmit Gümrük Muhafaza Memurlarına, tezin donanım altyapısında katkılarından dolayı Texas Instruments Türkiye ofisinden başta Murat İLHAN ve diğer arkadaşlara, tez aşamasında fikir alışverişinde bulunduğum arkadaşlarım Cihan GÖKÇÖL, Tufan KAYIKLI, Umut ÖNDİN 'e, tez aşamasında yardımlarından dolayı Murat BAŞARAN, Dinçer ÖZTÜRK, Türev SARIKURT, Ceyhun SEZENOĞLU, Onur ÖZTÜRK, Uğur HASIRÇI, Özgür KARACASU'a ve beni büyütüp-yetiştiren, okutan değerli anneme ve babama , manevi desteklerini ve sabırlarını esirgemeyen ağabeylerime ve kıymetli büyüklerime, teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
SUMMARY	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
TABLolar DİZİNİ	xiv
1. GİRİŞ	1
2. ÇOK GİRİŞLİ TEK ÇIKIŞLI D.C-D.C ÇEVİRİCİLER	5
2.1 Seri Konfigürasyon:	5
2.2 DC Dağıtım Konfigürasyonu	6
2.3 Yüksek Frekanslı AC Dağıtım (hfac)	8
2.4 Basamaklanmış Çok Seviyeli Konfigürasyon	11
2.5 Çok Seviyeli Konfigürasyon	13
3. Z-SOURCE EVİRİCİ	16
3.1 Gerilim Kaynak ve Akım Kaynak Eviriciler İncelenmesi	16
3.2 Z-Kaynak Eviriciler	19
3.3 Eşdeğer Devre, Çalışma Prensipleri ve Kontrol	22
3.4 Devre Analizi ve Elde Edilebilir Çıkış Gerilimi	26
3.5 Z-Kaynağı Bağlantısının Endüktör ve Kapasitör Gereksinimleri	28
3.6 Z-Kaynağı Eviricinin Devre Parametrelerinin Tasarlanması	29

4. Z-KAYNAK DC-DC ÇEVİRİCİ SİSTEMİNİN SİMÜLASYONU	34
4.1 Önerilen Z-Kaynak DC-DC Çeviriciler Topolojisi:	34
4.2 Voltaj Beslemeli DC-DC Çeviricinin Analizi:	36
4.3 Simülasyon Sonuçları	40
4.4 Simülasyon Sonuçları Değerlendirmesi	44
5. İKİ -BÖLGELİ SÜPER KAPASİTÖR ÇEVİRİCİSİ	45
5.1 Eşdeğer Devre, Çalışma Prensipleri ve Kontrol	45
5.2 Simülasyon Sonuçları	49
6. ÇOK GİRİŞLİ DC/DC ÇEVİRİCİ TASARIMININ GERÇEK ZAMANLI DENETİMİ	52
6.1 Çok Girişli Sistemin Kaynakları	52
6.1.1 Yakıt Hücresi	52
6.1.2 Süper Kapasitör	53
6.2 Donanım	54
6.2.1 Güç Kaynağı Devresi	54
6.2.2 Güç Elektroniği Devresi	59
6.2.3 Analog Ölçüm Devresi	64
6.2.4 Sayısal Kontrol Devresi	67
6.3 Hibrid Sistemin Kontrolü	70
6.4 Uygulama Sonuçları:	72
6.4.1 İki bölgeli süper kapasitör kapasitör çevirici	72
6.4.2 Z-Kaynak Çevirici	79
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	90
KAYNAKLAR	92
ÖZGEÇMİŞ	97

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

CO _x	: Karbon oksit
DOE	: U.S. Enerji departmanı
PEM	: Proton değişim membran
H _{fac}	: Yüksek Frekanslı AC Dağıtım
PDM	: Darbe yoğunluğu modülasyonu
EMI	: Elektromanyetik engel (electromagnetic interference)
I-kaynaklı	: Akım kaynaklı
V kaynak	: Gerilim kaynaklı
PWM	: Darbe genişliği modülasyonu
Z- kaynaklı	: Empedans kaynaklı
v _a *	: Üst ve alt a anahtarların Kontrol gerilimleri
v _b *	: Üst ve alt b anahtarların Kontrol gerilimleri
v _c *	: Üst ve alt c anahtarların Kontrol gerilimleri
L ₁ , L ₂	: Empedans kaynağının bobinleri
C ₁ , C ₂	: Empedans kaynağının kondansatörleri
T	: Anahtarlama periyodunda
T ₁	: Anahtarlama kesimdeki periyodun
T ₀	: Anahtarlama iletimdeki periyodun
V ₀	: Dc kaynak gerilimi
V _L	: Empedans kaynağının bobinin üzerindeki gerilim

V_C	:	Empedans kaynağının kondansatör üzerindeki gerilim
B	:	Shoot through sıfır konumundan kaynaklanan yükseltme katsayısıdır
M	:	Modülasyon indisidir
\bar{I}_L	:	İndüktörden geçen ortalama
P	:	Yakıt hücrelerini toplam gücü
V_{in}	:	Giriş gerilimi
D	:	Görev bölgesi
Φ	:	Çekirdekten geçen akı
N	:	Sargı sayısı
ΔV_C	:	Kapasitör deki gerilim dalgalanması
$V_{supercapacitor}$:	Süper kapasitör gerilim
V_{bara}	:	Bara gerilimi
UPS	:	Kesintisiz Güç kaynağı
P_{FCMin}	:	Yakıt hücrelerinin minimum güç
P_{FCMax}	:	Yakıt hücrelerinin maksimum güç
$V_{superCMin}$:	Süper kapasitörün minimum gerilim
$V_{superMax}$:	Süper kapasitörün maksimum gerilim
P_{BusREF}	:	Baradaki referans gücü

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
2. 1 Seri konfigürasyonun blok diyagramı [13]	5
2. 2 Dc dağıtım konfigürasyonun blok diyagramı [13]	7
2. 3 Hfac dağıtım konfigürasyonun blok diyagramı [13]	9
2. 4 İki farklı kaynağı tek girişe çeviren sistemin blok diyagramını görüyoruz.	10
2. 5 Basamaklanmış çok seviyeli konfigürasyon[4]	11
2. 6 Alçaltıcı ve yükseltici çeviricinin pasif akım yolu[4]	12
2. 7 Çok seviyeli konfigürasyonun blok diyagramı [13]	14
2. 8 Dört yakıt hücresi için diyot clamped evirici.	14
3. 1 Genelensel V-kaynak evirici[18]	17
3. 2 Genelensel I-kaynak eviricisi [18]	18
3. 3 Z-kaynak eviricinin genel yapısı	20
3. 4 Anahtarlama elemanı ve diyot elemanı anti-paralel kullanılması ile Z-kaynak eviricisinin yapısı	20
3. 5 Anahtarlama elemanı ve diyot elemanı seri kullanılması ile Z-kaynak eviricisinin yapısı	20
3. 6 Yakıt hücreleri için geleneksel iki kademeli güç çevrimi	21
3. 7 Yakıt hücreleri için Z-Kaynak eviricisi	22
3. 8 Sıfır Shoot-through olmadığı durumda geleneksel darbe genişliği modülasyonu (PWM) kontrolü [18]	23
3. 9 Sıfır Shoot-through durumda değiştirilmiş geleneksel darbe genişliği modülasyonu (PWM) kontrolü	24
3. 10 Dc linkten görülen Z-kaynak eviricinin eşdeğer devresi	25
3. 11 Shoot-through sıfır durumda Dc linkten görülen Z-kaynak eviricinin eşdeğer devresi	25
3. 12 NonShoot-through durumda Dc linkten görülen Z-kaynak eviricinin eşdeğer devresi[18]	25
3. 13 İki (Coupled) indüktör[21]	31

4. 1 İki-yönlü Z-kaynak dc-dc çevirici topolojisi	35
4. 2 Önerilen çevirici iki yönlü çalışmada: (a) Gerilim-beslemesi (b) Akım-Besleme	35
4. 3 Gerilim beslemeli Z-Kaynak dc-dc çeviriciler	36
4. 4 (a) 1. Durum: S1 ve S2 anahtarı kesimde (b) 2. Durum: S1 anahtarı iletimde ve S2 kesimde[26]	37
4. 5 Z-Kaynak dc-dc çeviricilerin duty periyodu karşı gerilim kazancı (a) Gerilim beslemeli (b) Akım beslemeli	39
4. 6 Simülasyon sonuçları; (a) Çıkış Dc gerilim, (b) Giriş Dc gerilim, (c) Z-Neiki rk kapasite gerilimi, (d) Z-Network endüktör akımı, (e) Çıkış Dc akımı	41
4. 7 Frekans spektrum simülasyon sonuçları	42
4. 8 Giriş gerilimi 42 Voltken simülasyon sonuçları.	43
4. 9 Frekans spektrum simülasyon sonuçları.	44
5. 1 İki bölgeli süper kapasitör çeviricisi	46
5. 2 Süper kapasitörden baraya doğru yükseltici çevirici olarak çalışması[30]	47
5. 3 DC Baradan süper kapasitöre doğru alçaltıcı çevirici olarak çalışması[30]	48
5. 4 Süper kapasitörden Dc baraya enerji akışı.	50
5. 5 Dc baradan Süper kapasitöre enerji akışı.	51
6. 1 TPS40060 modülünün uygulama diyagramı	55
6. 2 DCR02 serisi regüle çevirici içyapısı	56
6. 3 Güç Kaynağı Devresi	57
6. 4 Güç Kaynağı Devresi Şeması	58
6. 5 IGBT Sürücü Devresi	62
6. 6 Hibrid sürücüsü V1a502-1R devre şeması	63
6. 7 Analog Ölçüm devreleri	65
6. 8 Akım ve Gerilim kartının devre şeması	66
6. 9 Kontroller devrenin açık şeması	68
6. 10 Kontroller kartının devre şeması.	69
6. 11 Hibrid yapının kontrol prensibi	70
6. 12 10 Amperde süper kapasitörün şarj grafikleri (a) Gerilim grafiği (b) Akım grafiği	73

6. 13 10A'de şarj edilen süper kapasitörün boşalma eğrileri (a) Gerilim eğrisi (b) Akım eğrisi	74
6. 14 20 Amperde süper kapasitörün şarj grafikleri (a) Gerilim grafiği (b) Akım grafiği	75
6. 15 20A'de şarj edilen süper kapasitörün boşalma eğrileri (a) Gerilim eğrisi (b) Akım eğrisi	76
6. 16 27 Amperde süper kapasitörün şarj grafikleri (a) Gerilim grafiği (b) Akım grafiği	77
6. 17 (a) Süper kapasitörün gerilim değişimi (b) DC bara gerilim değişimi (c) DC bara akım değişimi	78
6. 18 Z-kaynak çevirici devre şeması	79
6. 19 Z-kaynak çeviricinin Endüktans akımı(I_L)	80
6. 20 Z-kaynak çeviricinin a) PWM, b) Bara gerilimi(V_{bara})	81
6. 21 Z-kaynak çeviricinin a) Kapasite gerilimi(V_c), b) Kapasite akımı(I_c)	82
6. 22 Z-kaynak çeviricinin çıkış akımı(I_{out})	83
6. 23 Z-kaynak çevirici için simülasyon sonuçları	83
6. 24 Farklı yüklerde Z-kaynak çeviricinin endüktans akımı, kapasite gerilimi, çıkış gerilimi ve PWM (a)75kw (b)225kW	84
6. 25 Farklı yüklerde Z-kaynak çeviricinin endüktans akımı, kapasite gerilimi, çıkış gerilimi ve PWM (a) 375W (b) 525W	85
6. 26 Farklı yüklerde Z-kaynak çeviricinin endüktans akımı, kapasite gerilimi, 750W	86
6. 27 Darbe genişlik modülasyonunun sabit görev bölgesinde (Duty) ve farklı yüklerde Z-kaynak çeviricinin kapasite akımı, kapasite gerilimi, çıkış gerilimi ve PWM (a)75kw (b)225kW	87
6. 28 Darbe genişlik modülasyonunun sabit görev bölgesinde (Duty) ve farklı yüklerde Z-kaynak çeviricinin kapasite akımı, kapasite gerilimi, çıkış gerilimi ve PWM (a) 375W (b) 525W	88

TABLolar DİZİNİ

<u>Tablo</u>	<u>Sayfa</u>
Tablo 4. 1 Z-Kaynak dc-dc çeviricinin gerilim transfer oranı	36
Tablo 5. 1 Anahtar durumları	46
Tablo 6. 1 Nexa güç modülü	53

1.GİRİŞ

Enerji, günümüzün vazgeçilmez unsurlarından biridir. Dünya, enerji gereksiniminin büyük bir kısmını geleneksel enerji kaynaklarından karşılamaktadır. Mevcut fosil enerji kaynaklarının (doğalgaz, petrol, kömür vb.) gerek bilinen ömürlerinin azlığı, gerekse ortaya çıkardığı çevresel sorunlar herkesçe bilinmektedir. Yakıt seçiminde önceki yıllarda ekonomiklik ve stratejik güvenlik ön planda iken, son yıllarda “çevre” önem kazanmıştır. Bu bilincin gelişmesindeki en önemli neden, “kirletmeme” maliyetinin sonradan “temizleme”ye göre daha düşük olmasıdır. Çevresel sorunların temelini karbon oksit (CO₂) emisyonu teşkil etmektedir. Yapılan araştırmalar sonucunda oluşan karbon ve oksijen birleşimi olan CO_x’ in %60’ının taşıtlardan kaynaklandığını göstermektedir. Devamlı artmakta olan araç sayısına bağlı olarak, kirliliğin de hızla artması, sera etkisinin oluşması ve iklim değişikliği sorunları alternatif sistemlerin kullanılmasını gündeme getirmiştir [1]. Bu problemlerin üstesinden gelmek için fosil enerji kaynaklarının yerine yenilenebilir enerji kaynakları kullanılmalıdır [2,3].

Yenilenebilir enerji kaynaklarından biriside yakıt hücresidir. Yakıt hücresinin elektriksel verimi teorik olarak %70’ten fazladır (Şimdiki teknolojiyle %45 civarına ulaşılabilir)[4].Yakıt hücresi elektrikli araç uygulamalarında kullanılmaktadır. Elektrikli araç uygulamalarında, tamamen elektrikli olabileceği gibi, başka enerji kaynakları da kullanarak, hibrid yapıda da olabilirler. Hibrid elektrikli araçlarda birincil kaynak olarak Yakıt hücresi, ikincil enerji kaynağı olarak bataryalar, süper kapasitörler ve volanlar kullanılmaktadır[1,5].

Daha ekonomik ve daha temiz enerjili araçlar için otomotiv hibrit elektriksel sistemleri geliştirilmektedir. Honda Insight ve Toyota Prius gibi hibrit elektrikli araçlar bilhassa özellikle U.S. Enerji departmanı (DOE) tarafından test edildi ve yakıt tasarrufu yapıldığı gösterildi[6]. Yakıt hücresi birçok uygulamada ana kaynak olma yolunda geliştirilmektedir. DOE tarafından tasarlanan ve geliştirilen yakıt hücreli transit otobüs

sıfır emisyonlu bir araç olarak kabul edildi. Bu araçta gerçekte tek emisyon kaynağı su buharıdır[7]. Yakıt hücresinin içyapısı pompalar, valfler ve hidrojen dağıtım sistemiyle sınırlıdır. Yakıt hücresinin temel eksik noktalarından biri ağır dinamiğidir[8-9]. Son zamanlarda hibrid otomotiv sistemi tarafından ihtiyaç duyulan performans ve sistemin uyumluluk karakteristiklerini görmek için, yakıt hücresinin daha yavaş güç üretmesinde kaynaklanan hataları azaltmada çok hızlı ek güç sağlayan süper kapasitörler kullanılmıştır [10]. Yakıt hücresinin ağır dinamik durumu haricinde, hibrid araç sistemlerinde kullanılan elektrik motoru, yol alırken, kısa zamanda DC baradan yüksek bir enerji talep etmesi otomotiv sistemlerinde büyük bir problem oluşturabilir. Bu problemleri çözmek için, sistemin ihtiyacı olan yüksek enerji geçişini sağlamada, hızlı bir yardımcı kaynağa gerek duyulur. Bu amaçla kısa sürede yüksek akımlı sağlayan süper kapasitörler geliştirilmiştir[10-11]. Süper kapasitörlerin sistemin cevap verme süresi bataryalara göre çok iyidir. Bataryalarla karşılaştırdığımızda, süper kapasitörler daha uzun ömürlü olma ve yüksek genlikli güçlerde çalışabilme gibi iki önemli özelliğe sahiptir. Milyonlarca saykıl yapabileceklerinden dolayı neredeyse bakıma ihtiyaç duymazlar. Süper kapasitörlerde büyük anma akımları, hızlı şarj kadar hızlı deşarjı da mümkün kılmaktadır. Bataryalara göre oldukça düşük enerji kapasitesine sahiptirler. [11-12].

Hibrid araç uygulamalarında yaşanan problemlerden biride çok girişli yapıda kullanılacak yakıt hücresi, süper kapasitörler ve bataryaların nasıl bağlanacağıdır. Yakıt hücresi, süper kapasitör gibi çok girişli yapılarda karşılaşılan sıkıntılar, artan çevirici sayısına göre kayıpların ve sinyal bozulmasının arttırmasıdır. Faydası ise düşük gerilimli güç kaynaklarının daha iyi yönetilmesinin sağlanmasıdır.[4]

Dc kaynaklar (Süper kapasitör, batarya, yakıt hücresi) seri bağlandığı zaman aşağıdaki zararlı etkileri yapar:

- Verimsizlik
- Dc kaynaktan oluşan arızanın tüm sistemi etkilemesi
- Aşırı/yetersiz şarj/deşarj

- Dc kaynakların yönetim ve görüntüleme eksikliği

Çok girişli ve tek çıkışlı sistemlere geçiş, bu problemleri belli bir dereceye düşürür ve her bir modülün daha iyi yönetilmesi ve işletilmesine yardımcı olur. Bu tezde, çok girişli ve tek çıkışlı sistemlerden, dc dağıtım konfigürasyonu seçilmiştir[4].

Süper kapasitör ve proton değişim membran (PEM) yakıt hücresi kullanarak, bir kontrol algoritması sunulmuştur. Birinci kaynak olarak PEM yakıt hücresi dc-dc Z-kaynak cevirci vasıtasıyla 42V DC(powerNet) ve ikinci kaynak olan süperkapasitör iki bölgeci dc-dc cevirci yardımıyla DC baraya bağlandı. Süper kapasitörler hızlı çift yönlü yardımcı güç kaynağı olarak kontrol edildi. Sistemde 1.2kW PEM Yakıt hücresi ve ona paralel bağlı bulunan süper kapasitif depolama aygıtı(650F, 28V) kullanılmaktadır. Sistem kontrol yapısında yüksek dinamikte akım çevrimi için dijital kontrol, gerilim çevrimi için analog kontrol yapılmıştır. Ana ve yardımcı kaynaklar arasında DC baradaki güç paylaşımını sağlayan bir algoritma gerçekleştirilmiştir. Bu algorithmadaki kullanılan Yakıt hücresi ve süper kapasitörlerin enerji değişimleri deneysel sonuçlarla desteklenmiştir.

İkinci bölümde; literatür taraması yapılarak çok girişli tek çıkışlı dc-dc çevirciler incelenerek irdelenmiştir. Çok girişli tek çıkışlı dc-dc çevircilerin özellikleri, avantaj ve dezavantajları sunulmaktadır.

Üçüncü bölümde; üç evirci türü incelenmektedir. Bu evircileri güç akış yönlerine bağlı olarak (gerilim beslemeli) gerilim kaynak evirci, (akım beslemeli) akım kaynak evirci ve empedans kaynak (empedans beslemeli) güç evircileridir (kısaca z-kaynak evirci) . Gerilim kaynak ve akım kaynak evircilerin kavramsal ve teoriksel engel sınırlılıkları incelenmiştir. Z-kaynak evirci çalışma prensipleri ve kontrolü, yakıt hücresi uygulamalarında ihtiyaç duyulan dc-ac güç dönüşümünde gerekli olan bir z kaynak evircisi örneği üzerinden sunulmuştur.

Dördüncü bölümde; üçüncü bölümde anlatılan z kaynak evirici sistemi örnek alınarak, elektrikli araç uygulamalarına uygun yeni bir Z-Kaynak dc-dc çevirici topolojisi önerilmektedir. Önerilen Z-Kaynak dc-dc çeviricisi kaynak ve yükün yerlerinin değiştirilmesi durumunda, gerilim besleme ve akım besleme modlarında çalışabilmektedirler. Önerilen topolojinin kontrol yöntemi ve çalışma prensibi sunulmaktadır. Ayrıca sistemin analiz ve simülasyon, güç simülasyon programı PSIM’le yapılmıştır. Simülasyon sonuçları ve grafikleri elde edilmiştir.

Beşinci bölümde; İki bölgeli süper kapasitör çeviricisi kontrol yöntemi ve çalışma prensibi sunulmaktadır. Sistemin analiz ve simülasyonları güç simülasyon programı PSIM’le yapılmış ve sonuçların grafikleri elde edilmiştir.

Altıncı bölümde; sistemin gerçek zamanlı kontrolünde kullanılan devreler ve deneysel sonuçlar yer almaktadır. PEM yakıt hücresi ana kaynak ve süper kapasitör yardımcı kaynak olarak sistemde kullanılmaktadır. Bunun için kontrol algoritması detaylı olarak anlatılmıştır. Deneysel sonuçlar iki kısımda elde edilmiştir: ilkinde bir çevirici ile DC baraya bağlandığında PEM yakıt hücresinin karakteristiklerini gösterilmiştir; ikincisinde ise hibrit sistemin çalışmasını ve DC barada farklı durumlar için hibrit karakteristiği gösterilmiştir.

Yedinci bölümde; ise simülasyon ve gerçek zamanlı kontrol deneylerinde alınan sonuçlar irdelenmiş, sistemin avantaj ve dezavantajları üzerinde durulmuştur.

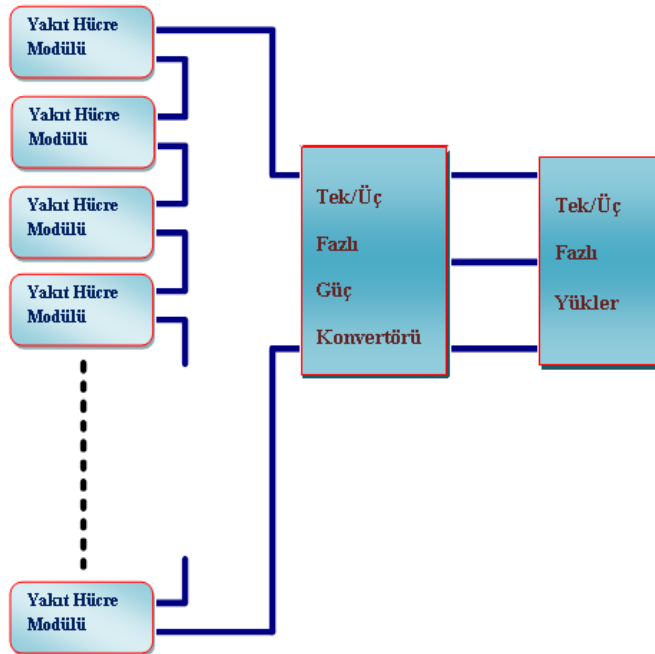
2. ÇOK GİRİŞLİ TEK ÇIKIŞLI DC-DC ÇEVİRİCİLER

Düşük gerilimli enerji kaynaklarına örnek olarak yakıt hücreleri, güneş hücreleri, bataryalar ve ultra kapasitörler verilebilir[4]. Bu bölümde, Birçok kaynağın birleştirilmesinde kullanılan, dc-dc çeviriciler veya dc-ac eviricilerin bağlantı şekilleri üzerinde durulmuş, çok girişli sistemlerin avantajları ve dezavantajları incelenmiştir

Bu çalışmada birçok yakıt hücresi modülünü birleştirmek için beş ayrı yöntem önerilmiştir. Bunlar, Seri, dc dağıtım, hfac dağıtım, basamaklanmış çoklu seviye ve çoklu seviye konfigürasyonlardır.

2.1 Seri Konfigürasyon:

Yakıt hücrelerini birleştirmenin en kolay yolu onları seri bağlamak ve çıkışı şekil 2'deki gibi dc-dc çeviriciler veya dc-ac eviriciye bağlamaktır. Gerekli güç seviyesini elde etmek için yakıt hücreleri paralel de bağlanabilir.



Şekil 2. 1 Seri konfigürasyonun blok diyagramı [13]

Yakıt hücreleri üzerinden akım geçmemesi gerektiği için paralel bağlanırken çok dikkatli olunmalıdır. Yakıt hücreleri arasında dolaşabilecek akımı önlemek için bir diyot kullanılmalıdır.

Seri bağlı yakıt hücreleri dc hat üzerinden dc-ac eviriciye bağlanır. (Şekil 2. 1). Bu güç bağlantısında dc-dc çeviricide kullanılabilir.

Seri konfigürasyonunun avantajları:

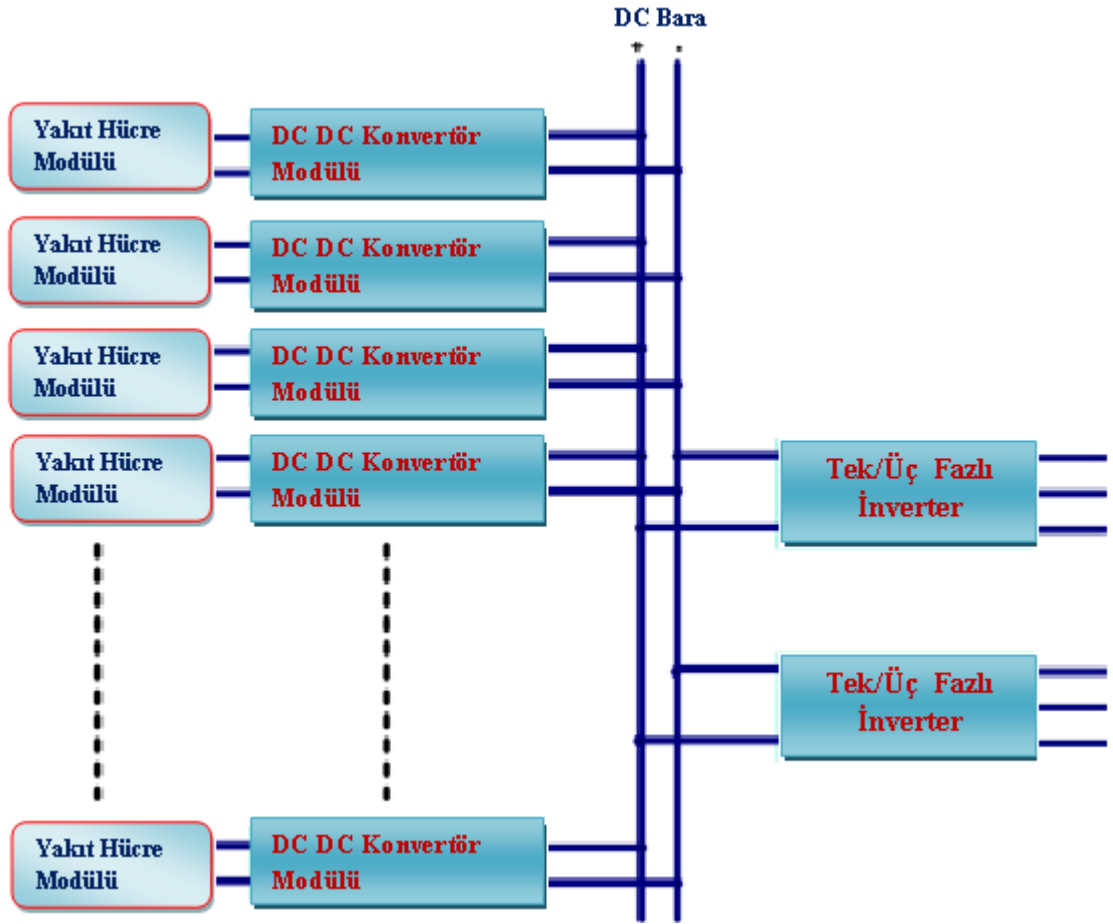
- Yakıt hücresi modülleri basit seri bağlantıyla bağlanır
- Cihaz sayısı azdır.
- Daha çok Üç fazlı evirici modüller kullanılır bundan dolayı ucuzdur. Yüksek değerli anahtarlar kullanılırsa daha pahalı olurlar.

Seri konfigürasyonunun dezavantajları:

- Eğer bir yakıt hücresi bozulursa tüm sistem çalışmaz. Bozulan ünite değiştirilmeli veya harici olarak atlanmalıdır. Bu, güvenilirlik kuşkusu yaratır.
- Yakıt hücresinde gerilim ve yük kontrol edilmez.

2.2 DC Dağıtım Konfigürasyonu

Seri sistemin dezavantajlarının üstesinden gelmek için her bir yakıt hücresine bir dc-dc çevirici bağlanır ve her bir dc çevirici birbirlerine paralel olacak şekilde bağlanarak, dc dağıtım konfigürasyonu oluşturulur (şekil 2.2). Bu dc dağıtım konfigürasyonunda yük veya üç fazlı bir evirici kullanılabilir.



Şekil 2. 2 Dc dağıtım konfigürasyonunun blok diyagramı [13]

Bu konfigürasyonda her bir yakıt hücresi modülünün kendi, dc çevirici modülü vardır. Yakıt hücresi modülü gerilimi dc dağıtım/link geriliminden az olduğu için bu dc-dc çeviriciler istenen gerilim büyüklüğünü sağlamak için kullanılmıştır.

Güvenilirliği arttırmak için bu konfigürasyonda gerekenden fazla sayıda yakıt hücresi de kullanmak gerekir. Ayrıca, uygulamaya bağlı olarak bir veya birkaç eviriciyi beslemek için sabit gerilimli dc link kullanılabilir.

DC dağıtımın avantajları:

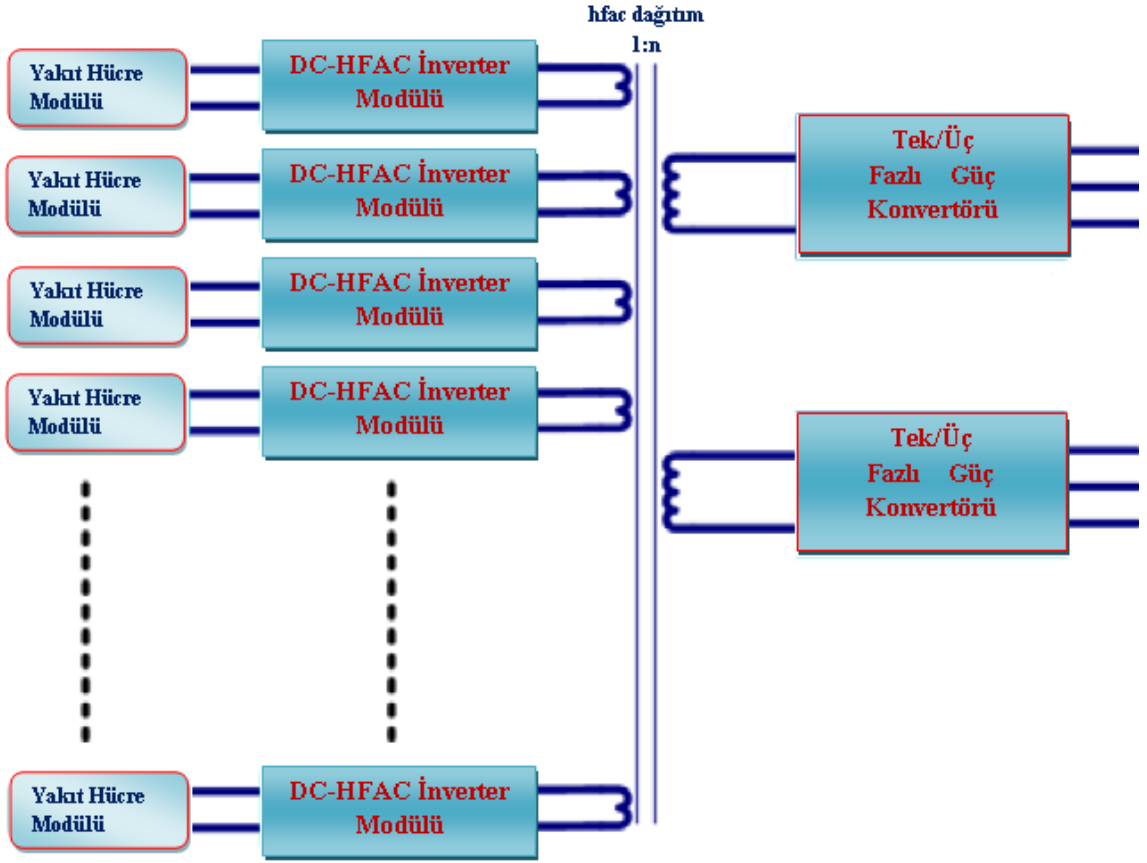
- Her bir yakıt hücresi dc-dc çevirici modülü ile bağımsız olarak kontrol edilebilir. Bakım amaçlı olarak yakıt hücreleri çıkarılırsa veya yer değiştirilse bile sistem çalışmaya devam eder. Bu nedenle bu sistem seri sisteme göre daha güvenilirdir.
- Dc-dc çevirici modülleri ile birlikte fazla miktarda yakıt hücresi ekleyerek güvenilirlik artırılabilir.
- Her bir alt sistem bireysel modül olarak tasarlanabilir ve istenildiği gibi birleştirilebilir. Kullanılan modüller: yakıt hücresi modülü, dc-dc çevirici modülü, ve evirici modülüdür.

DC dağıtımın dezavantajları:

- Dc-dc çeviricinin çıkışlarındaki ani gerilimler eşit değilse, dolaşım akımı oluşur. Bu, sistemin çalışmasına zarar verir bu yüzden önlenmelidir.
- Bu konfigürasyonda dc-dc çeviricilerden dolayı seriye göre daha fazla cihaz kullanılır. Fakat cihazların güç değerleri daha düşüktür.

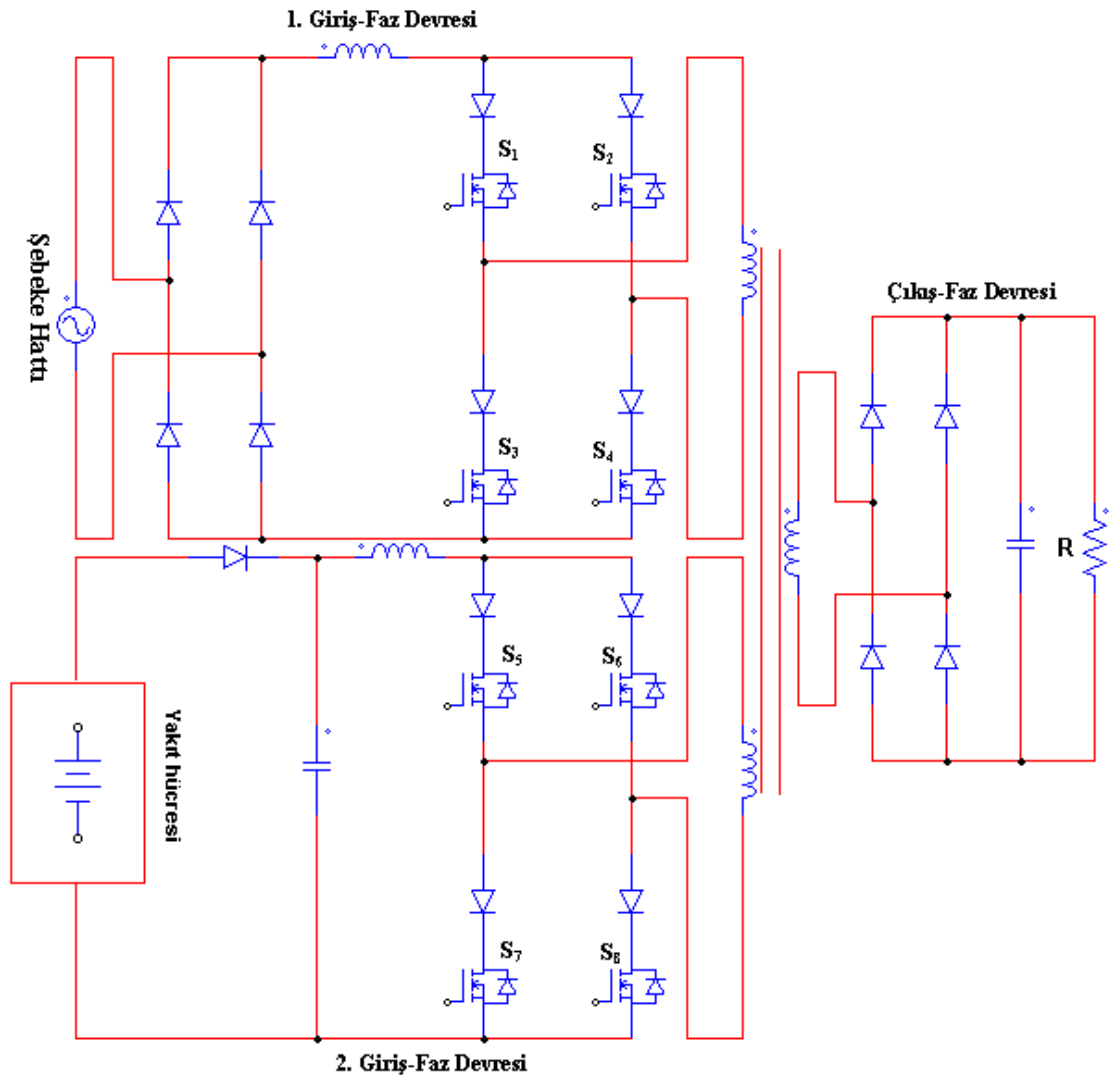
2.3 Yüksek Frekanslı AC Dağıtım (hfac)

Her bir yakıt hücresine dc girişi 20kHz'ten daha yüksek frekanslı ac gerilimine çeviren bir H köprüsü eviriciler bağlanır(şekil 2.3). Bu ac gerilim çoğunlukla sinüs dalgası, kare dalga veya sıfır aralıklı kare dalgadır. Bu eviricilerden elde edilen gerilimi yüksek frekans trafosuna verilir. Bu trafonun ikinci sargısı, yüksek frekanslı ac gerilimini 50Hz gibi düşük frekanslı ac gerilimine çevirir. İkinci sargı kısmında, bir veya birkaç matris eviriciye bağlanabilir. Şekil 2.3 'de görüldüğü gibi, birkaç evirici, fazlardan birinci sargı veya ikinci sargıya bağlanabilir ve uygulamaya göre istenen güçlerde üretilir. Bu hfac trafo normal büyük boy 50Hz trafoya göre daha küçüktür. Frekans arttıkça trafonun boyutu düşmektedir. 42kVA 20kHz 'lik bir trafo her bir kenarı 12 cm olan küp gibidir.



Şekil 2. 3 Hfac dağıtım konfigürasyonunun blok diyagramı [13]

Yakıt hücresi geriliminin yükü değişimi sonucu oluşan problem bu konfigürasyonda da vardır. Bu problemin bir çözümü yakıt hücresi çıkışlarına fazladan gerilim regülâtörü koymaktır. Diğer bir çözüm ise, yakıt hücresi gerilimini görüntülemek ve kontrol sinyallerini sırasıyla değiştirmekten ibarettir. Eğer saykıl evirici/matrix evirici darbe yoğunluğu modülasyonu (PDM) kullanılırsa, PDM kontrol çıkışın gerilim-zaman alanına bağlı olduğu için problem ek donanım veya yazılım olmadan çözülür.



Şekil 2. 4 İki farklı kaynağı tek girişe çeviren sistemin blok diyagramını görüyoruz.

Şekil 2.4' de iki farklı kaynağı tek girişe çeviren sistemin blok diyagramını görüyoruz. Bu sistemde çıkış devresi, çıkış filtresi ve ac/dc tam köprü doğrultma yer alır.

Hfac Trafoların avantajları:

- Yüksek frekansta çalıştıkları için harmonikler yüksek derecededir ve bunları küçük filtrelerle süzmek daha kolaydır.

- Yüksek frekansta; gereken pasif bileşenler daha küçüktür modülerite dc dağıtım ile benzerdir.

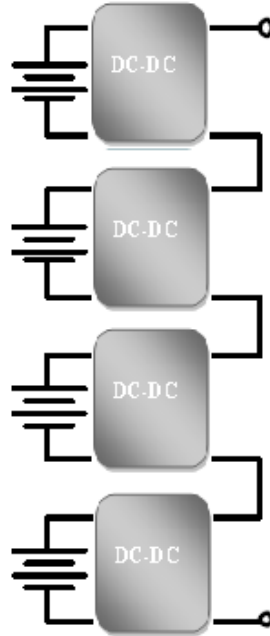
Hfac Trafoların dezavantajları:

- Hfac trafo özel olarak tasarlanır bu yüzden pahalıdır.
- Eğer trafo giriş gerilimi dc bileşen içeriyorsa, trafoda doyumu problemi olacaktır.

- Saykıl evirici ve matris eviricinin kontrolü ve bunların bir fazlı yüksek frekanslı eviricilere etkileşimi nedeniyle bu konfigürasyonun kontrolü karmaşıktır.

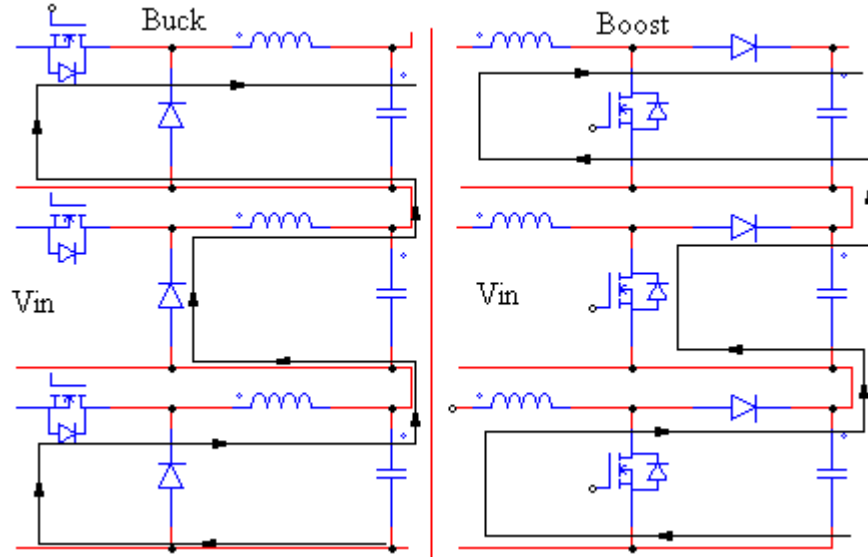
2.4 Basamaklanmış Çok Seviyeli Konfigürasyon

Basamaklanmış çok seviyeli çevirici özellikle seri bağlanmış modüler enerji kaynaklarıyla kullanılmalıdır. Her modül dc-dc çeviriciye sahip küçük boyutlu modüllere ayrılır daha sonra bunlar seri bağlanarak orijinal bus çıkışına eşit büyüklükte gerilim verirler(şekil 2.5). [13,14].



Şekil 2. 5 Basamaklanmış çok seviyeli konfigürasyon[4]

Şekil 2. 6'da çeviricinin pasif akım yolu görülmektedir. Alçaltıcı çevirici modül durumunda, dc kaynak, silikon bir anahtarla çıkıştan yalıtılmıştır ve çok seviyeli çeviricinin çıkışı, diyot gerilim düşümüne maruz kalır. Yükseltici çevirici durumunda ise dc kaynak kısa devre edilir ve akım iki silikon malzeme üzerinden akar. İki durumda da toplam gerilim bir çeviricinin çıkışı üzerine düşer. Bu kaybı karşılamak için diğer modüller kendi gerilimlerini arttırır. Seri bağlı alçaltıcı çevirici durumunda bütün modüllerin başlangıçta giriş geriliminden daha küçük çıkış gerilimiyle çalıştırıldıkları söylenebilir. Yükseltici çevircilerde ise çıkış gerilimi başlangıçtaki giriş gerilimine hemen hemen eşittir fakat daha sonra istenildiği gibi arttırılabilir.



Şekil 2. 6 Alçaltıcı ve yükseltici çeviricinin pasif akım yolu[4]

Alçaltıcı çeviricide nispeten daha az iletim kaybı vardır ve dc kaynağı otomatik olarak yalıtır. Fakat, diğer modüllerin arızalanmasını önlemek için tepe geriliminde çalışmaz. Aksine yükseltici çeviriciler tepe geriliminde çalışır ve çıkışı gerektiği gibi arttırır. Fakat bu durumda iletim kayıpları artacak ve kaynak kısa devre olacaktır. Sonuç olarak, düşük silikon kayıplarından ve dc kaynak yalıtımından dolayı alçaltıcı çevirici tercih edilir fakat alçaltıcı çevirici maksimum gerilimde nadiren çalışır. Birçok Dc kaynak düşük tepe gerilimine sahip olduğu için maksimum gerilimde çalıştırmak için yükseltici çevirci kullanmak tercih edilir[4].

Basamaklanmış çok seviyeli çeviricilerin avantajları:

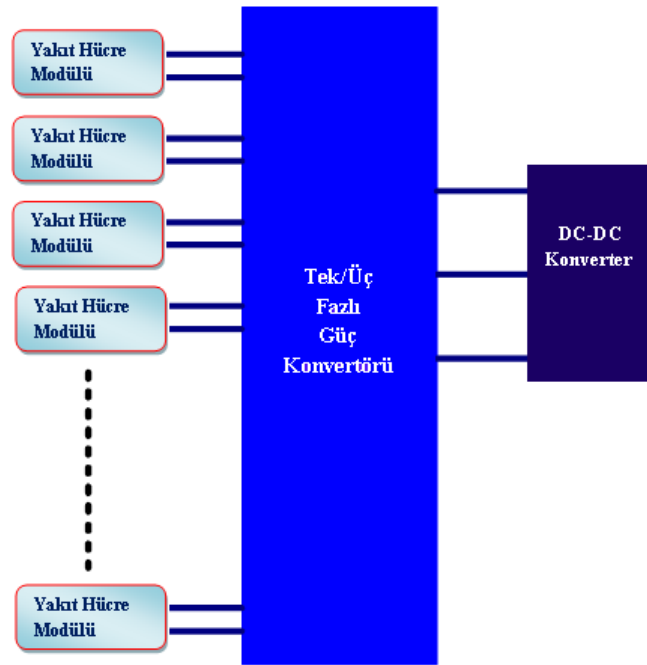
- Modülerdir bundan dolayı imalat giderleri düşüktür. Basamaklı çeviriciler diğer çok seviyeli çeviricilere göre daha modülerdir.
- Bir dc-dc modül, çevirici yığına kolaylıkla eklenebilir veya arızalı modüller çıkarılabilir.
- Modüller küçük ölçekte çalışacaktır ve dc kaynakların güç yönetimini daha doğru yapacaktır ve dolayısıyla da ömrünü uzatacaktır

Basamaklanmış çok seviyeli çeviricilerin dezavantajları:

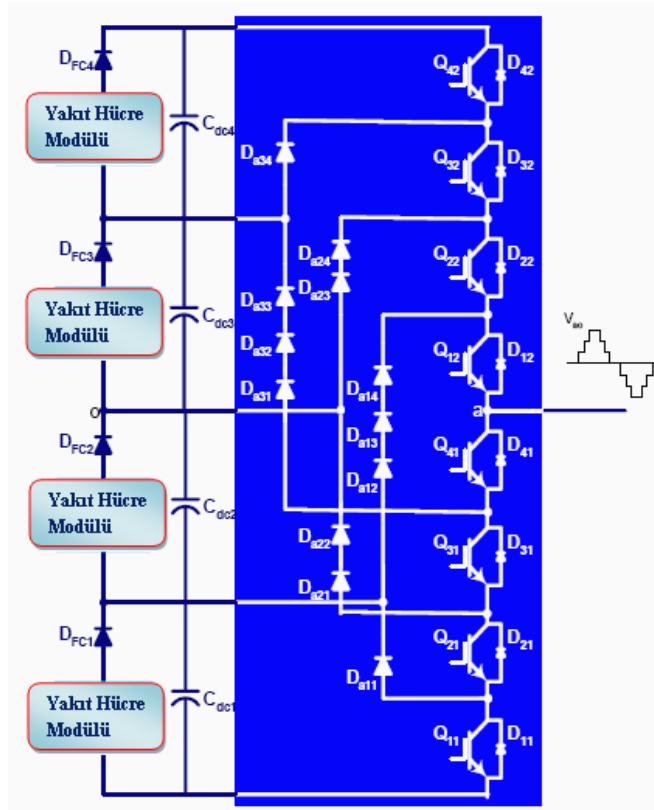
- Kullanılan cihaz fazladır fakat gerilim değerleri düşüktür. Anahtarların sayısının artması fiyatı arttırır fakat düşük değerli anahtarlar ucuzdur.
- Seri bağlandığında zaman bunlar her zaman istendiği gibi çalışmayabilirler. Çalışma sırasında her bir modülün çıkış gerilimi eklenecek ve çıkış akımı her modülden geçecektir.[4]

2.5 Çok Seviyeli Konfigürasyon

Yakıt hücresi modüllerine şekil 2.7'de görüldüğü gibi bir veya üç fazlı çok seviyeli evirici bağlanabilir. Bu durumda, yakıt hücresi gerilimleri görüntülenirse gerilim regülatörüne gerek kalmaz. Çok seviyeli eviricinin birçok çeşidi vardır. Şekil 2.8'de dört yakıt hücresi için diyot kenetlemeli çok seviyeli evirici görülmektedir. Çok seviyeli eviricinin adımlanmış çıkış gerilim dalga şekli şekil 2. 8'de görülmektedir.



Şekil 2. 7 Çok seviyeli konfigürasyonun blok diyagramı [13]



Şekil 2. 8 Dört yakıt hücresi için diyot clamped evirici.

Çok seviyeli eviricilerin avantajları:

- Modülerdir bundan dolayı imalat giderleri düşüktür.
- Güvenilirliği arttırmak için fazladan seviye eklenebilir.
- Her faz ayrı ayrı yapıldığı için kolaylıkla bir faz veya üç fazlı olarak tasarlanabilir.
- Eviricinin verimini arttırmak ve anahtarlama kayıplarını azaltmak için temel frekans anahtarlama tekniği[13,15,16] kullanılabilir.
- Basamaklanmış Çok seviyeli PWM[13,17] ve çok seviyeli uzay vektörlü PWM gibi diğer kontrol stratejileri de mümkündür.

Çok Seviyeli eviricilerin dezavantajları:

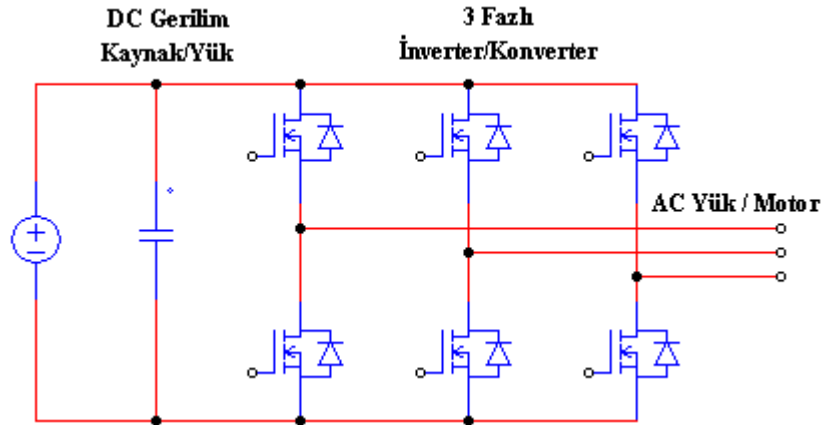
- Kullanılan cihaz fazladır fakat gerilim değerleri düşüktür. Anahtarların sayısının artması fiyatı artırır fakat düşük değerli anahtarlar ucuzdur.
- Temel frekans anahtarlama yüzünden düşük dereceli harmonikler daha yüksektir. Bunları düşürmek için bazı teknikler kullanılabilir[13,14].
- Yakıt hücresi uygulamalarında, dalgalanma akımından korunmak gerekir. Çok seviyeli eviricilerde yüksek dalgalanma akımı olur.

3. Z-SOURCE EVİRİCİ

Bu bölümde, (empedans beslemeli) bir empedanslı kaynak eviricisi (kısaca z-kaynak eviricisi), dc – ac ye çeviren sistemin kontrol metodu ve uygulanması ele alınmıştır. Z kaynak eviricisi, ana devresi güç kaynağına bağlı tek bir empedans devresinden oluşmaktadır. Sırasıyla kapasitör ve indüktör kullanılarak oluşturulan geleneksel gerilim (gerilim beslemeli) ve akım (akım beslemeli) kaynaklı evirici ile elde edilemeyen özellikler, Z-kaynak eviricisi ile kendine özgün bir şekilde elde edilir. Z-kaynak evirici geleneksel bir güç dönüşüm konseptine sahip olup, akım ve gerilim kaynak eviricilerinin sahip olduğu kavramsal, teorik engel ve sınırlamaların üstesinden gelmektedir. Z-kaynak konsepti bütün dc - ac, ac -dc, dc –dc, ac-ac güç dönüşümlerine uygulanabilmektedir. Z-kaynak eviricisi çalışma prensipleri ve kontrolü, yakıt hücresi uygulamalarında ihtiyaç duyulan dc-ac güç dönüşümü örneği üzerinden incelendi.

3.1 Gerilim Kaynak ve Akım Kaynak Eviriciler İncelenmesi

İki geleneksel evirici vardır. Bu eviriciler güç akış yönlerine bağlı olarak (gerilim beslemeli) gerilim kaynak eviricileri ve (akım beslemeli) akım kaynak eviricileridir. Geleneksel üç fazlı gerilim kaynak eviricilerin (V kaynak eviriciler olarak) yapısı şekil 3.1’de görülmektedir. Bir dc gerilim kaynağı tarafından beslenen kapasitörler ve kapasitörlere bağlı üç fazlı bir köprü ana evirici devresini oluşturmaktadır. Dc gerilim kaynağı; bir pil, yakıt hücresi yığını, diyot doğrultucusu ve/veya bir kapasitör olabilir. Ana devrede altı anahtar kullanılır. Her bir anahtar geleneksel olarak çift yönlü akım akışı ve tek yönlü gerilime olanak sağlayan cihazlardır. Anahtar elemanı bir ters paralel diyottan oluşan güç transistörüdür. Güç transistörü V kaynak eviricide yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. V-kaynak eviricisinin, kavramsal ve teorik birtakım engel ve sınırlamaları vardır.



Şekil 3. 1 Genelensel V-kaynak evirici

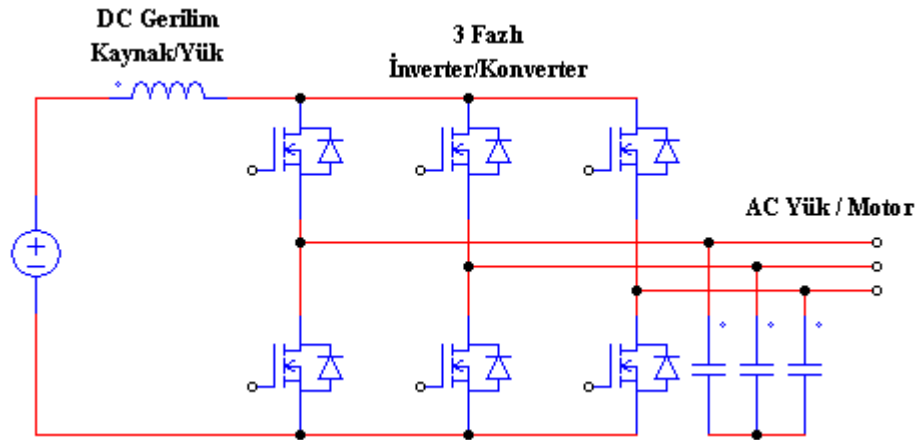
- Ac çıkış gerilimi alt sınırlıdır ve dc kaynak gerilim değerini aşamayabilir veya ac giriş geriliminden daha büyük olmak zorundadır. Bu yüzden, V eviricileri, dc den ac ye güç dönüşümü için bir alçaltıcı evirici ve V kaynak eviricisi ac den dc ye çevildiğinde bir yükseltici doğrultucusudur. Arzu edilen ac çıkış gerilimini elde etmek için dc – dc yükseltici çeviriciye ihtiyaç duyulur. Eklenen güç eviricileri, verimi düşürür ve sistem maliyetini artırır.

- Her bir anahtar grubunun oluşturduğu üst ve alt anahtarların eş zamanlı olarak açılıp kapatılması sırasında EMI (elektromanyetik girişim [electromagnetic interference]) gürültüsüne kapılabilir. Aksi takdirde, Shoot-through(alt anahtarla üst anahtarın aynı anda kapatılması durumu) durumu ortaya çıkar ve aygıtlar yanar. Eviricilerin güvenilirliğini büyük bir oranda etkileyen elektromanyetik parazit gürültüsü bir shoot-through problemidir. Alt ve üst seviye aygıtları oluşturdukları için ölü zaman dalga distorsiyonuna sebep olan etkenleri V-kaynak eviricinin çözmesi gereken bir problemdir.

- Gerilim kaynak eviricileri ek güç kaybı ve kontrol karmaşasına neden olan akım kaynak eviricileriyle kıyaslandığında sinusoidal bir gerilim sağlamak için bir çıkış LC filtresine ihtiyaç duyar.

Geleneksel üç fazlı akım kaynak eviricilerin (I-kaynak eviricileri) yapısı şekil 3.2’de görülmektedir. Bir dc akım kaynağı, ana evirici devresi ve üç fazlı köprü

devresini besler. Dc akım kaynağı; batarya, tristör çeviriciler, diyot doğrultucu, yakıt hücresi yığını gibi bir gerilim kaynağı tarafından beslenen, büyük bir indüktör olabilir. Ana devrede 6 anahtar kullanılır. Bunların her biri, ters yönde bloklama yetenekli yarı iletken anahtarlama cihazlarından oluşurlar. I-kaynaklı eviricisinin teorik ve kavramsal bir takım engelleri vardır.



Şekil 3. 2 Genelensel I-kaynak eviricisi

❖ Ac giriş gerilimine göre her zaman daha küçük üretilen dc gerilim veya dc indüktörü besleyen orijinal dc gerilim ac çıkış gerilimine göre daha büyük olmak zorundadır. Bu yüzden akım kaynak eviricileri dc den ac'ye güç dönüşümü için bir yükseltici eviricisi ve akım kaynak eviriciler ise ac den dc'ye güç dönüşümü için alçaltıcı doğrultucu ya da alçaltıcı eviricidir. Geniş gerilim aralığı gereken uygulamalar için, ek olarak dc-dc (veya yükseltici) çeviriciye ihtiyaç duyulur. Güç dönüşüm aşaması sistem maliyetini artırır ve verimi düşürür.

❖ Üst ve alt aygıtlardan en az biri herhangi bir zamanda kapatılırsa bakımı yapılmak zorundadır. Aksi takdirde, dc indüktörde bir açık devre meydana gelirdi ve aygıtlar yanardı. EMI gürültüsünün meydana getirdiği açık devre problemi, eviricinin güvenilirliğini önemli ölçüde etkilemektedir. Akım kaynak eviricilerin anahtarlama zamanlarını güvenli şekilde yapması için, dalga formu distorsiyonuna ihtiyaç duyulur.

❖ Akım kaynaklı eviricilerin ana anahtarları yüksek hızlı ve yüksek performanslı IGBT olabileceği gibi, transistörlerin kombinasyon ile oluşturulmuş seri

bağlı diyotlar kullanılarak oluşturulabilir. Transistörlerin kombinasyonu ile oluşturulmuş seri bağlı diyotlar ters gerilimi bloke etmek için kullanılır.

Ek olarak, gerilim kaynak evirici ve akım kaynaklı eviricileri aşağıdaki ortak problemlere sahiptirler. Bunlar,

✓ Ya yükseltici ya da alçaltıcı evirici olurlar fakat yükseltici-alçaltıcı evirici olamazlar. Yani, elde edilebilir çıkış gerilim aralığı giriş gerilimine göre daha küçük ya da daha büyük olabilir.

✓ Ana devreleri birbirleri yerine geçemezler. Diğer bir deyişle, gerilim kaynaklı eviricisi, ana devrede akım kaynaklı evirici devresi yerine kullanılamazlar.

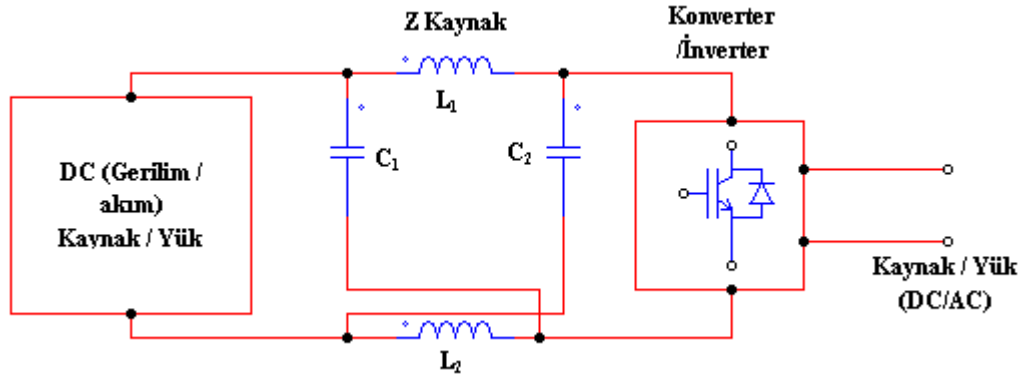
Güvenilirlik açısından EMI gürültülerine karşı savunmasızdır[18-19].

3.2 Z-Kaynak Eviriciler

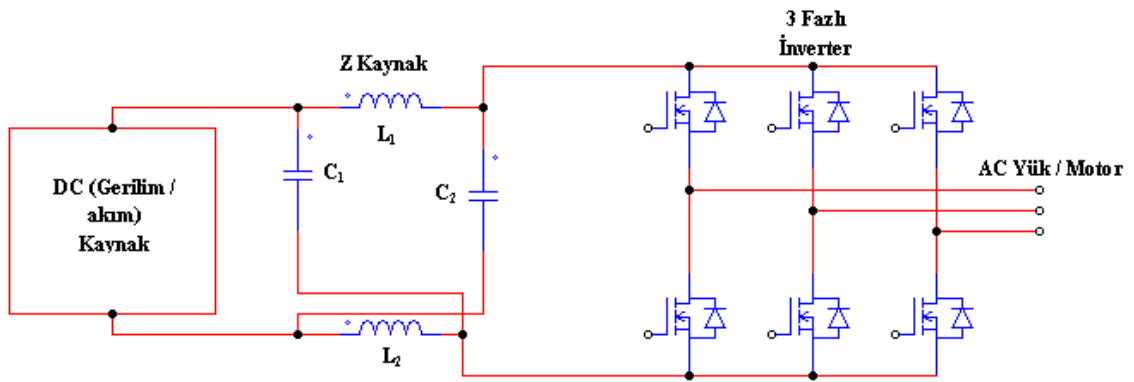
V kaynaklı ve I kaynaklı geleneksel eviricilerin mevcut problemlerinin üstesinden gelebilen empedans kaynaklı güç eviricileri(Z-kaynak eviricisi olarak ifade edilen), dc-ac güç dönüşüm uygulaması ve onların kontrol metotları bu kısımda ele alınacaktır. Şekil 3. 3'de önerilen Z kaynaklı eviricisinin genel yapısı görülmektedir. Sırasıyla kapasitör ve indüktör kullanılan geleneksel akım ve gerilim kaynaklı eviricilerde gözlemlenemeyen kendine has özellikleri sağlamak için kendine has empedans devresiyle, evirici ana devresi güç kaynağına, yüküne ya da başka bir eviriciyle bağlanır.

Şekil 3. 3'de L1 ve L2 endüktör ve C1 ve C2 kapasitörlerinin X şeklinde bağlanmasıyla oluşan iki kapılı devresi ile bir empedansın oluşturduğu kaynak evirici görülmektedir. Dc kaynak veya dc yükün durumuna bağlı olarak, hem gerilim hem de akım kaynağı olarak kullanılabilir. dc kaynak bir batarya, diyot doğrultucu ve yakıt hücresi, iki indüktör, iki kapasitör ve anahtarlama elemanından oluşur. Eviricilerde kullanılan anahtarlar, anahtarlama elemanlarının kombinasyonları şekil 3.2'de görüldüğü gibi seri kombinasyonlu ve şekil 3.1'de görüldüğü gibi ters paralel kombinasyonlu olabilir. Örnek olarak, iki tane üç fazlı Z kaynaklı evirici konfigürasyonu şekil 3. 4 ve şekil 3. 5' de görülmektedir. L1 ve L2 endüktansı, bir endüktansın ikiye bölünmesiyle sağlanabilir. Z kaynak konsepti dc-ac, ac-ac, dc-dc, ac-dc güç dönüşümlerin hepsine

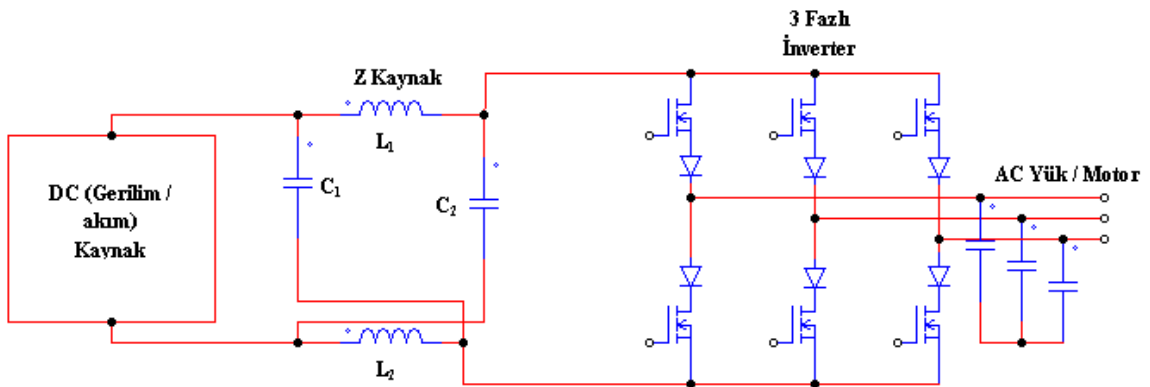
uygulanabilmektedir. Yakıt hücresi uygulamalarında ihtiyaç duyulan dc-ac güç dönüşümü için bir Z-kaynak eviricisi kullanılabilir.



Şekil 3. 3 Z-kaynak eviricinin genel yapısı[18]

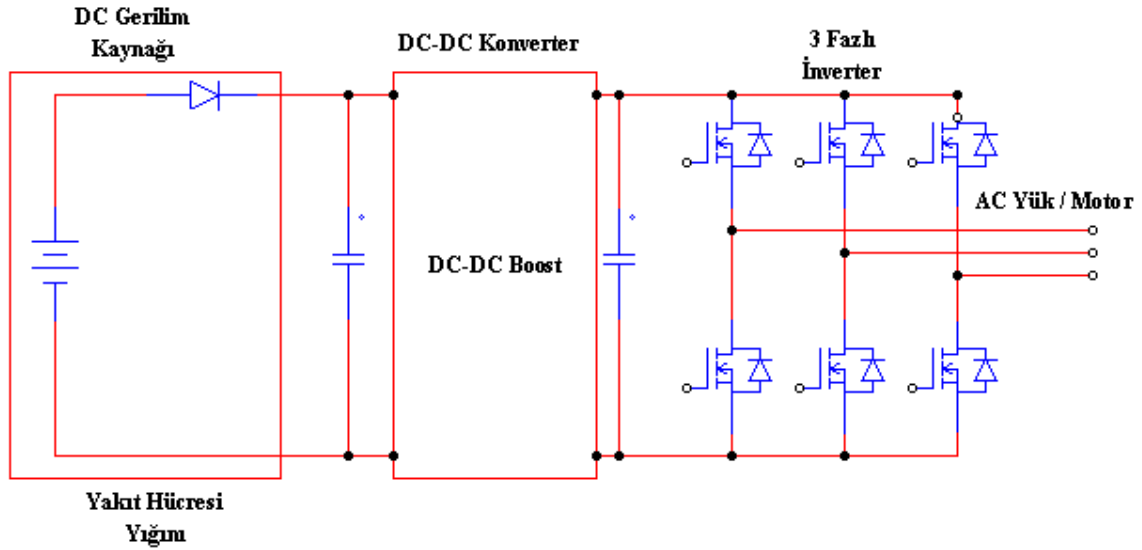


Şekil 3. 4 Anahtarlama elemanı ve diyot elemanı anti-paralel kullanılması ile Z-kaynak eviricisinin yapısı[18]

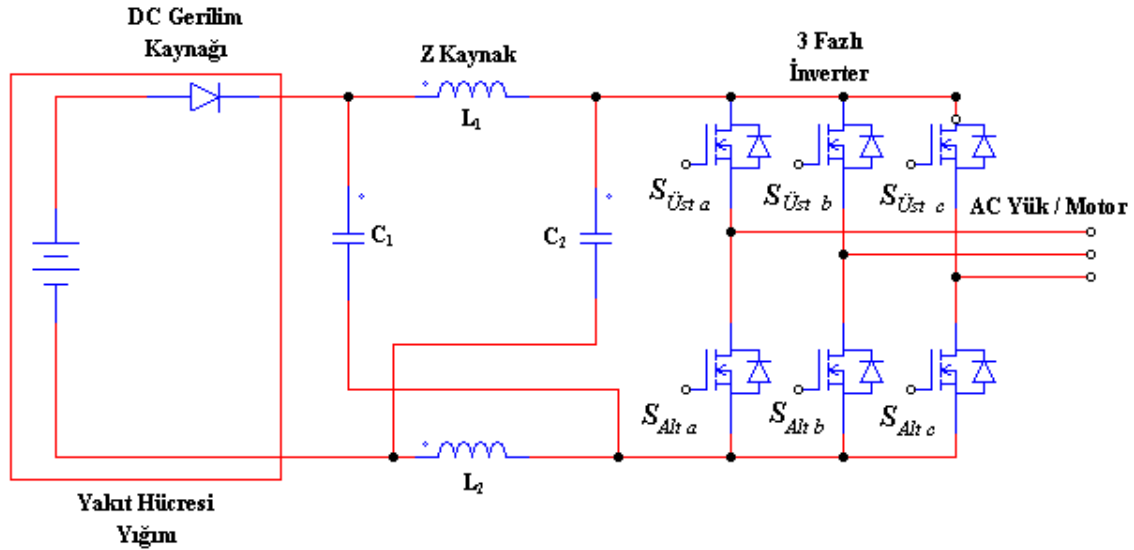


Şekil 3. 5 Anahtarlama elemanı ve diyot elemanı seri kullanılması ile Z-kaynak eviricisinin yapısı[18]

Şekil 3. 6'da yakıt hücresi uygulamaları için geleneksel iki kademeli güç çevrimi görülmektedir. Yakıt hücresi, yığınlardan çekilen akıma bağlı olarak değişen değerlerde gerilim (2:1 oranında) üretir. Yakıt hücreli araçlar ve dağıtılmış güç için yükseltici dc-dc çevirici gereklidir. Çünkü V kaynaklı evirici dc gerilimden daha fazla ac gerilim üretemez. Şekil 3. 7'de yakıt hücresi uygulamaları için yakıt hücresi geriliminden daha fazla ve daha az gerilim üreten z-kaynaklı evirici görülmektedir. Şekil 3. 6 ve 3. 7'deki yakıt hücresine seri bağlı diyot ters yönlü akım akışını engellemek için kullanılmaktadır.



Şekil 3. 6 Yakıt hücreleri için geleneksel iki kademeli güç çevrimi[18]



Şekil 3. 7 Yakıt hücreleri için Z-Kaynak eviricisi[18]

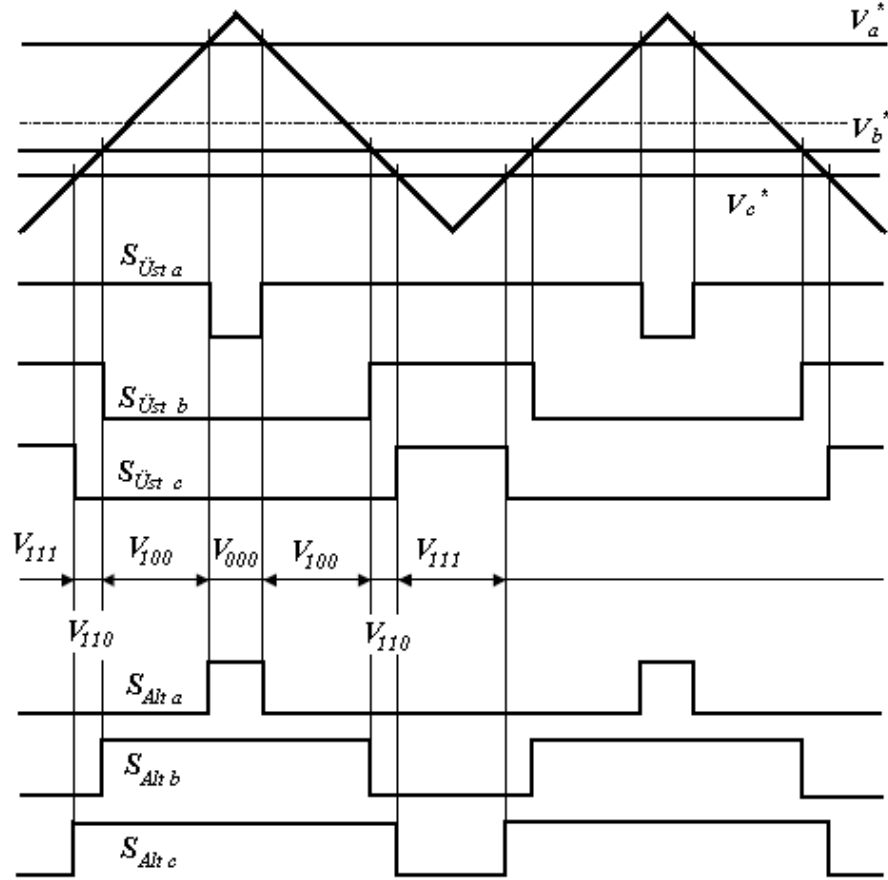
3.3 Eşdeğer Devre, Çalışma Prensipleri ve Kontrol

Z kaynaklı eviricilerin kendine has özelliği sayesinde yakıt hücresi gerilimine bağlı olmaksızın çıkıştaki ac gerilimi sıfır ile sonsuz arasında bir değerde değiştirilebilir. Bu nedenden dolayı, Z-kaynaklı eviriciler geniş aralıkta gerilime sahip alçaltıcı-yükseltici eviricilerdir. Geleneksel V ve I kaynaklı eviriciler bu özelliği sağlayamazlar.

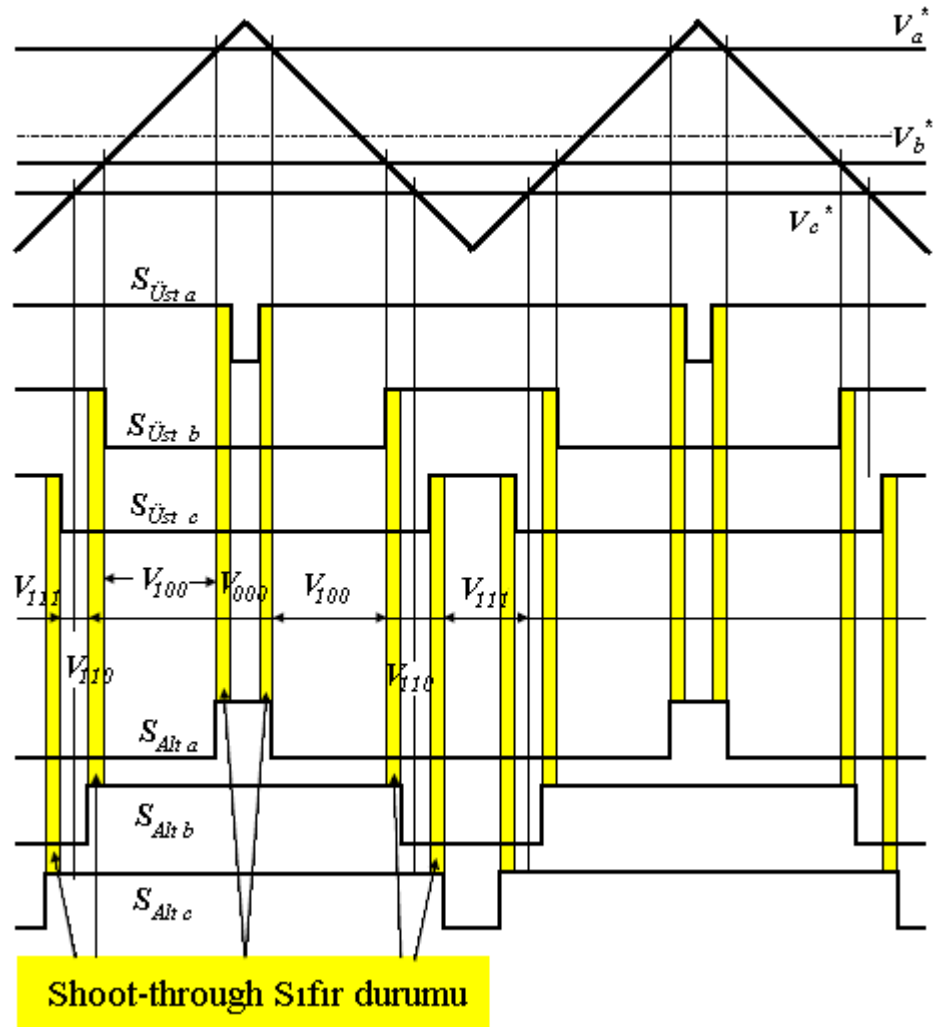
Şekil 3. 7'deki Z- kaynaklı eviricilerin kontrolünü ve çalışma şeklini açıklamak için Z- kaynaklı eviricisinin yapısını ele alalım Geleneksel V-kaynaklı evirici ve I-kaynaklı eviricide 8 adet anahtarlama konumu(vektör) varken, üç fazlı z-kaynaklı eviricisinin köprülerinde farklı olarak 9 anahtarlama konumu vardır.

Geleneksel darbe genişliği modülasyonu (PWM) şemaları Z- kaynaklı eviricide kontrol etmede kullanılabilir. Şekil 3. 8'de üçgensel taşıma metoduna dayalı, geleneksel PWM anahtarlama dizisi gösterilmektedir. Darbe genişliği modülasyonu (PWM) , tekrarlayan üçgensel dalga ile işaret seviyesindeki v_a^* , v_b^* ve v_c^* kontrol gerilimlerinin

karşılaştırılmasıyla elde edilir. Şekil 3. 8’de geleneksel V-kaynaklı eviricide dc gerilim uygulanınca altı aktif vektör durumu görülmektedir. Ayrıca, yük terminalleri alt veya üst uçlu cihaz üzerinden sırayla kısa devre edildiğinde iki adet sıfır vektörü olacaktır (V_{111} - V_{000}). Fakat, üç fazlı z-kaynaklı eviricisinin köprüsü yük terminalleri herhangi bir faz ayağının, herhangi iki faz ayağının veya herhangi üç faz ayağının hem üst hem alt cihazları üzerinden kısa devre edilirse, bir ekstra sıfır konumu(vektörü) daha olur (Şekil 3. 9). Bu üçüncü sıfır konumu shoot-through sıfır konumu olarak adlandırılır. Shoot-through sıfır konumu geleneksel V-kaynaklı eviricilerde görülmez. Z- kaynaklı bağlantıda shoot-through sıfır konumu eviriciye alçaltıcı-yükseltici özelliği sağlar.

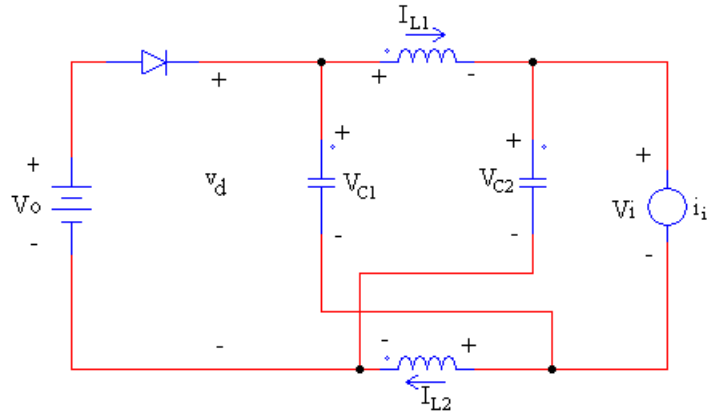


Şekil 3. 8 Sıfır Shoot-through olmadığı durumda geleneksel darbe genişliği modülasyonu (PWM) kontrolü [18]

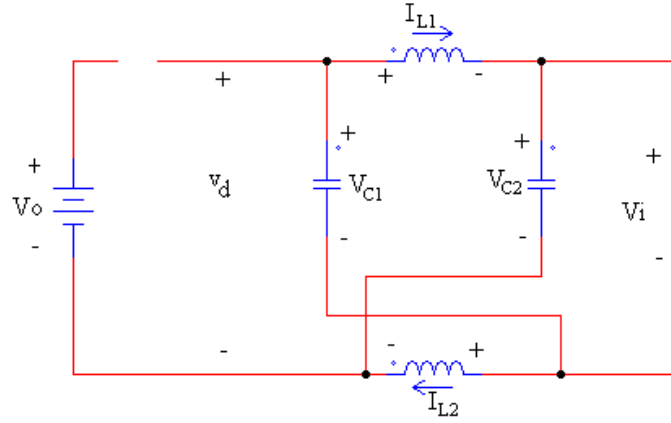


Şekil 3. 9 Sıfır Shoot-through durumda değiştirilmiş geleneksel darbe genişliği modülasyonu (PWM) kontrolü[18]

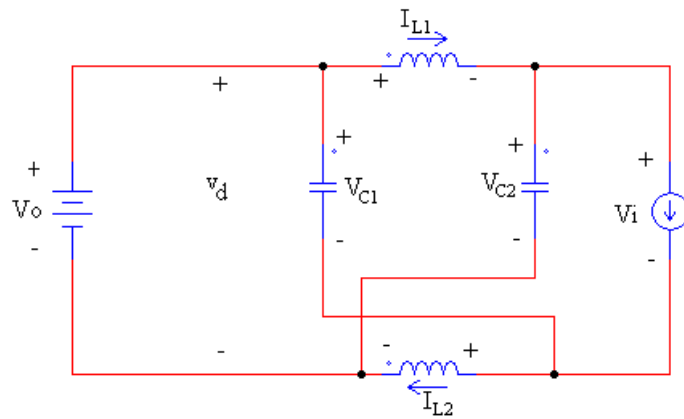
Dc gerilimi istenen ac gerilimini üretecek kadar yüksek olduğu zaman şekil 3. 8'deki geleneksel PWM kullanılır. Dc geriliminin çıkış gerilimini üretecek kadar yüksek olmadığı durumlarda ise, yükseltme işlemi için şekil 3. 9'da gösterilen shoot-through sıfır konumunu sağlayan PWM kullanılır. Toplam sıfır konumunda zaman aralığı değiştirilmeden shoot-through sıfır konumu her bir faza eşit şekilde paylaşılır. Fakat, aktif konumlar değişmez. Fakat shoot-through sıfır konumları nedeniyle eviricinin dc linkindeki eşdeğer gerilim yükseltilir. .



Şekil 3. 10 Dc linkten görülen Z-kaynak eviricinin eşdeğer devresi



Şekil 3. 11 Shoot-through sıfır durumda dc linkten görülen Z-kaynak eviricinin eşdeğer devresi



Şekil 3. 12 NonShoot-through durumda dc linkten görülen Z-kaynak eviricinin eşdeğer devresi[18]

Şekil 3. 10'da dc bağlantıdan bakılınca, şekil 3. 7'de gösterilen Z- kaynaklı eviricinin eşdeğer devresi görülüyor. Şekil 3. 11'de görüldüğü gibi eviricinin köprüsü shoot through sıfır konumundayken, evirici köprüsü kısa devreye eşdeğerdir. Şekil 3.12'de evirici köprüsü altı aktif durumdan birindeyken akım kaynağına eşdeğerdir. Eviricinin köprüsü iki geleneksel sıfır konumundan birinde olduğu zaman ise, sıfır değerli akım kaynağı (açık devre) olur. Bu nedenlerden dolayı, sekiz shoot through olmayan anahtarlama konumunun birindeyken Z- kaynağı evirici köprüsünün dc linkten görülen eşdeğer devresi şekil 3.12'de gibi gösterilmiştir.

3.4 Devre Analizi ve Elde Edilebilir Çıkış Gerilimi

L_1 ve L_2 bobinlerinin ve C_1 ve C_2 kondansatörlerinin sırayla aynı endüktans (L) ve aynı kapasitans (C) değerlerine sahip olduklarını varsayalım. Bu durumda Z- kaynak şebekesi simetrik olur. Simetri özelliği ve eşdeğer devreden diyebiliriz ki;

$$V_{C1}=V_{C2}=V_C \text{ ve } v_{L1}=v_{L2}=v_L \quad (3.1)$$

Eviricinin köprüsü T anahtarlama saykılı boyunca T_0 aralığında shoot through sıfır konumuna sahip olduğunu söylersek şekil 3. 11'deki eşdeğer devreye göre:

$$V_C=v_L, \quad v_d=2V_C, \quad \text{ve } v_i=0 \quad (3.2)$$

olur.

T anahtarlama saykılı boyunca eviricinin T_1 aralığında 8 shoot through olmayan sıfır konumlarından birinde olduğunu düşünürsek, şekil 3. 12'deki eşdeğer devreden,

$$v_L= V_0-V_C, \quad v_d= V_0, \quad \text{ve } v_i= V_C- v_L=2V_C- V_0 \quad (3.3)$$

olur.

Burada V_0 dc kaynak gerilimi ve $T=T_0+T_1$ dir.

Denklem 3.2 ve 3.3'den, sürekli rejimde bir anahtarlama periyodunda (T) endüktörün ortalama gerilimi sıfırdır. Buradan,

$$V_L = \bar{v}_L = (T_0.V_C + T_1.(V_0 - V_C))/T = 0, \quad (3.4)$$

veya,

$$\frac{V_C}{V_0} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \quad (3.5)$$

Benzer şekilde eviricinin köprüsü üzerindeki ortalama dc bağlantı gerilimi şu şekilde bulunur:

$$V_i = \bar{v}_i = (T_0.0 + T_1.(2V_C - V_0))/T = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_0 = V_C. \quad (3.6)$$

Evirici köprüsündeki dc bağlantı gerilimi denklem 3.3'te belirtilmiştir. Tekrar yazacak olursak:

$$\hat{v}_i = V_C - v_L = 2V_C - V_0 = \frac{T}{T_1 - T_0} V_0 = B.V_0 \quad (3.7)$$

Buradan,

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \geq 1, \quad (3.8)$$

B, Shoot through sıfır konumundan kaynaklanan yükseltme katsayısıdır. Tepe dc link gerilimi eviricinin eşdeğer dc link gerilimidir. Diğer bir taraftan eviricilerin çıkış faz gerilimi de şöyle ifade edilir:

$$\hat{v}_{ac} = M \cdot \frac{v_i}{2}, \quad (3.9)$$

Burada M modülasyon indisidir. (3.7) ve (3.9)'u kullanarak,

$$\hat{v}_{ac} = M.B.\frac{V_0}{2} \quad (3.10)$$

elde ederiz.

Geleneksel V-kaynaklı PWM eviriciler için bilinen eşitlik $V_{ac}=M*V_0/2$ dir. Denklem 3.10'dan anlaşılıyor ki, uygun bir düşürme-yükseltme katsayısı B_B seçimiyle gerilim arttırılabilir veya azaltılabilir.

$$B_B = M.B = (0 \sim \infty). \quad (3.11)$$

(1),(5) ve (8)'den kondansatör gerilimi:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - 2\frac{T_0}{T}} V_0. \quad (3.12)$$

olur.

Alçaltma-yükseltme katsayısı B_B , Modülasyon indisi M ve yükseltme katsayısı B ile tanımlanır. Alçaltma katsayısı, B , denklem 8'de görüldüğü gibi eviricinin PWM'inin shoot through olmayan sıfır konumları üzerinden shoot through sıfır konumlarının çalışma saykılı tarafından kontrol edilir. Shoot-through sıfır konumu eviricinin PWM kontrolünü etkilemez çünkü yük terminallerine eşdeğer aynı gerilimi üretir. Shoot through periyodu, modülasyon indisi tarafından tanımlanan sıfır konumlarının periyoduyla sınırlıdır.[18-19]

3.5 Z-Kaynağı Bağlantısının Endüktör ve Kapasitör Gereksinimleri

Geleneksel V- kaynaklı eviricilerde gerilim dalgalanmasını bastırmak ve geçici depo olarak kullanmak için tek enerji depolama ve filtreleme elemanı kondansatörken, geleneksel I- kaynaklı eviricilerde ise gerilim dalgalanmasını bastırmak ve geçici depo olarak kullanmak için tek enerji depolama ve filtreleme elemanı indüktördür. Z kaynaklı

şebeke iki bobin ve iki kondansatörün birleşmesinden oluşur. Z kaynaklı bağlantı Z kaynaklı eviricilerin filtreleme/depolama elemanıdır. Z kaynaklı bağlantı ikinci dereceden filtreleme yapar. Gerilim ve akım dalgalanmalarını geleneksel eviricilerde kullanılan kondansatör veya endüktöre oranla daha iyi bastırır. Bu yüzden endüktör ve kapasitör gereksinimleri geleneksel eviricilere göre daha azdır. İki endüktör (L1 ve L2) küçük ve sifıra yakın olduğu zaman, Z kaynağı bağlı paralel iki kondansatör sayesinde geleneksel V- kaynağına dönüşür. Geleneksel V-kaynaklı eviricilerinde bağlanan kondansatörün değeri ve kondansatörün fiziksel boyutu, Z-kaynağı eviricisinde kullanılan kondansatör bağlantısına göre en kötü kullanma durumudur. Bobinler sayesinde ek filtreleme ve enerji depolama yapılabildiği için Z-kaynağı bağlantısında V-kaynaklıya göre daha az kapasitans ve daha küçük boyut olması sağlanır. Benzer şekilde iki kondansatör (C1 ve C2) küçükse veya sifıra yakınsa Z kaynağı seri bağlı iki bobinden ibaret olur ve I-kaynağına dönüşür. Bu yüzden geleneksel I-kaynaklı eviricinin bobin gereksinimleri ve fiziksel boyutu, Z kaynağı bağlantısının en kötü durum gereksinimidir. Kondansatör sayesinde ek filtreleme ve enerji depolama yapılabildiği için Z kaynağı bağlantısında I kaynaklıya göre daha az endüktans ve daha küçük boyut olması sağlanır.[18-19]

3.6 Z-Kaynağı Eviricinin Devre Parametrelerinin Tasarlanması

Geleneksel PWM işleminde shoot-through olmadığı zaman kapasitör gerilimi daima giriş gerilimine eşit olur. Bundan dolayı, indüktör boyunca gerilim yoktur sadece indüktörden geçen saf bir dc akım vardır. İndüktörlerin amacı, shoot-through'lu yükseltme (boost) modu boyunca cihazdan geçen akım dalgalanmasını sınırlamaktır. Şekil 5. 11'de gösterilmekte olan shoot-through boyunca indüktör akımı, doğrusal olarak artar ve indüktörden geçen gerilim kapasitörden geçen gerilime eşit olur. Şekil 5. 12'de gösterilmekte olan shoot-through olmayan mod'da (6 aktif mod ve 2 geleneksel sıfır modu) ise indüktör akımı doğrusal olarak azalmaktadır ve indüktörden geçen gerilim

giriş gerilimi ile kapasitör gerilimi arasındadır. İndüktörden geçen ortalama akım dioddan geçen akıma eşit olur ve

$$\bar{I}_L = \frac{P}{V_{in}}, \quad (3.13)$$

ile ifade edilir.

Burada,

P:toplam güç

V_{in}: Giriş gerilimi

1.2kW ve 22V (1.2kW çıkış gücünde yakıt hücresi gerilimi) giriş geriliminde ortalama indüktör akımı;

$$I_L = \frac{1200}{22} = 54.54 \text{ A}$$

Parametreleri tasarlamadan önce bir kontrol yöntemi seçilmelidir. Literatürde tartışıldığı gibi [20] maksimum yükseltme (boost) metodu en yüksek yükseltme oranını ve en düşük gerilim basıncını(stress) verir. Fakat indüktördeki akım dalgalanması ile ilişkili çıkış frekansından dolayı, bu yöntem sadece yüksek frekanslı işlem ya da sabit hızlı işlem için uygundur. Değişken hızlı bir sürücü olan yakıt hücreli araç için maksimum sabit yükseltme (boost) kontrolü seçilir[20]. Maksimum shoot-through (maksimum dalgalı akıma neden olur) söz konusu olduğunda indüktörden maksimum akım geçer. Bizim tasarımımızda, maksimum güç işlemi boyunca indüktörden geçen dalgalı akım %30 (pik durumunda %60) oranında seçildi. Bundan dolayı, izin verilen dalgalı akım 32.724A ve indüktörden geçen maksimum akım 71A'dir. Maksimum shoot-through iş zamanı (duty cycle) V_i gerilimini (anahtarlamadan sonrası gerilim) 42V seçerek hesaplanabilir. Denklem 3.7'den;

$$\frac{1}{1-2D} = \frac{42}{22}$$

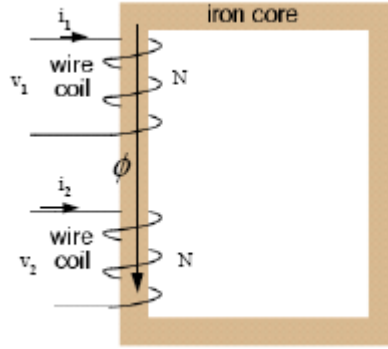
$$D = 0.2381$$

20 kHz'lik bir anahtarlama frekansı için çevrim (cycle) başına shoot-through zaman 47.61 μ s'dir. Bu şartlarda denklem 3.12'den kapasitör gerilimi,

$$V_c = 22 \frac{1-D}{1-D} = 32V.$$

Dalgalı akımı (ripple) 32.724 A 'den az tutmak için, indüktans değeri, aşağıdaki hesaplamadan daha az olmalıdır.

$$\frac{47.61 * 32}{32.724} = 46.55 \mu H$$



Şekil 3. 13 İki (Coupled) indüktör[21]

İndüktörlerin boyut ve ağırlığını minimize etmek için şekil 3. 13' de görüldüğü gibi iki indüktör birlikte tek bir çekirdeğe (core) yerleştirilir. Bir çekirdekteki tek bir sargı için çekirdekten geçen akı,

$$\Phi = PNi \quad (3.14)$$

olarak ifade edilir.

Burada, P, çekirdek malzemesi ve boyutu ile alakalı bir sabittir. N sargı dönüş sayısıdır. i sargıdan geçen akıdır.

Sargının indüktansı aşağıda formülle verilmiştir.

$$L = \frac{N\Phi}{i} = PN^2. \quad (3.15)$$

Z-Kaynak eviricinin iki indüktörüiçinden geçen akım devre simetrisinden dolayı her zaman tam olarak birbirinin aynısıdır. Tam olarak birbiriyle aynı akıma, i , sahip tek bir çekirdekte bulunan 2 sargı için çekirdekten geçen akı

$$\Phi = 2PNi. \quad (3.16)$$

olarak ifade edilir.

Her iki sargıyada tam olarak aynı akım verildiğinde her bir sargının nihayi indüktansı aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$L = \frac{N\Phi}{i} = 2PN^2. \quad (3.17)$$

Her bir sargının indüktansı ikiye katlanır. Bundan dolayı, eş değer olarak sadece 23.27 μ H/71A a sahip iki sargı inşa etmek gerekir. Z-Kaynak ağında kapasitörün amacı dalgalı akımı soğurmak ve çıkış gerilimini sinüzoidal yapmak için sabit bir gerilim sağlamaktır. Shoot-through boyunca kapasitör indüktörleri şarj eder ve kapasitörden geçen akım indüktörden geçen akıma eşit olur. Bundan dolayı, kapasitör'deki gerilim dalgalanması kabaca aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\Delta V_C = \frac{I_{av}T_0}{C}, \quad (3.18)$$

Burada, I_{av} indüktörden geçen ortalama akımdır. T_0 anahtarlama başına shoot-through periyodudur. C ise kapasitörün kapasitansıdır. Kapasitörün dalgalı gerilimini pik gücünde %3 ile sınırlamak için gerek duyulan kapasitans:

$$C = \frac{54.54 * 47.61}{32 * 3\%} = 2704 \mu F.$$

olarak hesaplanır.

Kapasitörün bir başka işlevi ise akım dalgalanmasını soğurmaktır. Kapasitörden geçen akım belli çalışma şartları için hesaplanabilir. İndüksiyon makineleri için yüksek güçte, güç faktörü genellikle çok yüksektir. Bu sebeple, peak gücünde yüksek akım veren 1.2kW da ki hesaplamalarda güç faktörü 0.9 kullanıldı[22] ve bu durum için uygun kapasitörler seçildi. Z-Kaynak evirici sistemi oluşturmak için kapasitörlerin ikisi paralel bağlandı.

Yakıt hücresinin kendisi çift katmanlı bir kapasitördür bundan dolayı teorik olarak yakıt hücresi ile paralel bağlı kapasitöre gerek yoktur. Buna karşın, yüksek frekanslı akım yolunu minimize etmek için 1 adet yakıt hücresi ile paralel bağlı olarak kullanıldı[21]. Z-kaynak eviricilerde kullanılacak kapasite iki tane $1352\mu\text{F}/32\text{V}$ 'dur.

4. Z-KAYNAK DC-DC ÇEVİRİCİ SİSTEMİNİN SİMÜLASYONU

Günümüzde elektrikli araç uygulamalarında birçok dc-dc çevirici topolojisi kullanılmaktadır. Bazı topolojiler, yükseltici, alçaltıcı, yükseltici-alçaltıcı, cuk çeviriciler gibi temel dc-dc çeviricilerden elde edilir. Aynı zamanda yarım köprü ve tam köprü çeviricilerden elde edilen topolojilerde vardır. Bu topolojilerin birçok avantajları mevcuttur ve birçok uygulamanın gereksinimlerini karşılayabilirler. Buna karşın, bazı olumsuz özelliklerde sahiptirler. Bunlar;

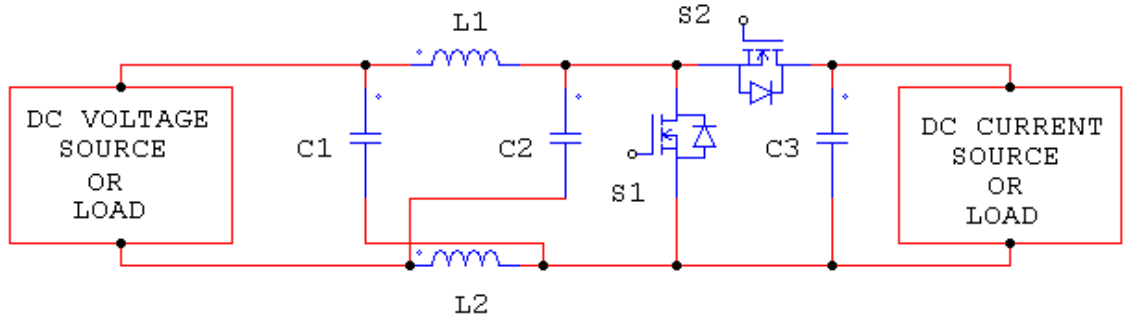
- İki tümleyici anahtar, bilinçli ya da EMI gürültü etkisiyle, eş zamanlı olarak açıldığında ya da kapandığında, iki yarı-iletken cihaz bozulacaktır.
- Gerilim kazancı çoğu kez sınırlıdır.[23]

Z-Kaynak kavramı doğrudan ac-ac güç dönüşümünde kullanılabilir[24-25]. Benzer şekilde, Z-Kaynak dc-dc güç dönüşümlerinde de kullanılabilir. Bu tezde, iki-yönlü güç akışı ve yüksek gerilim kazancı sağlayabilen, elektrikli araç uygulamalarına uygun yeni bir Z-Kaynak dc-dc çevirici topolojisi önerilmektedir. Ayrıca, Z-Kaynak dc-dc çeviricinin çalışma prensibi, giriş-çıkış ilişkisi ve kontrol yöntemi tartışılacaktır.

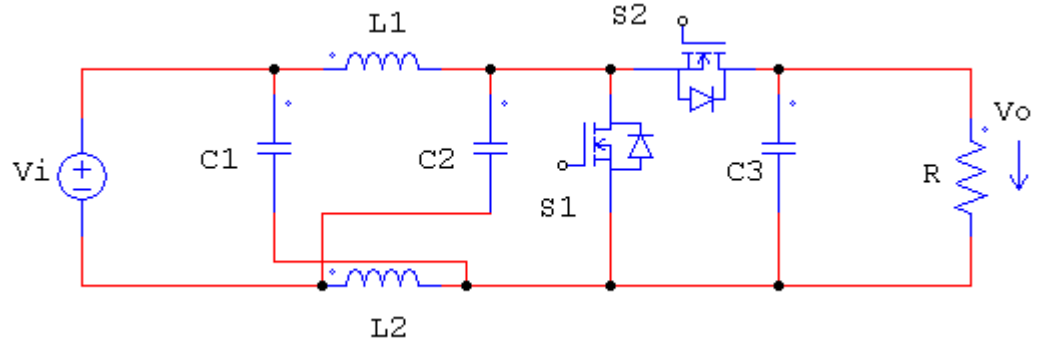
4.1 Önerilen Z-Kaynak DC-DC Çeviriciler Topolojisi:

Şekil 4.1'de önerilen Z-Kaynak dc-dc çeviriciler gösterilmektedir. Voltaj Beslemeli ve Akım Beslemeli olmak üzere İki çalışma modu vardır. Güç kaynağı dc gerilim kaynağı (Batarya, yakıt hücresi, doğrultucu diyot, kapasitör) olduğunda, Z-Kaynak çevirici voltaj besleme durumunda çalışır. Şekil 4. 2a da görüldüğü gibi, güç akışı dc kaynaktan yüke doğru olur. Elektrikli araç fren yaptığında sistemin verimini arttırmak için devre akım besleme durumunda çalışır. Şekil 4. 2b'de görüldüğü gibi güç akışı yükten güç kaynağına doğru olur. Her iki mod'da da sadece iki anahtarlama

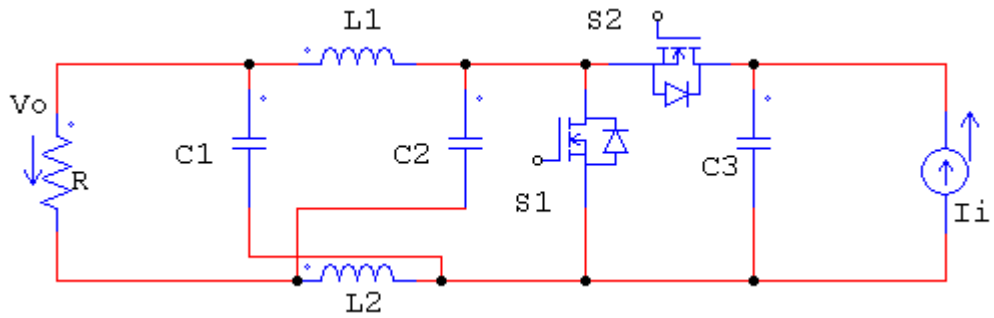
elemanı (S_1 , S_2) kullanılır. Her anahtar, iki-yönlü akım akışını sağlamak için güç MOSFET ve ona bağlı anti-paralel diyod'dan oluşmaktadır. Filtreleme amaçlı olarak küçük indüktör ve kapasitörler kullanılır..



Şekil 4. 1 İki-yönlü Z-kaynak dc-dc çevirici topolojisi.



(a)



(b)

Şekil 4. 2 Önerilen çevirici iki yönlü çalışmada: (a) Gerilim-beslemesi (b) Akım-Besleme

Önerilen dc-dc eviriciler, klasik dc-dc çeviriciler gibi PWM görev oran kontrolörü ile çalışmaktadır. Gerilim beslemeli çalışma modunda, S_1 anahtarının aktif kısmı ve S_2 anahtarının diyotu kullanılır. Benzer şekilde, akım beslemeli çalışma modunda ise S_2 in

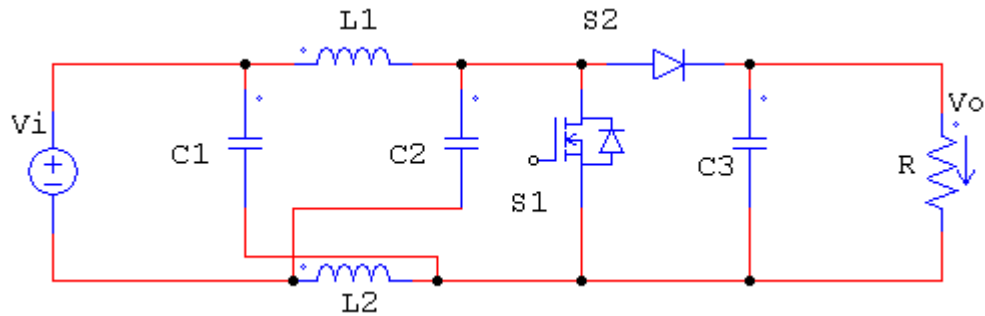
aktif kısmı ve S_1 'nin diyotu kullanılır. Güç akışı da ters yönde olur. Aktif cihazın D (çalışma bölgesi)'ye bağlı bir fonksiyonu olarak, bu çeviricilerin kararlı haldeki giriş-çıkış gerilim kazançları, Tablo 4.1 de gösterilmiştir. D'yi kontrol ederek, çıkış gerilimi istenen düzeyde tutulur.

Tablo 4. 1 Z-Kaynak dc-dc çeviricinin gerilim transfer oranı

Z-Kaynak dc-dc çevirici	Gerilim Kazancı
Gerilim Besleme	$\frac{1-D}{1-2D}$
Akim Besleme	D

4.2 Voltaj Beslemeli DC-DC Çeviricinin Analizi:

Örnek olarak, Şekil 4.2a da gösterilmekte olan voltaj beslemeli Z-Kaynak dc-dc çevirici analiz edilmektedir. Benzer bir analiz akım beslemeli Z-Kaynak dc-dc çeviricilerde de uygulanabilir.



Şekil 4. 3 Gerilim beslemeli Z-Kaynak dc-dc çeviriciler

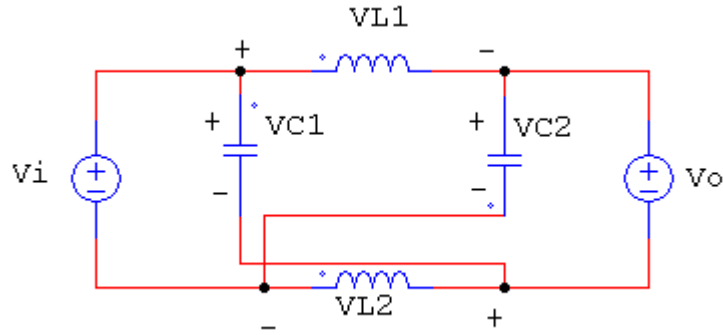
Şekil 4. 3'de gösterilen durumda (Gerilim beslemeli), güç yalnız güç kaynağından yüke olur ve böylece S_2 'nin aktif kısmı ve S_1 'nin diyotu ihmal edilebilir. Bu devrede iki durum söz konusudur. Şekil 4. 4 (a) ve (b) eş değer devreleri göstermektedir. Diğer Z-

Kaynak evirici/çevirici topolojilerinde olduğu gibi Z-Kaynak dc-dc çeviri Z-Ağı da simetriktir. Yani, L_1 ve L_2 indüktörleri ve C_1 ve C_2 kapasitörleri sırasıyla aynı indüktans ve kapasitans değerlerine sahiptir. Simetri özelliği ve eşdeğer devrelerden denklem 3.1'den elde edilen değerle aynıdır,

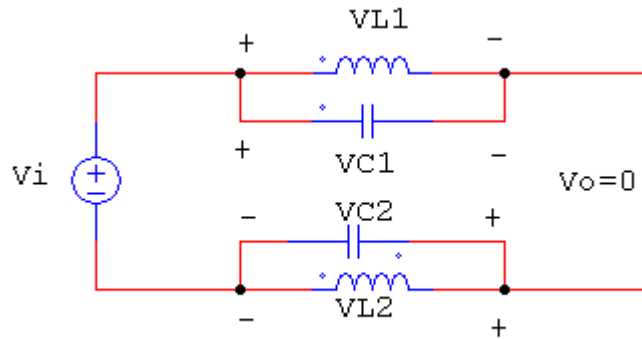
$$V_{C1} = V_{C2} = V_C \quad \text{ve} \quad v_{L1} = v_{L2} = v_L$$

1. durumda, S_1 ve S_2 anahtarlar kesimdedir. İndükörler boşalır ve enerjiyi yük transfer ederken dc kaynak Z-Ağ kapasitörleri şarj eder. Bu durumda, çeviricilerin çalışma aralığı $(1-D)T$ 'dir. Burada, D S_2 ye aittir. T ise anahtarlama periyodudur. Şekil 4.4a'dan,

$$V_C = V_i - v_L, \quad V_o = V_i - 2v_L \quad \text{elde edilir (denklem 3.2).}$$



(a)



(b)

Şekil 4. 4 (a) 1. Durum: S_1 ve S_2 anahtarı kesimde (b) 2.Durum: S_1 anahtarı iletimde ve S_2 kesimde[26]

2. durumda, S_1 anahtarı iletimde ve S_2 kesimdedir. İndükörler şarj olur ve enerjii depolarken Z-Ağındaki kapasitörler boşalır. Bu durumda konvertörün çalışma aralığı DT olur. Şekil 4. 4 (b)'den,

$$V_C = v_L, V_o = 0. \text{ (denklem 3.3)}$$

elde edilir.

Burada V_i voltaj kaynağının gerilim değerini gösterir.

Kararlı halde tek anahtarlama periyodu (T) üzerinden indüktörlerin ortalama gerilimi 0 olmalıdır [27],

$$\frac{V_C}{V_i} = \frac{1-D}{1-2D} \text{ olur (denklem 3.5).}$$

Benzer olarak tek anahtarlama periyodunda çeviricinin pik çıkış gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilir;

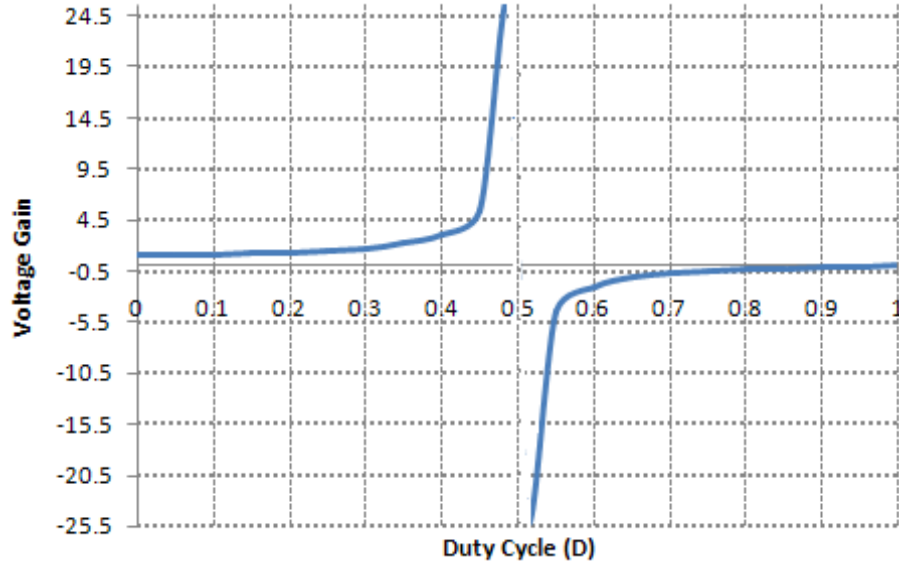
$$V_0 = 2V_C - V_i = \frac{V_i}{1-2D} \text{ olur (denklem 3.7).}$$

Ayrıca, Çeviricinin ortalama çıkış gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilir:

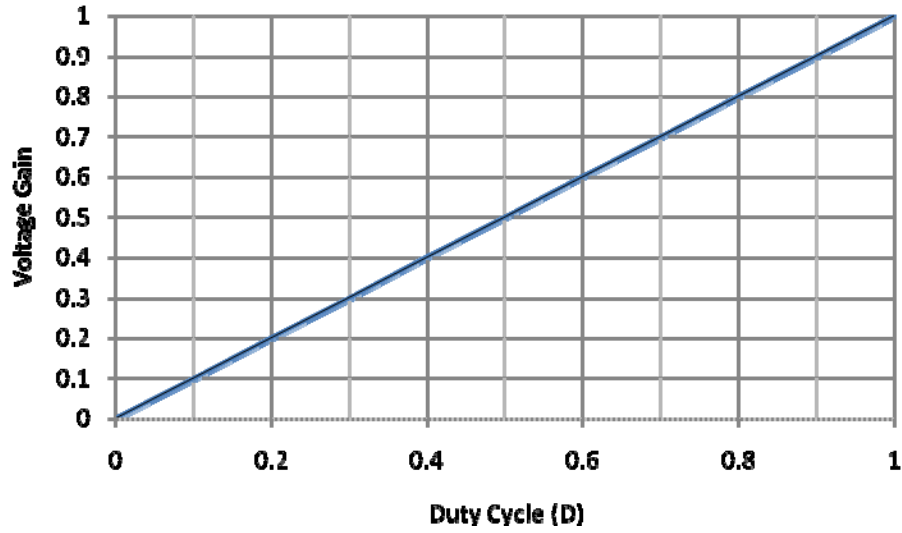
$$V_0 = V_C = \frac{1-D}{1-2D} V_i \text{ dir(denklem 3.12).}$$

Şu açıktır ki, PWM'in görev bölgesini(D) kontrol ederek önerilen dc-dc çeviricinin çıkış gerilimi alçaltılabilir ya da yükseltilebilir. Ayrıca, duty periyodunun çalışma bölgesine bağlı olarak giriş gerilimi ile aynı fazda ya da faz dışı olabilir. Bu Z-Kaynak çeviricinin bir özeliğidir. Anahtarlama frekansı yüksek olduğu için Z-Kaynak-Ağ

cihazının ihtiyaç duyduğu indüktans ve kapasitans değerleri düşüktür ve ayrıca tüm sistemin boyutu ve ağırlığı da azdır.



(a)



(b)

Şekil 4. 5 Z-Kaynak dc-dc çeviricilerin duty periyodu karşı gerilim kazancı (a) Gerilim beslemeli (b) Akım beslemeli

Şekil 4. 5 (a) gerilim beslemeli Z-Kaynak dc-dc çeviricinin görev bölgesi(duty periyodu) ile gerilim kazancı arasındaki ilişkisini göstermektedir. Şekil 4.5 (a)'dan açıkça görülmektedir ki, iki çalışma bölgesi vardır. Duty periyodu 0.5'den büyük olduğu zaman çeviricinin negatif kazanç bölgesine girer, çıkış geriliminin polaritesi ters olur ve çevirici alçaltıcı/yükseltici mod'da çalışır. Duty periyodu 0.5 den küçük olduğunda ise çıkış gerilimi, giriş gerilimi ile aynı fazda olur ve çevirici yükseltici mod'da çalışır. Benzer analiz, akım beslemeli Z-Kaynak çeviriciler içinde yapılabilir. Şekil 4. 5 (b) gerilim kazanç eğrisini göstermektedir. Buradan şu anlaşılır ki, PWM görev bölgesi değişimi ile gerilim kazanç değeri simetriktir. Gerilim kazancı değerini analiz edildiğinde alçaltıcı çevirici olarak çalışır.

Uygulamalara uygun olacak şekilde Z-Ağ tasarımı gerçekleştirilmiştir.

4.3 Simülasyon Sonuçları

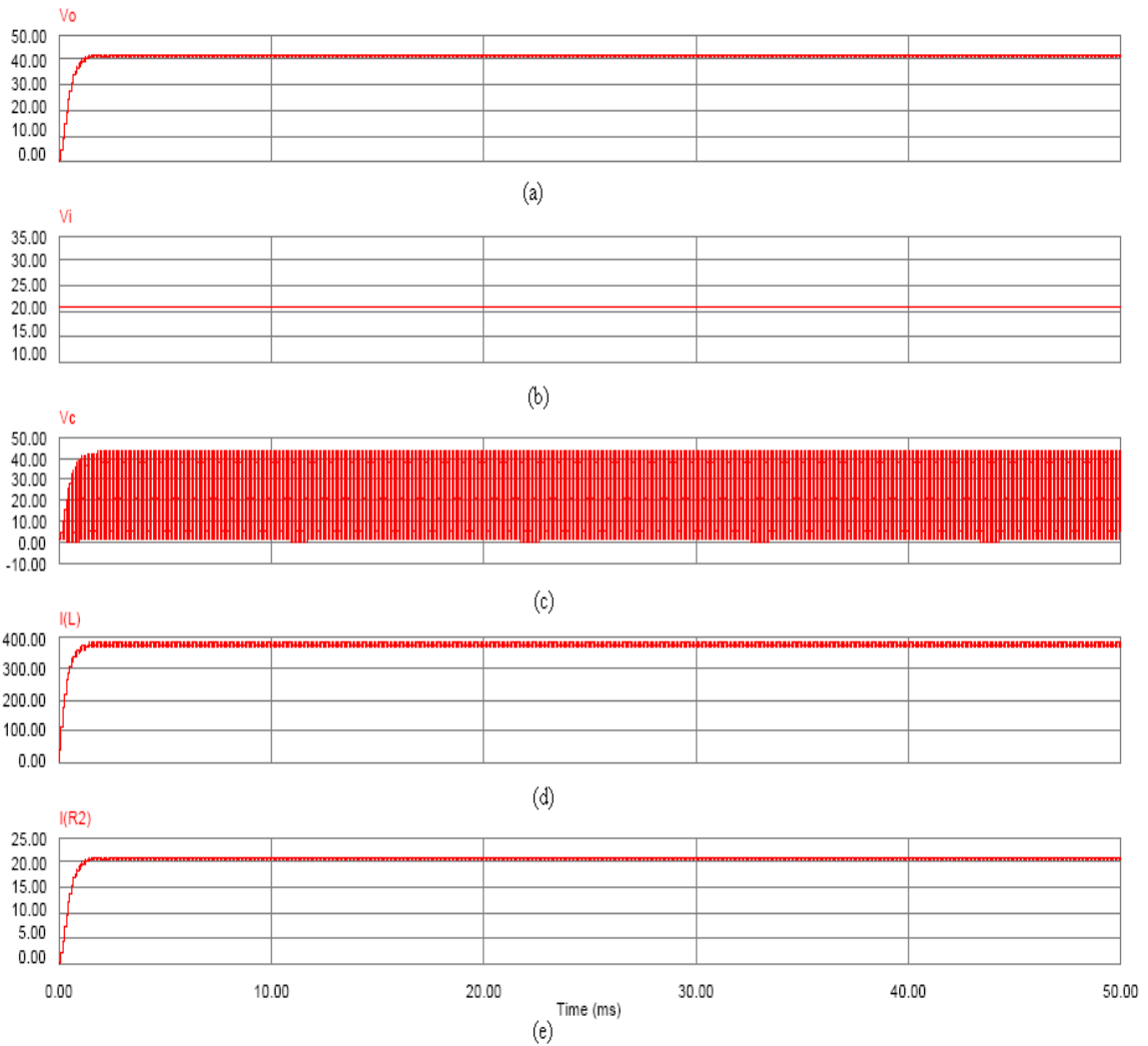
Daha önce bahsedilen analizlerin doğruluğunu göstermek için gerilim beslemeli Z-Kaynak dc-dc çeviricinin simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları Şekil 4. 6 ve Şekil 4. 7 de verilmektedir. Z-Ağ parametreleri aşağıdaki gibi alınmıştır.

$$L1=L2=L=24\mu H$$

$$C1=C2=C=1352\mu F$$

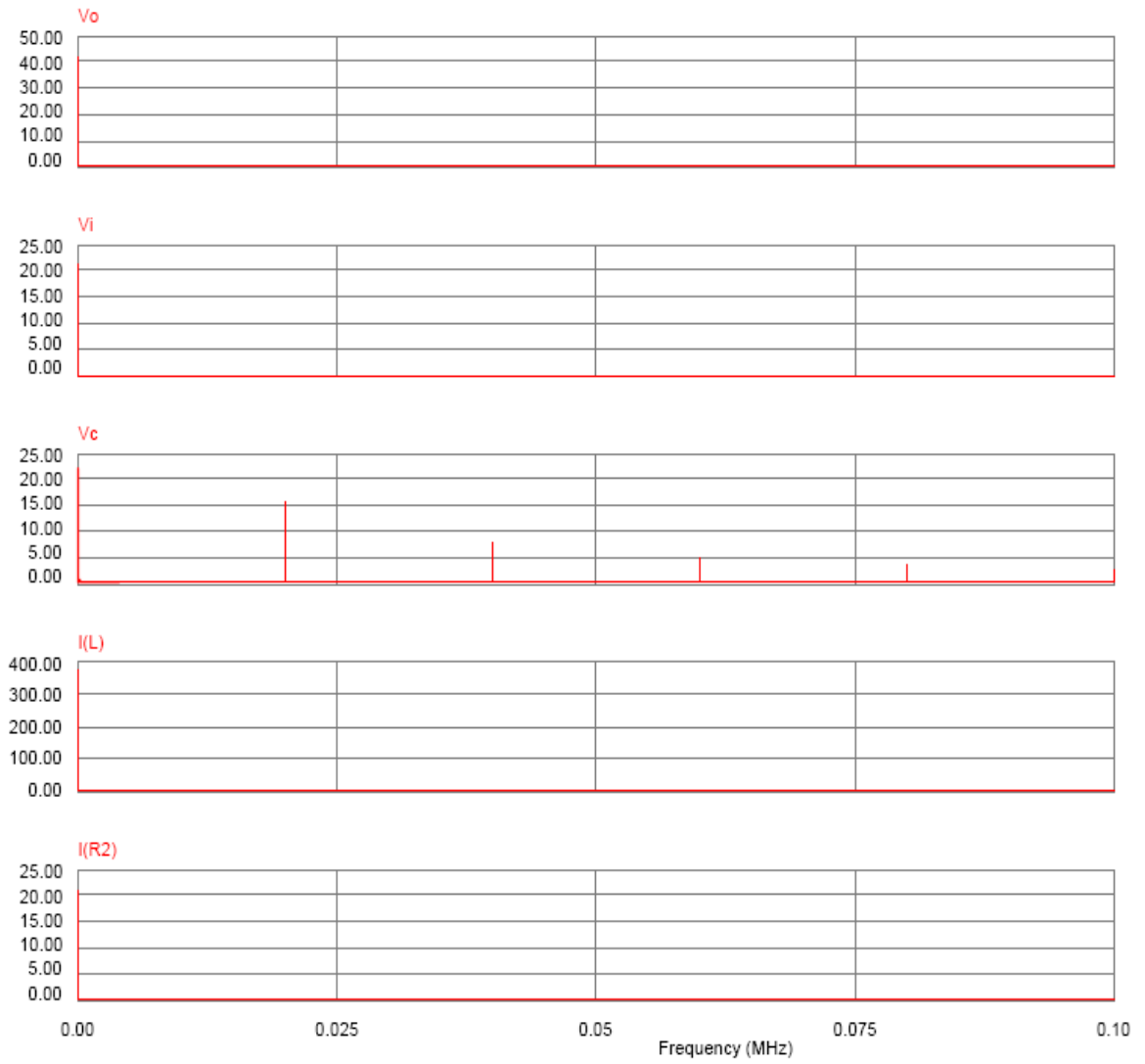
Simülasyonda, anahtarlama frekansı 20khz ve çıkış gücü 900W'dır.

Giriş dc gerilimi 21V olduğu zaman, PWM görev bölgesinin kontrol ile çıkış gerilimi 42V'da sabit tutulur. Giriş geriliminin 21 V olması durumunda, evirici yükseltici modunda çalışıyor. Simülasyon sonuçları Şekil 4.6'da verilmektedir. Ayrıca, şekil 4.7'de F ile temsil edilen Frekans spektrumun simülasyon sonuçları görülmektedir. Giriş dc geriliminin 42V olması durumunda ise çevirici D=0 modunda çalışır.

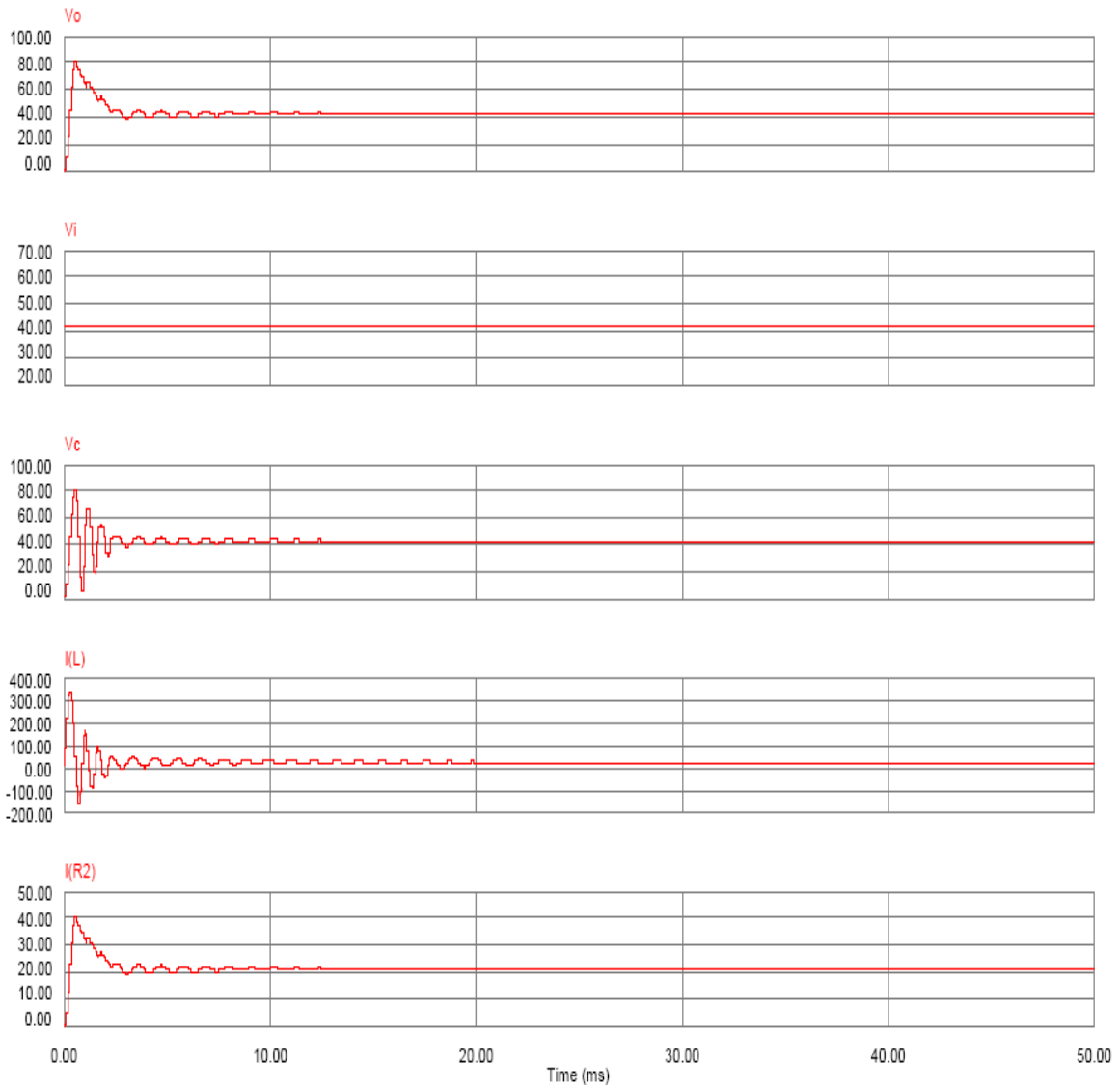


Şekil 4. 6 Simülasyon sonuçları; (a) Çıkış dc gerilim,(b) Giriş dc gerilim,(c) Z-Network kapasite gerilimi, (d) Z-Network endüktör akımı, (e) Çıkış dc akımı

Şekil 4. 6'da görüldüğü gibi giriş gerilimi 22V olduğunda, PWM kontrolörü ile çıkış gerilimi yaklaşık 3ms'de 42V'a ulaşmaktadır ve bu değerde sabitlenmektedir. Ayrıca, gerilim beslemeli Z-Kaynak çevirici bir yükseltici çevirici gibi çalışmaktadır. Şekil 4. 7 Z-Kaynak çevirici sistemin frekans spektrum simülasyonu sonuçları görülmüyor.

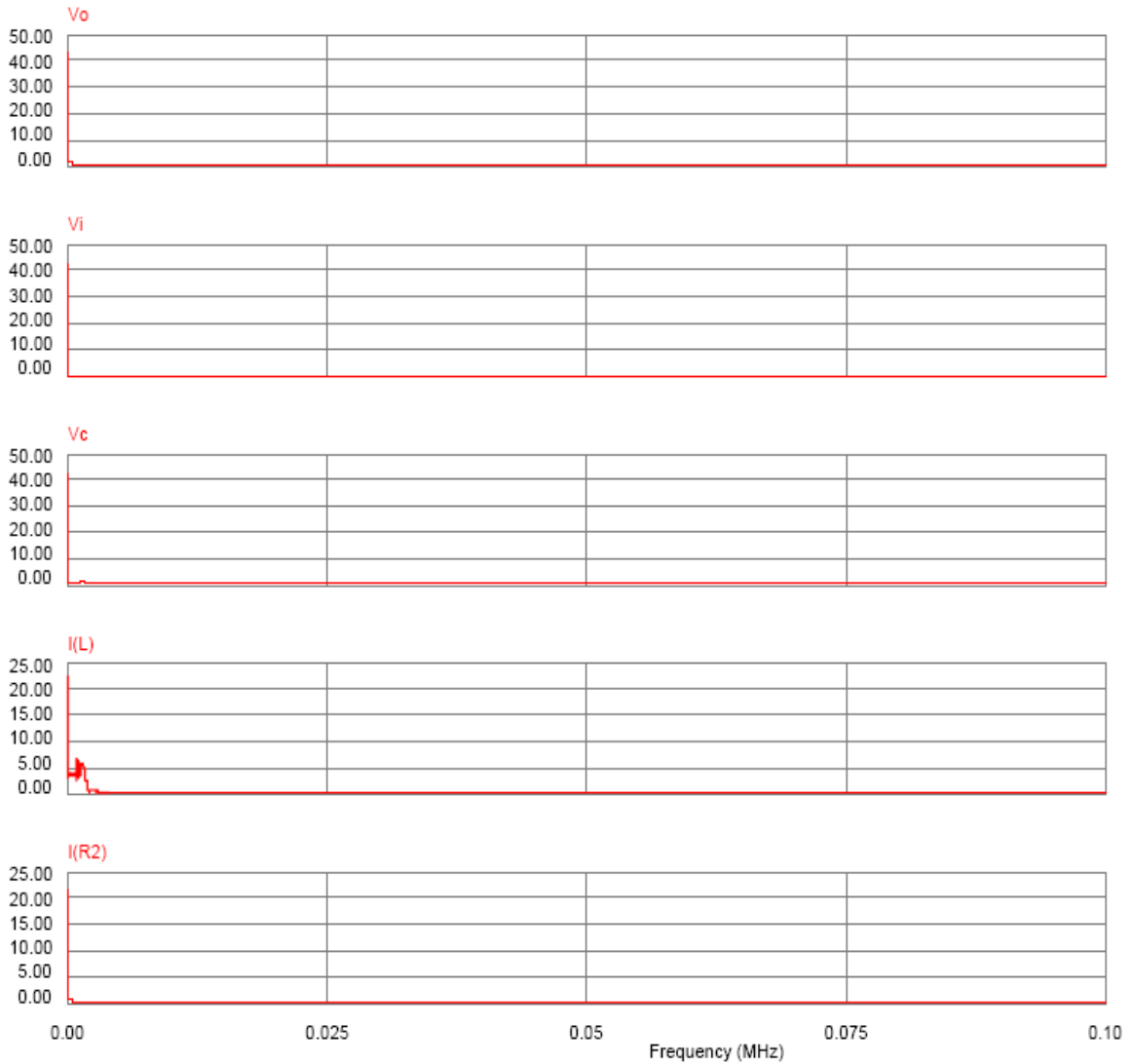


Şekil 4. 7 Frekans spektrum simülasyon sonuçları



Şekil 4. 8 Giriş gerilimi 42 Voltken simülasyon sonuçları.

Şekil 4. 8'de giriş gerilimi 42V olduğunda, Darbe genişlik modülasyonunun görev bölgesi D'nin (Duty ratio) 0 olması gerektiğinden, çıkış gerilimi yaklaşık 20ms'lik kısa bir zamanda 42V'a ulaşmakta ve bu değerde sabitlenmektedir. Ayrıca, çıkış geriliminin davranışı, Z-Ağ kapasitör gerilimi ile yakın bir benzerlik sergilemektedir. Şekil 4. 9'da Frekans spektrum simülasyon sonuçları görülmekte. Sadece Z-Ağ endüktans akımında bir değişim vardır. Bunun nedeni akım değerinin çok hızlı şekilde değişim göstermesidir.



Şekil 4. 9 Frekans spektrum simülasyon sonuçları.

4.4 Simülasyon Sonuçları Değerlendirmesi

Z-Kaynak konseptine dayanan dc-dc çeviriciler bu tezde önerilmektedir. PWM çalışma bölgesi (duty ration) kontrol ile giriş gerilimi alçaltılır ya da yükseltilir. Bu çeviriciler maliyetleri azaltır ve güvenilirliği artırır. Kararlı hal analizleri ve simülasyon sonuçları, gerilim beslemeli çeviriciler kullanılarak gösterilmiştir. Yeni dc-dc çeviriciler geleneksel tip dc-dc çeviricilerin uygulandığı alanlarda kullanılabilir.

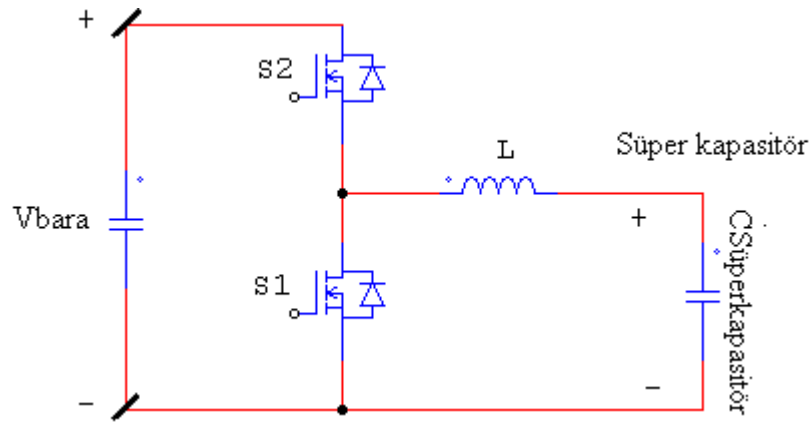
5. İKİ-BÖLGELİ SÜPER KAPASİTÖR ÇEVİRİCİSİ

Alçaltıcı çevirici, alçaltıcı- yükseltici çevirici, Luo çevirici ve Cuk çeviriciler gibi klasik dc-dc çeviriciler genellikle indüktörler ve kapasitörlerden oluşmaktadır [28-29]. Tüm klasik çeviriciler kapasitör ve indüktörlerden meydana geldiği için onlar boyutça büyük ve düşük güç yoğunluğuna sahiptirler. Anahtarlama-indüktör birleşimi başarılı olarak dc-dc çeviricilerde kullanılmakta olup, yüksek yoğunluklu çeviricileri icat etmenin yolunu açmıştır. Örneğin, Mit profesörü John G. Kassakian gelecek yüzyılda geleceğin arabaları için yeni bir güç kaynak sistemi tasarlamıştır [28-29]. Bu sistemin kalbi olan iki-bölgeli dc-dc çevirici, 42V ile -14V dc gerilim arasında çalışmaktaydı[29].

5.1 Eşdeğer Devre, Çalışma Prensipleri ve Kontrol

S_1 ve S_2 anahtarlarına göre çalışan iki-bölgeli çevirici şekil 5.1'de gösterilmektedir. Bu çevirici 2 anahtar ve bu anahtarlara bağlı anti-paralel 2 diyot, bir indüktör ve kapasitörden meydana gelmiştir. Kaynak gerilimi V_1 ve yük gerilimi V_2 sabit gerilimdirler. Yük, bir batarya ya da motorun geri beslemeli elektromanyetik kuvveti olabilir. Bu sistem tam olarak simetrik olduğundan, bu devrenin her iki kenarı yük ya da kaynak olarak ele alınabilir. V_1 kaynak gerilimi V_2 yük geriliminden yüksek olmak zorunda değildir. İki çalışma modu vardır:

1. 1. Mod: Elektrik enerjisi V_1 tarafından V_2 tarafına transfer edilir.
2. 2. Mod: Elektrik enerjisi V_2 tarafından V_1 tarafına transfer edilir.



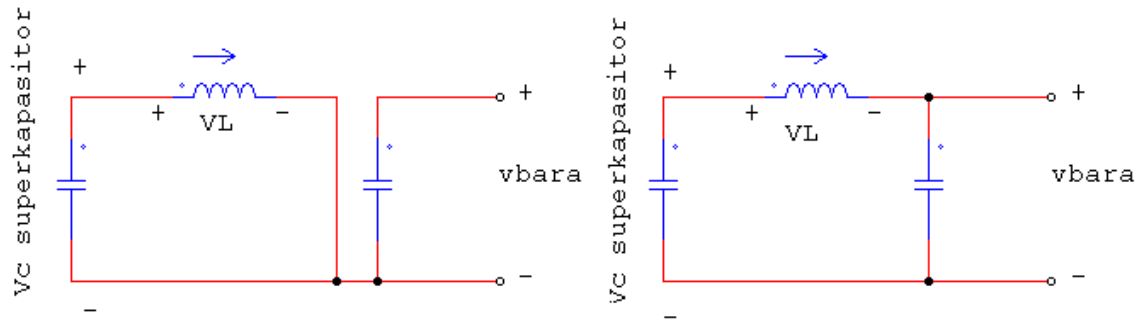
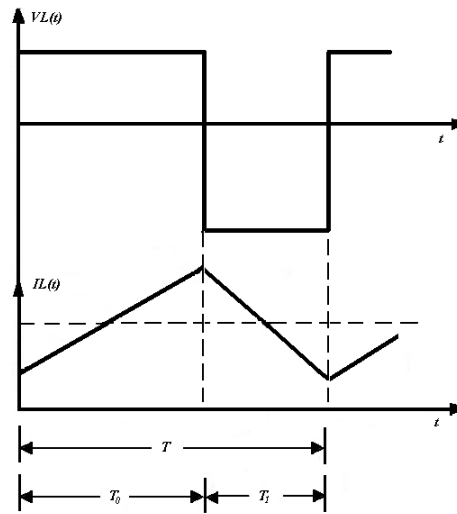
Şekil 5. 1 İki-Bölgeli Süper kapasitör çeviricisi

Her modun açık ve kapalı olmak üzere iki durumu vardır. Genellikle her durum farklı şekillerde çalışmaktadır. Anahtarlama periyodu T 'dir ve $T=1/f$ olarak tanımlanır. Anahtar durumu Tablo 5. 1'de gösterilmiştir.

Tablo 5.1 Anahtar durumları

Anahtar	Mod 1		Mod 2	
	Anahtar açık	Anahtar kapalı	Anahtar açık	Anahtar kapalı
S_1	Açık			Açık
D_1				
S_2			Açık	
D_2		Açık		

1.mod için, açık durumu(state-on) şekil 5. 2(a)'da gösterilmektedir: S_1 anahtarı kapalı, S_2 anahtarı açıktır. S_2 anahtarının diyot kısmı kullanılır. Bu durumda L indüktörünün akımı $V_{CSüperkapasitör} - L - S_1$ devresi yolunda gider ve L 'den geçen gerilim, neredeyse sabit $V_{CSüperkapasitör}$ değerindedir.

(a) S_1 kapalı, S_2 açık(b) S_1 açık, S_2 açık

(c) Akım & Gerilim dalga formu

Şekil 5. 2 Süper kapasitörden baraya doğru yükseltici çevirici olarak çalışması[30]

1. mod için S_1 anahtarı açık ve S_2 anahtarı açık durumu şekil 5. 2(b) de gösterilmektedir: D_2 diyotu iletimdedir, S_1 anahtarı açık ve D_1 diyotu kullanılmaktadır.

L indüktörünün enerjisi kaynaktan yüke transfer edilir. İndüktörün gerilim ve akım dalga formu şekil 5. 2 (c) de gösterilmektedir.

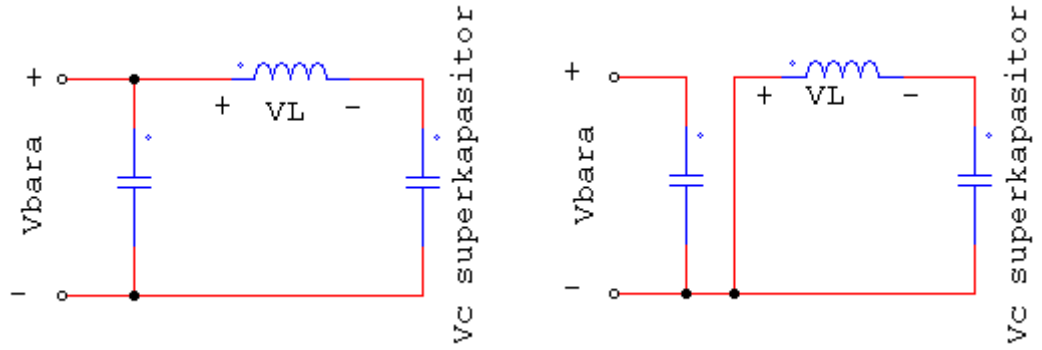
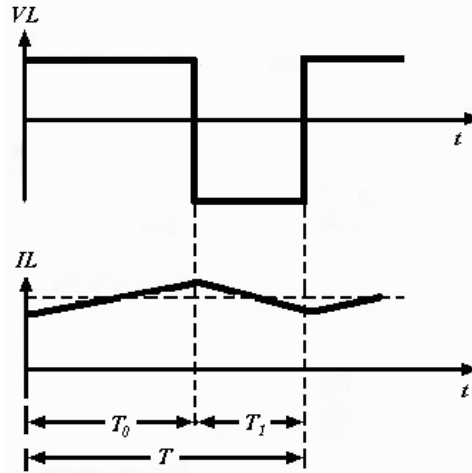
Sürekli çalışma durumunda olduğu için endüktans geriliminin bir periyot boyunca integrali sıfır olmalıdır,

$$V_{c\text{supercapacitor}} \cdot T_o + (V_{c\text{supercapacitor}} - V_{\text{bara}}) T_i = 0 \quad (4.1)$$

Her iki tarafı da T 'ye bölerek ve birimleri tekrar ayarlayarak:

$$\frac{V_0}{V_{\text{superkapasitor}}} = \frac{T}{T_1} = \frac{1}{1-D} \text{ olur.} \quad (4.2)$$

2. mod'da S_1 anahtarı açık ve S_2 anahtarı kapalıdır ve bu durum şekil 3(a)'da gösterilmektedir: S_1 anahtarı açıkken diyotu kullanılmaktadır. Bu durumda L indüktörünün akımı $V_{\text{bara}} - S_2 - L - V_{\text{CSüperkapasitor}}$ devresi yolunda gider

(a) S_2 kapalı, S_1 açık(b) S_1 açık, S_2 açık

(c) Akım & Gerilim dalga formu

Şekil 5. 3 Dc Baradan süper kapasitöre doğru alçaltıcı çevirici olarak çalışması[30]

D modu için S_2 anahtarının açık durumu şekil 5. 3(b)'de gösterilmektedir: D_2 diyotu açıktır ve V_{bara} gerilimi sadece kapasitörü doldurur. L üzerindeki V_L gerilimi süper kapasitör gerilimine boşalır. İndüktörün gerilim ve akım dalga formu şekil 5. 3(c)'de

gösterilmektedir. Sürekli çalışma durumunda dalga şekli bir periyottan diğerine tekrar etmek zorunda olduğundan, endüktans gerilimi olan V_L 'nin bir periyottaki integrali sıfır olmak zorundadır. $T = T_0 + T_1$ olduğundan:

$$(V_{bara} - V_{csuperkapasitor})T_0 = V_{bara}(T - T_0) \quad (4.3)$$

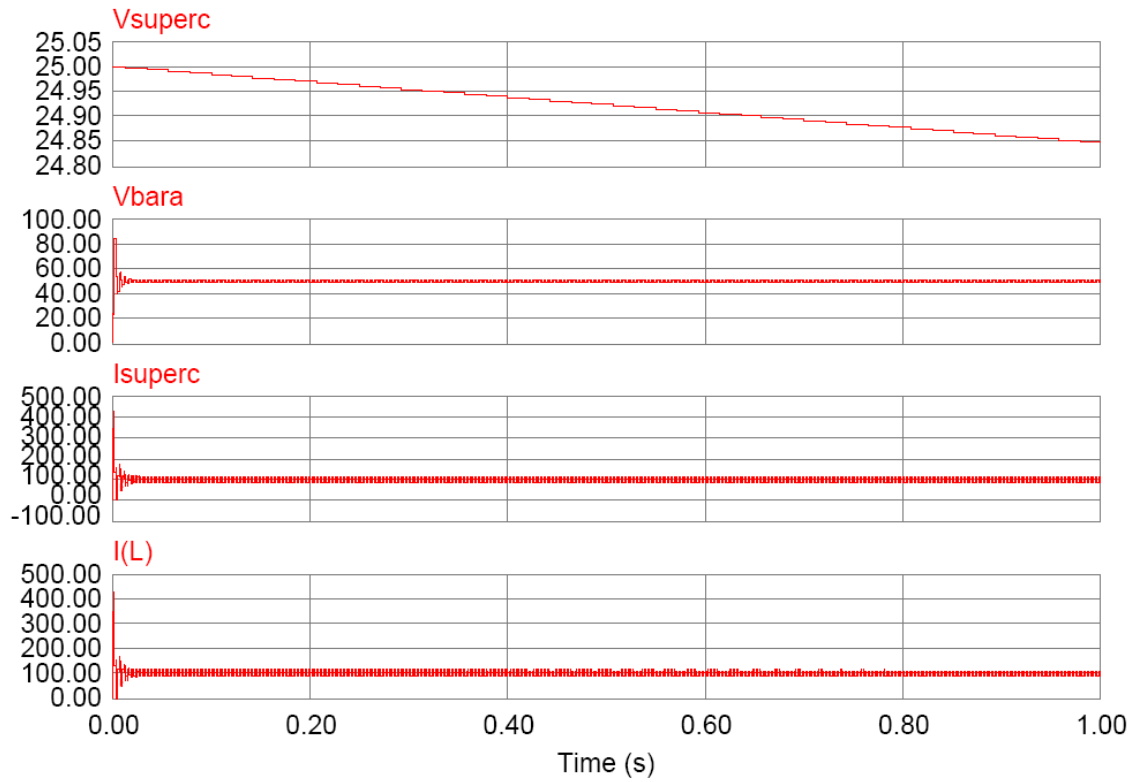
ya da,

$$\frac{V_{csuperkapasitor}}{V_{bara}} = D \text{ dir.} \quad (4.4)$$

5.2 Simülasyon Sonuçları

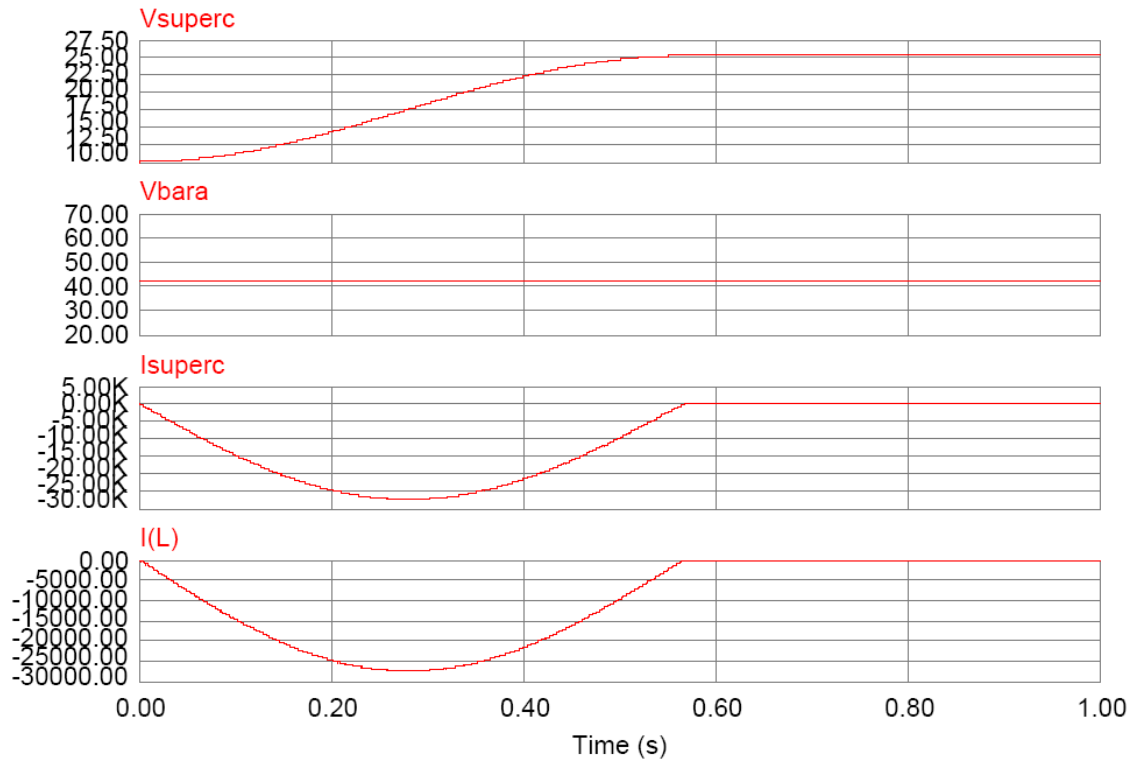
Simülasyon için sistem parametre değerleri; süper kapasitör 650 F/25V, kapasitör 1000uF/63V ve endüktans değeri 100µH alınmıştır. Ayrıca, anahtarlama frekansı ise 10kHz 'dir.

Şekil 5. 1'deki devrede S_1 anahtarı iletimde S_2 anahtarı ise kesimdedir. Bu sistemde, iki-bölgeli süper kapasitör çeviricisi bir yükseltici çevirici olarak çalışır. Şekil 5. 4'de süper kapasitörden dc baraya enerji akışı görülmektedir. Enerji akışı gerilim kontrolü ile yapıldığından, iki-bölgeli süper kapasitör çeviricisi gerilim kaynağı gibi çalışır. Bu sayede, dc bara gerilimi 42 volta regüle edilmiş olur. Simülasyon sonuçlarından, süper kapasitörün geriliminin zamanla değiştiği görülmektedir. Süper kapasitörün gerilim değeri zamanla düşmesi rağmen, darbe genişlik modülasyonun (PWM) görev bölgesi ayarlanarak, dc bara gerilimi 42 V'a sabitlenmektedir. Böylece, sistemin ihtiyacı olan akım değeri, süper kapasitörden sağlanmış olur.



Şekil 5. 4 Süper kapasitörden dc baraya enerji akışı.

Şekil 5. 1'deki devrede S_2 anahtarı iletimde S_1 anahtarı ise kesimdedir. Şekil 5. 5'de dc baradan süper kapasitöre enerji akışı olmaktadır. Süper kapasitörün ilk gerilim değeri 10V olarak ayarlandı. 42 V dc bara geriliminde iki-bölgeli süper kapasitör çeviricisindeki S_2 anahtarı darbe genişlik modülasyonunun (PWM) görev bölgesi ile ayarlanarak, süper kapasitörün gerilimi 25 V değerine ulaşır. dc baradan süper kapasitöre çok kısa sürede yüksek bir enerji transferi olur. Süper kapasitörün depolama işlemi bittiğinde sistemden akım akışı durur ve gerilim 25V'ta sabitlenir.



Şekil 5. 5 Dc baradan Süper kapasitöre enerji akışı.

6. ÇOK GİRİŞLİ DC/DC ÇEVİRİCİ TASARIMININ GERÇEK ZAMANLI DENETİMİ

Yakıt hücresi, süper kapasitör ve batarya gibi farklı türde enerji kaynaklarından oluşan girişleri, tek bir tür enerji çıkışına dönüştüren gerçek zamanlı çevirici bir sistem tasarlanacaktır. Yakıt hücreli ve süper kapasitör sistemlerin birleştirilmesinde dc dağıtım konfigürasyonu seçilmiştir. Bu çalışmada çok girişli sistemin kaynağı olarak, yakıt hücresi ve süper kapasitör kullanılmıştır.

6.1 Çok Girişli Sistemin Kaynakları

6.1.1 Yakıt hücresi

Yakıt hücresi, hidrojen ve oksijeni direk olarak elektrik ve suya çeviren elektrokimyasal cihazlardır. Yakıt hücresi kullanmanın avantajı, yakıt hücresinin sistem kayıpları dâhil, aşağı yukarı %40 olan yüksek yakıt –elektrik enerji verimi verebilmesidir.. Bu ürünün verimi, evsel ve alan ısıtması amacıyla kullanarak %80 gibi yüksek bir değere kadar yükseltilebilir[31]. Nexa PEM Yakıt hücresinin iki önemli karakteri vardır; bunlardan biri, yakıt hücresinin nominal çıkış gerilimi 26 V ‘dir. Nexa PEM Yakıt hücresi(proton exchange membrane) için yük durumuna göre gerilim değeri 22 V’dan 50 V’a değiştirilir. Diğeri ise, yakıt hücreleri $\zeta=20\sim40$ s düşük bir başlama cevap zamanına sahiptir. Yakıt hücresinin bu özelliklerinden dolayı sistemin çıkış gerilim cevabı olumlu yönde etkilenir. Tüm yakıt hücresi sistemlerinde olduğu gibi Nexa güç modülü de başlangıçta harici bir güç kaynağına ihtiyaç duyar ve çekilen akıma bağlı olarak değişmekte olan bir çıkış gerilimi üretir. Nexa PEM Yakıt hücresi, hava soğutmalı bir yakıt hücresi kümesinden oluşmaktadır ve hidrojen ve oksijenden(hava) 1200 Watt’a kadar düzensiz dc elektrik güç üretmektedir. Tablo 6.1 Nexa güç modülü özellikleri görülmektedir[32].

Tablo 6. 1 Nexa güç modülü[32]

Güç	Net Güç	1200W
	Dc Gerilim	22...50V
	Nominal Gerilim	26V
	Nominal Akım	46A
Yakıt	Saflık	$\geq 99.99\%(H_2)$
	Basınç	0.7...17 bar
Emisyon	Su	≤ 870 mL/hr
Fiziksel	En x boy x yükseklik	56x25x33 cm
	Ağırlık	13 kg

6.1.2. Süper Kapasitör

Modern güç elektronik uygulamalarında artan pik güç talebinden dolayı alüminyum elektrolitik kapasitörler kullanılabilir. Fakat bu kapasitörler, bir kaç milisaniye süresince yüksek akım sağlayabilmektedir. Diğer bir çözüm ise pil kullanımını esas alır. Bunlar çok uzun süreler yüksek akım sağlayabilmektedirler. Ayrıca, pillerin döngüsel davranışı kapasitörlerle karşılaştırıldığında zayıftır ve piller düşük bir güç yoğunluğu sunarlar. Süper kapasitörler enerji depolamada kullanılan yeni bir cihazdır. Süper kapasitör elektrik enerjisi depolayan, mekanizması güçlü, aşırı seviyede yüksek çevrim kapasitesi olan ve yüksek güç yoğunluğuna sahip aygıtlardır. Birçok batarya hızlı şarjda yıkılırken, Süper kapasitörler hızlı şarj edilebilir ve bataryalara göre daha fazla ömürleri vardır. Bu nedenden dolayı süper kapasitörler depolama araçları olarak tercih edilmektedirler. Güç yoğunluğu pillerden kayda değer bir oranda yüksektir. Ayrıca, enerji yoğunluğuda elektrolitik kapasitörlerden yüksektir. Bunlara ek olarak, süper kapasitörler 100000'lerce defa tekrar tekrar kullanılabilir. Bundan dolayı, süper kapasitörler, ulaşımda, pik güç talebini karşılamada kullanılabilir olan ideal cihazlardır[33-37]. Süper kapasitörler, elektrik /hibrid araçlar

üzerine birçok uygulamalarda, yüksek ivmelenme ve enerji iyileştirilmesi için pik gücü sağlamak amacıyla kullanılabilirler[37-40].

Süper kapasitörler çift katlı kapasitörleri esas almaktadırlar. Temel yapısı iki aktif karbon atomu (elektrolite batırılmış) ve elektrodlar fiziksel temasına engel olmayan, fakat aralarında yön transferine izin veren bir ayraç(seperatör)'den oluşmaktadır. Elektrolitik kapasitörlerle kıyaslandığında, süper kapasitörlerin yüksek enerji içeriğine sahip olması, aktif karbon elektrot malzemenin dolayısıdır. Aktif karbon elektrot malzeme aşırı yüksek özgül yüzey alanına ve elektrot ve elektrolid arasındaki ara yüzeyde 1 μ m'dan az aşırı kısa mesafeye sahiptir. Böylece birkaç bin farad'a kadar kapasitör elde etmek mümkün olmaktadır[37,41,42,43].

Sistemde Maxwell firmasına ait, Boostcap modelinin 650F/28V süper kapasitörü kullanılacaktır.

6.2 Donanım

Gerçekleştirilen sistemin donanımı güç kaynağı devresi, güç elektroniği devresi, analog ölçme devresi gibi altyapıları içermektedir.

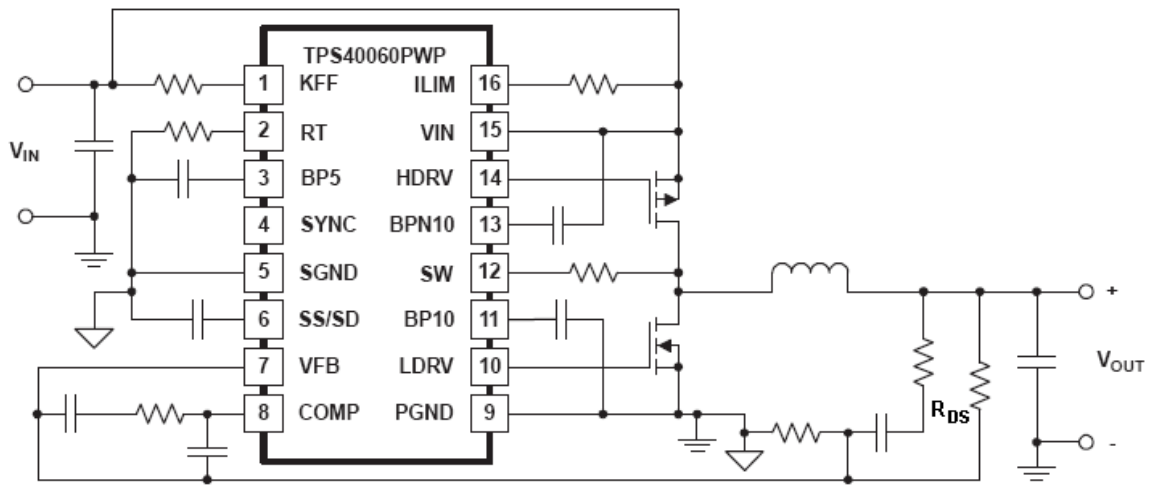
6.2.1 Güç Kaynağı Devresi

Sistemin enerji ihtiyacını karşılamak için güç kaynağı devresi tasarlandı. Güç kaynağı devresi, TPS40060 modülü, dc baradaki 42 voltluk gerilimi 15 V'luk gerilime düşürmektedir. Hibrid sürücüsü devresinin ihtiyacı olan gerilimi sağlamaktadır.. Ayrıca hibrid sürücünün içindeki optocoupler, elemanın ihtiyacı olan 5 volt gerilimi, TPS40060 modülü çıkışındaki 15 V, LM7805 ile regüle edilerek 5 volta düşürülür.

TPS40060 modülün özeliği, yüksek verimli olmasıdır ve 10V dan 55V'e olan giriş geriliminde, istenen çıkış gerilim değerine ayarlanabilmesidir. Geniş Giriş aralıklı ve gerilim ileri-besleme özelliği (TPS40060'e ait) ile 16V, 24V, 36V ve 42V'lık tek bir çeviriciden birçok farklı kaynak yapmak mümkün olmaktadır. TPS40060 tek bir

kaynaktan başlatmak için tasarlanmıştır ve başlangıç için ilave ön gerilime gerek yoktur. Modül, bir P-Kanal, yüksek-kenar MOSFET süren Geniş Giriş aralıklı senkronize alçaltıcı kontrolörü kullanır. Şekil 6.1’de, TPS40060 modülünün uygulama diyagramı görülmektedir.

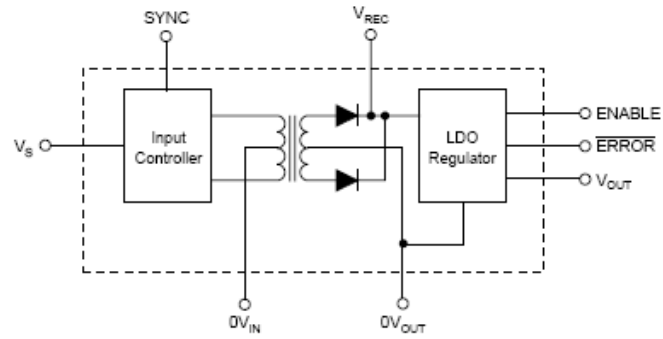
Kısa devre koruması için R_{DS} akımı kullanma ve bir yüksek-kenar P-kanal MOSFET kullanma, performansta düşme olmadan, devre tasarımını daha basit hale getirir. TPS40060 giriş gerilimi; çıkış gerilimi, key dalga şekilleri için test noktaları ve birde geri-besleme döngüsünde 50Ω ’luk bağlantı noktasından sağlanmaktadır[44].



Şekil 6. 1TPS40060 modülünün uygulama diyagramı

TPS40060 modülünün çıkış gerilimi kullanılarak, DCR02 elemanının giriş gerilimine uygulandığında sistem 5 voltluk bir gerilim üretir. DCR02 çıkış gerilimi mikro işlemci ve ölçüm kartına uygulanmakta ve bu gerilim sayesinde sistemden yalıtılmış durumdadır.

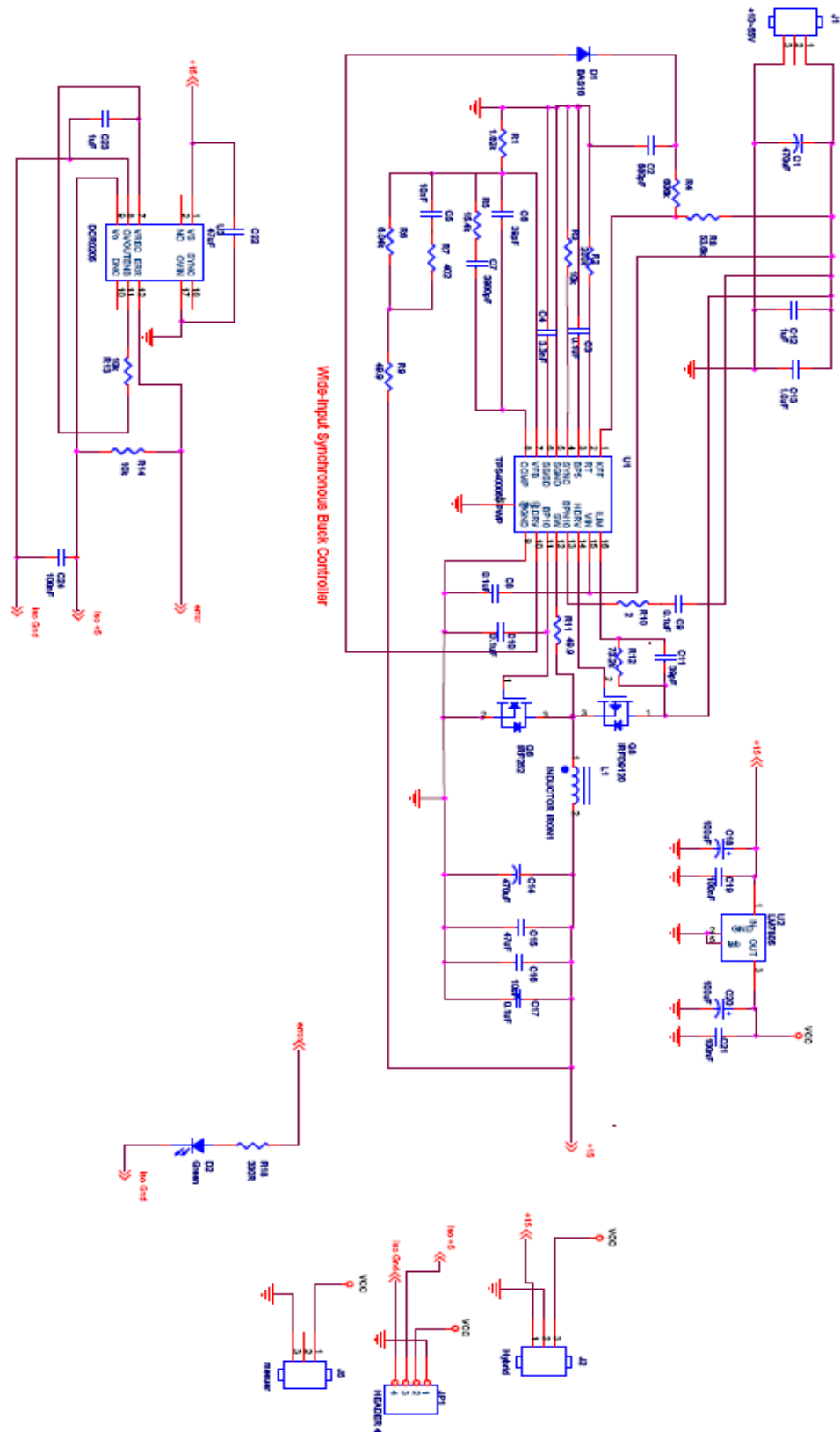
DCR02 serisi yüksek verimli bir seri olup giriş-izole, çıkış-regüle dc-dc çeviricidir. Nominal 2W, galvanik-izole çıkış gücüne ilave olarak, bu aralık da ki çeviriciden çok düşük çıkış gürültüsü ve yüksek doğruluk hassasiyetine sahiptirler. Girişe uygulanan 12/24V voltluk gerilim, çıkışta 5 voltluk regüleli bir gerilim çıkışı sağlar.(şekil 6.2)



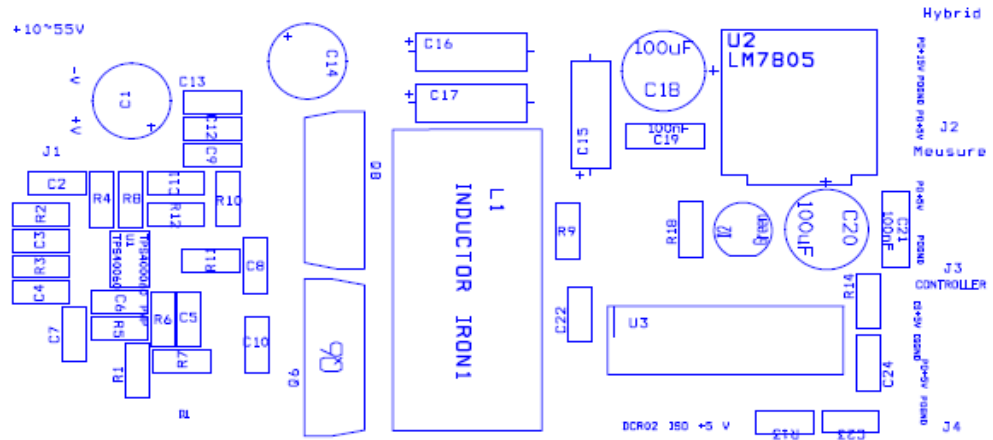
Şekil 6. 2 DCR02 serisi regüle çevirici içyapısı

DCR02 serisi, yüksek hacimli donanımlara uygun standart JEDEC taslakları sağlayan standart şekilli IC paketlemesi ile gerçekleştirilir. DCR02 serisi, standart IC paketlemesinde kullanılan aynı teknoloji ile üretilir ve böylece çok yüksek güvenilirlik sağlanmış olur[45].

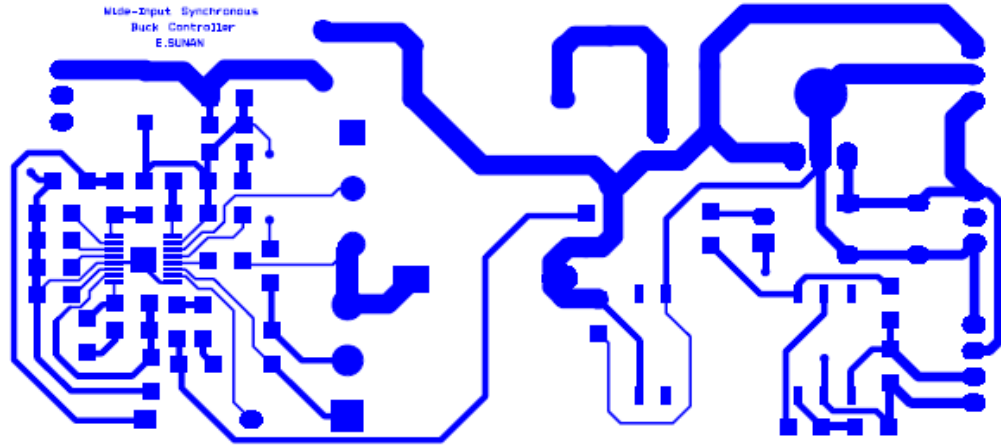
TPS40060 modülü ve DCR02 serisinden oluşan Güç kaynağı devresinin açık şeması şekil 6. 3'de görülmektedir. Ayrıca, sistemin devre şemasına şekil 6. 4'de yer verilmiştir.



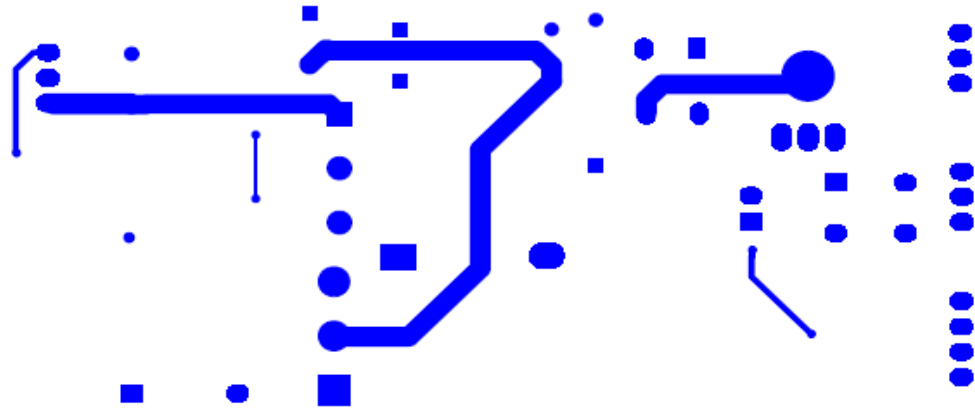
Şekil 6. 3 3 Güç Kaynağı Devresi



(a) Malzeme sembolleri



(b) Malzeme tarafındaki bakır



(c) Lehimleme yapılacak yüzey alt bakır

Şekil 6. 4 Güç Kaynağı Devresi Şeması

6.2.2 Güç Elektroniği Devresi

Yüksek frekans ve yüksek gerilime sahip güç elektroniği anahtarlama devrelerinin kontrol ve ölçme devrelerinin izolasyonları oldukça güçtür. Bu tür uygulamalarda olduğu gibi ortak referans noktalarının bulunması diğer elemanların zarar görmemesi ve ölçümlerin sağlıklı olabilmesi için birbirlerinden yalıtımlarını gerektirir. Şekil 'deki gibi IGBT elemanlarını sürerken işlemciden gelen PWM sinyalleri ile IGBT arasına izolatör yerleştirilmiş olup güç devresinde oluşabilecek herhangi bir olumsuzluk durumunda işlemcinin zarar görmesi engellenmiş olacaktır.

Kullanılan hibrid devreler PowerEx firmasının yüksek frekanslı anahtarlama için üretmiş olduğu devrelerdir.(Şekil 6. 5) Bu devreler dual IGBT modül ile kullanım için tasarlanmış tam yalıtımlı, iki kanallı gate sürücüsüdür. Bu kartta, 1400A'e kadar olan modüllerin etkin olarak anahtarlama sağlaması için PowerEx VLA500-01 ya da PowerEx VLA502-01 hibrid gate sürücülerini kullanılmaktadır. Hibrid gate sürücüler aynı zamanda beklenmedik kısa devre şartlarına karşı koruma sağlamaktadırlar. VLA500-01 ve VLA502-01 hibrid gate sürücülerini, izole gate güç sürücüsü sağlamak için, 2500VRMS' e kadar izolasyon sağlayan dc-dc konvertör içerir. Kontrol sinyalleri, yüksek hızlı 15KV/ μ s' lik (Gürültü önleme değeri) optocoupler'lar kullanarak izole edilirler. Kısa devre durumunda, bu devre izole edilmiş bir hata geri-besleme sinyali verir[29]. VLA502-01 R devresinin kart devresi Şekil 6. 6 görülmektedir[46].

Hibrid sürücü kartının özellikleri:

- Peak Çıkış akımı 12A'ya kadardır.
- Kontrol güç ve sinyalleri için 2500VRMS izolasyon sağlamaktadırlar.
- 1 adet 15V dc kaynakla çalışmaktadırlar.
- +15V/-8V'luk geniş bir çıkış gerilim aralığına sahiptirler[46].

Hibrid sürücü kartında kullanılan IGBT modülleri:

Bu devre, Mitsubishi firmasının 5.nesil A, NF ve NFH serisi IGBT modülleri ile kullanım için tasarlanmışlardır.

- Mitsubishi NF ve A serileri IGBT modülleri için VLA500-01 kullanımı.
- Mitsubishi NFH serisi IGBT modülleri için VLA502-01 kullanımı[46].

Devre uygulamasında kullanılmakta olan Mitsubishi NF, A ve NFH serisi IGBT modüllerin özellikleri aşağıda belirtilmektedir.

A serisi,

- 5.Nesil çip teknolojisi ve LPT(Light Punch-Through) yonganın birleşmesi ile:
 1. Düşük $V_{CE(Sat)}$ (Tipik değeri 1200V için $2.0V@T_j=125^0C$)
 2. Yüksek kısa devre akım dayanıklılığı
 3. Düşük sürme gücü gerektiren giriş kapasitansı
- AIN izolasyon tabanı ile mükemmel termal iletkenlik
- Düşük kılıf içi endüktansı
- Yeni lehim teknolojisi ile modül ömründe belirgin artış
- Mitsubishi NF serileri ile karşılaştırıldığında:
 1. Tekil yada ikili IGBT modül seçenekleri
 2. Yalnızca 1200V uygulamaları için[47]

NF serisi,

- 5.Nesil çip teknolojisi ve LPT(Light Punch-Through) yonganın birleşmesi ile ile:
 1. Düşük $V_{CE(Sat)}$ (Tipik değeri 600V için $1.7V@T_j=125^0C$ ve 1200V için $2.0V@T_j=125^0C$)
 2. Yüksek kısa devre akım dayanıklılığı
 3. Düşük sürme gücü gerektiren giriş kapasitansı
- AIN izolasyon tabanı ile mükemmel termal iletkenlik
- Düşük kılıf içi endüktansı
- Yeni lehim teknolojisi ile modül ömründe belirgin artış
- Mitsubishi A serileri ile karşılaştırıldığında:

1. ikili, altılı ya da yedili IGBT modül seçenekleri
2. Yüksek güçlü UPS'ler, genel amaçlı eviriciler için 1200V(900 ve 1400A) ve 1700V(1000A) kullanılır[47].

NFH serisi,

- 5.Nesil çip teknolojisi ve adapte edilmiş hayat süresi kontrolü ile kesime gidildiğinde çok düşük anahtarlama kayıpları

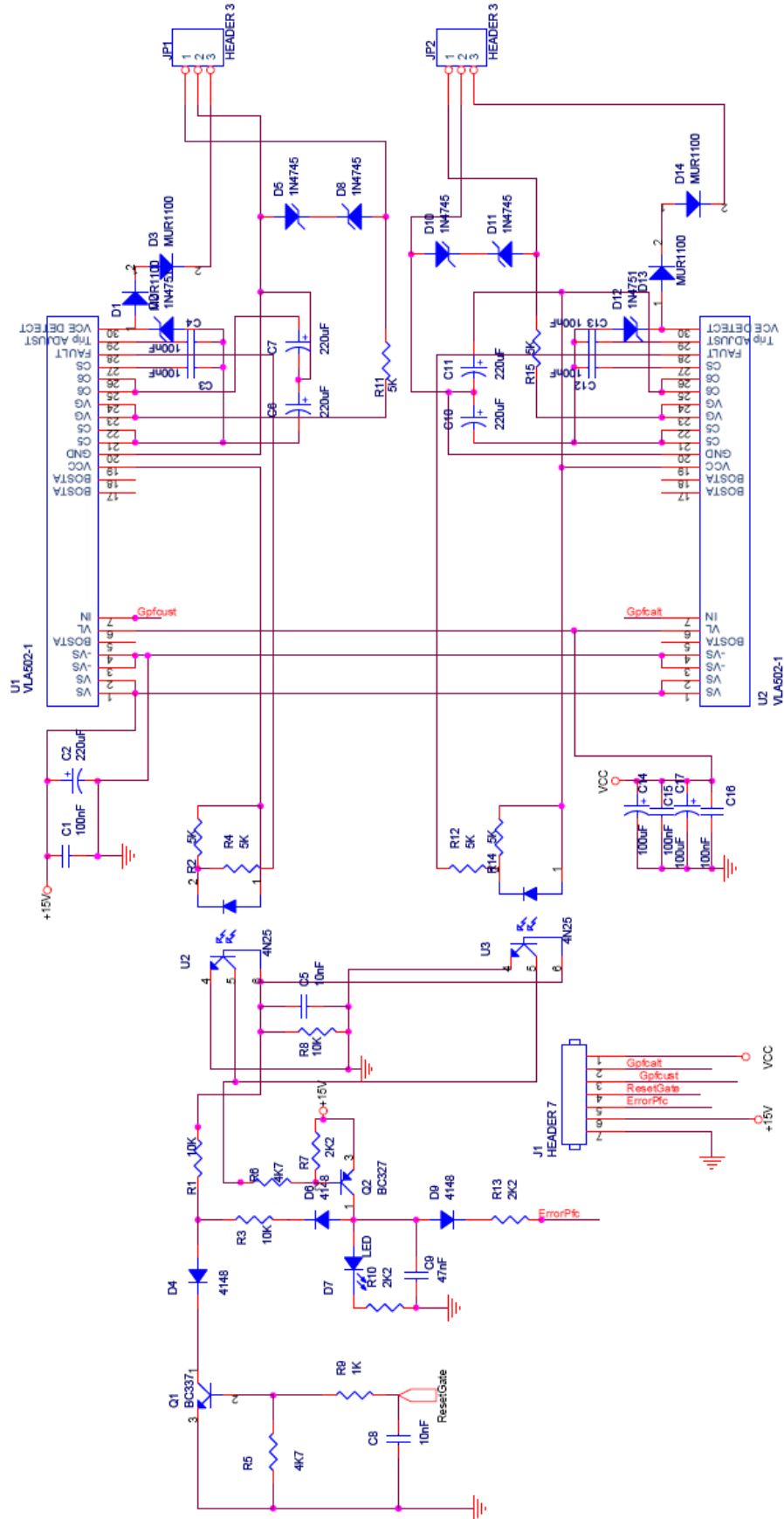
- 50 kHz yüksek frekans anahtarlama için optimize edilmiştir.
- Düşük kılıf içi endüktansı
- “Soft Switching” uygulamalarında mükemmel performans
- Güç döngüsü kabiliyetinde belirgin artış
- Mitsubishi A serileri ile karşılaştırıldığında:

1. ikili, altılı ya da yedili IGBT modül seçenekleri
2. Yüksek güçlü Kesintisiz Güç kaynağı UPS'ler, genel amaçlı eviriciler için 1200V(900 ve 1400A) ve 1700V(1000A)

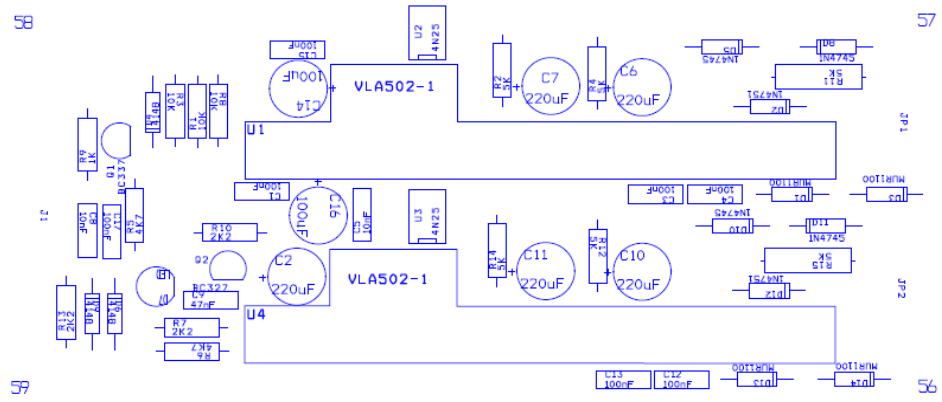
NFH serisi,

- 5.Nesil çip teknolojisi ve adapte edilmiş hayat süresi kontrolü ile kesime gidildiğinde çok düşük anahtarlama kayıpları

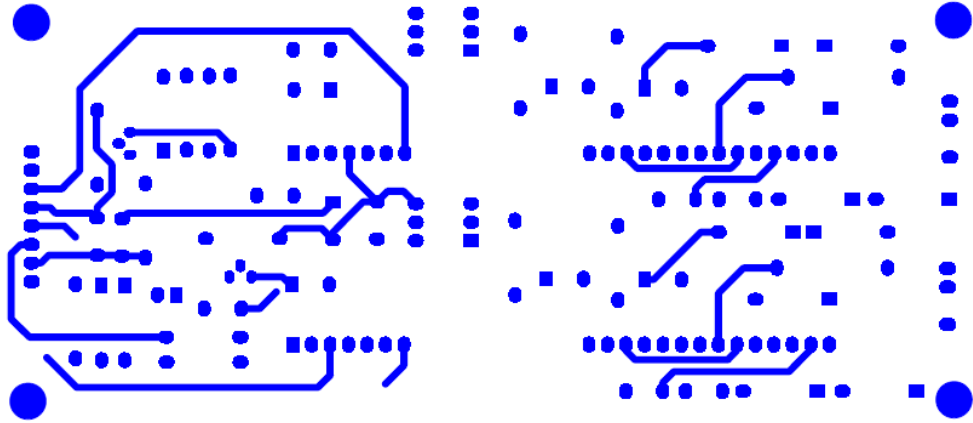
- 50 kHz yüksek frekans anahtarlama için optimize edilmiştir.
- Düşük kılıf içi endüktansı
- “Soft Switching” uygulamalarında mükemmel performans
- Güç döngüsü kabiliyetinde belirgin artış[47]



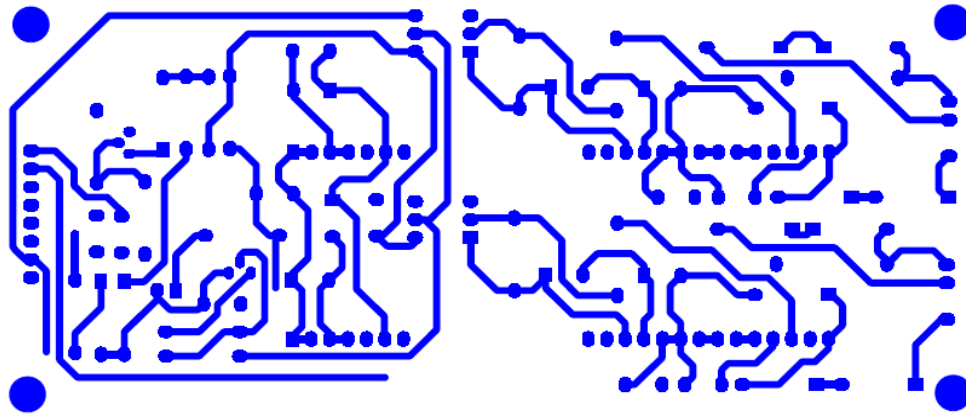
Şekil 6. 5 IGBT Sürücü Devresi



(a) Malzeme sembolleri



(b) Malzeme tarafındaki bakır



(c) Lehimleme tarafındaki bakır

Şekil 6. 6 Hibrid sürücüsü Vla502-1R devre şeması

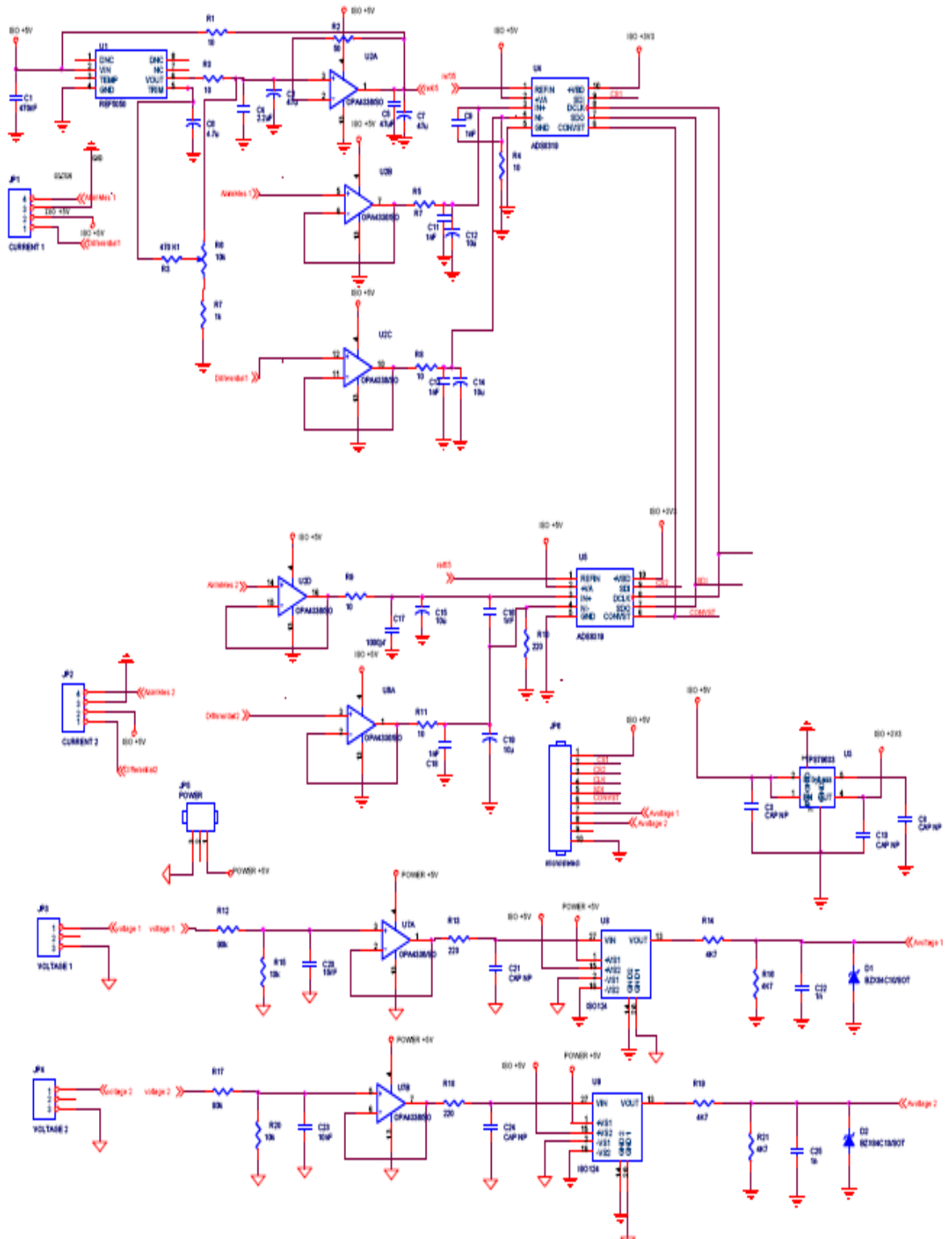
6.2.3 Analog Ölçüm Devresi

Akım ve gerilim, gibi analog işaretlerin ölçülmesi için şekil 6. 7'deki devre tasarlanmıştır. Bu devreler işlemcinin analog ve SPI portuna gönderilmeden önce işlemcinin algılayabileceği seviye'ye uygun hale getirebilmek için op-amp entegreler ile tamponlanmıştır.

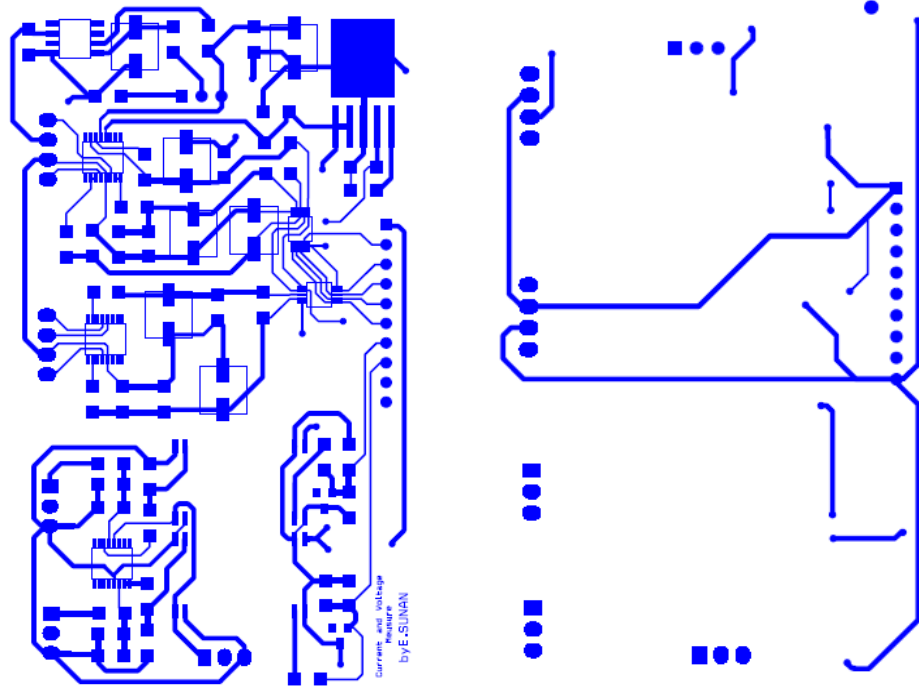
Sistemin akımını ölçmek için Honeywell's firmasına ait CSLT6B100 serisi akım trafosu kullanılmıştır. 0-100A ölçüm sahası olan bu trafo +5V beslemeye sahip ve akım bilgisini analog gerilim olarak vermektedir. Gerilim referans değeri 2.5V olan akım trafosunun çıkış gerilimi, akım değerinin işaretine bağlı olarak her bir amper değeri için 15mV artmakta veya azalmaktadır. Akım trafosundan gelen gerilim değerini işlemcinin SPI portuna göndermek için analog-dijital çeviren bir konverter kullanılmıştır. ADS8319 16 Bit, 500-KSPS analog-dijital bir konverterdir ve 2.25V-5.5V arası bir harici referans ile çalışmaktadır. Cihaz kapasitör tabanlı örnek alıcısı ve tutucusu olan bir SAR A/D çeviriciye sahiptir. Cihaz 50-Mhz SPI uyumlu seri bir arayüz içerir. Ara yüz, papatya zincirini (daisy chaining) ya da çoklu cihazların kaskad bağlantısını desteklemek için tasarlanır. Ayrıca, var olan meşgul durum göstergesi, dijital host ile senkronizasyonu kolay hale getirmektedir.

ADS8319 tek-kutuplu tek-uçlu giriş aralığı 0V-Vref 'luk bir girişi desteklemektedir. Cihazın çalışması her küçük güç işlemi için optimize edilir ve güç tüketimi doğrudan hız ile ölçeklendirilir.[48]

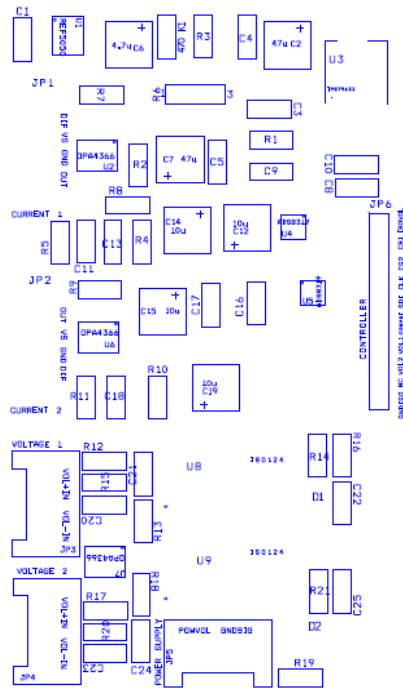
0 - 42 VDC seviyesinde olan dc bara gerilimi önce gerilim bölücü dirençler yardımıyla düşürülür ve tampon görevi yapan bir op-amp ile birlikte, yalıtımlı op-amp kullanılarak işlemciye gönderilir. Yalıtımlı op-amp Power +5V ve Iso +5V kaynaklarla beslemesi sağlanır. Iso +5V 'luk taraftan bilgi alınarak sistem yalıtılır. Devrenin açık şeması şekil 6. 7'de görülmektedir. Ayrıca akım ve gerilim kartının devre şeması şekil 6. 8'dir.



Şekil 6. 7 Analog Ölçüm devreleri



a) Malzeme tarafındaki bakır (b) Lehimleme yapılacak yüzeyin alt bakır



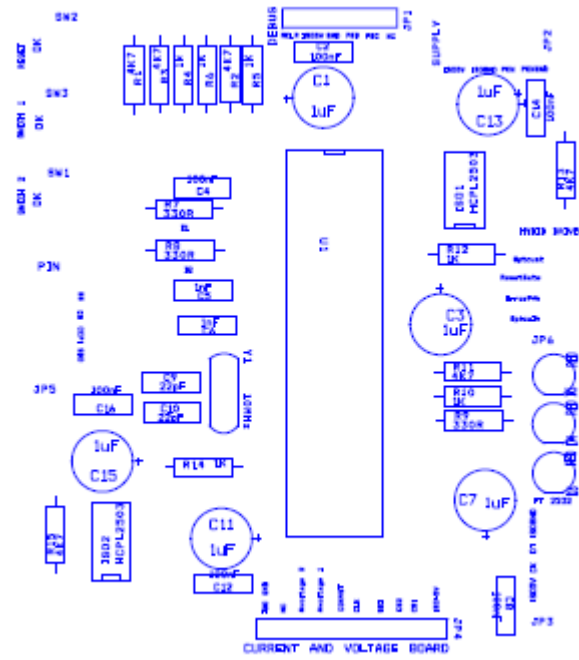
(c) Malzeme sembolleri

Şekil 6. 8 Akım ve Gerilim kartının devre şeması

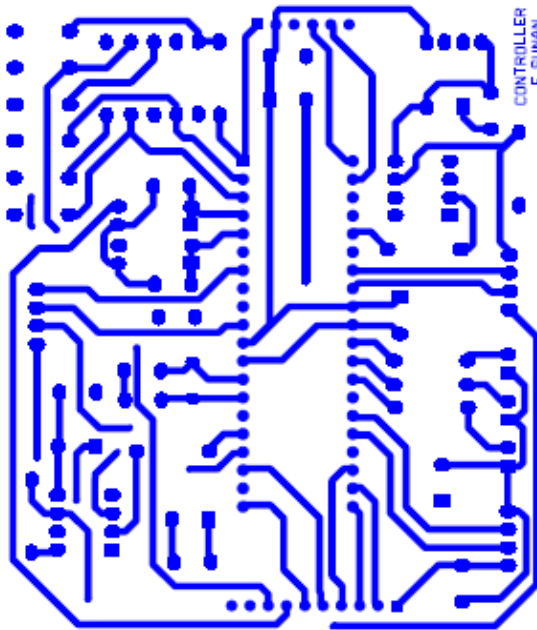
6.2.4 Sayısal Kontrol Devresi

Sayısal işaret isleyicisi Microchip firmasına ait PIC 18F4520 işlemcisidir. PIC 18F4520 serisi yüksek performanslı, CMOS, full-statik, 16 bit mikro denetleyicidir. PIC16F873/874 microchip' i 1536 bayt 'lık RAM belleğine, 256 bayt EEPROM belleğine ve 36 I/O pin' ine sahiptir. Bunun yanı sıra, 4 adet timer ve sayaç vardır. Tüm PIC'ler de olduğu gibi, 4 adet osilatör seçeneği mevcuttur. Bunlarda tek pin li RC osilatör, düşük maliyet çözümünü sağlamakta, LP osilatör (Kristal veya seramik rezonatör) , enerji sarfiyatını minimize etmekte (asgari akım) , XT kristal veya seramik rezonatör osilatörü standart hızlı ve HS kristal veya seramik rezonatörlü osilatör çok yüksek hıza sahiptir (40 MHZ). Yüksek güvenilirlikli Watchdog Timer kendi bünyesindeki chip üstü RC osilatörü ile yazılımı kilitlemeye karşı korumaktadır. Bununla birlikte, PIC 18F4520 2 kanal PWM, 10 bitlik 13 kanal ADC, 4 kanal SPI, 1 kanal UART, I²C ve 2 kanal karşılaştırma modu vardı.

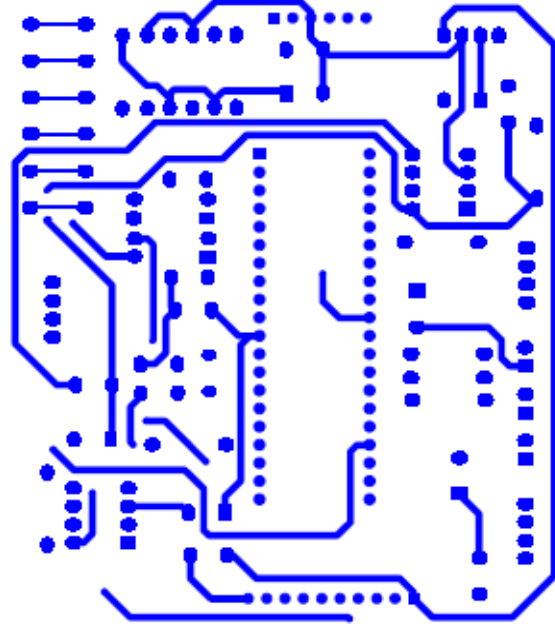
5 V besleme ile çalışan işlemci 5V toleranslı giriş-çıkış'lara sahiptir. Gömülü yazılım firmanın kendisine ait geliştirme ortamı üzerinde, C Compiler derleyici ile geliştirilmiştir. Kullanılan PIC 18F4520 algoritmaları yine sağlayıcı firmanın kütüphanelerinden yararlanılarak kullanılmıştır. Gelen analog işaretler işlemcinin analog-sayısal çevirme modülünde 10 bit nicelendirilmiş olarak kaydedilir. Kontrolör devrenin açık şeması şekil 6. 9'de görülmektedir. Kontroller kartının devre şeması şekil 6. 10'da verilmiştir.



(a) Malzeme sembolleri



(b) Malzeme taraftaki bakır

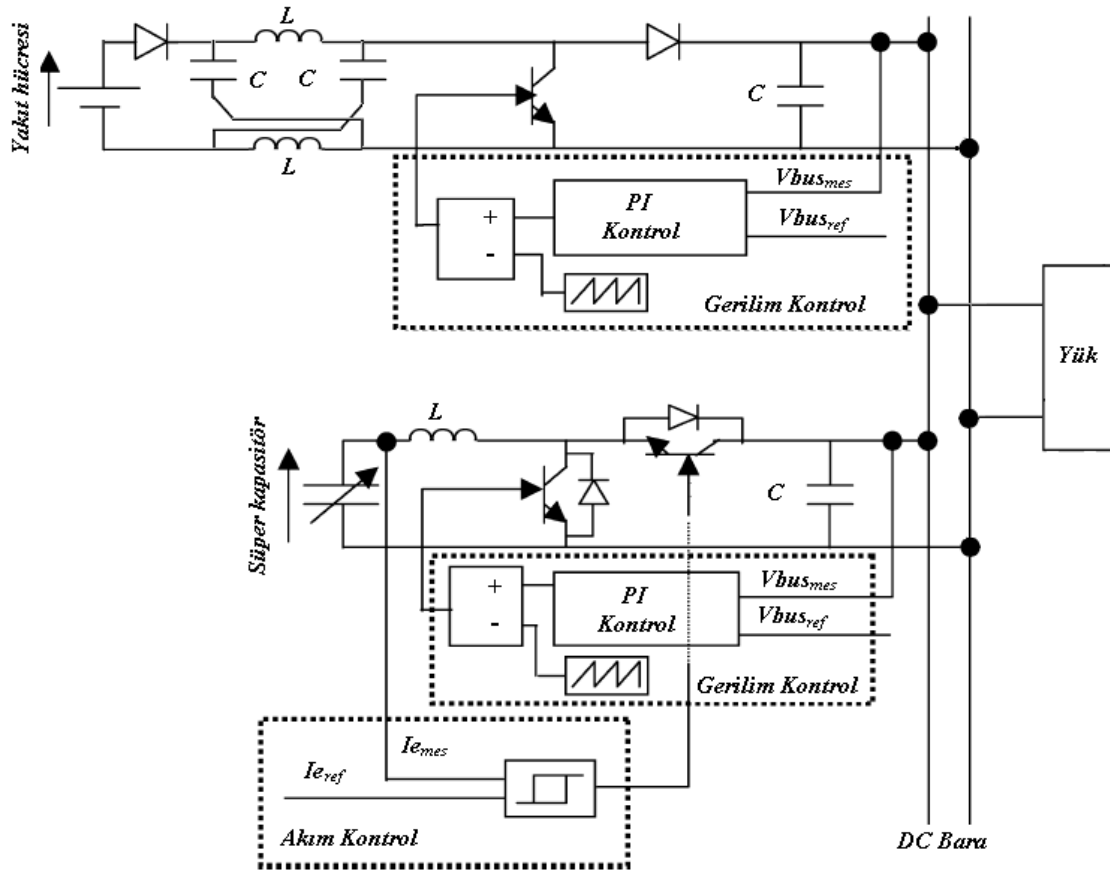


(c) Lehimleme taraftaki bakır

Şekil 6. 10 Kontroller kartının devre şeması.

6.3 Hibrid Sistemin Kontrolü

Yakıt hücreleri, güç yükü artışı veya azalışına hızlı cevap veremeyebilirler. Güç yükünün tekrarlanırlık durumundan dolayı zarar görebilir. Bu sebeple, yakıt hücresi hibrit sistemlerde sadece kararlı hal koşullarında çalıştırılırlar. Yakıt hücresinin enerji yetersizliği durumlarında süper kapasitörler ek enerji kaynağıdır. Süper kapasitörler sistemde geçici enerji dağıtma veya geçici enerji geri kazanma gibi durumlarda kullanılır. Bu kontrolün ana noktası dc bara gerilimini regüle etmektir.



Şekil 6. 11 Hibrid yapının kontrol prensibi

Hibrit yapının kontrol prensibi Şekil 6. 11 de sunulmuştur. Yakıt hücresi elektriksel güç değerini P_{FCMin} ile P_{FCMax} arasında tutmak için yakıt hücresi akım eğimi mutlak değeri ile sınırlandırılmalıdır. Süper kapasitif depolama aygıtının gerilimi, $V_{superCMin}$ ile $V_{superMax}$ içerisinde tutulmalıdır. Hibrit sistem kontrolü süper kapasitör ve yakıt hücresi tarafından güç dağıtımı boyunca, V_{bus} regülasyonunun güç talebinin bir sonucu olarak akım referanslı olur. Dc bara gerilim kontrolörü (PI kontrolör) P_{BusREF} olarak adlandırılan bir güç referansı üretir. Bu sinyal belirli bir seviyede ve değişim oranında sınırlıdır. P_{FCREF} yakıt hücresi güç referansı oluşturmak için yakıt hücresi akım referansı i_{FCREF} elde edilir. P_{BusREF} , dc bara güç referansı ile P_{FCREF} yakıt hücresi referansları arasındaki fark süper kapasitör güç referansını $P_{SuperCREF}$ 'e verir. Bu güç referansı süper kapasitörün çalışma modunu belirler. Bu fark pozitif ise deşarj durumda, negatiftir ise şarj durumundadır.

İlk olarak normal çalışma boyunca i_{SuperC} sifira eşitken, süperkapasitörler yakıt hücresi tarafından önceden belirtilen $V_{superCMin}$ ile $V_{superMax}$ arasında bir değere $V_{superCNormal}$ gerilim seviyesine kadar şarj edilir. Bu hedefe ulaşabilmek için, yakıt hücresi anma gücüne karşılık gelen referans olarak i_{FCREF} yakıt hücresi anma akımıyla bu ihtiyaç karşılanır. Süperkapasitör gerilim kontrolörü, referans olarak $V_{superCNormal}$ ile karşılanır.

Geçici hızlı yük azalması veya P_{Fmin} 'e göre daha az güç yüküne sahip olduğunda, süper kapasitör gerilim kontrolörü referans olarak $V_{superCNormal}$ ile şarj edilir. Süperkapasitör gerilimi $V_{superCNormal}$ 'dan daha büyük değerde yada sıfır ise hibrit kontrol algoritması i_{SuperC} 'nin minimum değerini seçmeye neden olur.

Yakıt hücresi güç referansında çalışırken, geçici hızlı bir yük artışı olduğunda, süper kapasitör sistemin ihtiyacını karşılar. Süper kapasitör gerilim kontrolörü referans olarak $V_{superCMax}$ ile $V_{superCMin}$ arasındaki gerilim değişimi, dc bara gerilimi sabit olacak şekilde ayarlanır.

Eğer süperkapasitör gerilimi $V_{superCNormal}$ 'den düşük değerde ise hibrit kontrol algoritması i_{SuperC} minimum değeri seçmeye neden olur. Bu çalışma boyunca sistem

tarafından yükün pik yapması durumunda şarj akımı çok hızlı artacağından dolayı, kararsızlıktan sakınmak için değişim oranı sınırlandırılmak zorundadır.

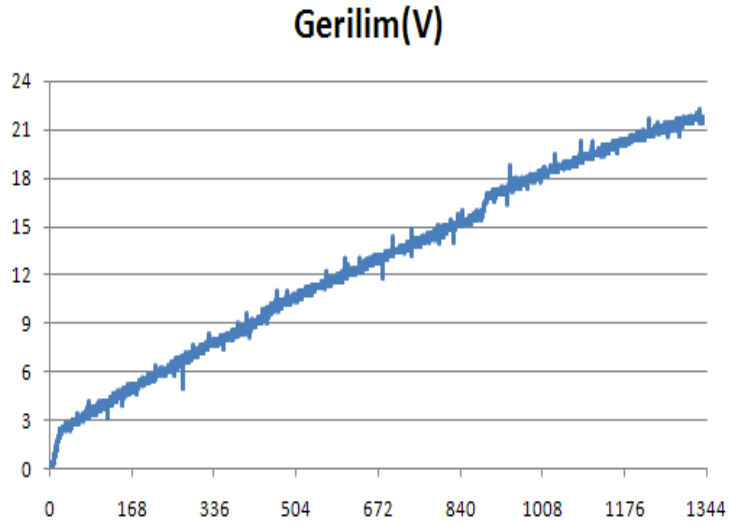
Sistemin kontrol algoritmasının gömülü yazılımı C dili ile geliştirilmiştir. Program iki parçadan oluşmaktadır. Birincisi kaynaklardan ve dc baradan gelen analog işaretleri sayısal bilgilere çeviren, işleyen ve darbe genişlik modülasyonunun görev zamanlarını ayarlayan kısımdır. İkincisi ise, iki işlemcinin haberleşerek süper kapasitörün şarj ve deşarj durumlarının ayarlarını yapmayı sağlayan kısımdır. Birinci kısımda, sayısal çevrim işlemleri ayrı bir kanaldan, darbe genişlik modülasyonu ayrı bir kanaldan yapılmaktadır. İkincisi kısımda ise R232 haberleşmesi kullanılarak yapılacaktır. R232 haberleşmesi sayesinde sistemin güç ihtiyacına göre, dc baradan sabit bir gerilim elde edilmektedir. Yakıt hücresi ve süper kapasitörler arasındaki iletişime göre anahtar elemanlarına darbe genişlik modülasyonu ile sinyal uygulanır.

6.4 Uygulama Sonuçları:

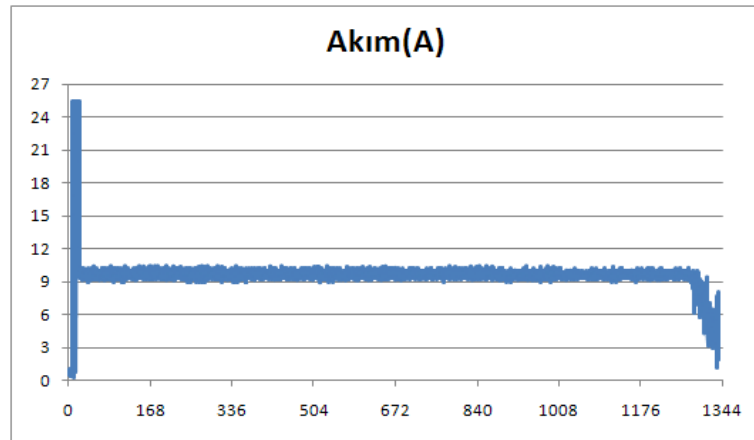
6.4.1 İki bölgeli süper kapasitör çevirici

Uygulamalar için parametre değerleri, süper kapasitör 650 F/21V, kapasitör 4000 F/450V, dc bara gerilimi 42V, endüktans 100 μ H, anahtarlama frekansı 20kHz olarak alınmıştır.

Şekil 6.11'deki İki bölgeli süper kapasitör çevirici devresinde akım kontrolü yapılarak süper kapasitör şarj edilmekte olup 42V'luk dc bara gerilimi düşürülmek suretiyle alçaltıcı çevirici olarak çalışır.



(a)



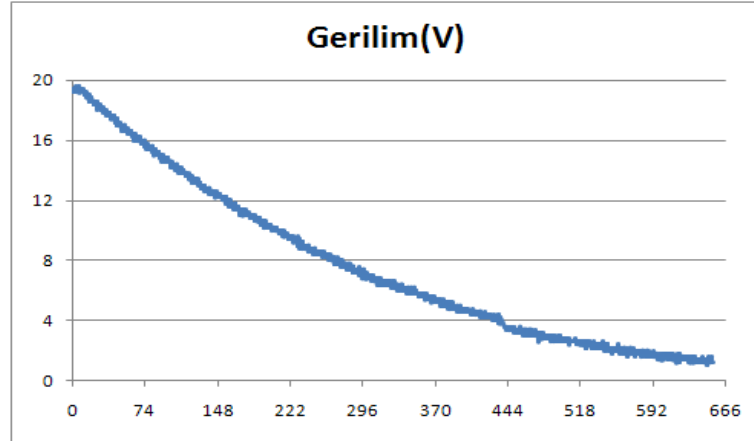
(b)

Şekil 6. 12 10 Amperde süper kapasitörün şarj grafikleri (a) Gerilim grafiği (b) Akım grafiği

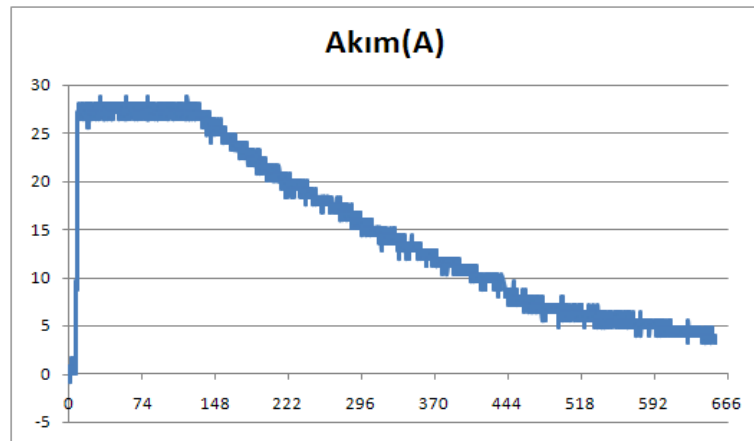
Şekil 6.12 (a)'da süper kapasitördeki ani akım artışı sırasında gerilim ani olarak 2.5V'a çıkmaktadır. Kontrolör sayesinde kontrollü olarak gerilim 21V'a erişinceye kadar doğrusal olarak artmaktadır.

Şekil 6.12 (b)'de süper kapasitör boşken ani olarak akım artışı olmakta ve kontrolör yardımıyla kısa bir süre içerisinde akım önce yaklaşık 25A'e çıkmakta hemen

sonrasında ise 10A'ye düşmektedir. Yaklaşık 1200 saniye boyunca 10Amper akım değerinde süper kapasitör şarj edilmektedir sonrasında gerilim 21V'a ulaştığında akım kademeli olarak 0 Ampere düşmektedir.



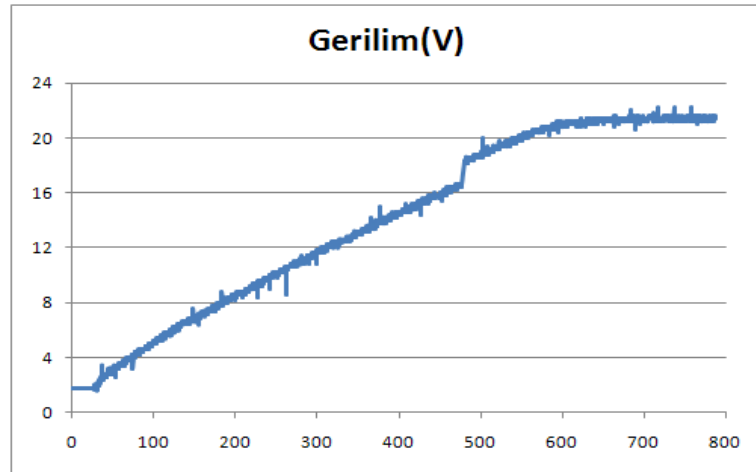
(a)



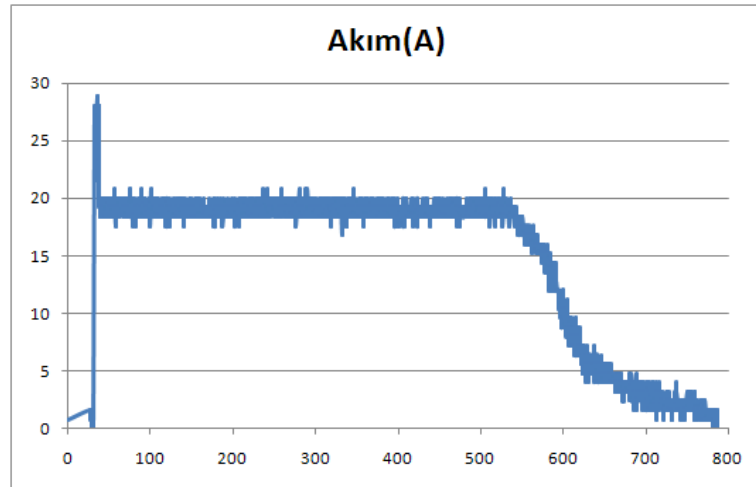
(b)

Şekil 6. 13 10A'de şarj edilen süper kapasitörün boşalma eğrileri (a) Gerilim eğrisi (b) Akım eğrisi

Şekil 6.13'da 0.5 Ω /5KW'lık bir yükte süper kapasitör boşaltıldığında gerilim ve akım davranışları görülmektedir.



(a)



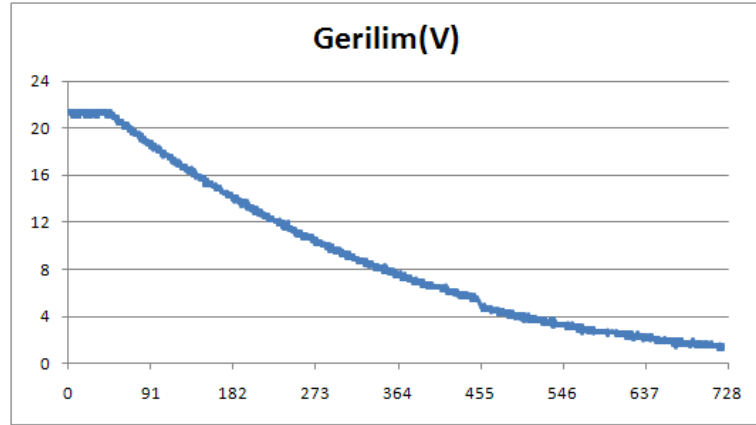
(b)

Şekil 6. 14 20 Amperde süper kapasitörün şarj grafikleri (a) Gerilim grafiği (b) Akım grafiği

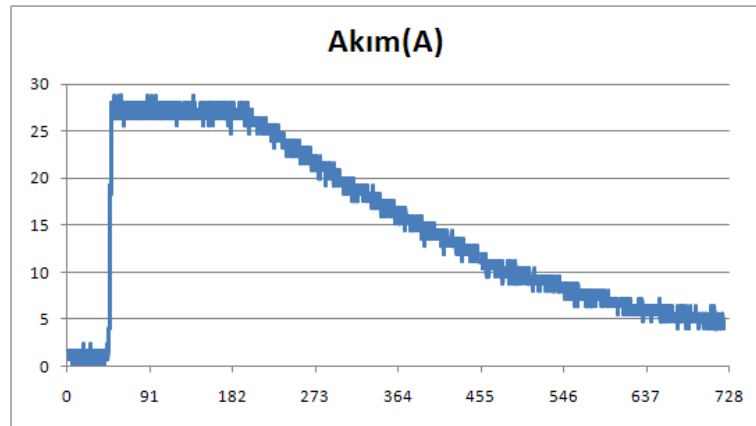
Şekil 6.14 (a)'da süper kapasitör gerilimi 2V alındığında sistem kontrolör yardımıyla 500 saniyede 21V gerilim değerine ulaşmıştır. Akımın 10 Amper olduğu durumda, 1200 saniyede 21V gerilim değerine ulaşılmıştır.

Şekil 6.14 (b)'de süper kapasitörün başlangıç gerilim değerinin 2V olduğu durumda, kontrolör yardımıyla kısa bir süre içinde akım önce 27 A çıkmakta hemen sonra ise 20A'e düşmektedir. Yaklaşık 500 saniye boyunca 20Amper akım değerinde

süper kapasitör şarj edilmektedir sonrasında gerilim 21V'a ulaştığında akım zamanla düşmektedir.



(a)

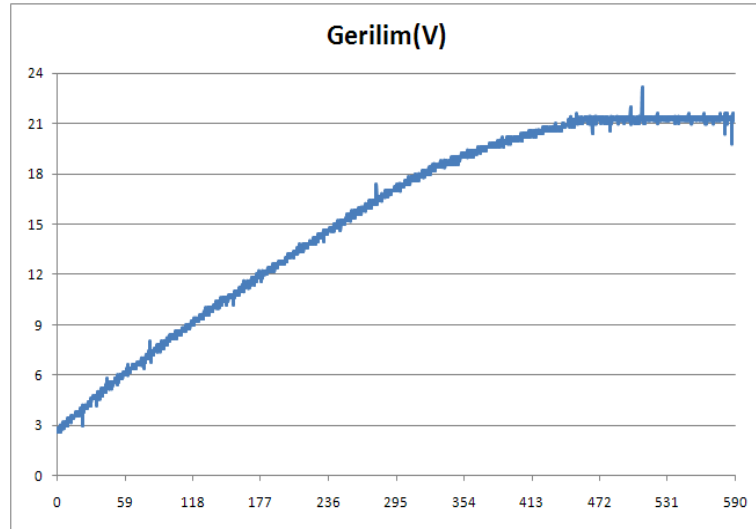


(b)

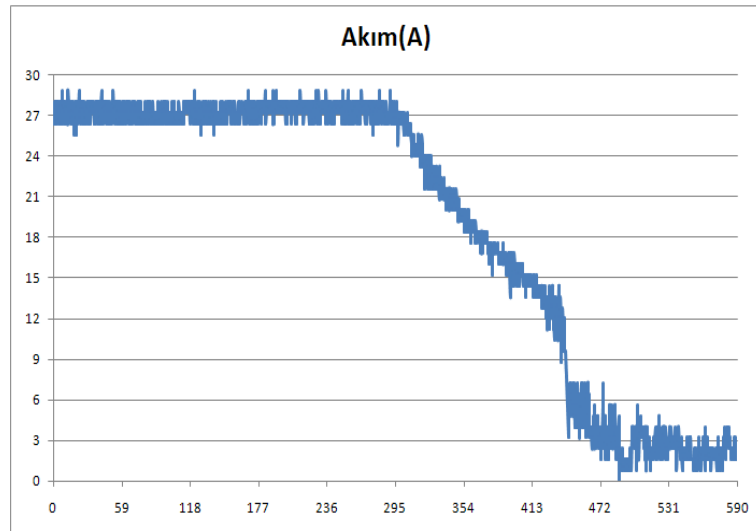
Şekil 6. 15 20A'de şarj edilen süper kapasitörün boşalma eğrileri (a) Gerilim eğrisi (b) Akım eğrisi

Şekil 6.15'de 0.5 Ω /5KW'lık bir yükte 20A'de şarj edilmiş olan süper kapasitör boşaltıldığında gerilim ve akım davranışları görülmektedir. Bunlar, Şekil 6.13'de yer

alan 10A'de şarj edilen süperkapasitörün boşalma eğrileri ile karşılaştırıldığında hemen hemen aynı sürelerde yüke($0.5 \Omega/5KW$) boşalma gerçekleştirdiği görülmektedir.



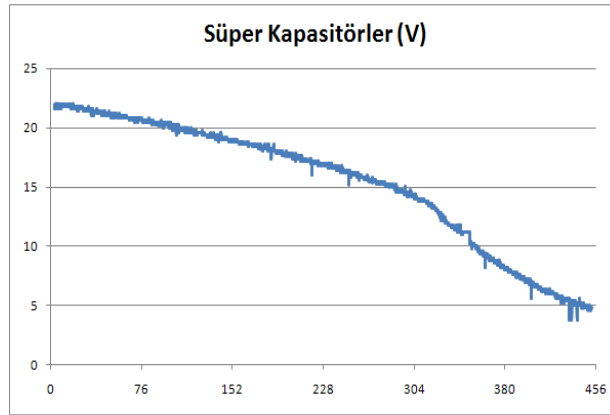
(a)



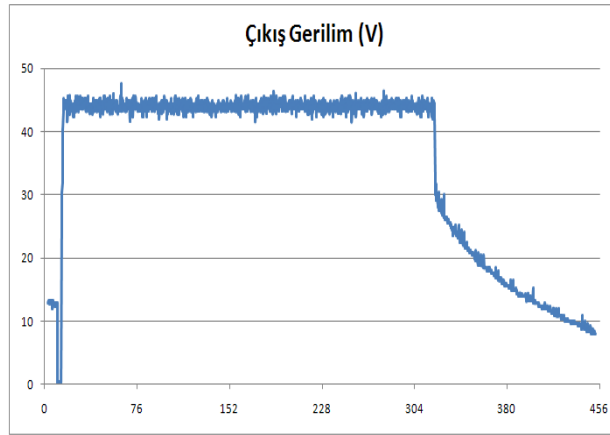
(b)

Şekil 6. 16 27 Amperde süper kapasitörün şarj grafikleri (a) Gerilim grafiği (b) Akım grafiği

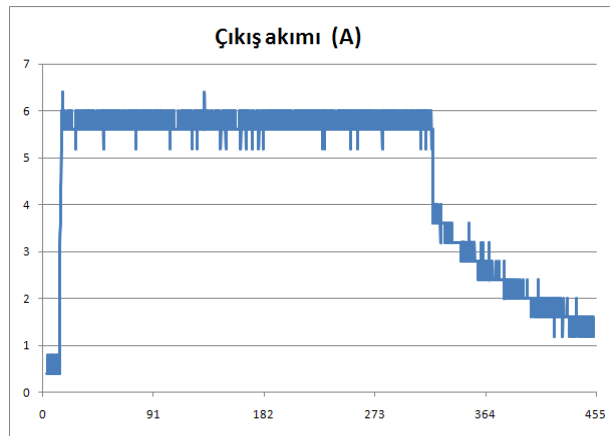
Şekil 6.16 (a)'da süper kapasitör gerilimi 3V alındığında sistem kontrolör yardımıyla yaklaşık 460 saniyede 21V gerilim değerine ulaşmıştır.



(a)



(b)



(c)

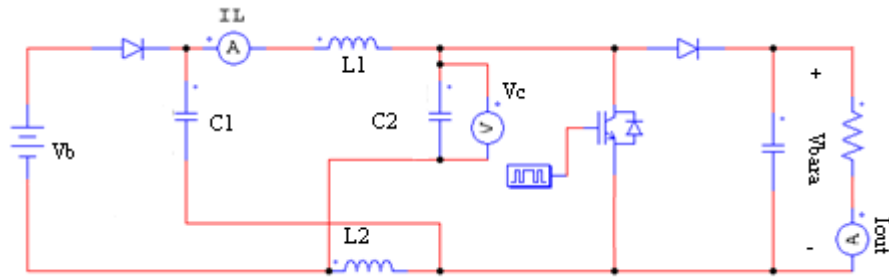
Şekil 6. 17 (a) Süper kapasitörün gerilim değişimi (b) Dc bara gerilim değişimi (c) Dc bara akım değişimi

Şekil 6.16 (b)'de gerilim değeri 18V değerine ulaşana kadar 295 saniye boyunca şarj işlemi 27A'de gerçekleşmektedir. Gerilim değeri 18V'un üzerine çıktığında 27A'lık akım değeri kademeli olarak düşmekte ve 460 saniye sonunda akım değeri 12A düşmektedir ve gerilim değeri de 21V'a çıkmaktadır. Süper kapasitörün gerilimi 21V'a ulaştığında akım kademeli olarak 0 Ampere düşmektedir.

Şekil 6.17 (a)'da süper kapasitörün dc baraya deşarj olurken gerilim düşümü görülmektedir. Gerilim düşümü ile beraber kontrolör yardımı ile kısa bir sürede dc bara çıkış gerilimi 43V'a ulaşmıştır, bu durum şekil 6.17 (b)'de gösterilmiştir. İki bölgeli süper kapasitör çevirici yükseltici çevirici olarak çalışmaktadır. Şekil 6.17 (c)'de 250W'lık bir yük de 6A akım çekilmektedir. 320 saniye sonunda süper kapasitörün enerjisi azaldığı için çıkış gerilim ve akım değerleri düşüş göstermiştir.

6.4.2 Z-Kaynak Çevirici

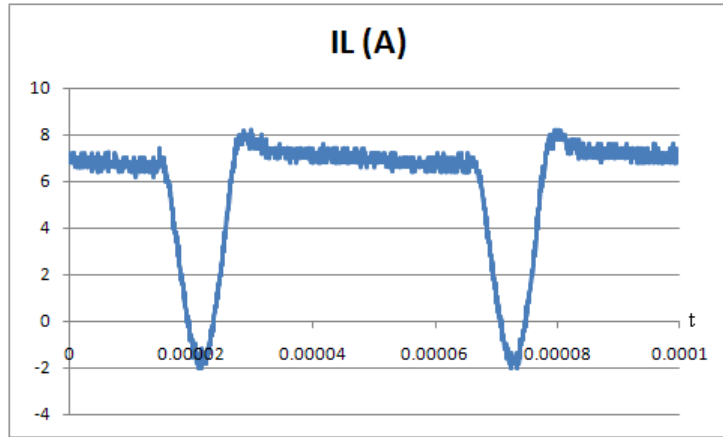
Uygulama ve simülasyonda kullanılan Z-kaynak çeviricinin devre şeması şekil 6.18'de verilmiştir. Hem uygulama hem de simülasyonda kullanılan parametrelerin değerleri; Z-kaynak empedansının endüktansı $20 \mu\text{H}$, kapasitansı $7000 \mu\text{F}$, batarya gerilimi(V_b) 23V, çıkış kapasitansı $2000 \mu\text{F}$ ve anahtarlama frekansı 20 kHz'dir.



Şekil 6. 18 Z-kaynak çevirici devre şeması

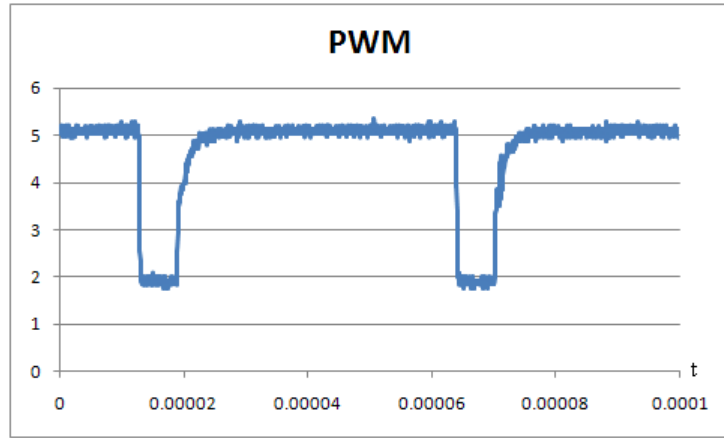
Geleneksel yükseltici çeviricilerde yarı iletken eleman sürüldüğünde (kapalı devre) kaynaktan maksimum akım istenir. Bu akımın tamamı yarı iletken eleman

üzerinden geçer. Z-kaynak çeviricide ise durum daha farklıdır. Şekil 3.11’de görüldüğü gibi yarı iletkenin kapalı devre olması durumunda iki adet paralel rezonans devresi kaynağa seri bağlı konumuna gelir. Şekil 6.19 ’daki akım eğrisi incelenirse kaynaktan fazladan bir akım çekilmediği aksine akımın düştüğü görülür. Bu da kaynağın daha verimli kullanılabilmesine olanak sağlar.

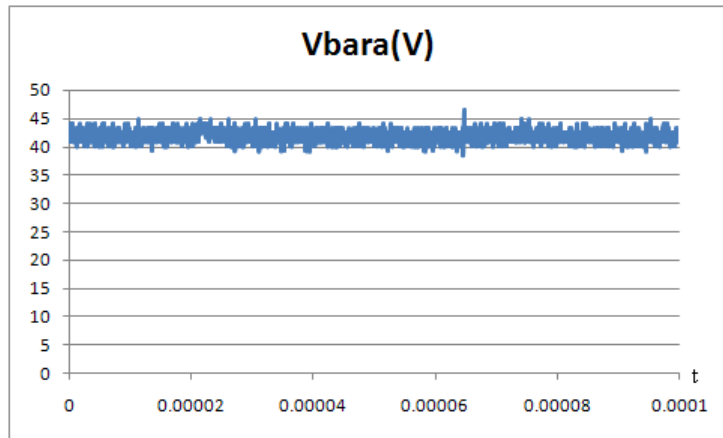


Şekil 6. 19 Z-kaynak çeviricinin Endüktans akımı(I_L)

İkinci bir durum ise, görev zamanı (duty cycle) %12’lerde olmasına rağmen dc bara gerilimi giriş geriliminin yaklaşık 1.68 katına çıkmaktadır (Şekil 6. 20). Bu durum, daha az anahtarlama kaybının olduğunu ve daha geniş bir aralıkta kontrolün yapılabileceğini göstermektedir.



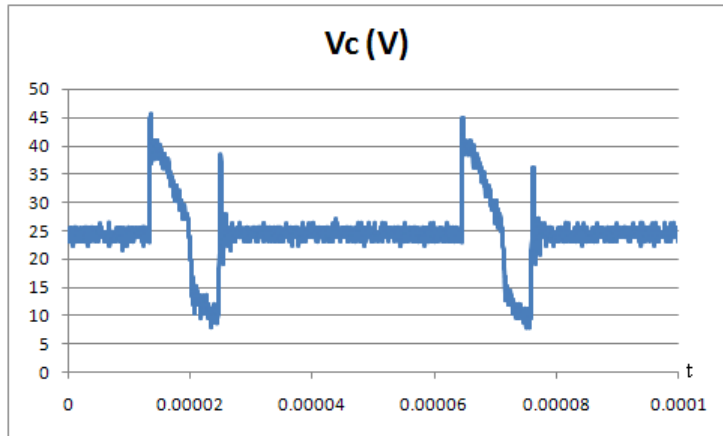
(a)



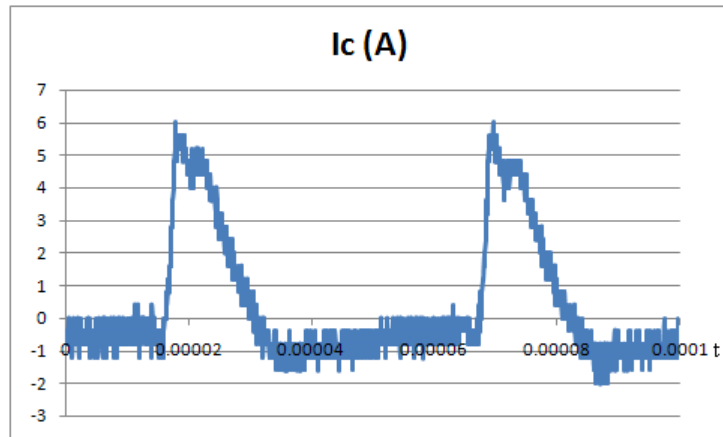
(b)

Şekil 6. 20 Z-kaynak çeviricinin a) PWM, b) Bara gerilimi(Vbara)

Ayrıca, Z-kaynak' da ki kapasitesinin çalışmasına bakıldığında, yarı iletken kapalı konumda iken kapasitör şarj olur, açık konumda ise, kondansatör geçici halde sistemi besleyerek deşarj olduktan sonra kalıcı halde tekrar şarj konumuna geçer. Kondansatör kalıcı halde iken batarya gerilimine kadar şarj olur (Şekil 6.21 a), geçici konumda ise dc bara geriliminde şarj olmaktadır. Bu şarj esnasında ise kapasitörlerden yüksek akım çekildiğinden (Şekil 6.21 b) film kapasitörler bu sistemde tercih edilmektedir.



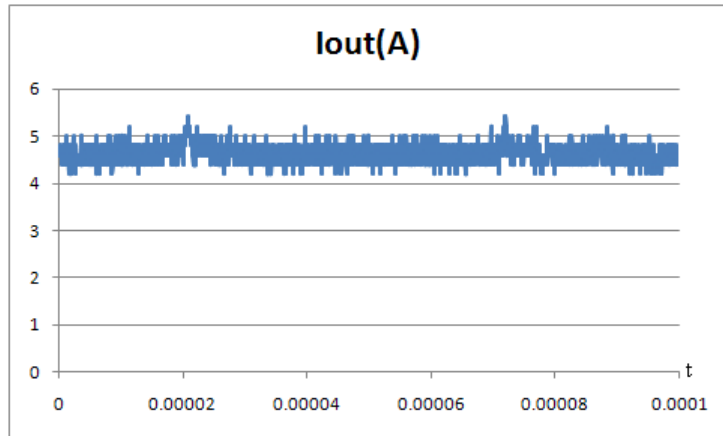
(a)



(b)

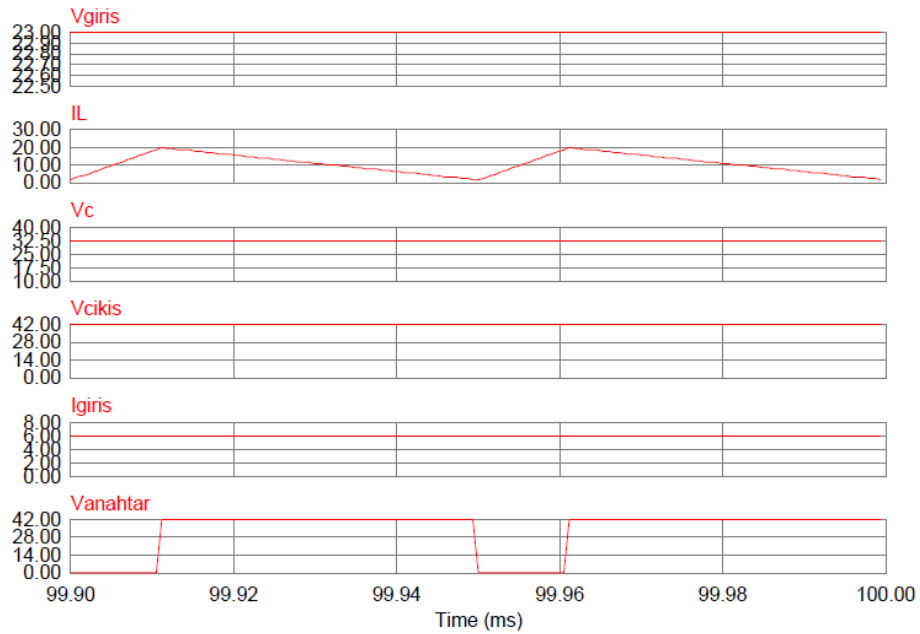
Şekil 6. 21 Z-kaynak çeviricinin a) Kapasite gerilimi(V_c), b) Kapasite akımı(I_c)

Şekil 6.22'de görüldüğü üzere dc bara' da ki dalgalı akım çok düşüktür ve %5'ler seviyesindedir. Bundan dolayı, çıkış akımı da stabil olmaktadır. Sistem düşük ve yüksek yüklerde dahi çok iyi sonuç vermektedir. Hâlbuki geleneksel yükseltici çeviricilerde düşük yükler verimli değildirler.



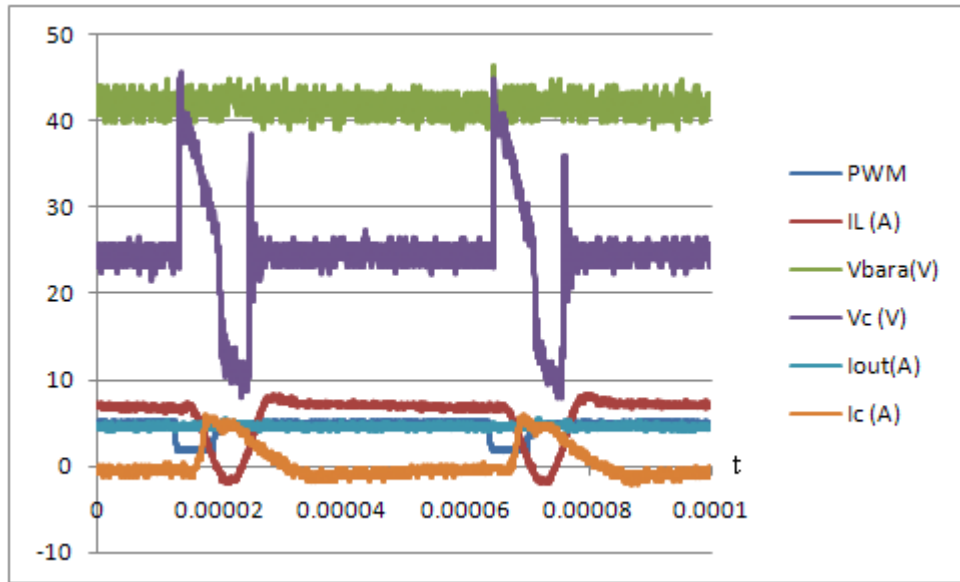
Şekil 6. 22 Z-kaynak çeviricinin çıkış akımı(I_{out})

Uygulaması yapılan Z-kaynak çevirici çalışması, ayrıca güç simülasyon programı PSIM kullanılarak da gerçekleştirilmiştir ve neticesinde simülasyon ve deneysel sonuçları birbirleri ile örtüşmüştür. Simülasyon sonuçlarının yer aldığı grafikler şekil 6.23’de verilmiştir.

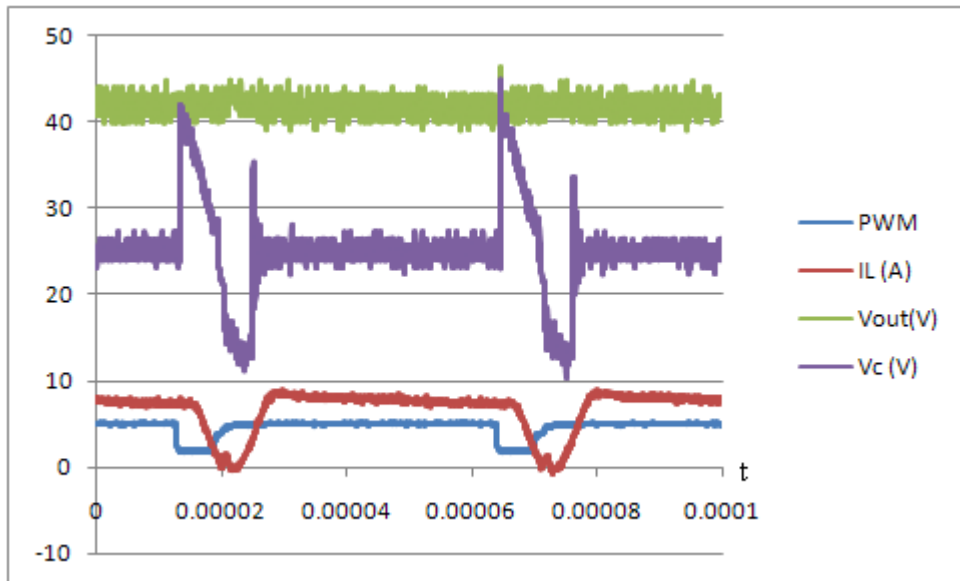


Şekil 6. 23 Z-kaynak çevirici için simülasyon sonuçları

Sabit 42V'luk dc bara değerinde, farklı yüklerde Z-kaynak çeviricinin davranışını, endüktans akımı, kapasite gerilimi, çıkış gerilimi ve PWM değerleri üzerinden inceleyelim. Bu durumda şekil 6.24, şekil 6.25 ve şekil 6.26 elde edilecektir.

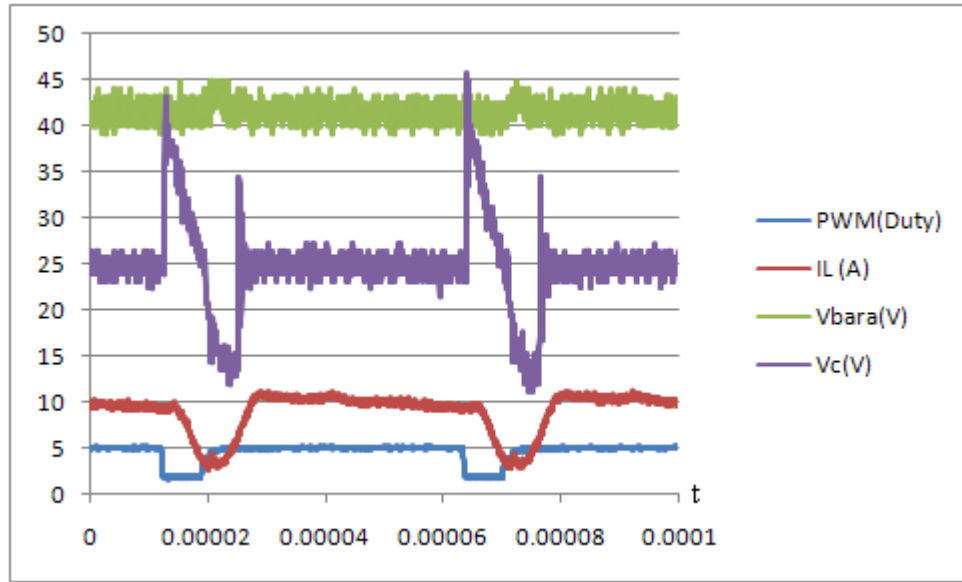


(a)

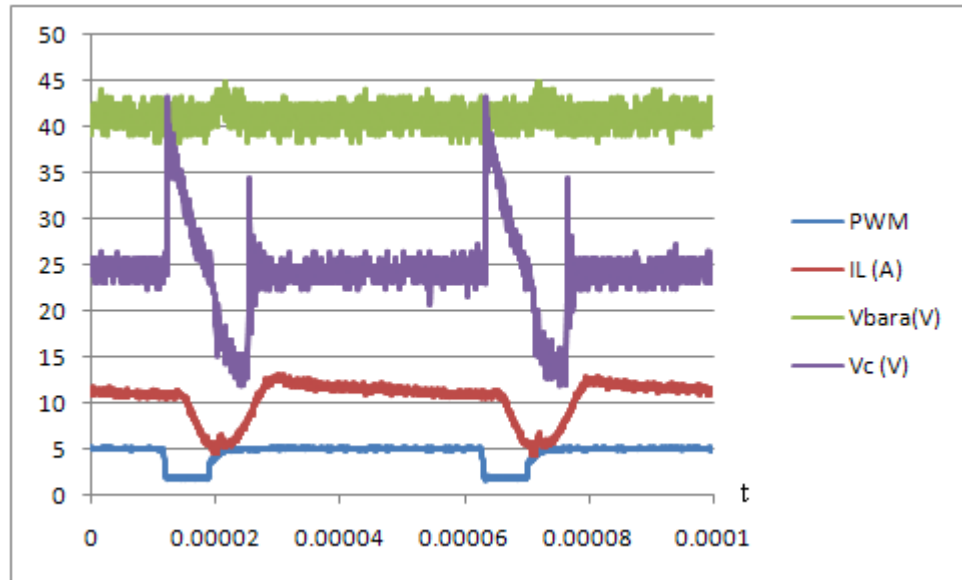


(b)

Şekil 6. 24 Farklı yüklerde Z-kaynak çeviricinin endüktans akımı, kapasite gerilimi, çıkış gerilimi ve PWM (a)75kw (b)225kW

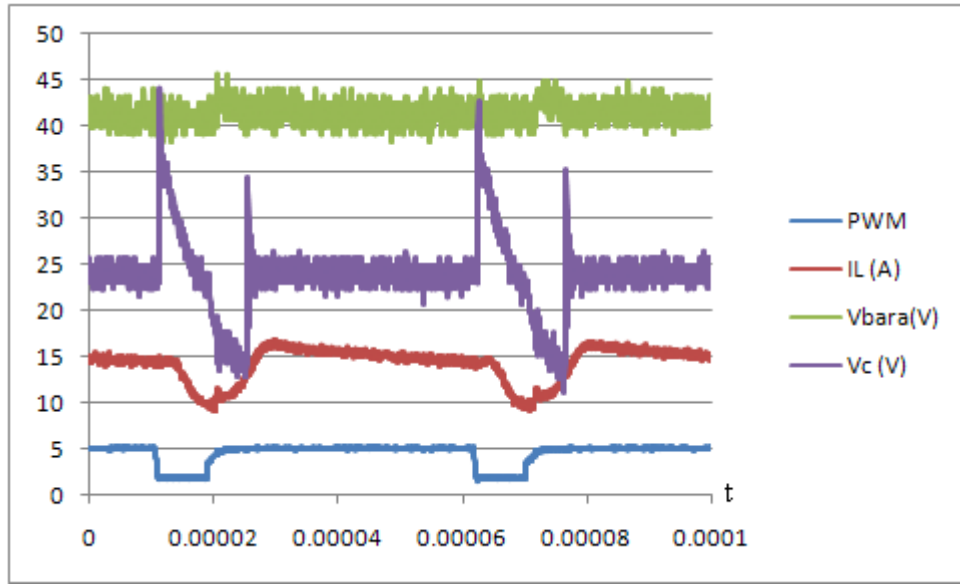


(a)



(b)

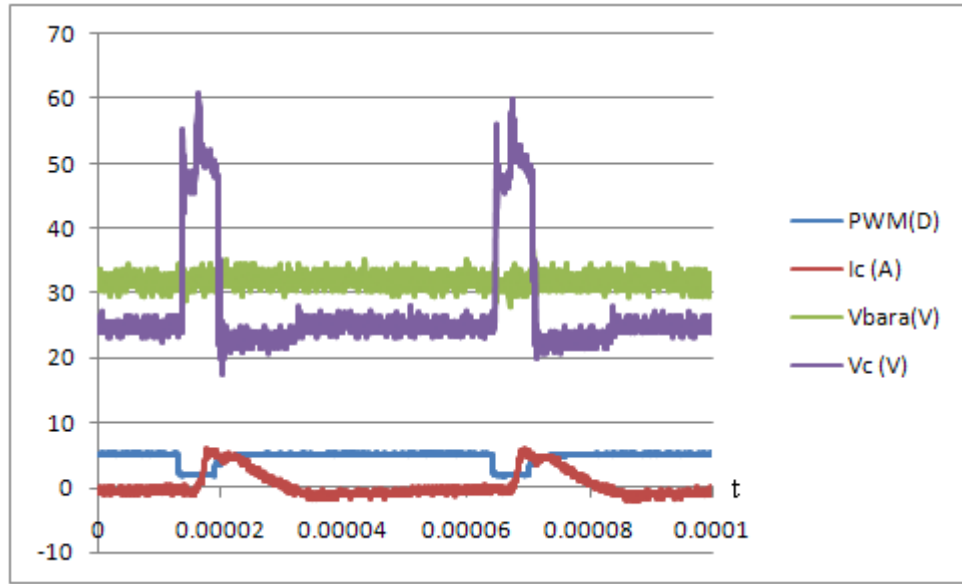
Şekil 6. 25 Farklı yüklerde Z-kaynak çeviricinin endüktans akımı, kapasite gerilimi, çıkış gerilimi ve PWM (a) 375W (b) 525W



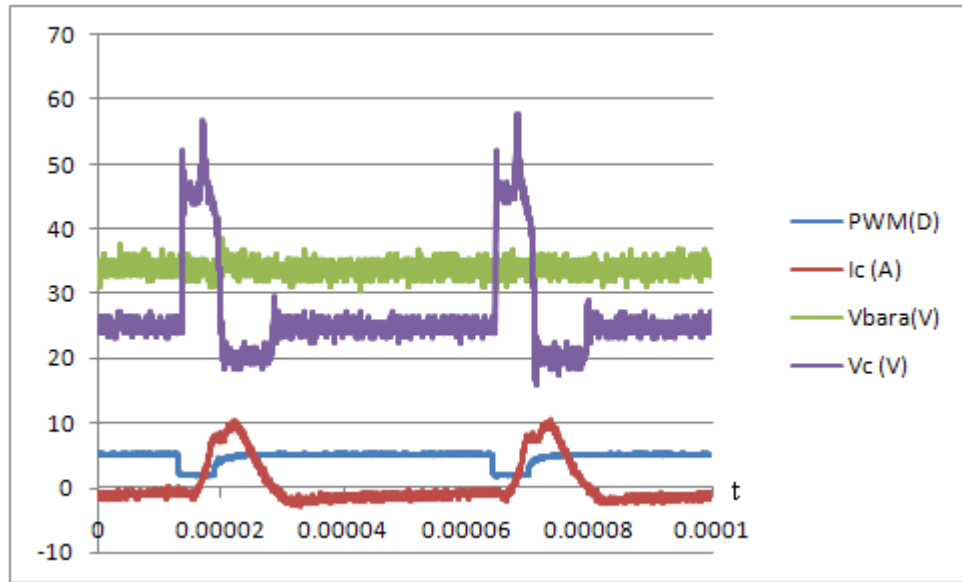
Şekil 6. 26 Farklı yüklerde Z-kaynak çeviricinin endüktans akımı, kapasite gerilimi, 750W

Şekil 6.24, şekil 6. 25 ve şekil 6.26 'dan görüleceği üzere, yük gücü arttığında, çıkışta çekilen akım arttığından andüktans akımı da artmaktadır.

Bu defa, darbe genişlik modülasyonunun sabit görev bölgesinde (Duty) farklı yükler için Z-kaynak çeviricinin davranışını, kapasitans akımı, kapasite gerilimi, çıkış gerilimi ve PWM değerleri üzerinden inceleyelim. Bu durumda şekil 6.27 ve şekil 6.28 elde edilecektir.

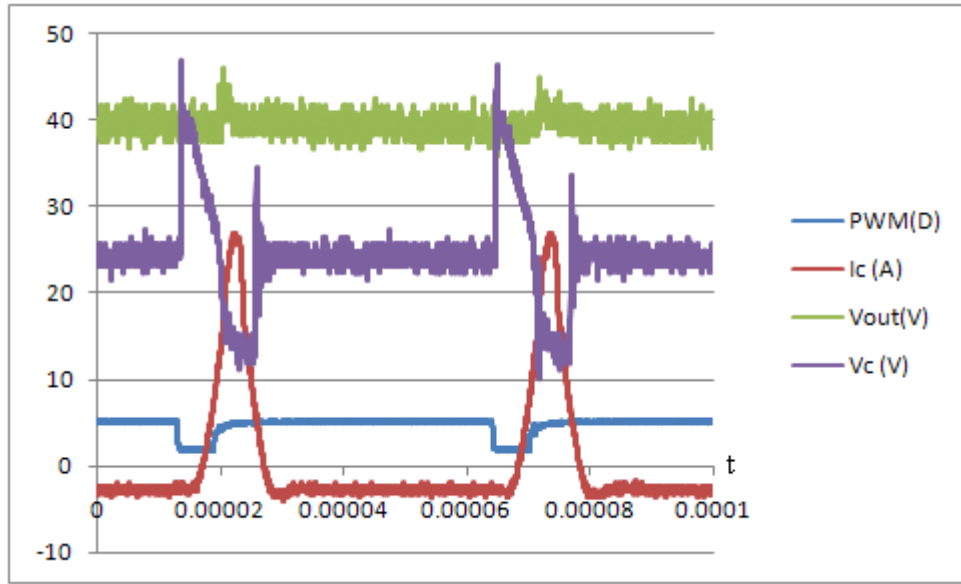


(a)

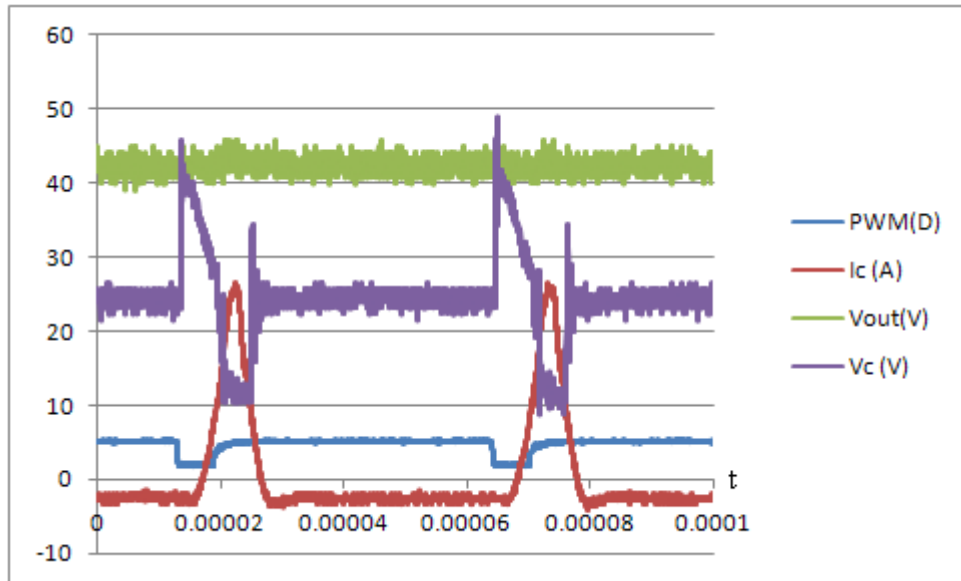


(b)

Şekil 6. 27 Darbe genişlik modülasyonunun sabit görev bölgesinde (Duty) ve farklı yüklerde Z-kaynak çevircinin kapasite akımı, kapasite gerilimi, çıkış gerilimi ve PWM
(a)75kw (b)225kW



(c)



(d)

Şekil 6. 28 Darbe genişlik modülasyonunun sabit görev bölgesinde (Duty) ve farklı yüklerde Z-kaynak çeviricinin kapasite akımı, kapasite gerilimi, çıkış gerilimi ve PWM (a) 375W (b) 525W

Şekil 6.27 ve Şekil 6.28'den anlaşılacağı üzere, farklı yüklerde kapasite akımı ve çıkış gerilimi yükselmektedir. Geleneksel tip yükseltici çeviricilerde yük artışında gerilim değeri düşmektedir. Bu özellik, Z- kaynak çeviricisini geleneksel tiptekilere üstün kılmaktadır.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Sabit 42V dc bara değerinde yük güç değerleri arttırıldığında, çıkışta Z-kaynaktan çekilen akım arttığından endüktans akımında artmaktadır.

Yapılan deneylerden elde edilen diğer bir ilginç durum ise süper kapasitörleri şarj ederken paralel direnç gereksinimi duymaktadır. Paralel direnç olmadığı durumlarda şarj işlemi gerçekleştirilememiştir.

Darbe genişlik modülasyonunun sabit görev bölgesinde (Duty) farklı yükler için Z-kaynak çeviricinin davranışı incelendiğinde, kapasite akımı ve çıkış gerilimi yükselme eğilimi gösterir. Buna karşın, geleneksel tip yükseltici çeviricilerde bu durumda gerilim değeri düşüş gösterir.

Dc bara' da ki dalgalı akım çok düşüktür ve %5'ler seviyesindedir. Bundan dolayı, çıkış akımı da stabil olmaktadır.

Görev zamanı (duty cycle) %12'lerde olmasına rağmen dc bara gerilimi giriş geriliminin yaklaşık 1.68 katına çıkmaktadır. Bu durum, daha az anahtarlama kaybının olduğunu ve daha geniş bir aralıkta kontrolün yapılabileceğini göstermektedir.

Z-kaynak empedansında yer alan kapasitelerden geçen yüksek akımdan dolayı yüksek akıma dayanıklı ve yüksek anahtarlama sağlayan film kapasitörler seçilmelidir.

Z-kaynak çeviriciler iki yönlü çalışabildiklerinden (akım beslemeli ve gerilim beslemeli) dolayı, tezde üzerinde durulan gerilim beslemeli durumun haricinde akım beslemeli durumda göz önünde bulundurularak farklı çalışmalar gerçekleştirilebilir.

DeneySEL sonuçlarla simülasyon sonuçları birbirlerine oldukça yakındır ve sonuçlar beklenildiği üzere birbirleri ile örtüşmüştür.

Bu çalışmada tasarlanan Z-kaynak çevirici ve benzeri çeviricilerin elde edilen sonuçlar ışığında geleneksel tip çeviricilerin görevini üstlenebileceği rahatlıkla

söylenebilir ve böylece geleneksel tip çeviricilerin var olan eksik tarafları da ortadan kaldırılmış olacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] Kayıklı, T.,(2008), “ Elektrikli Araçlarda Kullanılan Lityum-Polimer Batarya İçin Şarj Cihazı Tasarımı”, Gyte,Muhendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Gebze
- [2] C. A. Forbes, J. F. Pierre, “The solid fuel-cell future,” IEEE Spectrum, Oct. 1993,Vol.30(10), pp. 40–44.
- [3] D. J. Hall, R. G. Colclaser, “Transient modeling and simulation of a tubular solid oxide fuel cell” IEEE Transactions on Energy Conversion, Sept. 1999, vol. 14(3), pp. 749-753
- [4] P. Sernia, G.Walker, “Multi-Converter topology evaluation for connection of low voltage dc source”, School of Computer Science and Electrical Engineering University of Queensland,
- [5] Gomez J.C, Morcos M.M.,”Impact of EV Battery Chargers on the Power Quality of Distribution Systems”, IEEE Transactions on Power Delivery, 2003,Vol.18(3)
- [6] K. J. Kelly, A. Rajagopalan, “Benchmarking of OEM hybrid electric vehicles at NREL”, DOE/DE-AC36-99-GO10337, August 2001, www.eere.energy.gov
- [7] U.S Department of Energy. Thunder power bus evaluation at sun line transit agency, DOE/GO-102003-1786,November 2003, www.eere.energy.gov
- [8] Gopinath, R. Sangsun Kim Jae-Hong Hahn Webster, M. Burghardt, J. Campbell, S. Becker, D. Enjeti, P. Yearly, M. Howze, J., “Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control”,Power Electronics Specialists Conference, june 2002 Vol. 1, Pp. 309- 314
- [9] Jinhee Lee; Jinsang Jo; Sewan Choi; Soo-Bin Han, “A 10-kW SOFC low-Voltage battery hybrid power conditioning system for residential use”, Energy conversion, June 2006, vol. 21, Pp.575 - 585
- [10] Thounthong, P. Rael, S. Davat, B., “Utilizing fuel cell and supercapacitors for automotive hybrid electrical system”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Vol. 1, 90-96

- [11] M. Ortúzar, J. Dixon, J. Moreno, “ Design, Construction and Performance of a Buck-Boost Converter for an Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for Electric Vehicles “,in Proc.IEEE-IECON’03 Conf.,Roanoke,November 2003.
- [12] Destraz, B. Barrade, P. Rufer, A.,” Power assistance for diesel-electric locomotives with supercapacitive energy storage” Power Electronics Specialists Conference,20-25 June 2004, Vol.1, Pp. 677- 682
- [13] B. Ozpineci, Z. Du, L. M. Tolbert, D. J. Adams, D. Collins,” Integrating Multiple Solid Oxide Fuel Cell Modules”, IEEE-IECON’03 Conf., 2-6 Nov. 2003, Vol.2, Pp. 1568 - 1573
- [14] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, “Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems,” IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, July 15-20, 2000, Pp. 1271-1274.
- [15] L. M. Tolbert, J. N. Chiasson, K. J. McKenzie, Z. Du,“Control of cascaded multilevel converters with unequal voltage sources for HEV,” IEEE International Electric Machines and Drives Conference, June 1-4, 2003, Pp. 663-669.
- [16] J. N. Chiasson, L. M. Tolbert, K. J. McKenzie, Z. Du, “Control of a multilevel converter using resultant theory,” IEEE Transactions on Control System Theory, May 2003, vol. 11(3), Pp. 345-354.
- [17] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler, “Multilevel PWM methods at low modulation indices,” IEEE Transactions on Power Electronics, July 2000, Vol. 15(3), pp. 719-725.
- [18] Fang Zheng Peng; "Z-source inverter", Industry Applications, IEEE Transactions on, Mar/Apr 2003, Vol. 39 (2), Pp. 504 –510.
- [19] F. Z. Peng, “Z-Source Inverter,” IEEE Transactions on Industry Applications, March/April 2003, vol. 39(2), Pp. 504-510.
- [20] Miaosen Shen, Jin Wang, Alan Joseph, Fang Z. Peng, Leon M. Tolbert, and Donald J. Adams, “Maximum constant boost control of the Z source inverter.” in Proc. IEEE IAS’04, 2004, p.142.
- [21] Miaosen Shen, Alan Joseph, Jin Wang ,Fang Z. Peng, and Donald J. Adams, “Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles,” in Proc. IEEE Power Electronics in Transportation, October 2004, Pp. 125.

- [22] Shen, M. Joseph, A. Yi Huang Peng, F.Z. Zhaoming Qian , “ Design and Development of a 50kW Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles”, Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International, 14-16 Aug. 2006, Vol. 2, Pp. 1-5
- [23] Xupeng F., Xingquan J., “Bidirectional Power Flow Z-Source DC-DC Converter.” IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. September 3-5, 2008, Harbin, China.
- [24] Fan Zhang, Xupeng Fang, Fang-zheng Peng ,Zhao-ming Qian, "A New Three-Phase AC-AC Z-Source Converter", in/Record, IEEE Applied Power Electronics Conf/,2006, Pp: 123-126.
- [25] Xu-Peng Fang, "Three-phase Z-source ac-ac converter for motor drives", IEEE IPEMC2006, Shanghai, 2006.8,pp: 166-169.
- [26] Vinh T. Q., Chun T.W., Ahn J.R.,Lee H.H.,”Algorithms for Controlling Both the DC Boost and AC Output Voltage of Z-Source Inverter” ,Industrial Electronics, IEEE Transactions on ,Oct. 2007, Vol. 54(5), Pp.2745 - 2750
- [27] N. Mohan, W. P. Robbin, and T. Undeland, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 2nd Edition, John Wiley and Sons, 1995.
- [28]F. L. Luo,”re-lift converter:Design,test,Simulation and Stability Analysis”IEE-EPA Proceedings, July 1998,Vol.145(4), ,pp.315-325.
- [29] F. L. Luo, H. Ye,” Switched inductor two-quadrant DC/DC converter with neural networkcontrol”, Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS apos;99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on, 1999,Vol.2, Pp.1114 – 1119
- [30] N. Mohan, W. P. Robbin, and T. Undeland, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 2nd ed. ", Wiley, New York, 1995.
- [31]Y. H. Kim, H.W. Moon, S.H. Kim E.J. Cheong, C.Y. Won ,” Fuel cell system with Z-source inverters and ultracapacitors”,Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International, 14-16 Aug. 2004, Vol. 3, Pp.1587 - 1591
- [32]<http://teknolus.com/Urunler/hidrojen-enerji/nexaguc/Nexa%20G%C3%BC%C3%A7%20%C3%9Cnitesi%20PDF%20ve%20Resimler/Nexa%C2%AE%20Hidromobil%20Kit%20Datasheet.pdf>, 06.20.2009

- [33] J.P.H. Shu, "The development of the hybrid propulsion system for the light-duty vehicle applications", International Electric Vehicle Symposium and Exposition, EVS-20: Powering Sustainable Transportation, Long Beach, California (USA), November 15–19, 2003.
- [34] E.J. Dowgiallo, A.F. Burke, "Ultracapacitors for electric and hybrid vehicles", Electric Vehicle Conference, Florence, Italy, 1993.
- [35] J. Lott, Helmut Sp̄ath "Double layer capacitors as additional power source in electric vehicles", 18th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition, Berlin, Germany, 2001, CD ROM.
- [36] T. Dietrich, "UltraCaps—a new energy storage device for peak power applications", 18th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition, Berlin, Germany, 2001, CD ROM.
- [37] J. N MARIE-FRANCOISE, H. GUALOUS, R. OUTBIB, A. BERTHON, "42 V power Net with supercapacitor and battery for automotive applications", Journal of power sources, vol. 143(1-2), pp. 275-283
- [38] L. Bertoni, H. Gualous, D. Bouquain, D. Hissel, M.C. P'era, J.M. Kauffinann, "Hybrid auxiliary power unit (APU) for automotive applications", Proceedings of the IEEE Vehicular Technology VTC'02 Conference, Vancouver, Canada, 2002, ISBN 0-7803-7468-1, CDRom.
- [39] D. Kok, E. Spijker, A. Seibertz, S. Buller, "42V energy storage systems for stop–start application in hybrid vehicles", The 18th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition, Berlin, Germany, 2001.
- [40] J.U. Jeong, H.D. Lee, C. S. Kim, H. S. Choi, B. H. Cho, "A development of an energy storage system for hybrid electric vehicles using supercapacitor", The 19th International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition, (EVS 19) BEXCO, Busan, Korea, 2002, pp. 1379–1389.
- [41] A. Braun, M. B̄artsch, O. Merlo, B. Schnyder, B. Schaffiier, R. K̄Otz, O. Haas, A. Wokaum, "Exponential growth of electrochemical double layer capacitance in glassy carbon during thermal oxidation, Carbon", 2003, Vol. 41, Pp. 759–765.
- [42] B.E. Conway, "Electrochemical Supercapacitors", Kluwer Academic Publishers/Plenum Press, New York, 1999, Pp. 335–452.

[43] D. Qu, H. Shi, “Studies of activated carbons used in double-layer capacitors”, J. Power Sources, 1998, Vol.74, Pp 99–107.

[44]

<http://focus.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?literatureNumber=slus543e&fileType=pdf>, 06.22.2009

[45] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/dcr022405.pdf>, 06.25.2009

[46] http://www.pwr.com/pwr/docs/bg2a_application_note.pdf, 06.25.2009

[47] The source of your technology, Ohm Elektronik ürün katalogu, Pp.4-11

[48] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ads8319.pdf>, 06.25.2009

ÖZGEÇMİŞ

1979 yılında İstanbul'da doğan Erkan SUNAN, 1999 yılında Marmara Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektrik Eğitimi Bölümünde başladığı lisans eğitimini 2003 yılında tamamladı. 2006 yılında Başbakanlık Gümrük Müsteşarlığının personeli olarak göreve başladı. Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında Yüksek Lisansa ve Başbakanlık Gümrük Müsteşarlığındaki görevine devam etmektedir.