

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YAKIT PİLLERİ İÇİN EMPEDANS KAYNAKLI
İNVERTER TASARIMI VE BİR UYGULAMA
DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elektrik Mühendisi Betül ERDÖR TÜRK

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında Elektrik Makineleri ve Güç Elektroniği Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Doç. Dr. M. Hadi SARUL

İSTANBUL, 2008

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTIMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ	1
2. YAKIT PİLLERİ	4
2.1 Yakıt Pilinin Tanımı	6
2.2 Yakıt Pili Hücre Modülü	8
2.3 Yakıt Pili Sistemleri	8
2.4 Yakıt Pilinin Özellikleri	9
2.5 Yakıt Pillerinin Türleri	11
2.5.1 Taşınabilir Uygulamalar	12
2.5.2 Yerleşik Uygulamalar	14
2.5.3 Araç Uygulamaları	16
3. YAKIT PİLİ İLE BESLENEN DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRELERİ	19
3.1 Dönüştürücüler	21
3.1.1 DC-DC Dönüştürücü Topolojileri	21
3.1.2 İnverter Topolojileri	24
3.1.2.1 Sert Anahtarlamalı İnverter	24
3.1.2.2 Rezonans Faz Kollu İnverter	24
3.1.2.3 Yardımcı Rezonans Komütasyonlu Kutup İnverter	25
3.1.2.4 Aktif Hücreli Rezonanslı DC Baralı İnverter	26
3.2 Evsel Yükleri Besleme Amaçlı Geleneksel Bir Güç Koşullandırma Sisteminin İncelenmesi	26
4. EMPEDANS KAYNAKLI İNVERTER TOPOLOJİ ANALİZİ	28
4.1 Empedans Kaynaklı Dönüştürücü Devre Yapısı	30
4.2 Eşdeğer Devre, Çalışma Prensibi ve Kontrol	33
4.3 Devrenin Analizi ve Çıkış Geriliminin Elde Edilmesi	35

4.4	Empedans Ağındaki Endüktans ve Kondansatörler	39
4.5	Simülasyon, Prototip ve Deneysel Sonuçlar.....	40
5.	EMPEDANS KAYNAKLI İNVERTER VE DİĞER İNVERTER TOPOLOJİLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI.....	44
5.1	Sistem Konfigürasyonu	45
5.2	Karşılaştırılacak Birimler, Koşullar, Eşitlikler ve Sonuçlar	45
5.2.1	Toplam Anahtarlama Elemanı Gücü Karşılaştırılması.....	45
5.2.1.1	Geleneksel PWM İnverter	47
5.2.1.2	DC-DC Yükseltici Dönüştürücülü PWM İnverter	48
5.2.1.3	Empedans Kaynaklı İnverter	49
5.2.2	Pasif Komponent İhtiyacı Bakımından Karşılaştırma	52
5.2.2.1	Geleneksel PWM İnverter	52
5.2.2.2	DC-DC Yükseltici Dönüştürücülü PWM İnverter	53
5.2.2.3	Empedans Kaynaklı İnverter	54
5.2.3	Elektriksel Verim Bakımından Karşılaştırma.....	55
6.	EMPEDANS KAYNAKLI İNVERTER UYGULAMASI.....	59
6.1	Simülasyon	59
6.2	Uygulama Devresi	60
6.2.1	Kontrol Devresi	60
6.2.2	Sürme Devresi	62
6.2.3	Empedans Kaynaklı İnverter Devresi.....	64
6.2.4	Prototip Sistem ve Uygulama Sonuçları.....	65
7.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	69
	KAYNAKLAR.....	71
	EKLER	73
	Ek 1 Fuji 2MBI150U4A-120 IGBT Modül.....	74
	Ek 2 Semikron Skyper32Pro Sürücü Kartı.....	83
	ÖZGEÇMİŞ.....	85

SİMGE LİSTESİ

B	Yükseltme faktörü (Boost factor)
B _B	Düşürme ve yükseltme faktörü (Buck Boost factor)
I, \bar{i}_i, i_{av}	Akım
i	Ani akım
I _i	Giriş akımı
I _o	Çıkış akımı
\hat{i}, I_{pk}	Akım tepe değeri
L _L	Kaçak endüktans
M	Modülasyon indeksi
N	Anahtarlama eleman sayısı
η	Elektriksel verim
P	Güç
P _i	Giriş gücü
P _o	Çıkış gücü
R _c	Nüve eşdeğer direnci
R _r	Rotor direnci
R _s	Stator direnci
T, T _s	Anahtarlama periyodu
T ₀	Anahtarlama elemanlarının kısa devre çalışma süresi
T ₀ /T	Kısa devre konumu bağıl iletim süresi
V, \bar{v}_i, v_{av}	Gerilim
v	Ani gerilim
V _i	Giriş gerilimi
V _o	Çıkış gerilimi
V ₀	Yakıt pili modülü çıkış gerilimi
\hat{v}, V_{pk}	Gerilim tepe değeri
ΔV	Gerilimdeki dalgalılık

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
AYP	Alkali Yakıt Pili
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DMYP	Doğrudan Metanol Yakıt Pili
DSBHYP	Doğrudan Sodyum Bor Hidrürlü Yakıt Pili
EKYP	Ergimiş Karbonat Yakıt Pili
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
FAYP	Fosforik Asit Yakıt Pili
GTO	Kapıdan Söndürmeli Tristör (Gate Turn Off Thyristor)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)
IASA	Uluslararası Uygulamalı Sistem Analizleri Enstitüsü (International Institute for Applied System Analysis)
IPM	Akıllı Güç Modülü (Intelligent Power Module)
KOYP	Katı Oksit Yakıt Pili
Li-Po	Lityum Polimer
NASA	Ulusal Havacılık ve Uzay Dairesi (National Aeronautics and Space Administration)
NiMH	Nikel Metal Hidrür
PEMYP	Polimer Elektrolit Membranlı Yakıt Pili
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
SCR	Silikon Kontrollü Doğrultucu (Silicon Controlled Rectifier)
SDP	Anahtarlama Elemanı Gücü (Switching Device Power)
TARGET	Gaz Enerji Dönüşümü İleri Araştırma Grubu (Team to Advance Research on Gas Energy Transformation)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Hidrokarbonların enerji ve kimyasalların üretimindeki kullanım eğilimi.....	4
Şekil 2.2 Yıllara göre dünyadaki enerji kaynaklarının değişimi.....	5
Şekil 2.3 Tek bir yakıt pili hücrenin şematik gösterimi.....	7
Şekil 2.4 Yakıt pili modülü şematik gösterimi.....	8
Şekil 2.5 Yakıt pili sistemine ait bölümlerin basit şematik gösterimi.....	9
Şekil 2.6 Kimyasal enerjinin elektrik enerjisine dönüşüm çevrimi.....	10
Şekil 2.7 Dizüstü bilgisayar için kullanılan DMYP uygulaması.....	13
Şekil 2.8 DMYP beslemeli cep telefonu prototip uygulaması.....	14
Şekil 2.9 DMYP tabanlı 100 Watt gücünde taşınabilir güç kaynağı.....	14
Şekil 2.10 PEMYP tabanlı mikrokojenerasyon ünitesi.....	16
Şekil 2.11 NECAR yakıt pilli binek otomobil.....	17
Şekil 2.12 A212 sınıfı yakıt pilli denizaltı.....	18
Şekil 3.1 Yakıt pillerine ait akım-gerilim karakteristiği.....	19
Şekil 3.2 Yakıt pili tabanlı güç üretim sistemi blok diyagramı.....	20
Şekil 3.3 AC yük beslemeli yakıt pilli hibrid güç koşullandırma sistemi blok diyagramı.....	21
Şekil 3.4 Düşük güçlerde kullanılacak çevirici topolojileri a) Düşürücü dönüştürücü b) Yükseltici dönüştürücü c) Düşürücü-yükseltici dönüştürücü.....	22
Şekil 3.5 H köprü güç kaynağı.....	23
Şekil 3.6 Seri rezonans dönüştürücü.....	23
Şekil 3.7 Sert anahtarlama inverters.....	24
Şekil 3.8 Rezonans faz kollu inverter.....	25
Şekil 3.9 Yardımcı rezonans komütasyonlu kutup inverter.....	25
Şekil 3.10 Aktif hücreli rezonanslı DC baralı inverter.....	26
Şekil 3.11 Yakıt pili güç koşullandırma sistemine ait güç devresi.....	27
Şekil 4.1 Geleneksel gerilim kontrollü inverter.....	28
Şekil 4.2 Geleneksel akım kontrollü dönüştürücü.....	29
Şekil 4.3 Empedans kaynaklı dönüştürücünün genel devre yapısı.....	31
Şekil 4.4 Anahtarlama elemanlarında ters paralel bağlı diyot bulunduran empedans kaynaklı dönüştürücü yapısı.....	31
Şekil 4.5 Anahtarlama elemanlarına seri bağlı diyot bulunduran empedans kaynaklı dönüştürücü yapısı.....	32
Şekil 4.6 Geleneksel iki basamaklı yakıt pili beslemeli dönüştürücü.....	32
Şekil 4.7 Yakıt pilli uygulamalar için empedans kaynaklı dönüştürücü sistemi.....	33

Şekil 4.8 DC baradan bakıldığında empedans kaynaklı invertere ait eşdeğer devre.....	33
Şekil 4.9 DC baradan kısa devre sıfır konumunda bakıldığında empedans kaynaklı invertere ait eşdeğer devre	34
Şekil 4.10 DC baradan kısa devre sıfır olmayan konumlarda bakıldığında empedans kaynaklı invertere ait eşdeğer devre	35
Şekil 4.11 Geleneksel PWM kontrolü	38
Şekil 4.12 Aktif vektörler değiştirilmeksizin kısa devre sıfır konumlarını içeren PWM kontrolü	39
Şekil 4.13 Simülasyon ve prototip sisteme ait devre konfigürasyonu.....	40
Şekil 4.14 Simülasyon sonuçları (DC bara gerilimi=150 V ve $M=0.642$).....	41
Şekil 4.15 Yakıt pili geriliminin düşük olması durumunda ($M=0.642$) elde edilen deneysel sonuçlar	42
Şekil 4.16 Yakıt pili geriliminin yüksek olması durumunda ($M=1$) elde edilen deneysel sonuçlar	43
Şekil 5.1 Yakıt pili polarizasyon eğrisi	44
Şekil 5.2 Yakıt pili beslemeli evsel uygulamalar için kullanılan inverter topolojileri.....	46
Şekil 5.3 Kısa devre zaman aralığında inverter modeli.....	51
Şekil 5.4 Yük olarak bağlanan motora ait tek faz motor modeli.....	56
Şekil 5.5 İnverterlere ait hesaplanmış elektriksel verim değerleri	58
Şekil 5.6 D1 giriş diyotlu sisteme motor yükünün dahil edilmesi ile hesaplanan verim değerleri	58
Şekil 6.1 Simülasyon devresine ait açık devre şeması	59
Şekil 6.2 Empedans kaynaklı invertere ait simülasyon sonucu.....	60
Şekil 6.3 PIC18F4331 kontrolörüne ait pin konfigürasyonu.....	61
Şekil 6.4 İnverter kontrol kartı detay tasarım çizimi	62
Şekil 6.5 Skyper32 Pro IGBT sürücü kartı.....	62
Şekil 6.6 Empedans kaynaklı inverter devresi blok diyagramı	64
Şekil 6.7 Empedans kaynaklı inverter uygulama devresi.....	65
Şekil 6.8 Uygulama devresi performans test sonuçları ($M=0$).....	66
Şekil 6.9 Uygulama devresi performans test sonuçları ($M=0.8$).....	67

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 2.1 Yakıt pili türleri ve kullanım alanları	12
Çizelge 5.1 Anahtarlama elemanı güçlerinin karşılaştırılması.....	52
Çizelge 5.2 Kullanılan pasif komponentler	56
Çizelge 5.3 Değişik güç değerlerinde oluşan çalışma şartları	57

ÖNSÖZ

Tez çalışmam sırasında, tezimi yöneten, fikir ve eleştirileri ile bana yol gösteren değerli hocam Doç. Dr. M. Hadi SARUL'a, iki sene boyunca tez danışmanlığımı yürütmüş olan, tez çalışmamı başlatmam ve şekillendirmemde çok büyük emekleri olan hocam Doç. Dr. Haluk GÖRGÜN'e, bana tüm eğitim hayatım boyunca huzurlu bir çalışma ortamı sağlamış olan biricik aileme, gösterdiği sabır, anlayış ve ilgisi dolayısı ile eşim Ahmet Serdar TÜRK'e, laboratuvar çalışmalarım esnasında beni yalnız bırakmayan meslektaşım ve çalışma arkadaşım Fatih GENÇ'e ve verdikleri tüm manevi destek için çok sevgili arkadaşlarıma teşekkür ederim.

ÖZET

Yakıt pilleri (yakıt hücreleri), kimyasal enerjiyi herhangi bir dönüşüm prosesi olmaksızın doğrudan elektriksel ve ısı enerjisiye dönüştüren elektrokimyasal güç kaynaklarıdır. Yakıt pili sistemleri, taşınabilir elektronik sistemlerden, elektrik santralleri uygulamalarına kadar ihtiyaç duyulan gereksinimleri karşılayabilecek niteliktedirler.

Yakıt pili tabanlı bir güç sistemi, yakıt pilinin ürettiği DC elektriksel gücü, yerleşik veya taşınabilir yüklerde, otomotiv uygulamalarında ve elektrik şebekelerinde kullanıma uygun AC veya DC güce çeviren güç koşullandırma ünitelerine ihtiyaç duymaktadır.

Bu tez, yakıt pili uygulamalarında kullanılan ve empedans kaynaklı inverter olarak adlandırılan bir inverter yapısı üzerine odaklanmaktadır. Empedans kaynaklı inverter, geleneksel gerilim ve akım kontrollü inverterlerin yapısal sınırlamalarını ortadan kaldırarak yeni bir güç çevrim konsepti sağlamaktadır. Tez çalışmasında sırasıyla, bu topolojiye ait olan çalışma prensibi, simülasyon ve uygulama devresine ait deneysel sonuçlar verilmektedir.

Anahtar kelimeler; Yakıt pili, Güç elektroniği, Güç koşullandırma, Empedans kaynaklı inverter, Dönüştürücü

ABSTRACT

Fuel cells are electrochemical power sources that convert chemical energy to electricity and thermal energy directly without any conversion process. Fuel cell systems are available to meet the needs of applications ranging from portable electronics to power plants.

A fuel cell based power system needs a power conditioning unit, which is a necessary system for converting the DC electrical power generated by a fuel cell into usable AC or DC power for stationary or portable loads, automotive applications and interfaces with electric utilities.

This thesis focused on an impedance source power inverter for fuel cell applications. The impedance source inverter overcomes the structural limitations of the traditional voltage and current source inverters and provides a novel power conversion concept. In the thesis, operating principle, simulation of this topology and the experimental results of the application circuit are presented respectively.

Keywords; Fuel cell, Power electronics, Power conditioning, Impedance source inverter, Converter

1. GİRİŞ

Yakıt pilleri, kömür, petrol ve doğal gaz gibi fosil yakıtlar, rafineri ürünleri, amonyak, metanol gibi kimyasal ürünler, biyogaz ve atık materyaller gibi alternatif kaynaklardan, bir dönüştürücü yardımıyla elde edilen hidrojenin veya doğrudan hidrojenin oksijen ile kimyasal reaksiyona girmesi sonucunda elektrik üretilen sistemlerdir ve geleceğin enerji üretim kaynağı olarak görülmektedir.

Yakıt pilleri, emisyonlarının düşük olması ve gürültü kirliliğine neden olmamaları, hareketli parça içermemeleri ve fosil yakıtlardan daha yüksek dönüşüm oranı elde edebilmeleri gibi avantajlara sahiptir.

Yakıt pilleri, uzay araçları, taşıtlar, deniz araçları, taşınabilir araçlar, elektrik ve ısı üretim tesisleri olmak üzere askeri ve sivil kurumlarda geniş bir kullanım alanı bulmaktadır.

Elektrik mühendisliği gözü ile bakıldığında ise; yakıt pili, düşük gerilimli ve yüksek akımlı bir DC güç kaynağı olup, son kullanıcıya ait ürünlere adapte edilmesi için özel tasarlanmış güç çevrim katmanlarına ihtiyaç duymaktadır. Bu yönü ile yakıt pili sistemleri, güç elektroniğinin anahtarlamalı güç kaynakları devre yapıları ile yakından ilgilidir.

Yakıt pili modüllerine ait çıkış gerilimlerinin aynı güçteki diğer güç kaynaklarına nazaran daha düşük değerlerde olması, tek bir güç çevrim katı ile son kullanıcı adaptasyonunun sağlanmasında büyük zorluklar yaratmaktadır. Özellikle orta güç ölçekli (3-10 kW) evsel uygulamalarda, geleneksel dönüştürücü yapıları kullanılarak gerçekleştirilen yakıt pili tabanlı güç koşullandırma sistemlerinde, yakıt pili modülüne ait çıkış gerilim seviyesi ile, inverterin ihtiyacı olan giriş gerilim değeri arasında büyük bir fark mevcuttur. Örnek olarak, 3 kW değerinde çıkış gücüne sahip yakıt pili modülü, nominal yüklenmede yaklaşık 25 Volt değerinde bir çıkış gerilimine sahiptir. Söz konusu yakıt pilinin herhangi bir evsel uygulamada kullanımı için, çıkış gerilim değeri 220 Volt 50 Hz olan bir güç koşullandırma sistemine ihtiyaç bulunmaktadır. Güç koşullandırma sisteminde geleneksel bir tek katlı DC-AC dönüştürücü (inverter) kullanıldığında, inverterin ihtiyacı olan giriş gerilimi 400 V değerinde olup, yakıt pili çıkış gerilimi bu değeri karşılayamamaktadır. Yakıt pili modül çıkış geriliminin, inverterin girişine uygulamadan önce bir DC-DC yükseltici dönüştürücüye uygulanması bu tür sistemler için kullanılan en yaygın çözüm olmakla birlikte, bu devre yapısı da hem maliyeti ve boyutu arttırmakta hem de elektriksel verimi düşürmektedir.

Yakıt pili beslemeli güç koşullandırma sistemlerinde, geleneksel dönüştürücülerin

kullanımında aşağıda belirtilen birtakım sorunlar mevcuttur:

- Ya yükseltici ya da düşürücü olarak görev yapan geleneksel dönüştürücüler, hem yükseltici hem düşürücü dönüştürücü olarak görev yapamazlar çünkü elde edilen çıkış güç aralığı, giriş geriliminden ya daha düşük ya da daha yüksek olmak durumundadır.
- Ana devre katmanları kendi aralarında yer değiştirmez, yani ne bir gerilim kontrollü dönüştürücü, akım kontrollü dönüştürücü olarak kullanılabilir, ne de bunun tersi bir durum söz konusudur.
- EMI gürültüsünün neden olabileceği kötü etkilere (yanlış kapı sinyalleri vb.) açıktırlar.

Yakıt pillerine özgü güç koşullandırma sistemlerinin tasarlanabilmesi için, yakıt pilinin elektriksel karakteristiği, çeşitli yük koşullarında elde edilen elektriksel performans değerleri gibi bilgilerin analiz edilmesi ve yapılacak uygulamanın elektriksel ihtiyaçlarını karşılayacak nitelikte uygun dönüştürücü topolojisinin seçilmesi gerekmektedir. Hem yukarıda belirtilen sorunların üstesinden gelmek, hem de yakıt pillerinin düşük gerilim ve yüksek akım elektriksel çıkış karakteristiğine uygun dönüştürücü ihtiyacını karşılamak amacı ile, 2002 yılında Michigan State Üniversitesi'nden Fang Z. Peng, yakıt pili uygulamaları için geliştirdiği empedans kaynaklı inverter çalışmasını sunmuştur.

Empedans kaynaklı inverter, yakıt pili ile inverter köprüsü arasına yerleştirilen bir empedans ağı sayesinde, empedanstaki pasif komponentlerin enerji depolama özelliğinden faydalanarak, giriş geriliminden bağımsız olarak, inverter faz kollarının kısa devre edilerek çalıştırılması prensibi ile, çıkışta istenilen gerilime ulaşılmasını sağlayan bir dönüştürücü sistemidir (Peng, 2002).

Ortaya konulan bu yeni güç çevrim yapısını ve yakıt pili uygulamaları için uygunluğunu daha iyi analiz edebilmek için tez çalışmasında öncelikli olarak yakıt pillerinin özellikleri, çalışma prensibi ve uygulama alanları detaylı olarak verilerek, yakıt pillerinin neden yeni bir güç dönüştürücü yapısına ihtiyaç duyduğu açıklanmıştır.

Peng tarafından çalışma doğrultusunda, empedans kaynaklı invertere ait çalışma prensibi ve deneysel sonuçlar verilerek, bu yapıya ilişkin tüm elektriksel devre analizleri yapılmıştır (Peng, 2002).

Tez çalışmasının ilerleyen bölümlerinde ise, empedans kaynaklı inverter ile geleneksel dönüştürücü yapıları olan PWM inverter ve DC-DC yükselticili PWM inverter devrelerine değinilerek, bu üç inverter çeşidi; anahtarlama eleman güçleri, pasif komponent ihtiyacı, elektriksel verim ve sabit güç-hız oranları göz önüne alınarak karşılaştırılmaktadır (Adams vd, 2005).

Sağladığı avantajların bilgisayarlı benzetim teknikleri kullanılarak gözlemlenebilmesi ve devre yapısının düşük giriş gerilimleri ile istenilen çıkış gerilimini sağlayıp sağlayamayacağının ön izlemesinin yapılabilmesi için Proteus devre simülasyon programı kullanılarak, uygulaması gerçekleştirilecek olan devreye ait simülasyon devresi oluşturulmuş ilgili elektriksel dalga şekilleri verilmiştir. İlgili devreye, giriş gerilimi diğer bir deyişle yakıt pilinin çıkış gerilimi olarak 285 V seviyesinde DC gerilim uygulanmış ve 5 kW'lık yük altında, inverter çıkışında 220 V, 50 Hz değerinde AC gerilim elde edilmiştir.

Simülasyon aşamasından bir sonraki adım, devrenin gerçekleştirilebilirliğini kanıtlamak amacı ile empedans kaynaklı inverter prototip devresinin oluşturulmasıdır. Uygulama devresi;

- Kontrol Devresi
- Sürme Devresi
- Empedans Kaynaklı İnverter

alt bölümlerinden oluşmaktadır. Laboratuvar ortamında gerçekleştirilen prototip devre, simülasyon ortamında olduğu gibi girişte 285 V DC gerilim uygulanarak çalıştırılmış ve çıkışta da evsel uygulamalarda kullanıma uygun olan 220 V_{rms} değerinde AC gerilim elde edilmiştir.

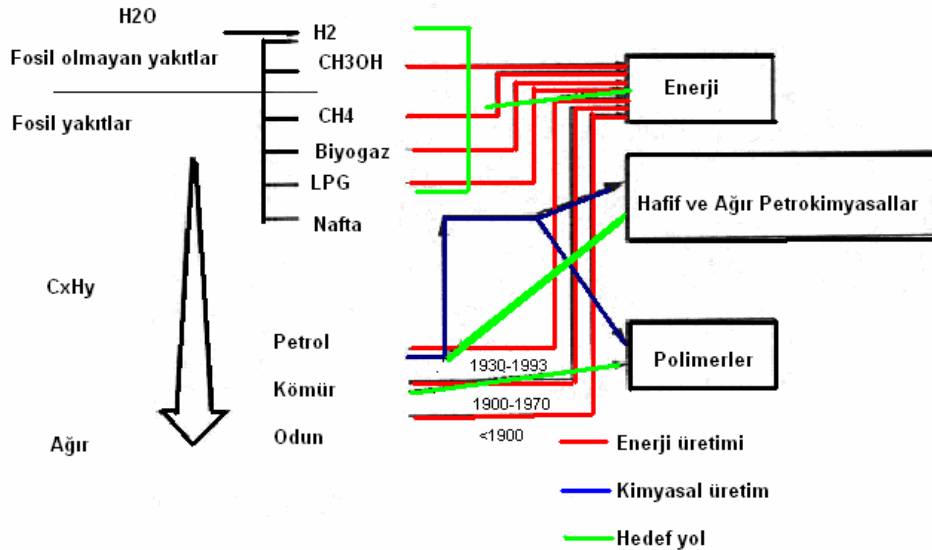
Uygulama devresine ilişkin elde edilen dalga şekilleri ile simülasyon sonuçları uyumlu olup, empedans kaynaklı inverter devre yapısının uygulanabilirlik yönü kanıtlanmıştır. Klasik inverter yapılarında, 220 V_{rms} değerinde AC çıkış gerilimi elde etmek için devre girişine yaklaşık olarak 400 V DC gerilim uygulanması gerekirken, bu devre yapısı ile girişte uygulanması gereken gerilim seviyesi %30 oranında aşağıya çekilmiştir. Böylelikle empedans kaynaklı inverter yapısının uygulanabilirlik yönü kanıtlanarak, özellikle yakıt pili beslemeli güç koşullandırma sistemleri için uygun özellikler taşıdığı sonucuna varılmıştır.

2. YAKIT PİLLERİ

Gerek sanayileşme, gerekse bireylerin daha iyi yaşam istekleri, günümüzde enerji kullanımını önemli ölçüde artırmaktadır. Enerji ihtiyacının karşılanmasında kömür, petrol, doğal gaz gibi yakıtlar öncelikli olarak kullanılmaktadır. Ancak bu yakıtların kullanımında başlıca iki sorunla karşılaşılmaktadır. Birinci sorun, bu yakıtların yakın bir gelecekte önemli büyüklükte azalma olasılığı, diğeri ise sanayileşmenin belli yörelerde yoğunlaşması sonucu büyük oranda fosil yakıtların kullanımından kaynaklanan çevre kirliliğinin artmasıdır. Fosil yakıtların yanması sonucu karbondioksit, azot ve kükürt emisyonları önemli değerlere ulaşmıştır. 1973 yılında yaşanan ilk petrol krizinden beri, dünyada enerji perspektifi değişmiş ve birincil enerji kaynaklarının çeşitlendirilmesi ile petrole bağımlılığın azaltılması hedeflenmiştir. Dünya genelindeki bu iki soruna ek olarak ülkemiz için bir diğer sorun da, enerji tüketiminin yaklaşık %60'ının yurtdışından karşılanmasıdır.

Enerji tasarrufu konusunda ciddi önlemler alınması halinde bile ancak genel enerji talebinin %20-30 oranında düşürülmesi öngörülmektedir.

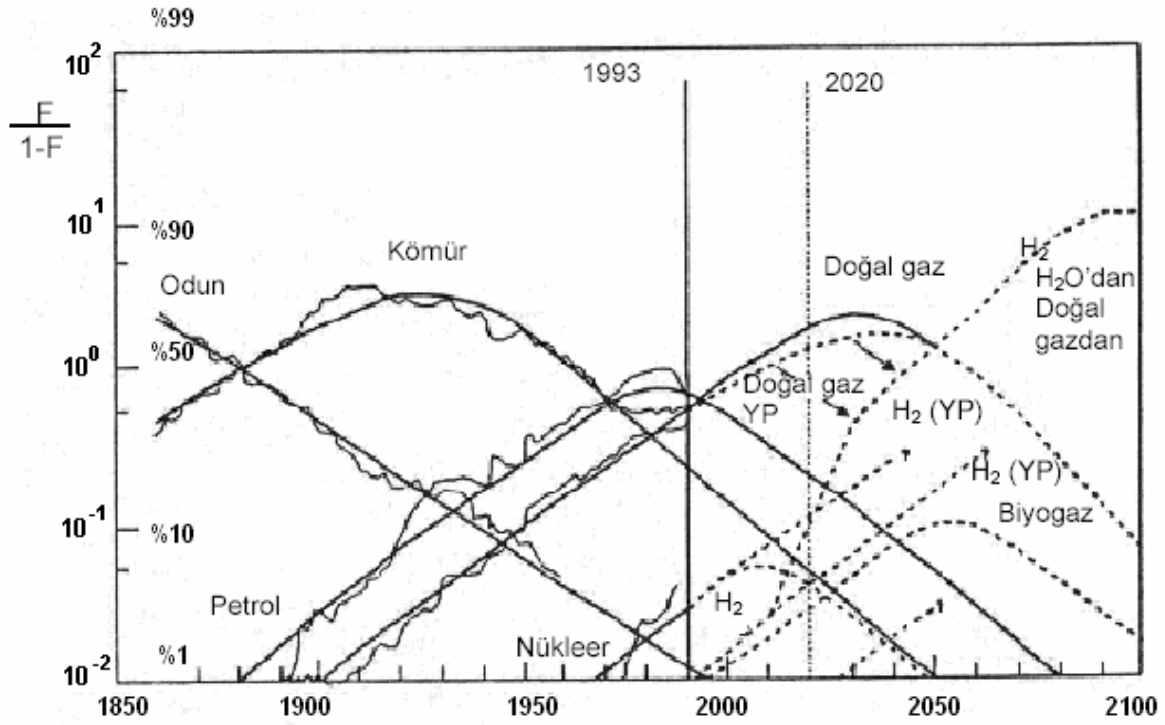
Enerji üretimi için daha hafif hidrokarbonların kullanılması eğilimi, 20. yüzyılda ortaya çıkmış ve yakıtların C/H oranı azalmıştır. Diğer taraftan polimer ve diğer petrokimyasalların üretimi için hidrokarbon kaynaklarına ihtiyaç duyulmuştur. Şekil 2.1'de, hidrokarbonların, enerji ve kimyasal üretimi için kullanımındaki eğilim görülmektedir.



Şekil 2.1 Hidrokarbonların enerji ve kimyasalların üretimindeki kullanım eğilimi

Doğal gaz, biyogaz ve hidrojen gibi kaynakların enerji üretiminde kullanılması da

hedeflenmektedir. Bununla birlikte hidrojen, fosil yakıt değildir; hafif hidrokarbonlardan ve suyun elektrolizi ile üretimi mümkündür. IIASA (Uluslararası Uygulamalı Sistem Analizleri Enstitüsü) tarafından geliştirilen modele göre, enerji sistemlerinin yıllara göre değişimi, Şekil 2.2’de verilmiştir. Buna göre odun, kömür, petrol, doğal gaz ve biyokütle gibi geleneksel enerji kaynaklarının tükeneceği, buna karşın hidrojenin geleceğin enerji kaynağı olacağı açıkça görülmektedir. Bu sonuç, çevreye zararsız yeni enerji kaynaklarını gündeme getirmektedir. Bu amaçla yakıt pili, güneş, rüzgar ve jeotermal gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının değişik sektörlerde uygulanabilmesi için kaynakların araştırılması ve mümkün olan sektörde kullanımı araştırmaları sürdürülmektedir.



Şekil 2.2 Yıllara göre dünyadaki enerji kaynaklarının değişimi

Yakıt pilleri, alternatif kaynaklardan, yakıt dönüştürücü yardımıyla elde edilen hidrojenin veya doğrudan hidrojenin oksijen ile kimyasal reaksiyona girmesi sonucunda elektrik üretilen cihazlardır ve geleceğin enerji üretim kaynağı olarak görülmektedir. Pillerin aksine yakıt pili teorik olarak yakıt ve oksitleyici sağlandığı sürece elektrik enerjisi üretme yeteneğine sahiptir.

Yakıt pilleri, tasarımında değişiklik yapılmaksızın cep telefonlarında kullanılabilir

kadar az ve bir kente yetebilecek kadar fazla güç üretebilir. Bu nedenle yakıt pili için pazar sınırsızdır. Yakıt pilleri, otomobil, otobüs, uzay aracı, lokomotif, denizaltı gibi ulaşım araçlarında, cep telefonu, diz üstü bilgisayar gibi taşınabilir cihazlar, ev, ofis, hastane, otel, endüstri ve güç üretim tesisleri gibi sabit uygulamalarda olmak üzere geniş bir kullanım potansiyeline sahiptir.

Yakıt pilleri, çevre ve gürültü kirliliğine neden olmamaları, hareketli parça içermemeleri ve fosil yakıtlara göre daha yüksek dönüşümle enerji üretmeleri gibi avantajlara sahiptirler. Bu nedenle son yıllarda ticari üretimi için çalışmalar yoğunlaşmıştır.

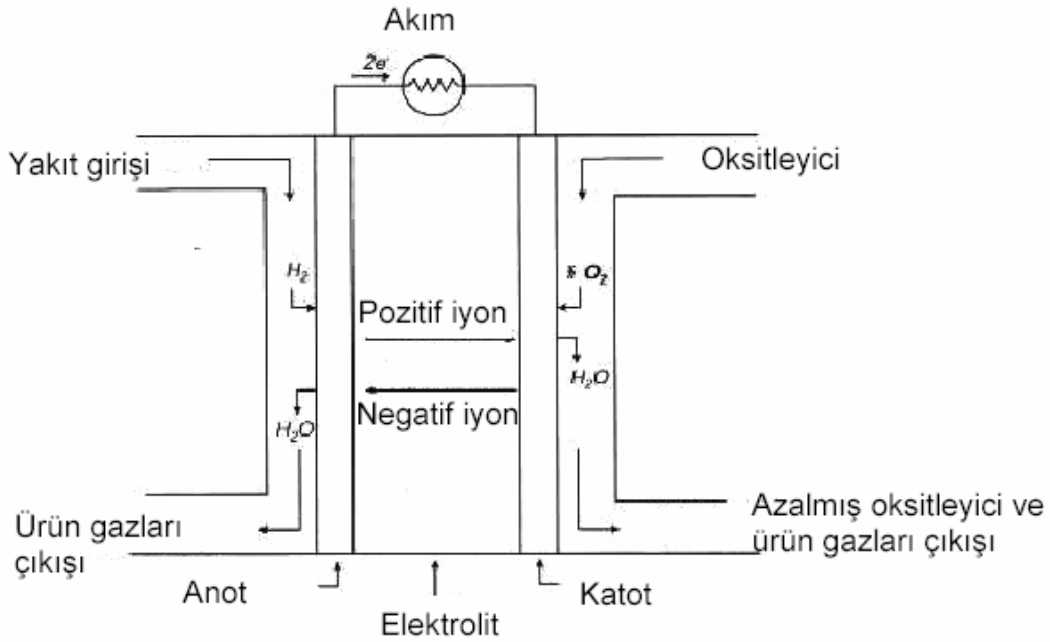
Yakıt pili ile ilgili ilk çalışma 1839 yılında William Grove tarafından seyreltik sülfürik asit ve iki platin levha kullanılarak yapılmıştır. Sonraki yıllarda elektrik üretiminde kullanılmayacağı düşünülen yakıt pilleri, 1950'li yıllardan sonra NASA tarafından uzay uygulamalarında kullanılmak üzere çalışılmaya başlanmıştır. Yakıt pili sisteminin gelişmesi ve diğer ekipmanlarla entegrasyonu, uzay uygulamalarının ortaya çıkması ile artmıştır. 1950'lerin ortasında Union Carbide Corporation, uzay uygulamaları dışında ilk sistemleri oluşturmuştur. 1960'lı yıllarda General Electric, Gemini ve Apollo, uzay araçları için ilk yakıt pilini üretmiştir. Yine 1960'lı yıllarda TARGET ile yakıt pili teknolojisinde ciddi çalışmalar başlatılmıştır. Bu çalışma programı, ABD, Japonya ve Kanada'da 12.5 kW'lık fosforik asit yakıt pilinin testi ile sonuçlanmıştır. Buna karşın fosforik asit yakıt pilinin ticarileşmesindeki gelişmeler yavaş gerçekleşmiştir. 1970'li yıllardaki petrol krizi, dünyanın ham petrole olan bağımlılığını azaltmak için araştırmacıları daha verimli sistemleri ve farklı güç kaynaklarını araştırmaya yöneltmiştir. Bu nedenle yakıt pilleri konusundaki çalışmalar yoğunlaşmıştır. 1970'li yıllarda DuPont, proton değişim membran yakıt pili için yüksek verimli nasyon membranı üretmiş ve proton değişim membranlı yakıt pilinde önemli gelişmeler kaydedilmiştir. Günümüzde uzay mekiğinin elektriksel ihtiyacı, yakıt pilleri ile üretilmektedir. Geleceğin teknolojisi olarak görülen yakıt pillerinin farklı alanlardaki uygulaması için araştırmalar, tüm yakıt pil türleri üzerinde çok sayıda ticari firma ve kurum tarafından artarak sürdürülmektedir (Bahar vd, 2001).

2.1 Yakıt Pilinin Tanımı

Yakıt pilleri, reaksiyonun kimyasal enerjisini, doğrudan elektrik enerjisine çeviren elektrokimyasal cihazlardır. Bir yakıt pilinin temel fiziksel yapısı, iki yüzünde gözenekli anot ve katotla temas halindeki elektrolit tabakasını içermektedir. Yakıt pilinde reaksiyona giren ve reaksiyon sonucu oluşan gazların birlikte görüldüğü bir şematik

gösterim, Şekil 2.3'te görülmektedir. Aynı şekilde, iyonların yakıt pili hücresi üzerinden akış yönleri de gösterilmektedir.

Tipik bir yakıt pilinde, gaz yakıt anoda (negatif elektrot), oksitleyici (yani oksijen/hava) katoda (pozitif elektrot) sürekli olarak beslenmektedir. Yakıt pilinde yakıt ile oksijen arasında indirgenme/yükseltgenme reaksiyonu olurken elektrik akımı (doğru akım) ve ısı oluşmaktadır. Katotta protonlar oksijenle birleşip, kullanılan yakıtın cinsine göre yalnızca su buharı veya su buharı ve CO₂ üretir.



Şekil 2.3 Tek bir yakıt pili hücresinin şematik gösterimi

Bir yakıt pili, tipik bir pildekine benzer bileşenlere ve karakteristiğe sahip olduğu halde, birçok bakımdan ayrı özellikleri bulunmaktadır. Bilinen piller, enerji depolama özelliğine sahip olup, verebilecekleri maksimum enerji ise pilin içine depolanmış kimyasal maddelerin miktarı ile belirlenmektedir. Pilin içindeki kimyasal maddelerin dönüşümü (reaksiyonu) bittiğinde pilin ömrü bitmekte, yani atılmaktadır. İkincil pillerde ise kimyasallar tekrar yükleme yapılmak suretiyle rejenere edilmektedir (reaksiyon geri çevrilmektedir) ki bu da pilin içine dış bir kaynaktan enerji yüklemek anlamına gelmektedir. Öte yandan, yakıt pili teorik olarak elektrotlara yakıt ve oksitleyici beslendiği sürece elektrik üretme kapasitesine sahip enerji dönüşüm sistemleridir. Gerçekte, performansta zamanla azalma, korozyon, bileşenlerin ömrü gibi nedenlerle yakıt pillerinin de işletim ömürleri sınırlı olsa da uzundur.

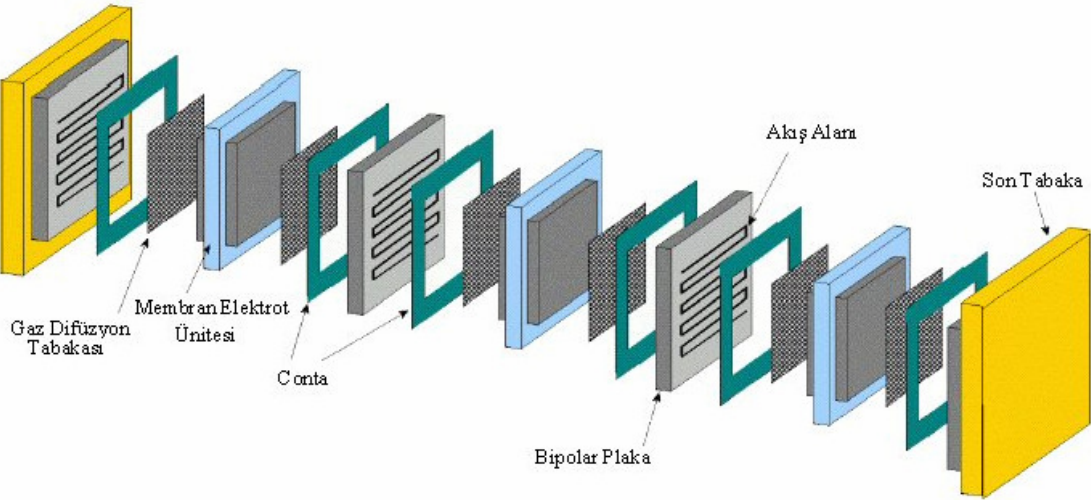
2.2 Yakıt Pili Hücre Modülü

Pillerde olduğu gibi tek tek yakıt pili hücreleri arzu edilen gerilim seviyelerine ulaşılacak sayıda seri bağlanabilirler ve daha sonra ara bağlantılar yardımıyla birleştirilirler. Hücre bileşenleri, Şekil 2.4'te verilen tipik bir hücrenin şematik gösteriminde tanımlanmaktadır. Bipolar plaka, hücrelerin konfigürasyonunda, ara bağlantı ayırıcı tabaka olmakta ve iki görevi bulunmaktadır. Bunlar;

- Yan yana duran iki hücre arasındaki seri elektrik bağlantısını sağlamak
- Hücrenin mekanik dayanımını sağlamak
- Ardışık iki hücrenin yakıt ve oksitleyicilerini ayırmaktır.
- Akış kanalları sayesinde, reaksiyon gazlarını elektrot yüzeyine dağıtmak

Hücrenin diğer önemli parçaları ise şöyle sıralanabilir;

- Gazlarının reaksiyona girdiği ve reaksiyon sonucunda proton geçişinin sağlandığı membran elektrot ünitesi
- Gazların membran elektrot ünitesine geçişini sağlayan gaz difüzyon tabakası
- Plakalar arasında kısa devre olmaması amacı ile yalıtım amaçlı yerleştirilen conta tabakası



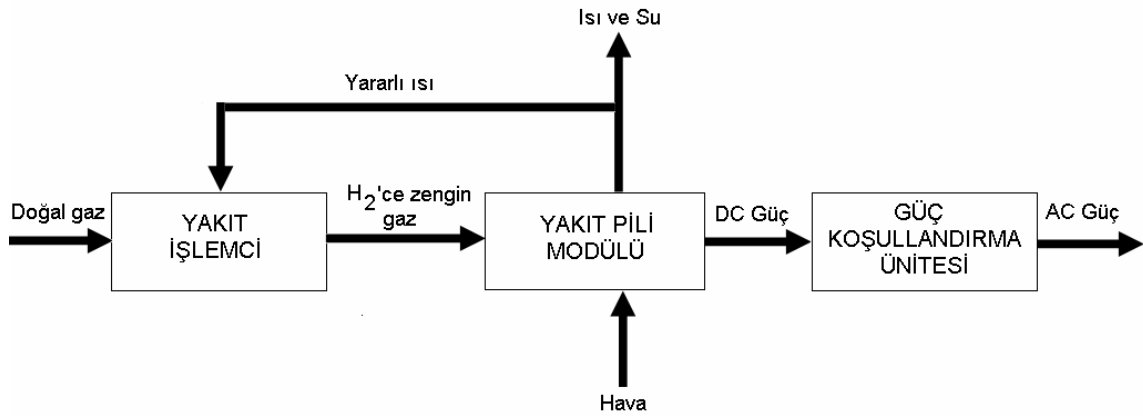
Şekil 2.4 Yakıt pili modülü şematik gösterimi

2.3 Yakıt Pili Sistemleri

Yakıt pillerinde yakıttan üretilen hidrojen ve havadaki oksijen kullanılarak, doğru akım, su ve ısı üretilmektedir. Karbonmonoksit ve metanın hücre içinde reaksiyona sokulduğu durumlarda diğer bir ürün de CO₂ gazı olmaktadır. Bu reaksiyonlar yakıt pilinin işletimi için uygun sıcaklık ve basınçta gerçekleştirilmelidir. Yakıt pili hücresinin çevresinde hava ve

temiz yakıtı sağlayacak, üretilen gücü daha kullanılabilir hale (alternatif akım gücü) dönüştürecek ve hücre içi reaksiyonlar sonucu üretilen ürünler ile ısıyı uzaklaştıracak bir sistem kurulmalıdır. Şekil 2.5'te böyle bir sistem şematik olarak gösterilmiştir. Yakıt işlemci biriminden başlayarak, geleneksel yakıt (doğal gaz, metanol, etanol veya kömür vb.) temizlenmekte, hidrojen içeren gaza dönüştürülmektedir. Enerji, yakıt pili modülü bölümünde birbirlerine modül veya demet şeklinde bağlanmış tek tek yakıt hücreleri tarafından üretilmektedir. Bir güç uygulaması için çok değişik sayıda hücreler, modüller uygun olabilmektedir. Son aşamada, güç koşullandırma ünitesinde elektrik enerjisi doğru akımdan regüle edilmiş doğru akıma veya son kullanıcı için alternatif akıma dönüştürülmektedir.

Yakıt işlemci birimi, hem kullanılan yakıtta hem de yakıt pili teknolojisine bağlı olarak farklılıklar göstermektedir. Dönüştürülmüş yakıtın, pil modülünde kullanılacak kadar temizlenmesi de bu birimde yer almaktadır.



Şekil 2.5 Yakıt pili sistemine ait bölümlerin basit şematik gösterimi

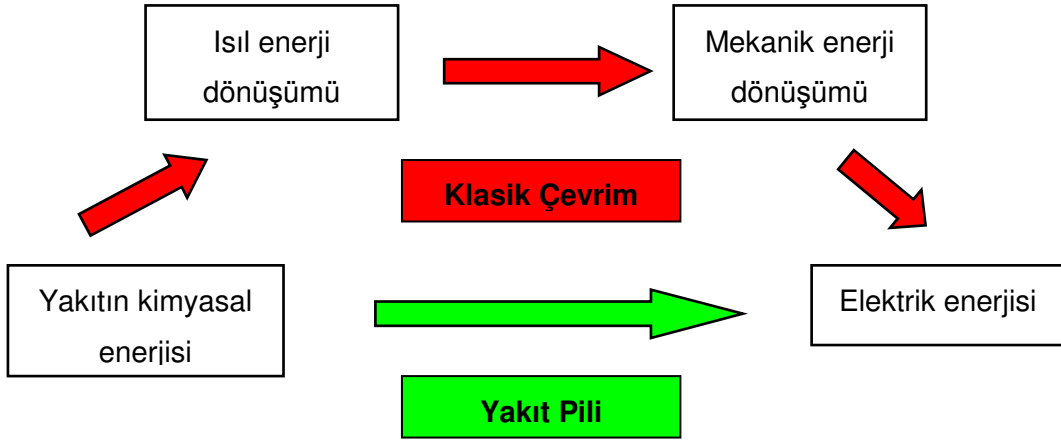
Yakıt pili modülünde gerçekleşen reaksiyon sırasında açığa çıkan ısının, yakıt işlemede ve yakıt pili sisteminin alt birimlerinde kullanılmayan kısmı, sıcak su, buhar veya ilave elektrik üretmek için kullanılabilir.

2.4 Yakıt Pili Özellikleri

Yakıt pillerinin, enerji dönüşüm sistemleri olarak kullanılmalarını avantajlı kılan bir çok özellik mevcuttur. Bu özelliklerin başlıcaları, yüksek verime sahip olmaları ve çevreye olan olumlu etkileridir.

Yakıt pilleri, Carnot çevriminin sınırlamasına bağlı olmaksızın, yakıtlardan doğrudan

elektrik elde etmeye yarar. Klasik çevrim teknolojisinde, yakıtta kimyasal biçimde depolanan enerji yanma reaksiyonu ile ısıya ve ısı, Rankin çevrimi ile mekanik enerjiye dönüştürülür. Bu dönüşüm sırasında hem Carnot çevrimi sınırı aşamamakta, hem de mekanik enerji jeneratörle elektriğe dönüştürülürken yeni kayıplar oluşmaktadır. Böylece, verim düşmekte, kalabalık bir makine topluluğu gerekmekte ve çevre kirletilmektedir. Yakıt pillerinde ise Şekil 2.6'da görüldüğü gibi kimyasal enerji doğrudan elektrik enerjisine dönüştürülmektedir.



Şekil 2.6 Kimyasal enerjinin elektrik enerjisine dönüşüm çevrimi

Hareketli parçası olmaması nedeniyle geleneksel güç kaynaklarından daha güvenilir olan yakıt pili, gürültü ve çevre kirliliğine neden olmayan, kompakt yapılı ideal bir enerji çevrim sistemidir. Yakıt pili, kentsel alanlarda sağlığı tehdit eden fotokimyasal duman/sis oluşumunu da azaltmaktadır. SO_2 ve NO_x emisyonları sırasıyla 1.362 g/MWh ve 1.816 g/MWh'tir. CO_2 emisyonu 318.182 kg/MWh düzeyinde geleneksel fosil yakıt güç kaynaklarına benzerdir. H_2 'in elektrolizle ve gerekli elektrik enerjisinin yenilenebilir kaynaklardan üretildiği durumda ise sıfır emisyon değerine ulaşılmaktadır. Yakıt pili sisteminde daha düşük emisyonla daha yüksek verim elde edilebilir.

Yakıt pilleri, büyüklüğüne bağlı olmaksızın sabit verimle çalıştılarından dolayı, küçük yakıt pili birimlerinde de büyük sistemlere oranla neredeyse aynı verime ulaşabilmektedir. Böylece yakıt pili güç üretim birimleri birkaç Watt'tan, Megawatt'lara kadar çok geniş elektrik gücü aralığında tasarlanabilmektedir.

Yakıt pilleri ve yakıt pili sistemlerinin özellikleri şöyle sıralanabilmektedir:

- Doğrudan enerji dönüşümü (yakma yok)
- Enerji dönüştürücüde hareketli parça olmaması
- Sessiz olması
- Düşük sıcaklık birimlerinin kullanımının mümkün olması
- Yakıt esnekliği
- Düşük sıcaklık birimlerinin güvenilirliğinin kanıtlanması
- Tasarım dışı yükte, işletimde iyi performansa sahip olması
- Uzaktan işletim imkanı
- Ölçü/boyut esnekliği
- Hızlı yük takip edebilme yeteneği

Tüm bu olumlu özelliklerin yanı sıra yakıt pillerinin bazı olumsuz yönleri de bulunmaktadır. Bunlar şöyle sıralanabilir:

- Pazara giriş maliyeti yüksektir.
- Yüksek sıcaklık birimlerinin güvenilirliği gösterilememiştir.
- Güç üretim endüstrisi için tanıdık olmayan bir teknolojidir.
- Bazı yakıt türleri için (hidrojen, metanol vb.) bir dağıtım altyapısı bulunmamaktadır.

2.5 Yakıt Pillerinin Türleri

Geliştirilmekte olan bir çok yakıt pili türü vardır. Bunlar kullandığı yakıt ve oksitleyici türü, yakıtın yakıt pilinin dışında veya içinde işlenmesi, elektrolit tipi, işletim sıcaklığı, yakıtın besleme biçimi vb. gibi çok değişik şekilde sınıflandırılabilir. Yakıt pillerinin en yaygın sınıflandırması, hücrenin içinde kullanılan elektrolitin tipine göre yapılan sınıflandırmadır. Bu sınıflandırmaya göre 7 tür yakıt pili bulunmaktadır. Bunlar;

- Polimer Elektrolit Membranlı Yakıt Pili (PEMYP)
- Doğrudan Metanol Yakıt Pili (DMYP)
- Doğrudan Sodyum Bor Hidrürlü Yakıt Pili (DSBHYP)
- Alkali Yakıt Pili (AYP)
- Fosforik Asit Yakıt Pili (FAYP)
- Erimiş Karbonat Yakıt Pili (EKYP)
- Katı Oksitli Yakıt Pili (KOYP)

olarak yazılabilir.

Çizelge 2.1’de yakıt pilleri, özellikleri ve bazı uygulama alanları toplu halde verilmektedir. Bu tabloya göre, yakıt pilleri işletim sıcaklıkları ve güç yoğunlukları bakımından da uygulama alanlarına göre sınıflandırılabilirler. Elektrik mühendisliği gözü ile ele alındığında, yakıt pilli güç sistemlerini , çıkış güçleri doğrultusunda sahip oldukları uygulama alanlarına göre sınıflandırmak daha doğru olacaktır.

Çizelge 2.1 Yakıt pili türleri ve kullanım alanları

Yakıt Pili	İşletim Sıcaklığı [°C]	Güç Verimi [%]	Sistem Verimi [%]	Güç Yoğunluğu [mW/cm ²]	Başlıca Uygulamalar
AYP	50-100	40-50	26-31	100-200	Uzay
PEMYP	50-125	40-50	32-40	350	Uzay, araç, yerleşik
FAYP	180-210	40-45	36-45	100	Kojenerasyon, araç, yerleşik
EKYP	630-650	50-60	43-55	100	Kojenerasyon, yerleşik
KOYP	900-1000	50-60	43-55	240	Kojenerasyon, yerleşik
DSBHYP	50-80	30-40	40	40	Taşınabilir
DMYP	50-120	30-40	40	40	Taşınabilir

Yakıt pilleri, uygulama alanlarına göre üç ana başlık altında incelenecektir. Bunlar ;

- Taşınabilir uygulamalar
- Yerleşik uygulamalar
- Araç uygulamaları

olarak sınıflandırılmaktadır.

2.5.1 Taşınabilir Uygulamalar

Diğer yakıt pili türlerine nazaran daha düşük güç yoğunluğuna sahip olan Doğrudan Metanollü Yakıt Pili (DMYP) ve Doğrudan Sodyum Bor Hidrürlü Yakıt Pili (DSBHYP) bu tür uygulamalarda kullanım alanı bulmaktadır. Bu tür yakıt pilleri, cm² başına 100-200 mW güç yoğunluğuna sahip olup, elektrolit olarak sıvı metanol veya sodyum borhidrür çözeltisi kullanılmakta ve sıvı elektrolit beslemesi de yakıt piline doğrudan yapılmaktadır.

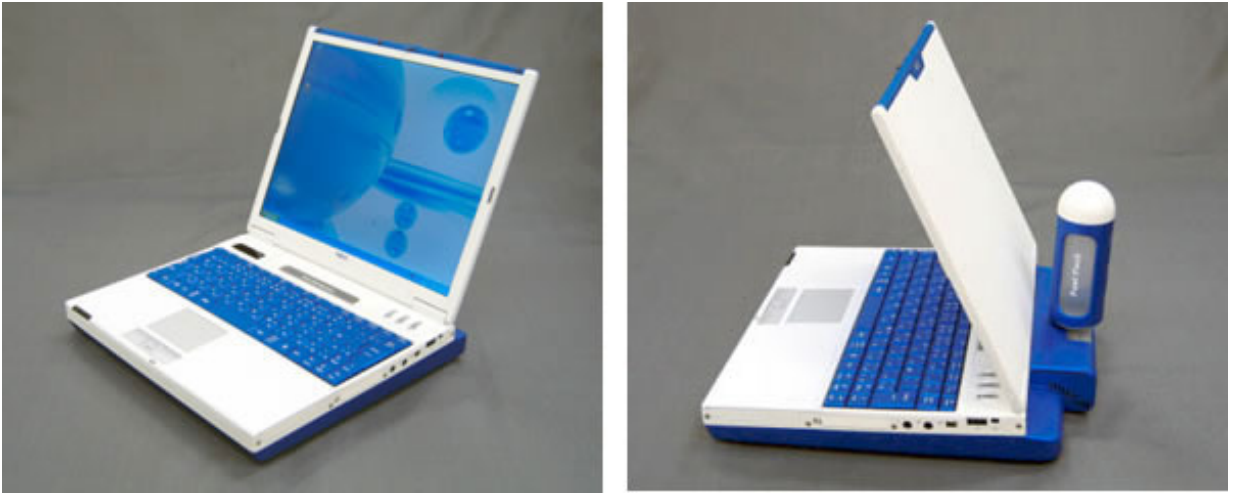
Güç yoğunlukları ve kartuşlu yakıt besleme özellikleri sayesinde, bu yakıt pillerinin kullanım alanı bulunduğu başlıca taşınabilir uygulamalar;

- Dizüstü bilgisayarlar
- Cep telefonları
- Taşınabilir güç kaynakları

olarak sıralanabilir. Bilindiği üzere günümüzde bu tür uygulamaların enerji ihtiyacı çoğunlukla, Lityum Polimer (Li-Po) ve Nikel Metal Hidrür (NiMH) bataryalar ile karşılanmakta olup, yakıt pillerinin bu tür bataryalara karşın sağladığı avantajlar aşağıdaki şekilde verilebilir:

- Yüksek enerji yoğunluğu
- Sürekli yüksek performans
- Zamanla deşarj olmama
- Şarj tekrarı ile kapasite kaybı olmaması
- Yer ve ağırlık tasarrufu
- Uzun kullanım süresi

Yukarda sayılan avantajlar dikkate alınarak, bu alanda araştırma geliştirme faaliyetlerinde bulunan birtakım firmaların yaptıkları çalışmalar neticesinde geliştirmiş oldukları yakıt pillerinin kullanıldığı taşınabilir elektronik cihazlardan bazıları, aşağıdaki şekillerde verilmiştir.



Şekil 2.7 Dizüstü bilgisayar için kullanılan DMYP uygulaması

Şekil 2.7’de görülen dizüstü bilgisayar NEC firması tarafından geliştirilmiş olup, bilgisayarın yakıt ihtiyacı, arka bölümdeki silindirik kartuş tarafından sağlanmaktadır.

Taşınabilir uygulamalara ilişkin bir diğer çarpıcı örnek ise, hepsi Japon firmaları olan Hitachi, Toshiba ve KDDI firmalarının güçlerini birleştirme kararı vermesiyle ortaya çıkan ve DMYP kullanılan cep telefonu prototipi olup, bu telefon önceki bataryasına oranla 2.5 katı konuşma

süresi sağlamaktadır (Şekil 2.8) . Söz konusu telefonun yakıt pili ve sıvı metanol besleme kartuşu telefonun arka kısmına gömülü şekilde yerleştirilmiş olup, arka dış kısımda görülen gözenekler ise yakıt pilinin hava beslemesi için kullanılmaktadır.



Şekil 2.8 DMYP beslemeli cep telefonu prototip uygulaması

Yakıt pillerinin taşınabilir uygulamalarına ilişkin bir başka örnek ise, Şekil 2.9’da verilen 100 Watt gücündeki DMYP tabanlı güç kaynağıdır. Voller Energy tarafından geliştirilen bu güç kaynağı, içerisine uygun şekilde adapte edilen güç elektroniği devreleri sayesinde hem 24 V DC hem de 220 V AC gerilim çıkışlarına sahiptir.



Şekil 2.9 DMYP tabanlı 100 Watt gücünde taşınabilir güç kaynağı

2.5.2 Yerleşik Uygulamalar

Yakıt pillerinin yerleşik uygulamalarında, yakıt pili modülü, yakıt hazırlama, hidrojen depolama, enerji koşullandırma üniteleri v.b. alt sistemlerin ve bileşenlerin entegrasyonuna ihtiyaç bulunmaktadır. Tasarlanan ve optimizasyonu gerçekleştirilen sistemin entegrasyonunda; birim yatırım maliyeti, işletme maliyeti, verimlilik, enerji dönüşüm kayıpları, yakıt pili ömrü ve işletme esnekliği göz önüne alınmalıdır.

Tüm bu parametreler göz önüne alındığında gerek işletim sıcaklığı, gerekse birim alandaki güç yoğunluğu ve toplam verim rakamları doğrultusunda, Çizelge 2.1'den de görüleceği üzere, bu tür uygulamalar için en uygun yakıt pili türleri Polimer Elektrolit Membranlı Yakıt Pili (PEMYP), Ergimiş Karbonatlı Yakıt Pili (EKYP) ve Katı Oksit Yakıt Pili (KOYP)dir. Yerleşik uygulamalarda yakıt pilleri çeşitli amaçlar için kullanılabilir. Bunlar:

- Lokal yüklerde talebin karşılanması,
- Şebekeye ilave gücün sağlanması,
- Acil durum gücü olarak hastane, ofis gibi alanlarda kullanım,
- Sanayi uygulamalarında pik güçlerin sağlanması,
- Şebeke frekans regülasyonları, güç kalitesi, reaktif güç gibi yardımcı servislerin sağlanması,
- Yenilenebilir uygulamalara dayalı kesikli, şebekeden bağımsız sistemler için ilave gücün sağlanması,

olarak sıralanabilir.

Genellikle yakıt pillerinin yerleşik uygulamalarında - acil durumlarda kullanılanlar hariç - sürekli işletimi ve elektriğin yanında açığa çıkan ısının da kullanımı (kojenerasyon) söz konusudur. Atık enerji, yakıt pili sisteminin türüne bağlı olarak farklı sıcaklık seviyesinde olmakta ve bu atık enerji değişik uygulamalarla geri kazanılabilmektedir. PEMYP için bu sıcaklık 80-90°C aralığındadır. Bu nedenle PEMYP'den elde edilen ısı, genellikle su ve ortam ısıtmasında kullanılırken, yüksek sıcaklık yakıt pillerinden (EKYP ve KOYP) elde edilen atık ısı ise buhar üretiminde ve absorpsiyonlu soğutma sistemlerinde kullanıma daha uygundur.

Bu tür bir sisteme örnek olması açısından 2 kW'lık yakıt pili modülü ile çalışan, bir evin elektriksel ve ısı yük ihtiyacını karşılamaya yönelik Viessmann firması tarafından geliştirilmiş PEMYP tabanlı mikrokojenerasyon ünitesi örnek olarak verilmiştir (Şekil 2.10).

PEM tipi yakıt pilleri göreceli olarak daha düşük sıcaklıklarda ve yüksek güç yoğunluğu ile çalıştırılır. Çıkış gücünün ihtiyaca göre ayarlanabilir olması, özellikle hızlı devreye alma işlemi gerektiren araç uygulamaları ve küçük uygulamalarda önemli avantaj sağlamaktadır. Çıkış güçleri genellikle 50 W ile 250 kW arasında değişmektedir.



Şekil 2.10 PEMYP tabanlı mikrokojenerasyon ünitesi

Yerleşik uygulamalarda yakıt pillerinin sağlandığı avantajlar ise, aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Periyodik bakıma ihtiyacı yoktur
- İlk devreye almada dizel jeneratörden daha güvenilirdir
- Bakım gideri yoktur
- Eksoz emisyonu ve gürültü problemi yoktur
- İç mekanlarda ve yeraltında kullanılabilir
- Gürültü problemi yoktur

2.5.3 Araç Uygulamaları

1980'lerin sonlarından beri araçlarda yakıt pili kullanımına yönelik yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Bu gelişmeler için en etkili parametre temiz ve verimli araçlara duyulan ihtiyaçtır. Teknolojideki gelişme; düşük fiyata, düşük emisyonla, yüksek verimle, yüksek nitelikte güç üretmek yönündedir. Yakıt pilleri tüm bu kriterleri karşılayabilecek özelliktedir. Sessiz, verimli ve temiz olması nedeniyle içten yanmalı motorların yerini alabilecek niteliktedir. Yakıt pilli sistemin bir avantajı da, çok az hareketli parça içermesinden dolayı, az bakım gerektirmesidir.

Bu nedenle, yakıt pillerinin en önemli uygulama alanlarından biri de ulaşım endüstrisidir. Yakın gelecekte yakıt pilli arabalar kullanıma sunulacaktır. Ancak yakıt pilli taşıtlar şimdilik yalnızca bazı özel durumlarda ekonomik olarak yarışabilmektedir. Bu araçlar için en uygun yakıtlar ise hidrojen ve metanoldür. Yukarıdaki bölümde de vurgulandığı gibi PEMYP ve DMYP'nin otomotiv uygulamaları için uygun olduğu da görülmektedir.

Metanol veya hidrojenden hangisinin lider olacağına karar vermede güvenlik, ekonomi, verim, emisyon ve dağıtım önemlidir.

Yakıt pilli taşıtların bazı avantajları aşağıda verilmiştir:

- Yüksek elektriksel verim
- Çok düşük/sıfır lokal emisyon
- Mekanik vibrasyonun olmaması
- Düşük bakım gereksinimi
- Hızlı devreye alma, çabuk hızlanma
- Etkin enerji sağlama
- Yakıt pili modülünün modüler yapısından dolayı yüksek tasarım esnekliği

Günümüze kadar ticarileşmesi çok hızlı olmayan yakıt pillerinin, birkaç yıl içinde hızla ticarileşeceği beklenmektedir. Diğer taraftan çok sayıda deneme aracı kullanımdadır. Yakıt pilli otobüsler, Chicago ve Vancouver'da çalışmaktadır. California'da gelecek birkaç yıl içinde 70 üzerinde deneme aracı üretimi için otomobil üreticiler ve yakıt firmaları çalışmaktadır. Kanada'da demiryolu elektriğinde ve Almanya'da da denizaltıların tahrikinde yakıt pillerinin kullanımı üzerinde durulmaktadır.

Dünyada birçok kuruluş farklı türde yakıt pilleri üzerinde çalışmaktadır. Ulaşım sektöründe yakıt pilinin uygulanmasına yönelik çalışan bazı firma ve kuruluşlar şunlardır: Ballard Power Systems, BMW, Chrysler, Daimler-Benz, DaimlerChrysler, Energy Patterns, Ford Motor Company, General Motors, H-Power Corporation, International Fuel Cells, Mazda, Nissan, Opel, Siemens AG, Toyota, Volkswagen/Volvo, Zevco.



Şekil 2.11 NECAR yakıt pilli binek otomobil

Dünyanın ilk yakıt pilli aracı, Allis Chalmers şirketi tarafından 1959 yılında üretilmiş olup bu traktör, Alkali Yakıt Piliyle (AYP) çalışmaktaydı ve tanıtım için kullanıldıktan sonra Smithsonian Müzesi'ne verilmiştir.

Daimler-CHRYSLER Tarafından Kasım 2000'de tanıtılan NECAR5 (Şekil 2.11), Mercedes'in A sınıf otomobilleri temel alınarak tasarlanmış olup, 5 yolcu kapasiteli otomobilde 75 kW gücünde Metanol Tipi Yakıt Pili kullanılmıştır. Bu aracın azami hızı 150 km/h olup, üretilen araçlardan 60 tanesi şu an Singapur, Almanya, Japonya ve ABD'de müşterileri tarafından kullanılmaktadır.

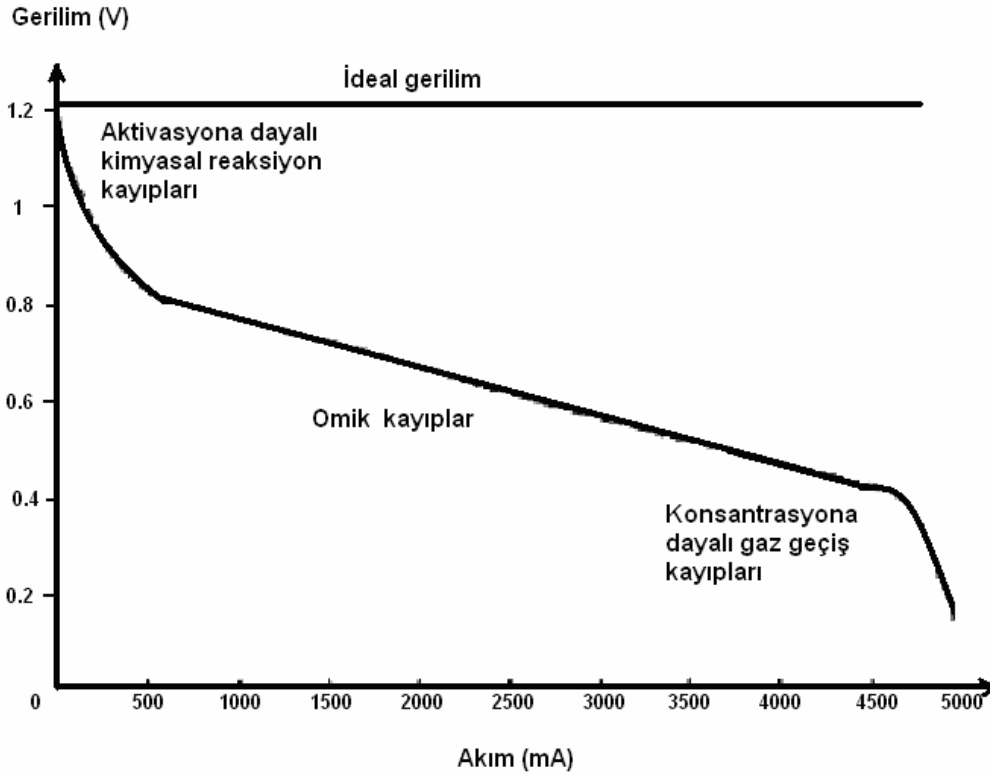
Sessiz çalışmaları ve bünyelerindeki konvansiyonel batarya sistemlerini desteklemeleri gibi avantajları nedeni ile, yakıt pilleri denizaltılarda da kullanım alanı bulmuş ve 2003 yılında İtalyan Fincantari tersanesi tarafından denize indirilen yakıt pilli denizaltılar, sınıfının en iyileri olarak görülmektedirler (Şekil 2.12)



Şekil 2.12 A212 sınıfı yakıt pilli denizaltı

3. YAKIT PİLİ İLE BESLENEN DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRELERİ

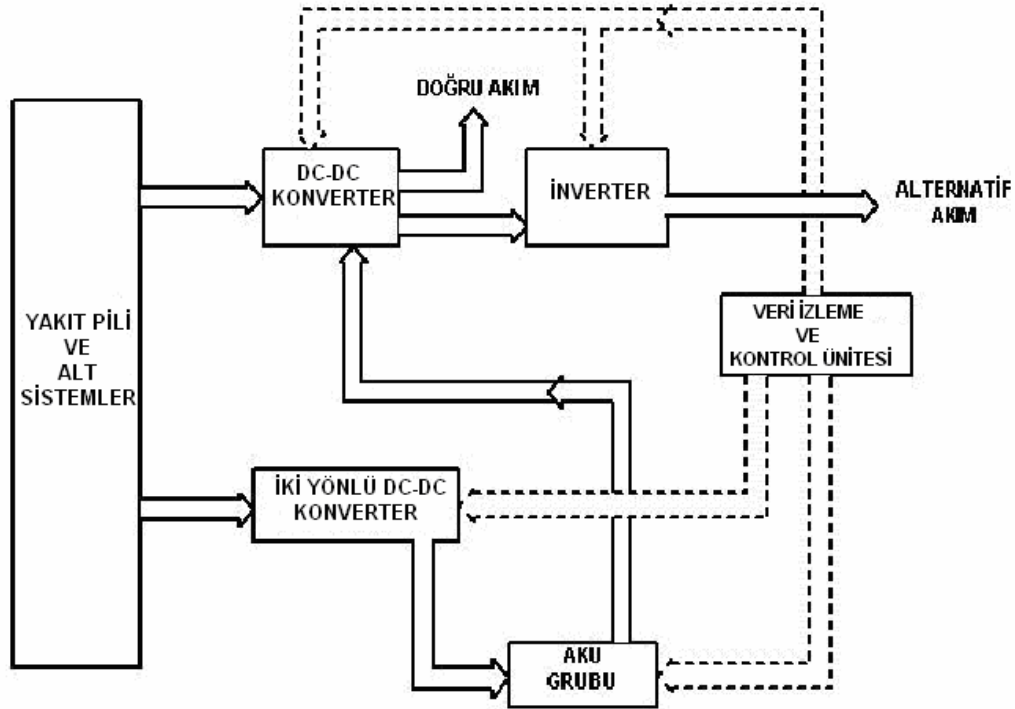
Yakıt pili hücre gerilimi genel olarak çok düşük bir değere sahiptir. Bu değer teorik olarak maksimum 1.2 V'dur. Tipik bir yakıt pili hücresinde elektriksel gerilimin, akım yoğunluğuna göre değişimini gösteren grafik, Şekil 3.1'de verilmiştir. Şekildeki karakteristikten de görüldüğü üzere, gerilim düşümünün, akım yoğunluğu ile lineer olarak değiştiği omik bir bölge bulunmaktadır. Bunun nedeni omik kontak nedeni ile çıkış geriliminin sınırlandırılmasıdır. Bu bölgenin dışında, çıkış geriliminin hızlı olarak değiştiği görülmektedir. Çok yüksek akım yoğunluklarında gaz transfer verimliliğinden dolayı gerilim büyük ölçüde düşmektedir. Düşük akım seviyelerinde ise, omik kayıplar daha az olmakta ve gerilimdeki artış ise kimyasalların aktivitesinden kaynaklanmaktadır. Yakıt pilli sistemlerinin en son bileşeni olan güç koşullandırma sisteminin görevi, yakıt pili modülünden elde edilen elektriksel çıkış gücünü, özel uygulamalar ve diğer yardımcı sistemler için kullanılabilir düzeye çevirmektir. Güç koşullandırma ve kontrol bloklarının beraber yer aldığı temel bir yakıt pilli güç üretim sistemi Şekil 3.2'de gösterilmektedir.



Şekil 3.1 Yakıt pillerine ait akım-gerilim karakteristiği

Elektrik mühendisliği gözüyle bakıldığında yakıt pili sistemi, yüke bağımlı olarak değişen bir gerilim üreten DC güç kaynağıdır. Bu nedenle güç elektroniğinin anahtarlamalı güç

kaynakları alt konusuyla çok yakından ilgilidir. Yakıt pili ile uygulama devresi arasındaki uyum, anahtarlamalı dönüştürücü (konverter) sistemi ile sağlanır. Aynı zamanda yakıt hücresinden çekilen aşırı akım ve buna bağlı olarak çıkıştaki düşük gerilim durumlarında yakıt pilini yine bu anahtarlamalı dönüştürücü sistemi korur. Eğer uygulama AC gerilim gerektirirse, üretilen DC gerilim uygulamanın ihtiyacına göre bir inverter (DC-AC dönüştürücü) yardımıyla bir veya üç fazlı AC gerilime dönüştürülebilir.

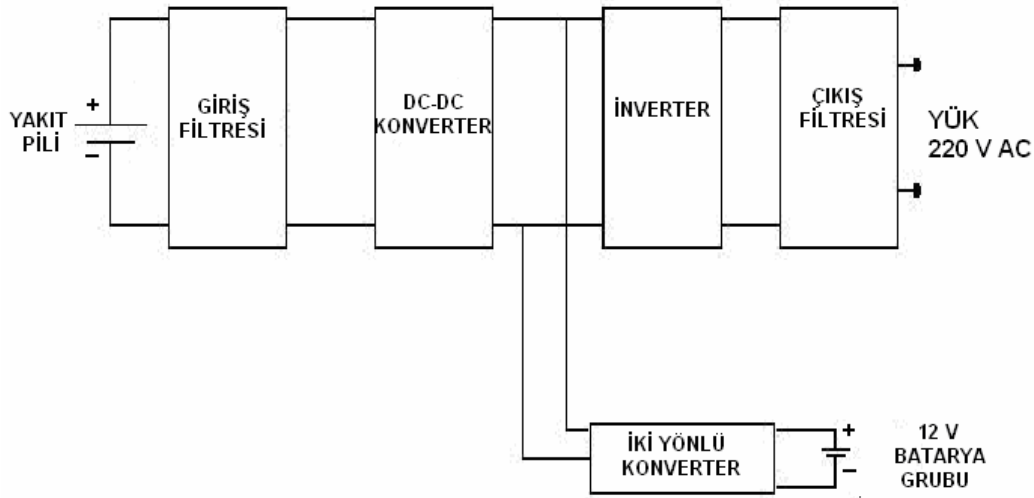


Şekil 3.2 Yakıt pili tabanlı güç üretim sistemi blok diyagramı

Yakıt pili sistemlerine ait elektriksel çıkış, düzgün bir DC gerilim olmasının yanı sıra, bu sisteme ait en önemli handikaplardan birisi de, sistemin beslediği yükte olabilecek yük değişikliklerine hızlı cevap verememesi ve bundan dolayı sistemin toplam verimliliğinin ciddi şekilde azalmasıdır. Bunun yanı sıra yakıt pili sistemini geleneksel elektrikli güç kaynaklarından ayıran en önemli fark, üretilen gücün sürekli devam etmesi gereken bir kimyasal proses sonucu oluşmasıdır. Bu durum ise sistemden belirli zamanda çekilebilecek akım miktarına ciddi bir kısıtlama koymaktadır. Sistemden, optimum çalışma şartlarından daha uzun süreli akım elde etmek ise sistemde meydana gelen kimyasal reaksiyonların hızlarını yakıt pili hücrelerinin sağlayamayacağı bir hız seviyesine çekmeye çalışmasına yol açacağı için yakıt pili modülünde, özellikle membran yapısında onarılamaz hasarlara neden

olabilmektedir. Dikkat edilmesi gereken diğer bir husus ise, yakıt pilinin belirli bir gerilim mertebesinde sağladığı akımın sınırlı bir aralıkta kalmasıdır. Bunun sebebi ise sisteme sürekli olarak reaksiyon gazlarının beslenmesidir. Bu reaktan gazlar sisteme beslendiği müddetçe sistemin çıkışında belirli bir miktarda yük birikimi olacak, bu ise daha az elektriksel güce ihtiyaç duyan bir sistemin, gereğinden fazla güç ile beslenmesine yol açacaktır. Bundan dolayı yakıt pilinin ürettiği ve yük tarafından çekilmeyen fazla enerji kullanılamamakta ve sistemin verimliliğinin artırılması için bu enerjinin en uygun şekilde değerlendirilmesi gerekmektedir. Bu tür bir problemi çözmekte kullanılan en yaygın yöntem ise yakıt pilinin bir enerji depolama sistemiyle birlikte hibrid olarak kullanılmasıdır.

Güç koşullandırma sisteminin veriminin artırılması ve özellikle aşırı yüklenme durumlarında karşılaşılabilecek durumları önleyebilmek için, yakıt pili sisteminin, depolanmış kimyasal enerji (batarya), güneş enerjisi (güneş pili) ve rüzgar enerjisi (rüzgar türbini) gibi diğer alternatif enerji kaynakları ile birlikte hibrid olarak da kullanılması uygun görülmektedir. Bu tür bir AC yük beslemeli hibrid yakıt pili güç koşullandırma sisteminin blok şeması, Şekil 3.3'te gösterilmiştir.



Şekil 3.3 AC yük beslemeli yakıt pilli hibrid güç koşullandırma sistemi blok diyagramı

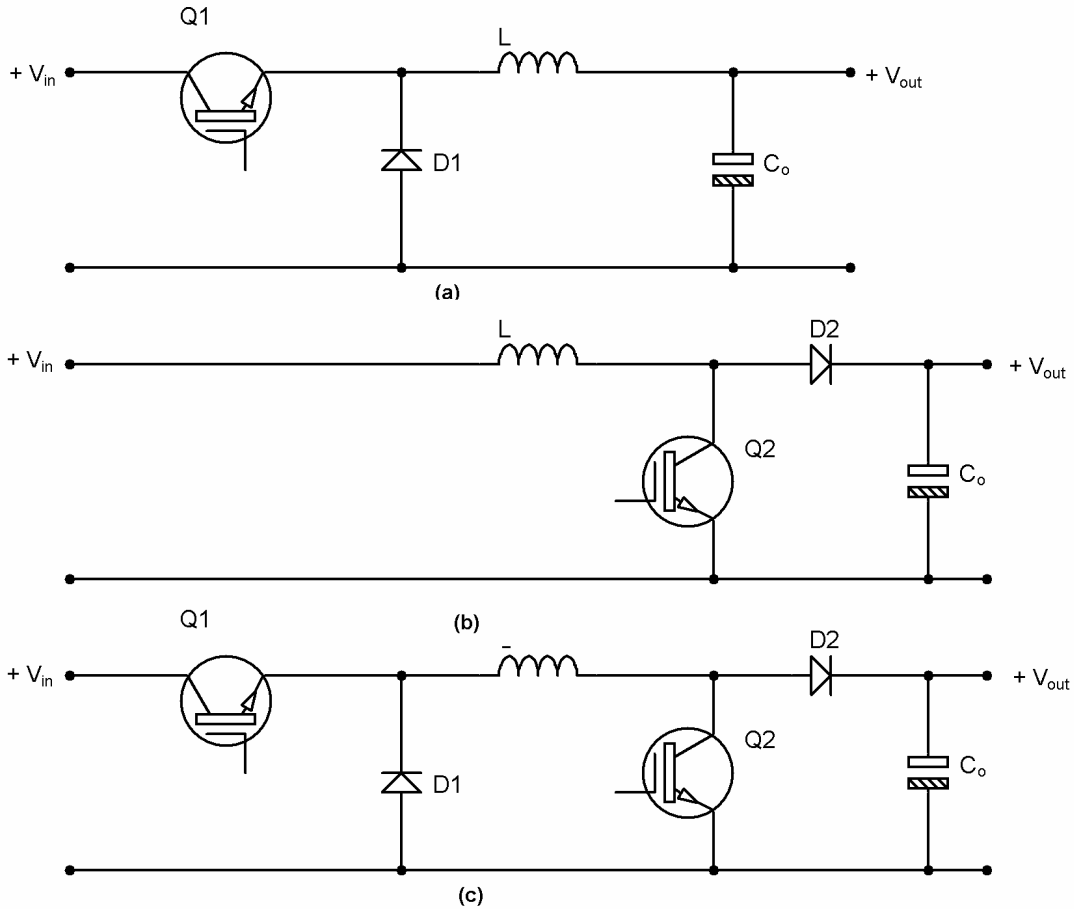
3.1 Dönüştürücüler

3.1.1 DC-DC Dönüştürücü Topolojileri

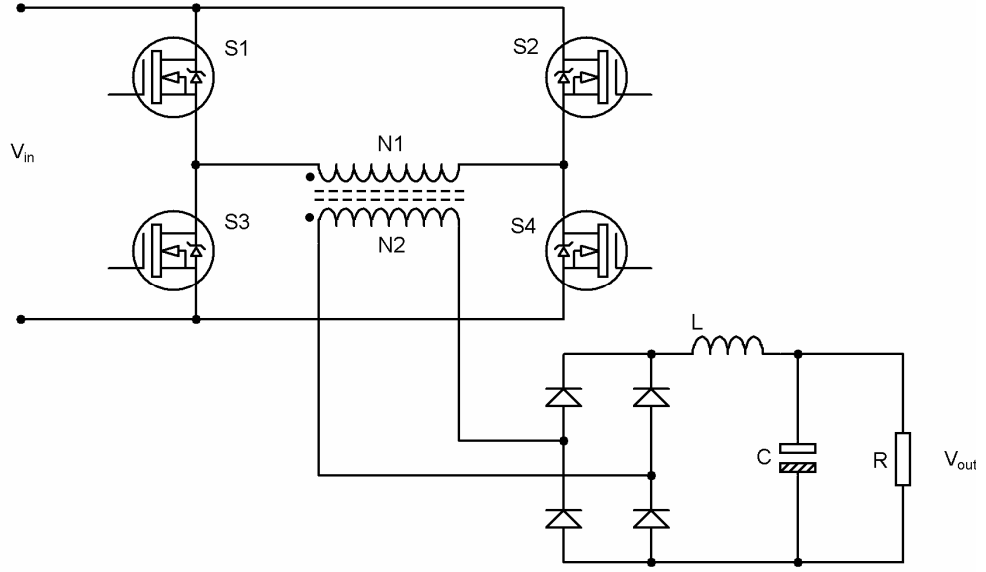
Dönüştürücü (konverter) ünitesinin girişinde ve çıkışında yer alan seri regülatör devreleri,

üretileen akım ve gerilimin daha kararlı hale gelmesini sağlarlar. Bunun sonucunda sistemde kullanılan bileşenlerden, istenmeyen akım ve gerilim dalgalılığı azalacağı için, maksimum verimlilikte faydalanılır (Mohan vd, 2003).

Genellikle, anahtarlama güç kaynağı şeklinde tasarlanan DC-DC dönüştürücü sistemleri, özellikle 300 W ve daha yüksek güç mertebelerinde, elektriksel izolasyonun önemli boyutlara geldiği durumlarda, temel devre topolojisi açısından, inverter sistemleri ile birbirlerine oldukça benzemektedirler. Yüksek güç mertebelerinde çalışabilen DC-AC dönüştürücü (inverter) sistemleri, bünyelerinde aslında bir DC-DC dönüştürücü ünitesini de kapsadıkları için, bu bölümde dönüştürücülerle alakalı genel bir bilgilendirme yapılmıştır. Düşük güç uygulamalarında kullanılan ve doğrudan anahtarlama yaparak çıkış gerilimini ayarlayan, izoleli olmayan DC-DC dönüştürücüler, aşağıda açıklanmıştır. Bu tip DC-DC dönüştürücüler, çıkışta elde edilen gerilimin değerine göre; yükseltici, düşürücü ve düşürücü-yükseltici çevirici olmak üzere 3 farklı şekilde modellenmektedir (Şekil 3.4).

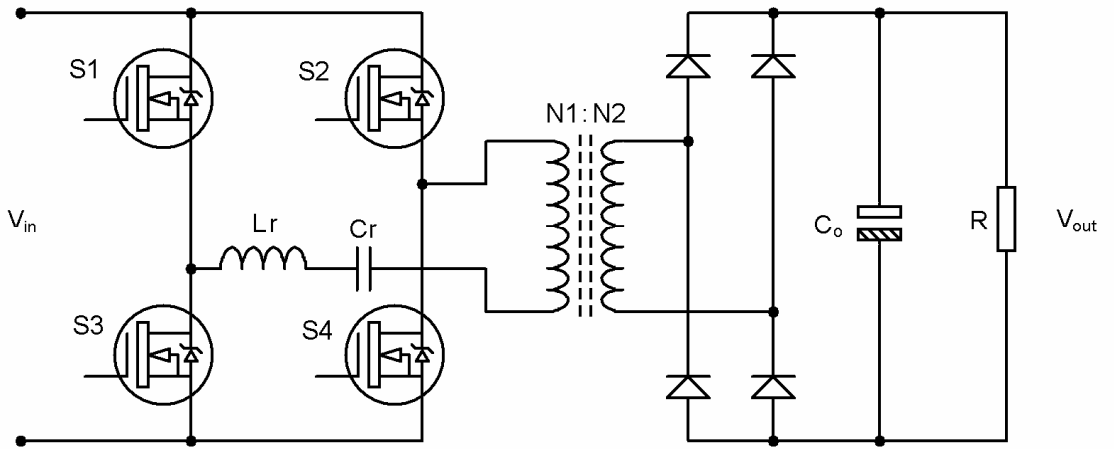


Şekil 3.4 Düşük güçlerde kullanılabilecek çevirici topolojileri a) Düşürücü dönüştürücü b) Yükseltici dönüştürücü c) Düşürücü-yükseltici dönüştürücü



Şekil 3.5 H köprü güç kaynağı

Klasik tip DC-DC dönüştürücülerin yanı sıra, anahtarlama kayıplarını azaltmak için yumuşak anahtarlama yeni dönüştürücü yapılarının da geliştirilmesi gerekmektedir. Şekil 3.5'te, H köprü bir seri rezonans dönüştürücü görülmektedir. Bu devre yapısının en önemli avantajı, kısa devre korumasına ihtiyaç duymaması ve trafoda doyma probleminin olmamasıdır. Oysa ki sert anahtarlama sistemlerde dönüştürücü transformator ünitesi için çok düzgün bir çift yönlü gerilime ihtiyaç duymakta veya akım modunda kontrol yapılmasını gerekli kılmaktadır. Aksi durumda transformator doyuma gideceğinden ek kayıplar ve tehlikeli çalışma koşulları oluşur.



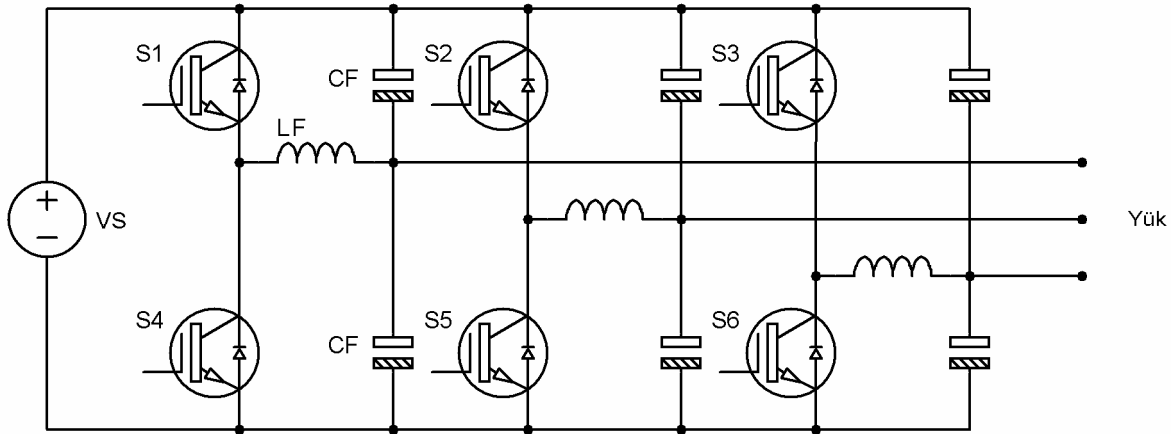
Şekil 3.6 Seri rezonans dönüştürücü

DC-DC dönüştürücü, aynı zamanda, inverterin DC izolasyonu için de kullanılabilir. Bu uygulamanın nedeni, inverterin çıkışına düşük frekanslı bir transformatörün konulması büyüklük bakımından büyük bir sorun olacağından ötürü, genellikle inverter ile yakıt pili modülünün arasına bir DC-DC dönüştürücü ünitesi eklenir. Bunun iki nedeni vardır. Birincisi DC izolasyon ve ikincisi ise inverterin girişi için gerekli olan büyüklükte DC gerilimin üretilmesidir. Örnek olarak, 200 V'luk DC çıkış gerilimine sahip bir yakıt pili modülü, 380 V'luk AC gerilim üretemez, bunu için ara kata bir yükseltici trafo konulmalıdır (Şekil 3.6).

3.1.2 İverter Topolojileri

3.1.2.1 Sert Anahtarlama İverter

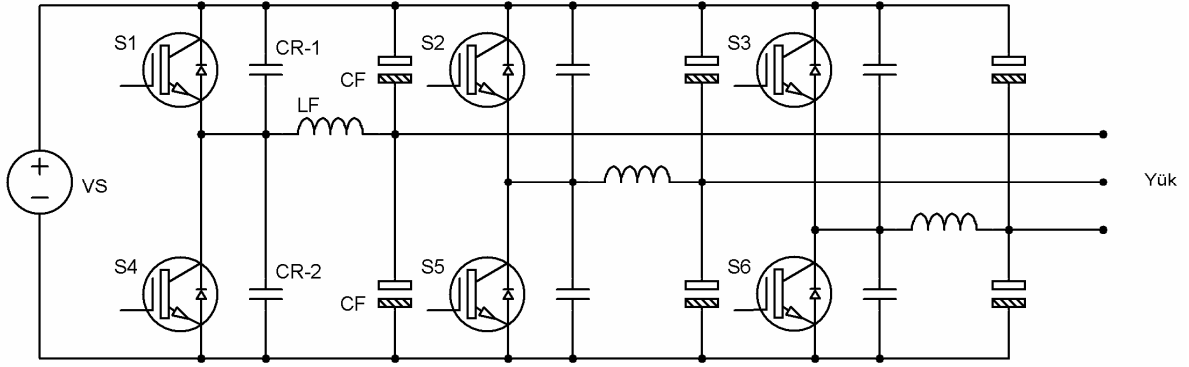
Sert anahtarlama inverter, bilinen en klasik topoloji olması ile birlikte anahtarlama kayıpları da çok yüksek seviyededir. Bu topoloji uzun zamandır, pek çok endüstriyel sürücü uygulamalarında kullanılmış ve kendini kanıtlamış bir sistemdir.



Şekil 3.7 Sert anahtarlama inverter

3.1.2.2 Rezonans Faz Kollu İverter

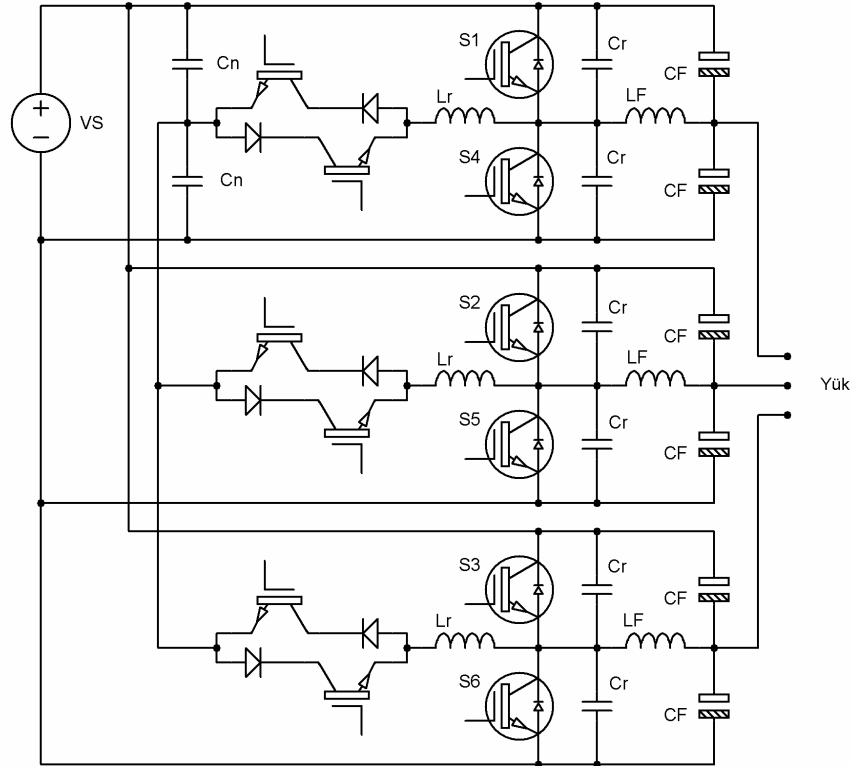
Rezonans faz kollu inverter, sert anahtarlama inverterin geliştirilmiş bir versiyonudur. Anahtarlama tablosu ile kontrollü örnekleme yapılarak, transistörlerde sıfır gerilimde anahtarlama sağlanabilir. Modülasyon yöntemi geliştirilerek, değişken frekans modülasyonu ile yumuşak anahtarlama aralığı genişletilebilir. Yumuşak anahtarlama yapılarak, anahtarlama elemanları üzerindeki iletme girme ve iletimden çıkma anlarında oluşan kayıpların azaltılması hedeflenmektedir.



Şekil 3.8 Rezonans faz kollu inverter

3.1.2.3 Yardımcı Rezonans Komütasyonlu Kutup İnverter

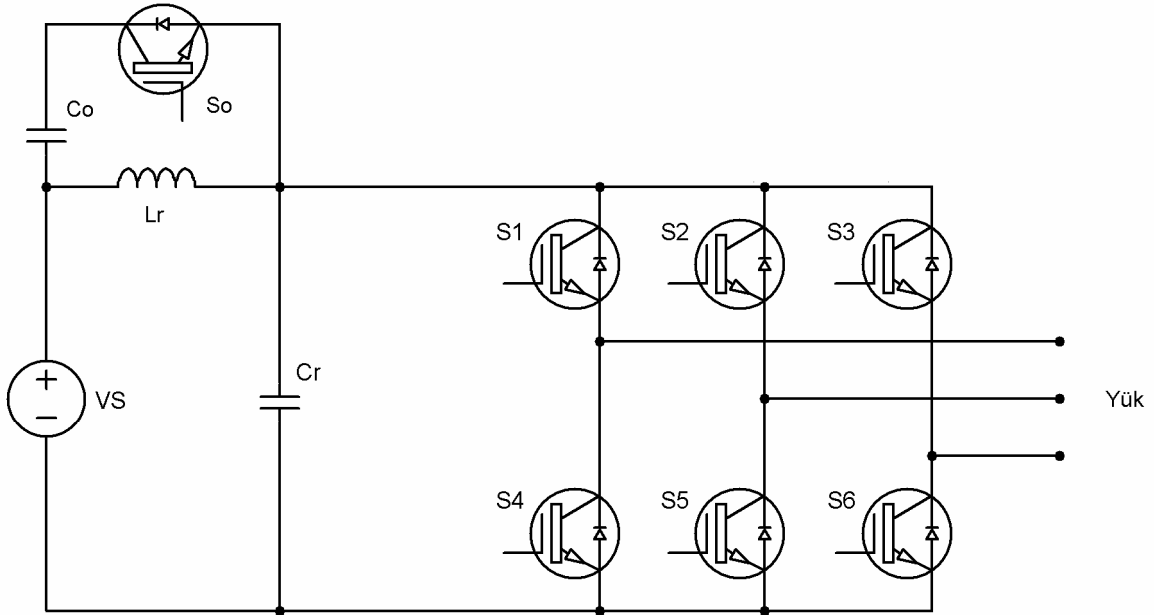
Yardımcı rezonans komütasyonlu kutup inverter, rezonans faz kollu inverterin geliştirilmiş bir versiyonudur. Bu topolojide, ana anahtarlama elemanlarında hafif yüklerde sıfır gerilimde anahtarlama sağlanabilmesi için yardımcı transistörler kullanılmaktadır. Bu topolojinin avantajı, geniş bir yük aralığında çalışabilmeye imkan vermesi olup, kullanılan komponent sayısının da fazla olması büyük bir dezavantajdır.



Şekil 3.9 Yardımcı rezonans komütasyonlu kutup inverter

3.1.2.4 Aktif Hücreli Rezonanslı DC Baralı İnverter

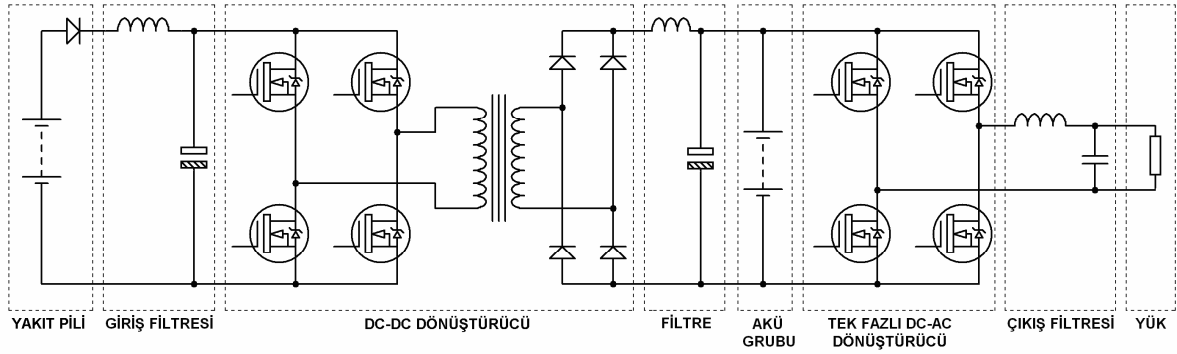
Aktif hücreli rezonanslı DC baralı inverter, DC bara gerilimi 2 kat olan klasik rezonanslı inverterin geliştirilmiş bir versiyonudur. Eklenen devre elemanları sayesinde DC bara gerilimi, giriş geriliminin 1.3 katına kadar kontrol edilebilmektedir. Bununla birlikte bu devrede, düzenli örnekleme modülasyonu kullanılmayıp, yalnızca üçgen modülasyon kullanılabilir. Bu da devreye birtakım kısıtlamalar getirmektedir. Çeşitli deneysel sonuçlar, DC barasında rezonans anahtarlamaına ait sıfır gerilimde anahtarlamanın çok güvenilir bir biçimde yapılamadığını ortaya koymaktadır. Bu nedenle günümüzde bu topoloji ancak sınırlı birtakım endüstriyel sürücülere adapte edilebilir.



Şekil 3.10 Aktif hücreli rezonanslı DC baralı inverter

3.2 Eysel Yükleri Besleme Amaçlı Geleneksel Bir Güç Koşullandırma Sisteminin İncelenmesi

Yakıt pili modüllerinin, tek bir hücrenin elektriksel karakteristiğinden yola çıkılarak, düşük gerilimli ve yüksek akımlı güç kaynakları olduğu görülmektedir. Bu özellik göz önünde bulundurularak, yakıt pili sistemine, şehir şebekesinden (220V AC, 50 Hz) beslenecek herhangi bir yük bağlanması durumunda “DC-DC Yükseltici Dönüştürücülü İnverter” güç koşullandırma ünitesi incelenecektir (Şekil 3.11).



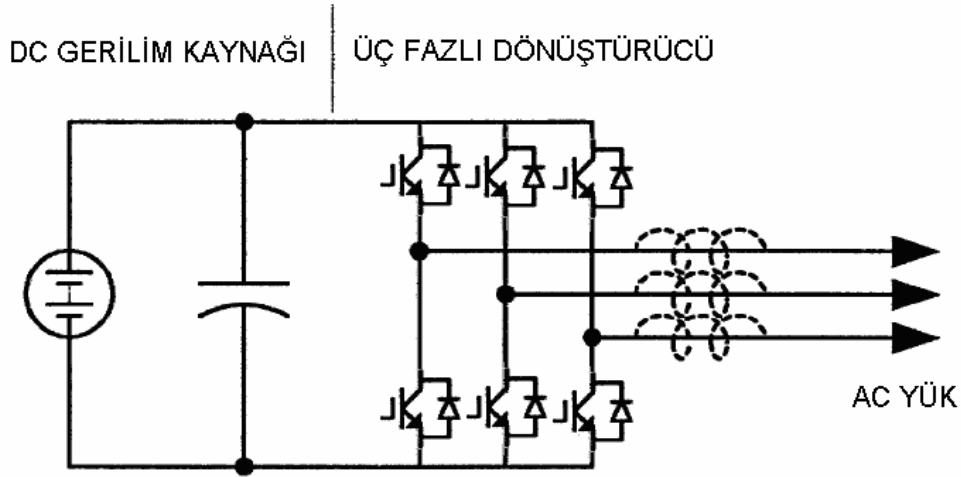
Şekil 3.11 Yakıt pili güç koşullandırma sistemine ait güç devresi

Yakıt pili güç koşullandırma sisteminin ana bölümleri aşağıda verilmiştir:

- **Yakıt Pili :** Sistemin giriş güç katıdır.
- **Giriş Filtresi:** Yakıt pili modülünden gelen akımdaki dalgalılığı azaltma amaçlı olarak seri bağlanmış endüktans ve gerilimdeki dalgalılık oranını azaltmak için paralel bağlı kondansatörden oluşan filtredir.
- **DC-DC Dönüştürücü:** Şekil 3.11'den de görüleceği üzere, bu çevrim katı ile, öncelikle yakıt pili DC çıkışı, AC gerilime dönüştürülerek yükseltici transformatöre uygulanması ve transformatörün de sekonder tarafından elde edilen yükseltilmiş AC gerilim de diyotlu doğrultucuya uygulanarak, istenilen değerde DC gerilime ulaşılması amaçlanmıştır.
- **Filtre:** DC-DC dönüştürücü ünitesinin çıkışındaki akım ve gerilimdeki dalgalılık oranlarını azaltma amaçlı sırasıyla seri bağlı bir endüktans ve paralel bağlı bir kondansatörden oluşan filtredir.
- **Akü Grubu:** Yakıt pilli güç üretim sistemlerinde, sistemdeki yük değişikliklerinde yakıt pili modülünün optimum güç seviyesine ulaşma süresince görev alacak olan tampon akü grubudur. Aynı zamanda söz konusu akü grubu, nominal yük beslemesinin altında, yakıt pilinden elde edilen fazla elektriksel enerjiyi depolama görevini üstlenmektedir.
- **Tek Fazlı İnverter:** DC-DC dönüştürücü ve akü grubundan sonra yer alan bu tek fazlı inverter katında, elde edilmiş mevcut DC gerilimin, çıkıştaki tek fazlı AC yükü besleyecek gerilim seviyesine getirilmesi amaçlanmaktadır.
- **Çıkış Filtresi:** İnverter çıkışında elde edilen harmonik içerikli akım ve gerilimin, yüksek harmonik bileşenlerini yok ederek, temel bileşen olarak 50 Hz'lik akım ve gerilim elde edilmesi amaçlı kullanılan filtredir.
- **Yük:** Güç koşullandırma sisteminin elektriksel çıkış nitelikleri ile uyumlu, yani uygun akım, gerilim ve güç aralığında besleme talep eden yük ünitesidir.

4. EMPEDANS KAYNAKLI İNVERTER TOPOLOJİ ANALİZİ

Güç çevriminde genel olarak gerilim beslemeli ve akım beslemeli olmak üzere 2 tip dönüştürücü topolojisi mevcuttur. Şekil 4.1’de, 3 fazlı bir gerilim beslemeli dönüştürücü yapısı görülmektedir. Büyük değerli bir kondansatör ile desteklenmiş olan DC güç kaynağı, 3 fazlı köprü dönüştürücü devresini beslemektedir. Bu DC güç kaynağı, bir batarya grubu, yakıt pili modülü, diyotlu doğrultucu ve/veya bir kapasitör olabilir. Ana devrede 6 adet anahtarlama elemanı kullanılmış olup, her biri bir güç transistörü ve ters paralel bağlı bir diyot elemanından oluşmaktadır. Böylelikle çift yönlü akım akışı ve tek yönlü gerilim tutma sağlanabilmektedir. Gerilim kontrollü dönüştürücü yaygın olarak kullanılmakla birlikte, bu topolojinin aşağıda belirtilen kavramsal ve teorik yönlerden birtakım engel ve sınırlamalar mevcuttur (Peng, 2003).



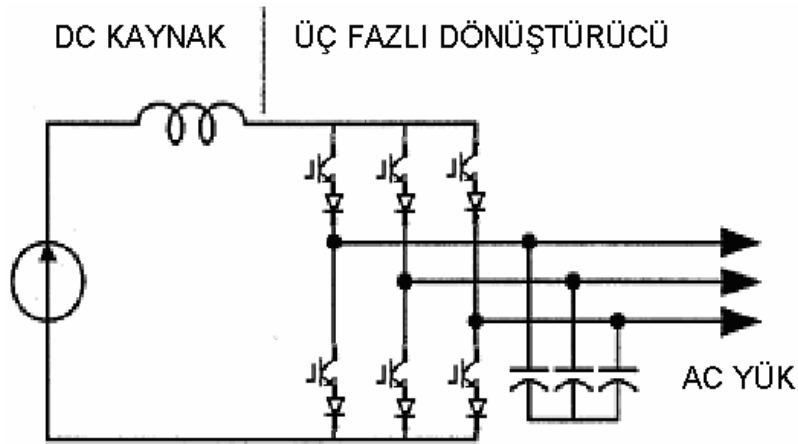
Şekil 4.1 Geleneksel gerilim kontrollü inverter

Geleneksel dönüştürücülerde, AC çıkış gerilimi, DC hat (giriş) geriliminden düşük olmalı ve onu aşmamalıdır veya DC hat gerilimi, AC giriş gerilimi değerinden daha yüksek olmalıdır. Dolayısıyla gerilim kontrollü dönüştürücü, DC-AC çevrim için düşürücü, AC-DC güç çevrimi için ise yükseltici karakteristiğindedir. DC giriş geriliminin yüksek olması gereken uygulamalarda, giriş DC gerilimi yeteri kadar yüksek değilse, istenilen AC çıkış gerilimine ulaşılması için devreye DC-DC yükseltici dönüştürücü eklenir. Bu eklenen dönüştürücü, güç çevrim basamağını arttırarak sistem maliyetini yükseltir ve verimi de düşürür.

Dönüştürücünün her bir faz kolunda bulunan üst ve alt sıra güç elemanlarına gerek yanırlıkla, gerekse EMI gürültüsünden dolayı oluşabilecek bir anahtarlama (kapı) sinyali

verilmemelidir. Aksi halde aynı faz kolunda kısa devre oluşarak elemanların tahrip olmasına yol açılır. EMI gürültüsünden dolayı kaynaklanan yanlış anahtarlama sinyallerinden dolayı oluşan kısa devre problemleri ise bir güç dönüştürücünün güvenilirliğini ortadan kaldıran büyük bir etkidir. Gerilim kontrollü inverterlerde zorunlu olarak üst ve alt sıra elemanlarının anahtarlama sinyalleri arasına konulan ölü zaman ise, dalga şekillerinde bozulma gibi sorunlara neden olmaktadır.

Akım kontrollü dönüştürücülerde ise, sinüzoidal çıkış elde etmek için çıkışa LC filtre eklemek gerekmektedir, bu da ek olarak güç kaybına ve kontrolde karmaşıklığa neden olmaktadır.



Şekil 4.2 Geleneksel akım kontrollü dönüştürücü

Şekil 4.2’de, geleneksel bir 3 fazlı akım kontrollü dönüştürücünün yapısı gösterilmektedir. Burada bir DC güç kaynağı, 3 fazlı köprü yapısındaki ana dönüştürücü katımı beslemektedir. Bu DC güç kaynağı, batarya, yakıt pili, diyotlu doğrultucu veya tristörlü dönüştürücü gibi güç kaynaklarından beslenen oldukça büyük değerli bir DC endüktans olabilir. Ana devrede 6 adet anahtar kullanılmaktadır ve bunların her biri, ters yönde gerilim tutma özelliği olan GTO, SCR veya bir güç transistörü ile bunlara seri bağlı, tek yönlü akım akışını ve çift yönlü gerilim tutma özelliğini sağlayan diyotlardan oluşmaktadır. Bununla birlikte akım kontrollü dönüştürücüye ait aşağıda değinilen kavramsal ve teorik yönden birtakım engel ve sınırlamalar mevcuttur.

Akım kontrollü dönüştürücülerde, AC çıkış gerilimi, DC endüktansı besleyen DC gerilimden daha yüksek olmalıdır veya üretilen DC gerilim her zaman AC giriş geriliminden daha düşük olmalıdır. Dolayısıyla akım kontrollü dönüştürücü, DC-AC çevrimlerde yükseltici inverter;

AC-DC çevrimlerde ise düşürücü doğrultucu işlevine sahiptir. Geniş bir gerilim aralığına ihtiyaç bulunan uygulamalarda sisteme bir DC-DC düşürücü (veya yükseltici) dönüştürücü eklenmesi gerekmektedir. Bu ek güç katı, sistemin maliyetini artırıp, verimliliği düşürmektedir.

Ancak bununla birlikte bu topolojide, üst ve alt sıra elemanları aynı anda ilettime girerek çalışmaktadırlar. Aksi takdirde bir açık devre oluşabilir ve DC endüktans oluşarak elemanları tahrip edebilir. EMI gürültüsünün neden olabileceği bir yanlış anahtarlama sonucu oluşabilecek bir açık devre durumu, dönüştürücünün güvenilirliğini zedeleyen en önemli etmendir. Akım kontrollü dönüştürücülerde, akım komütasyonunun güvenli olarak sağlanması için gerekli olan üst üste binme süresi (overlap time), aynı zamanda dalga şeklinde bozulmaya da neden olmaktadır.

Akım kontrollü dönüştürücülerde, ters gerilimi önlemek için kullanılan diyotlar , yüksek hızlı ve performanslı olan IGBT elemanlarına seri bağlanmaktadır. Ancak bu durum, düşük fiyatlı ve yüksek performanslı IGBT modüllerinin ve IPM'lerin (Akıllı Güç Modülü - Intelligent Power Module) kullanımına engel olmaktadır.

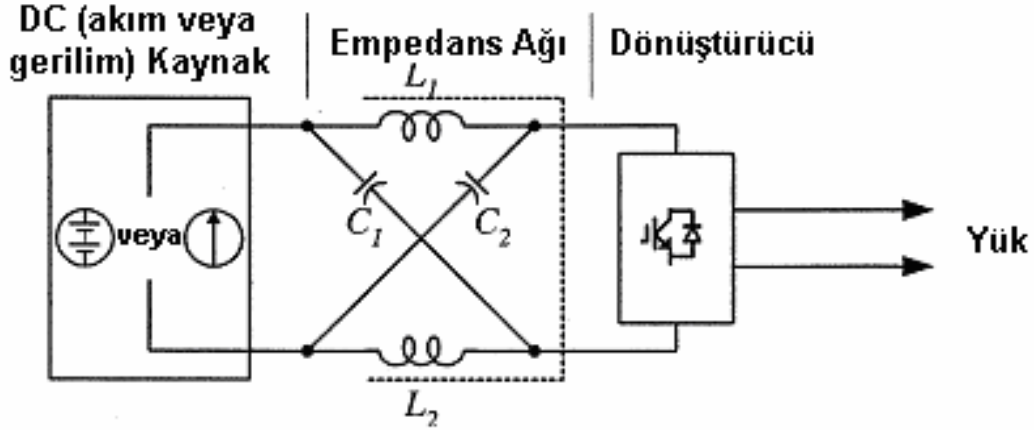
Tüm bunlara ek olarak, hem gerilim kontrollü hem akım kontrollü dönüştürücüler ortak olarak birtakım problemlere sahiptirler:

- Ya yükseltici ya da düşürücü olarak görev yapan bu dönüştürücüler, hem yükseltici hem düşürücü dönüştürücü olarak görev yapamazlar çünkü elde edilen çıkış güç aralığı, giriş geriliminden ya daha düşük ya da daha yüksek olmak durumundadır.
- Ana devre katmanları kendi aralarında yer değiştirmez, yani ne bir gerilim kontrollü dönüştürücü, akım kontrollü dönüştürücü olarak kullanılabilir, ne de bunun tersi bir durum söz konusudur.
- EMI gürültüsünün neden olabileceği kötü etkilere açıktırlar.

4.1 Empedans Kaynaklı Dönüştürücü Devre Yapısı

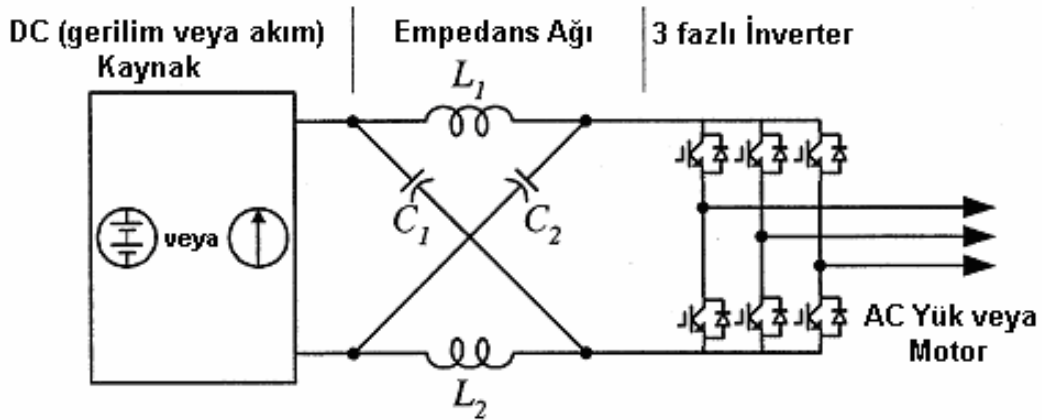
Burada geleneksel akım ve gerilim kontrollü dönüştürücülerin neden olduğu sorunların üstesinden gelebilmek için, empedans kaynaklı dönüştürücü olarak adlandırılan bir güç konverteri ele alınacak ve bu dönüştürücünün DC-AC, AC-DC, AC-AC ve DC-DC güç çevrimindeki kontrol yöntemleri anlatılacaktır. Şekil 4.3'te empedans kaynaklı dönüştürücünün genel yapısı gösterilmiştir. Bu yapıda tek tip bir empedans ağı (veya devresi) mevcut olup, bu yapı ana devreyi güç kaynağına, yüke veya başka bir dönüştürücüye akuple eder. Böylelikle sırasıyla kapasitör ve endüktans kullanılan geleneksel dönüştürücülerde

gözlenemeyen özgün bir nitelik kazanılmıştır. Empedans kaynaklı dönüştürücü, geleneksel dönüştürücülerin sahip olduğu, önceki bölümde belirtilmiş kavramsal ve teorik engellemelerin üstesinden gelerek, yeni bir güç çevrim konsepti sunmaktadır.



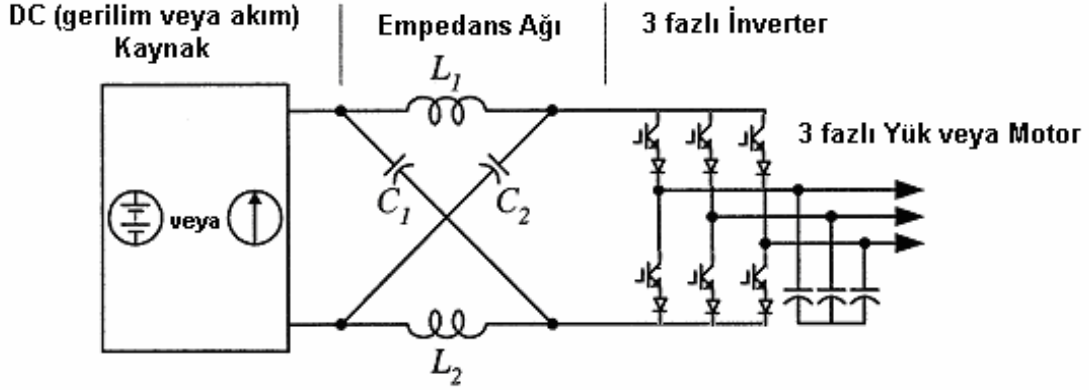
Şekil 4.3 Empedans kaynaklı dönüştürücünün genel devre yapısı

Şekil 4.3'te "X" şeklinde bağlanmış ayırık L₁, L₂ endüktansları ile C₁, C₂ kapasitelerinin oluşturduğu empedans ağının, dönüştürücüyü DC kaynağa, yüke veya başka bir dönüştürücüye nasıl bağlanabileceğini gösterilmektedir. DC güç kaynağı veya yük, akım veya gerilim kaynağı ya da yükü olabilir. Dolayısıyla DC kaynak, bir batarya, diyotlu doğrultucu, tristörlü dönüştürücü, yakıt pili, bir endüktans, bir kapasitör veya tüm bu elemanların bir kombinasyonu olabilir. Dönüştürücüde kullanılan anahtarlar da, anahtarlama elemanları ve diyotların Şekil 4.1'de gösterildiği üzere ters paralel kombinasyonda veya Şekil 4.2'de gösterildiği üzere seri kombinasyonda olabilirler.



Şekil 4.4 Anahtarlama elemanlarında ters paralel bağlı diyot bulunduran empedans kaynaklı dönüştürücü yapısı

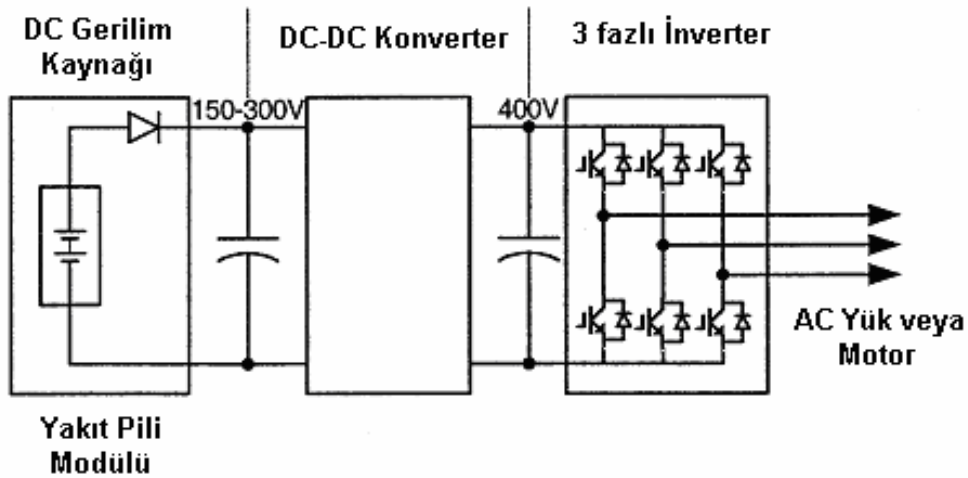
Şekil 4.4 ve 4.5'te, 2 adet 3 fazlı empedans kaynaklı inverter kombinasyonu gösterilmektedir. L_1 ve L_2 endüktansları, aynı nüve üzerine sarılı iki ayrı endüktanstan oluşturulabileceği gibi, 2 adet ayrı endüktans ta olabilir.



Şekil 4.5 Anahtarlamaya seri bağlı diyot bulunduran empedans kaynaklı dönüştürücü yapısı

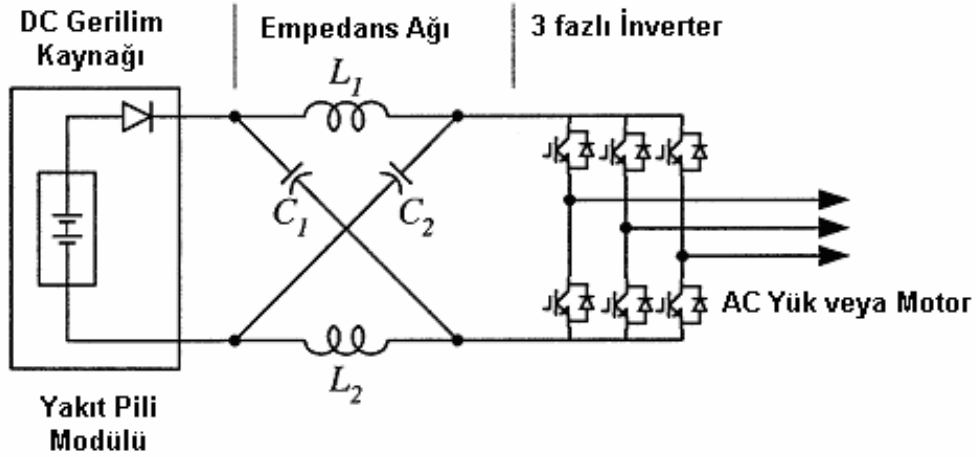
Empedans kaynaklı dönüştürücü konsepti, tüm DC-AC, AC-DC, AC-AC ve DC-DC güç çevrim topolojilerine uygulanabilmektedir. Burada çalışma prensibi ve kontrol özelliklerini açıklayabilmek üzere, empedans kaynaklı dönüştürücünün inverter olarak kullanıldığı yakıt pili uygulaması üzerinde durulacaktır.

Şekil 4.6'da, yakıt pili uygulamalarında kullanılan geleneksel iki basamaklı güç çevrim katına sahip yapı görülmektedir. Yakıt pili sistemlerinde, modülden çekilen akım değişimine göre üretilen gerilim 2:1 oranında bir aralıkta değişmektedir.



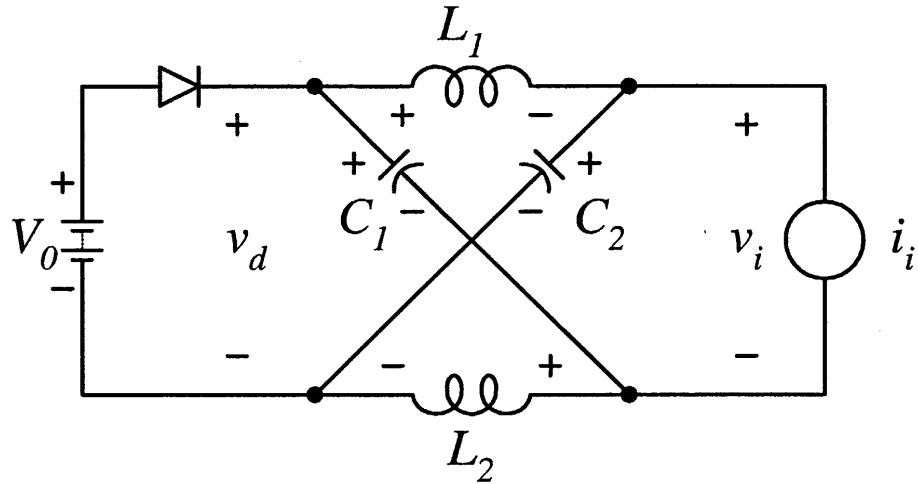
Şekil 4.6 Geleneksel iki basamaklı yakıt pili beslemeli dönüştürücü

Yakıt pillerinin araç ve elektrik şebekesi ile uyumlu yüklerin beslenmesine yönelik uygulamalarında, gerilim kontrollü inverterin, DC gerilimden daha yüksek bir AC gerilim üretememesinden dolayı, bir DC-DC yükseltici konvertere ihtiyaç vardır. Şekil 4.7’de empedans kaynaklı dönüştürücünün yakıt pili uygulamasını gösteren, yakıt pili geriliminden daha düşük veya daha yüksek gerilim üretebilen sistem gösterilmiştir. Şekil 4.6 ve 4.7’de yakıt piline seri bağlı olan diyot ise genellikle ters yönde akım akışını önlemek için kullanılmaktadır.



Şekil 4.7 Yakıt pilli uygulamalar için empedans kaynaklı dönüştürücü sistemi

4.2 Eşdeğer Devre, Çalışma Prensibi ve Kontrol

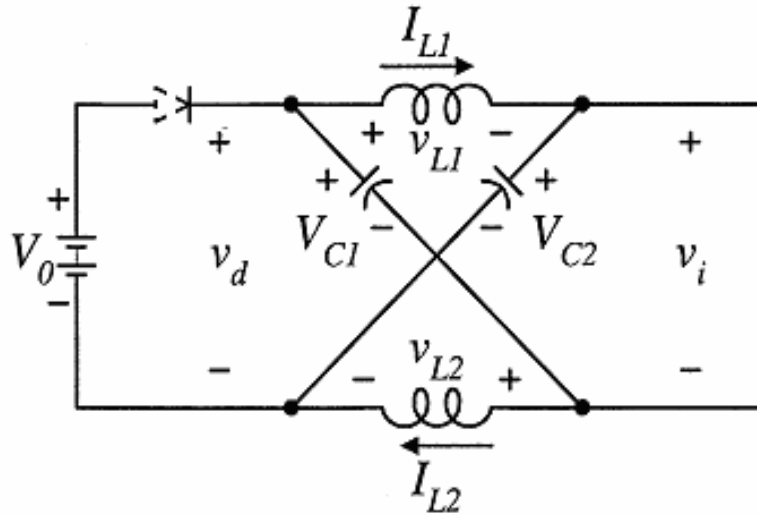


Şekil 4.8 DC baradan bakıldığında empedans kaynaklı invertere ait eşdeğer devre

Bir güç dönüştürücüsünde, AC çıkış geriliminin, yakıt pili modülü geriliminden bağımsız

olarak “0” ile sonsuz arasında değişebilmesi, yalnızca empedans kaynaklı dönüştürücüde sağlanabilen bir özelliktir. Böylelikle denilebilir ki, empedans kaynaklı inverter, elde edilen gerilimin değer aralığının çok geniş olduğu bir yükseltici-düşürücü inverterdir. Geleneksel gerilim ve akım kaynaklı inverterler bu özelliği sağlayamamaktadır

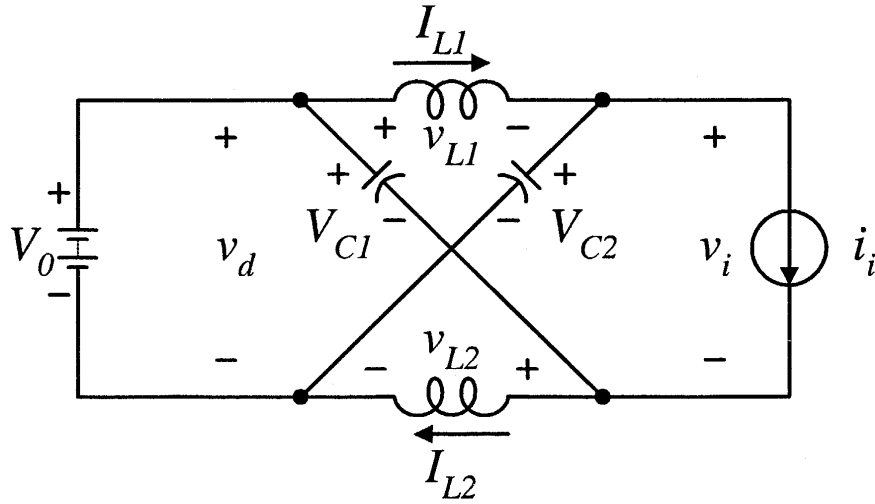
Şekil 4.7’ de görülen empedans kaynaklı inverterin çalışma prensibi ve kontrolünü açıklamadan önce, inverterin yapısını incelemek gerekmektedir. Şekil 4.8’de gösterilen 3 fazlı empedans kaynaklı inverter köprüsünün 9 adet anahtarlama konumu (vektörü) vardır ki, bu konum geleneksel gerilim kontrollü inverterlerde 8’dir. Geleneksel 3 fazlı gerilim kontrollü inverterlerde DC gerilim yüke uygulanırken 6 adet aktif vektör ve yük terminali kısa devre edildiğinde –yani sırasıyla alttaki ve üstteki 3’er anahtarlama elemanı kısa devre edildiğinde– 2 adet sıfır konum vektörü bulunmaktadır. Bu durum yük terminalinin, aynı bir faz, iki faz veya tüm üç faz kollarındaki üst ve alt sıra elemanların aynı anda kapı sinyali verilerek kısa devre edilmesine tekabül etmektedir. Bu kısa devre sıfır konumu (veya vektörü), geleneksel gerilim kontrollü inverterlerde kısa devreye neden olduğu için kullanılamaz. Bu üçüncü sıfır konum vektörü, kısa devre sıfır konum vektörü olarak adlandırılır ve yedi farklı yolla elde edilebilir: Yalnızca bir faz kolunun kısa devre edilmesiyle, 2 faz kolunun kısa devre kombinasyonu ve tüm faz kollarının kısa devre edilmesi. Empedans ağı, kısa devre sıfır konumunu mümkün kılmaktadır. Bu kısa devre sıfır konumu, invertere hem düşürücü, hem yükseltici olarak çalışma özgünlüğünü kazandırmaktadır.



Şekil 4.9 DC baradan kısa devre sıfır konumunda bakıldığında empedans kaynaklı invertere ait eşdeğer devre

Şekil 4.8’de, Şekil 4.7’de gösterilen empedans kaynaklı dönüştürücüye ait DC baradan görünen eşdeğer devre gösterilmektedir. Şekil 4.9’da gösterildiği üzere inverter köprüsü, kısa devre sıfır konumunda, kısa devre olarak gözükmemektedir. Diğer altı adet anahtarlama konumunda ise, Şekil 4.10’da da görüldüğü üzere inverter köprüsü, bir akım kaynağı olmuştur. Burada dikkate alınması gereken bir diğer nokta da inverter köprüsünün 2 adet sıfır anahtarlama konumlarının birisinde bile sıfır değerinde (açık devre) bir akım kaynağı olarak gösterilmesidir.

Dolayısıyla Şekil 4.10, empedans kaynaklı inverterin sekiz adet kısa devre olmayan anahtarlama konumlarında herhangi birindeyken DC baradan görülen eşdeğer devresini göstermektedir.



Şekil 4.10 DC baradan kısa devre sıfır olmayan konumlarda bakıldığında empedans kaynaklı invertere ait eşdeğer devre

Tüm geleneksel darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation-PWM) teknikleri, empedans kaynaklı inverteri ve onun teorik giriş çıkış değerlerini kontrol altında tutmak için kullanılabilir.

4.3 Devrenin Analizi ve Çıkış Geriliminin Elde Edilmesi

Sırasıyla L_1 ve L_2 endüktanslarının ve C_1 , C_2 kapasitelerinin aynı endüktans (L) ve kapasitans (C) değerlerine sahip olduğu kabul edilerek, empedans ağının simetrik olduğu görülür. Simetri ve eşdeğer devreden sırası ile konansatör ve endüktans gerilimleri için,

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C \quad v_{L1} = v_{L2} = v_L \quad (4.1)$$

ifadeleri yazılabilir. Anahtarlama periyodunu T ve kısa devre sıfır konum süresini T_0 olarak ifade edilip, 4.9'daki eşdeğer devreden

$$v_L = V_C \quad v_d = 2V_C \quad v_i = 0 \quad (4.2)$$

ifadeleri yazılabilir. T anahtarlama periyodu boyunca inverter köprüsünün T_1 aralığı kadar, sekiz adet kısa devre olmayan anahtarlama konumlarından birinde olduğunu varsayalım. Şekil 4.10'daki eşdeğer devreden,

$$v_L = V_0 - V_C \quad v_d = V_0 \quad v_i = V_C - v_L = 2V_C - V_0 \quad (4.3)$$

elde edilir. Burada V_0 , DC kaynak gerilimi olup, $T=T_0+T_1$ 'dir. Sürekli halde, bir anahtarlama periyodu (T) boyunca endüktansların ortalama gerilimleri sıfır olmalıdır, (4.2) ve (4.3)'ten ,

$$V_L = \overline{v_L} = \frac{T_0 \cdot V_C + T_1 \cdot (V_0 - V_C)}{T} = 0 \quad (4.4)$$

veya

$$\frac{V_C}{V_0} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \quad (4.5)$$

ifadeleri yazılabilir. Benzer bir şekilde, inverter köprüsü üzerindeki ortalama DC gerilim de,

$$V_i = \overline{v_i} = \frac{T_0 \cdot 0 + T_1 \cdot (2V_C - V_0)}{T} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_0 = V_C \quad (4.6)$$

şeklinde elde edilir. (4.3) nolu eşitlikte verilen, inverter köprüsü üzerindeki ortalama DC hat geriliminin tepe değeri,

$$\hat{v}_i = V_C - v_L = 2V_C - V_0 = \frac{T}{T_1 - T_0} V_0 = B \cdot V_0 \quad (4.7)$$

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2 \frac{T_0}{T}} \geq 1 \quad (4.8)$$

şeklinde elde edilir. Burada B , kısa devre sıfır konumundan dolayı sonuçlanan yükseltme faktörüdür (Boost Factor). Tepe DC hat gerilimi \hat{v}_i , invertere ait eşdeğer DC hat gerilimidir.

Öte yandan inverterin tepe faz gerilimi,

$$\hat{v}_{ac} = M \cdot \frac{\hat{v}_i}{2} \quad (4.9)$$

şeklinde tanımlanır. Burada M, modülasyon indeksidir. (4.7) ve (4.9) nolu ifadeler kullanılarak, inverterin tepe faz gerilimi,

$$\hat{v}_{ac} = M \cdot B \cdot \frac{V_0}{2} \quad (4.10)$$

şeklinde elde edilir. Geleneksel gerilim kontrollü PWM inverterlerden iyi derecede bilinen $\hat{v}_{ac} = M \cdot V_0 / 2$ eşitliği bulunmaktadır. (4.10) nolu eşitlik bize göstermektedir ki, çıkış gerilimi uygun bir B_B faktörü (Düşürme-Yükseltme, Buck-Boost Factor) kullanılarak yükseltilebilir veya düşürülebilir. B_B ,

$$B_B = M \cdot B = (0 \sim \infty) \quad (4.11)$$

şeklinde yazılabilir. Buck-Boost faktörü B_B , modülasyon indeksi M ve yükseltme faktörü (Boost Factor) B'den türetilmiştir. (4.8) nolu ifadeden de görülebileceği üzere B yükseltme faktörü, inverter PWM'inin kısa devre sıfır konumlarının, kısa devre olmayan konumlarına oranı olan bağıl iletim süresi ile kontrol edilmektedir.

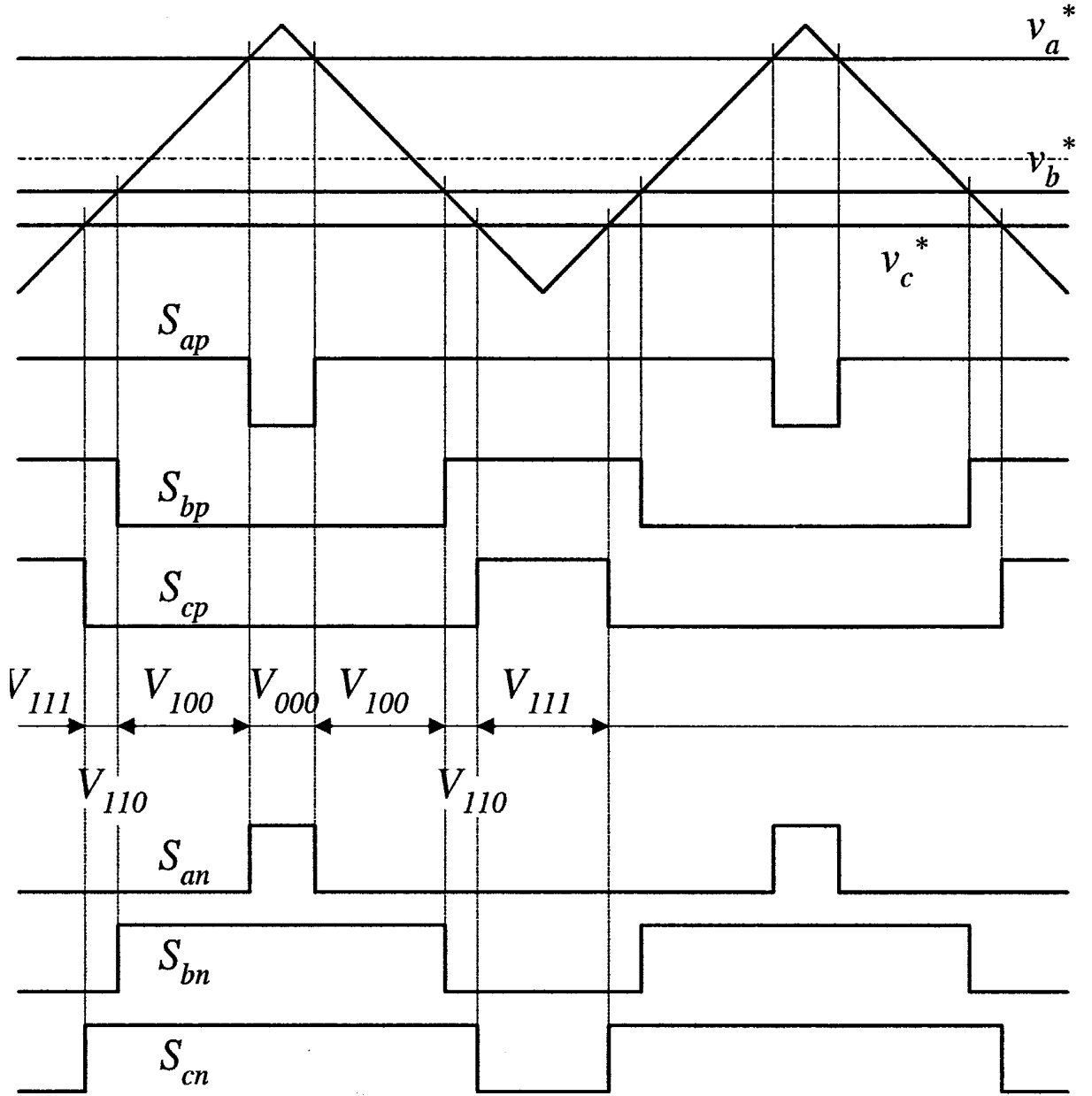
(4.1), (4.5) ve (4.8) nolu ifadelerden, kapasitör gerilimi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - 2 \frac{T_0}{T}} V_0 \quad (4.12)$$

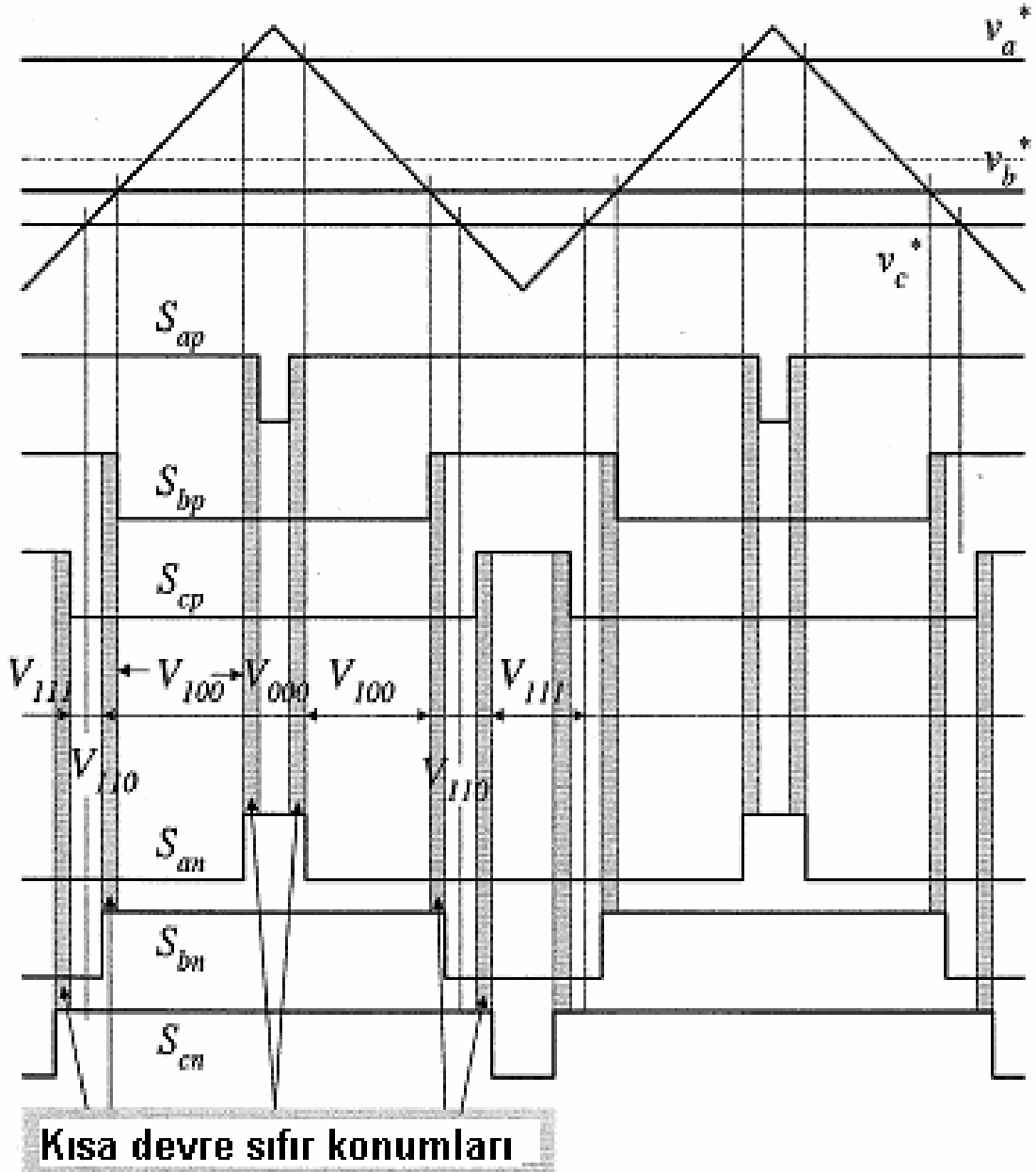
Şekil 4.11'de, üçgen karşılaştırmalı klasik PWM anahtarlama sırası gösterilmiştir. Her bir anahtarlama çevriminde, istenilen gerilimin elde edilmesi için 2 adet kısa devre olmayan sıfır anahtarlama vektörü, bir sonraki 2 aktif vektörle kullanılmıştır. Eğer DC gerilim, istenilen AC gerilimi üretebilecek kadar yüksek ise, Şekil 4.11'deki klasik PWM tekniği kullanılır. Eğer DC gerilim, istenen AC gerilimi üretmek için yeteri kadar yüksek değilse (gerilimi yükseltmek için) Şekil 4.12'de gösterilen modifiye edilmiş kısa devre sıfır konumlu PWM tekniği kullanılır. Burada dikkat edilmesi gereken bir husus ta, her bir faz kolunun halen her bir anahtarlama çevrimi boyunca bir kez açık ve kapalı konumuna gelmesidir. Toplam sıfır konum anahtarlama aralığını değiştirmeksizin, kısa devre sıfır konumları her bir faz koluna yerleştirilmektedir. Böylelikle aktif konumlar da değişmeden kalır. Bununla birlikte invertere

giren DC bara eşdeğer gerilimi de, kısa devre sıfır konumları nedeniyle yükseltilmiş olur.

Bir sonraki bölümde, bunu hakkında detaylı analizlere yer verilecektir. Burada görülmektedir ki, empedans açısından görülmekte olan eşdeğer anahtarlama frekansı, ana inverterin anahtarlama frekansının 6 katı büyüklüğünde olup, bu da empedans açısında ihtiyaç duyulan endüktans değerini önemli ölçüde düşürmekte ve bu durum da gerek boyut gerekse maliyet açısından kazanıma neden olmaktadır.



Şekil 4.11 Geleneksel PWM kontrolü



Şekil 4.12 Aktif vektörler değiştirilmeksizin kısa devre sıfır konumlarını içeren PWM kontrolü

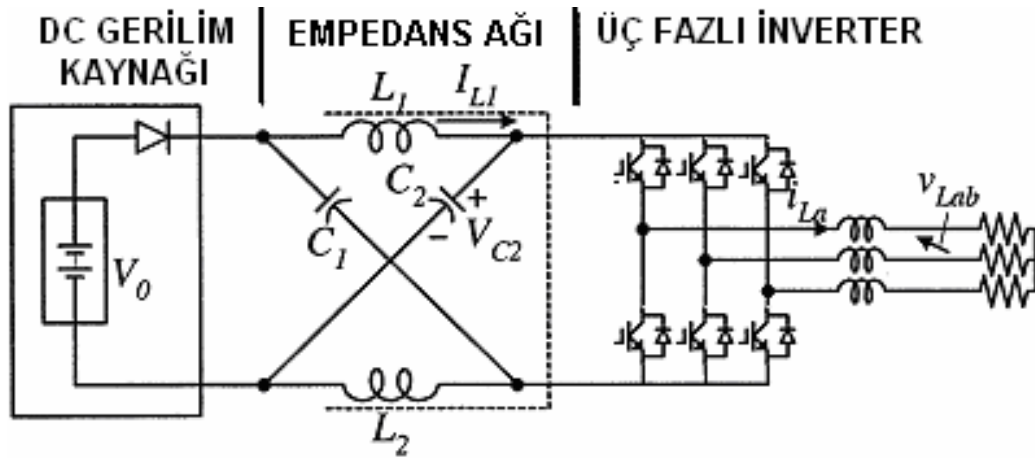
4.4 Empedans Ağındaki Endüktans ve Kondansatörler

Geleneksel gerilim kontrollü inverterlerde, enerji depolamak ve gerilimdeki dalgalılığı bastırmak için filtreleme ve geçici depolama elemanı olarak kullanılan tek eleman DC kondansatördür. Geleneksel akım kontrollü inverterlerde ise, DC endüktans elemanı akımdaki dalgalılığı bastırma ve geçici depolama elemanı olma amaçlı kullanılan yegane enerji

depolama ve filtre elemanıdır. Empedans ağı, iki adet endüktans ve iki adet kapasitenin bir kombinasyonu şeklindedir. Bu kombine devre yani empedans ağı, empedans kaynaklı inverterin enerji depolama ve filtre elemanıdır. Empedans ağı, çift katlı bir filtre görevi görür, dolayısıyla gerilim ve akımdaki dalgalılık oranını bastırma hususunda, klasik inverterlerdeki yalnız kullanılan kondansatör ve endüktanslardan daha iyi görev görmektedirler. İki endüktans (L_1 ve L_2) küçük değerli olup, sıfır değerine eriştiklerinde empedans ağı, 2 adet paralel bağlı kondansatöre (C_1 ve C_2) indirgenir, böylelikle klasik bir gerilim kontrollü inverter elde edilir. Bu nedenden ötürü, klasik gerilim kontrollü inverterde kondansatör gereksinimi ve fiziksel büyüklüğü, empedans ağı için en kötü durum ihtiyacıdır. Endüktanslar sayesinde gerçekleştirilen ek filtreleme ve enerji depolama gibi ihtiyaçlar göz önüne alındığında empedans ağı, klasik gerilim kontrollü invertere göre daha düşük değerli ve fiziksel olarak daha küçük kondansatörlere ihtiyaç duyar. Benzer bir şekilde, iki adet kapasitör (C_1 ve C_2) küçük değerli olup, sıfır değerine ulaştıkları takdirde empedans ağı, seri bağlı iki adet endüktansa (L_1 ve L_2) indirgenir ve akım kontrollü inverter oluşur. Bu nedenle akım kontrollü inverterdeki endüktans ihtiyacı ve fiziksel büyüklüğü, empedans ağı için en kötü durum ihtiyacıdır. Kapasiteler tarafından sağlanan ek filtreleme ve enerji depolama durumu göz önüne alındığında, empedans ağının klasik akım kontrollü invertere oranla daha küçük değerli ve küçük boyutlu bir endüktansa ihtiyacı olduğu görülür.

4.5 Simülasyon, Prototip ve Deneysel Sonuçlar

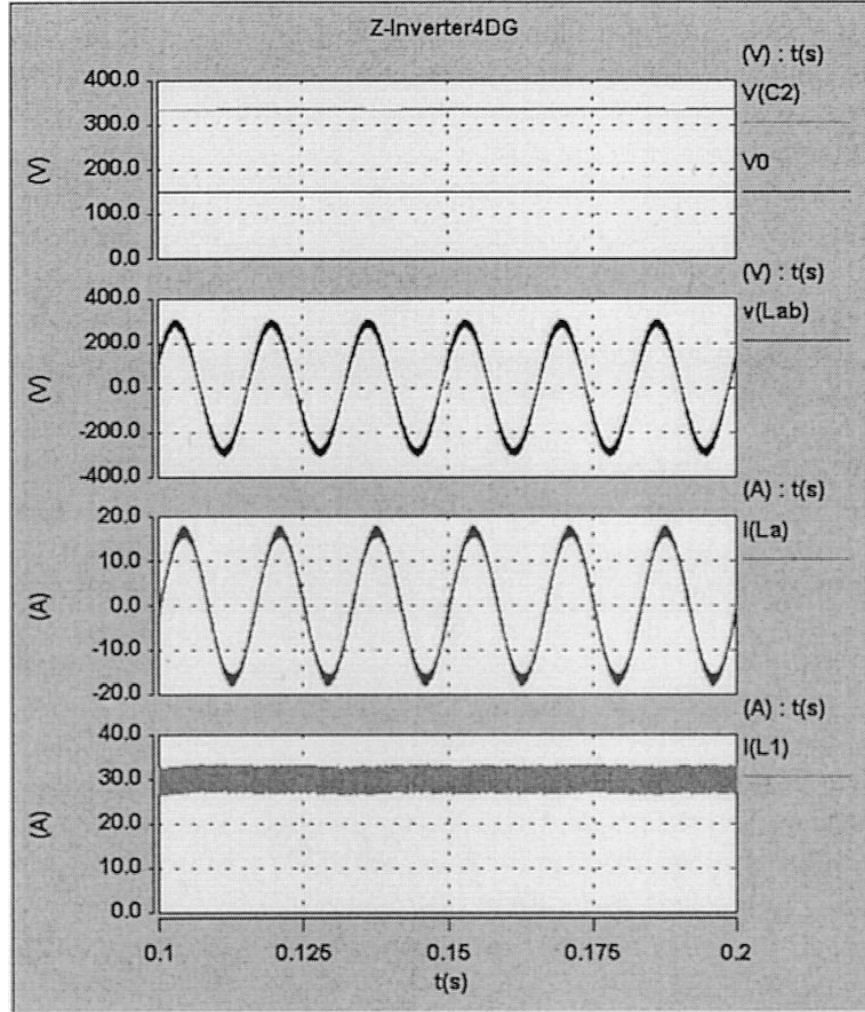
Şekil 4.13'te verilen devrenin, aşağıdaki çalışma şartları altında yapılan simülasyon sonucu elde edilen değişimler, Şekil 4.14'te görülmektedir.



Şekil 4.13 Simülasyon ve prototip sisteme ait devre konfigürasyonu

Simülasyon çalışmasında; yakıt pili modül gerilimi (V) = 150 V DC, empedans ağı parametreleri; $L_1 = L_2 = L = 160 \mu\text{H}$ ve $C_1 = C_2 = C = 1000 \mu\text{F}$ değerleri kullanılmıştır.

Bu sistemin amacı, DC çıkış gerilimi, yük akımına göre 150 ile 340 V DC arasında değişen bir yakıt pili modülünden, inverter çıkışında 3 fazlı 208 V_{rms} değerinde AC gerilim elde etmektedir.



Şekil 4.14 Simülasyon sonuçları (DC bara gerilimi=150 V ve $M=0.642$)

Şekil 4.14'ten de açıkça görüleceği üzere kapasitör gerilimi, $V_{C2}=335\text{V}$ 'a kadar yükseltilmiştir ve çıkış fazlararası gerilimi de 208 V_{rms} veya 294 V tepe gerilimidir. Bu durumda, modülasyon indeksi $M = 0.642$ değerine ayarlanmıştır, kısa devre bağlı iletim süresi ise $T_0/T = 0.358$ 'dir ve anahtarlama frekansı da 10 kHz'dir. Kısa devre sıfır konumu da, 3 faz kolları arasında düzenli ve eşit bir biçimde artarak, empedans ağına görülen eşdeğer

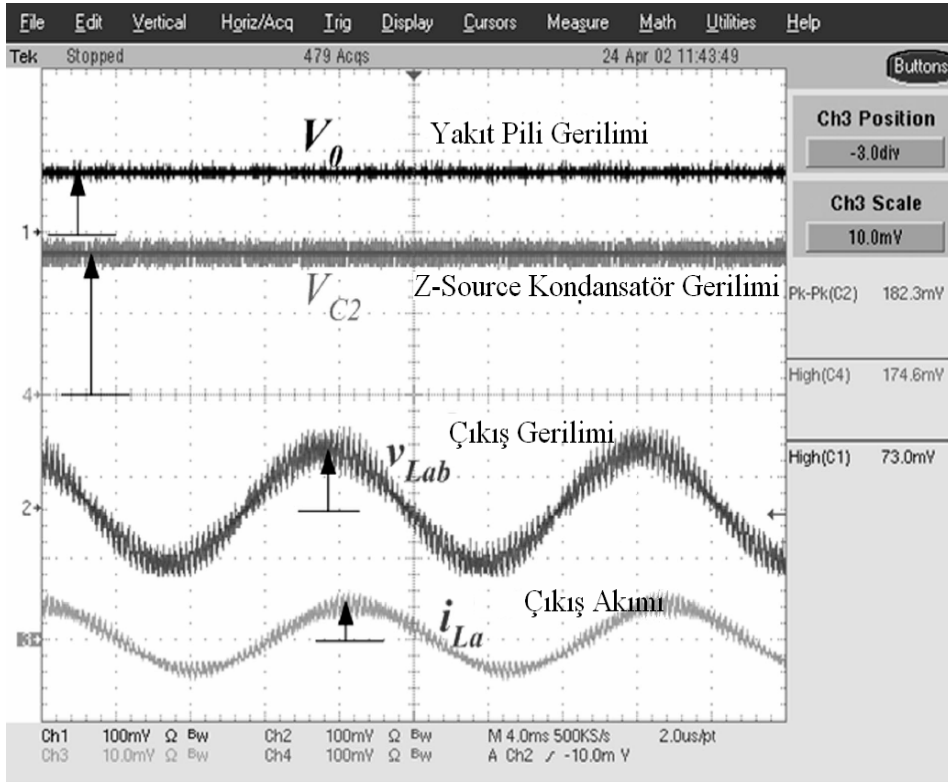
anahtarlama frekansı 60 kHz olur. Böylece ihtiyaç bulunan DC endüktans L'nin değeri minimize edilir. Yukarıdaki analizler sonucunda, aşağıdaki teorik hesaplara ulaşılır:

$$B = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} = 3,52 \quad (4.13)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - 2\frac{T_0}{T}} V_0 = 2,26.150V = 339V \quad (4.14)$$

$$v_{ac} = M.B.\frac{V_0}{2} = 0,642.3,52.\frac{150V}{2} = 169,5V \quad (4.15)$$

(4.15) no'lu eşitlikte, faz gerilimi tepe değeri, faz-faz geriliminin 208 V_{rms} veya 294 V tepe değerinde olduğunu göstermektedir. Yukarıdaki teorik değerler ile simülasyon sonuçları uyumludur. Simülasyon sonuçları, empedans kaynaklı inverter topolojisini doğrulamaktadır.

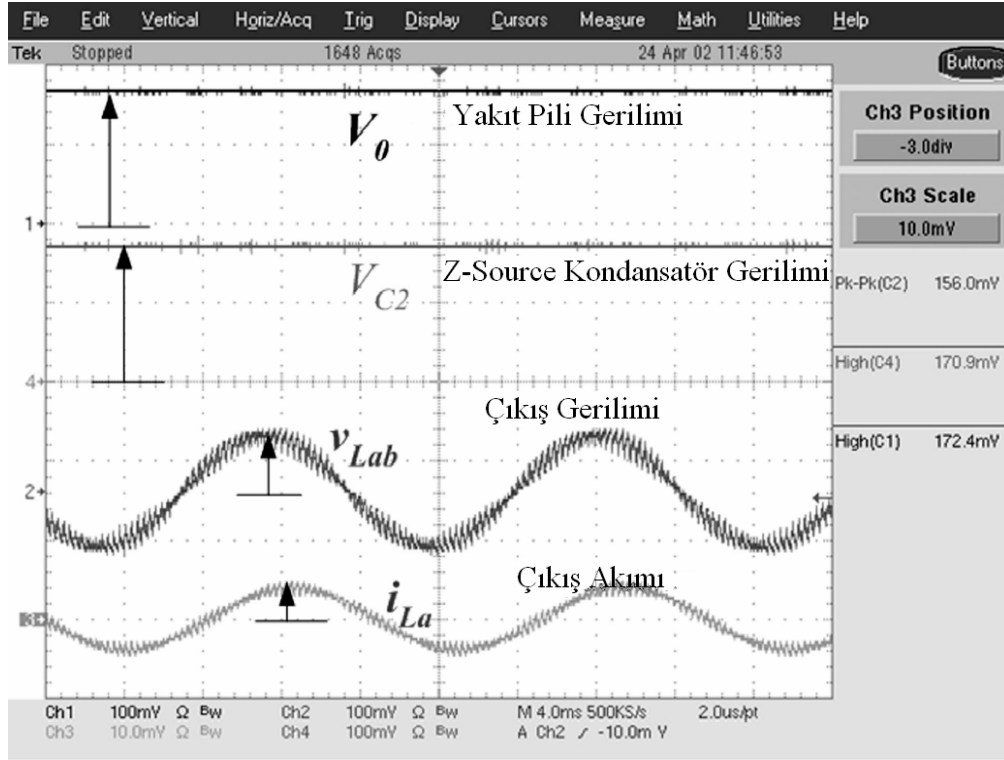


Şekil 4.15 Yakıt pili geriliminin düşük olması durumunda (M=0.642) elde edilen deneysel sonuçlar

Uygulama devresi için, Şekil 4.13'teki gibi bir prototip oluşturulmuş ve simülasyondaki parametrelerin aynısı kullanılmıştır. Şekil 4.15 ve 4.16'da deneysel sonuçlar gösterilmektedir. Şekil 4.14'den de görüleceği üzere, yakıt pili gerilimi düştüğünde, arzu edilen çıkış gerilimine yükseltmek için kısa devre konumu kullanılmıştır.

Prototip devrenin çalıştırılması sonucunda elde edilen dalga şekillerinin, simülasyon sonucunda elde edilen dalga şekilleri ile uyumlu olduğu görülmüştür.

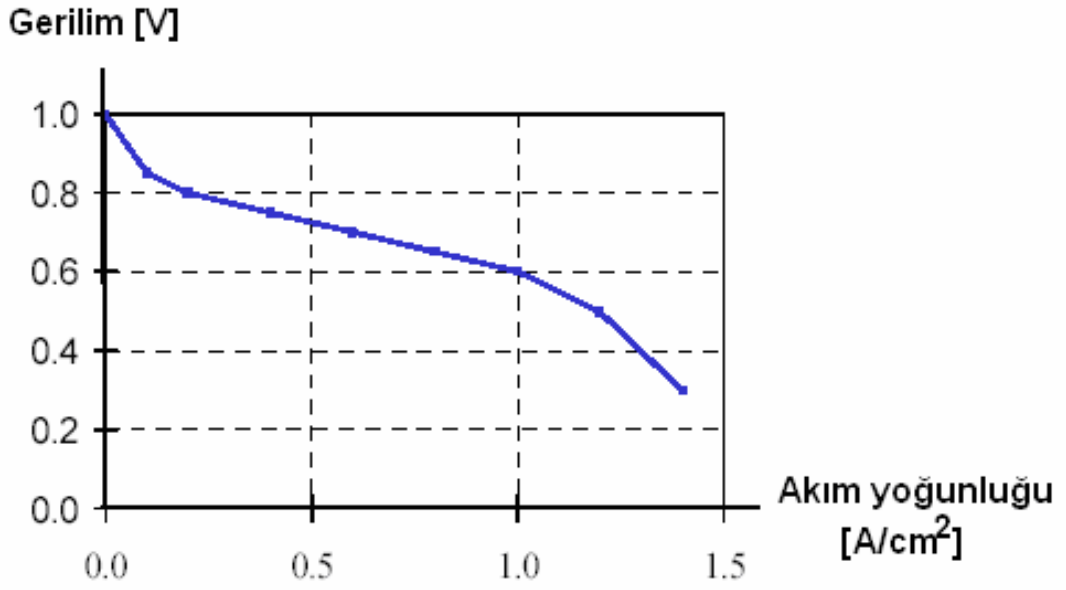
Eğer yakıt pili gerilimi, istenen çıkış gerilimi değerine ulaşabilecek kadar yüksek ise, Şekil 4.16'dan da görülebileceği üzere kısa devre konumu kullanılmamaktadır. Bu durumda kısa devre konumu kullanılmayan klasik PWM kontrolü kullanılmaktadır. "Kısa devre konumu bağlı iletim süresi T_0/T "nin kontrol edilmesiyle, yakıt pili modülü geriliminden bağımsız olarak, istenen çıkış gerilimi elde edilebilir.



Şekil 4.16 Yakıt pili geriliminin yüksek olması durumunda ($M=1$) elde edilen deneysel sonuçlar

5. EMPEDANS KAYNAKLI İNVERTER VE DİĞER İNVERTER TOPOLOJİLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

Yakıt pilleri, kullanım alanının genişliği açısından gerek evsel uygulamalar gerekse taşınabilir uygulamalar için güç elektroniği bilim dalının ilgi alanına girmektedir. Bataryalardan farklı olarak yakıt pili, çıkışta çeşitli akım kademelerinde sabit gerilim vermez. Aşağıdaki yakıt piline ait akım-gerilim karakteristiğinden de görülebileceği üzere, yakıt pili gerilimi geniş bir aralıkta değişim göstermektedir.



Şekil 5.1 Yakıt pili polarizasyon eğrisi

Şekil 5.1'den de görülebileceği üzere, yakıt pilinden çekilen akım arttıkça, yakıt pili çıkış gerilimi azalmaktadır. Bu durum, yüksek sabit güç-hız oranına ulaşılması gereken, yüksek hız ve yüksek güç uygulamalarında büyük bir zorluk yaratmaktadır. Buna ek olarak büyük kapasiteli bir inverter kullanımı da gerekli olmaktadır.

Halen yakıt pili beslemeli evsel uygulamalar için sıkça kullanılmakta olan iki devre yapısı mevcuttur. Bunlardan klasik güç elektroniği uygulamalarında da yaygın olarak kullanılan ilki, DC-DC yükseltici dönüştürücülü 3 fazlı geleneksel PWM inverterdir. Yakıt pili modülünün geniş gerilim aralığı ve sınırlı gerilim seviyesi, klasik PWM inverter topolojisinin kullanımını güçleştirmektedir. DC-DC yükseltici dönüştürücülü PWM inverter ise gerilim streslerini ve sınırlandırmaları azaltmakla birlikte, iki katlı bir güç çevrim yapısına sahip olmasından dolayı yüksek maliyetli ve karmaşık bir devre yapısı olarak değerlendirilmektedir.

DC-AC dönüştürücü topolojisi olarak önerilen empedans kaynaklı inverter topolojisinde ise, çıkış gerilimi inverter faz kollarında gerçekleştirilen kısa devre çalışma ile yükseltilebilmektedir, bu çalışma şekli aslen klasik inverter yapılarında asla gerçekleştirilmemesi gereken bir durumdur. Bu yönüyle empedans kaynaklı inverter, tek katlı güç çevrim yapısına sahip, daha az karmaşık ve düşük maliyetli bir devre yapısı olarak görülmelidir. Bunlara ek olarak, kısa devre çalışmanın da inverter yapısına zarar vermediği göz önüne alındığında daha güvenilir bir çalışma da söz konusudur. Bu çalışmada, üç inverter çeşidi, anahtarlama eleman güçleri, pasif komponent ihtiyacı, elektriksel verim ve sabit güç-hız oranları göz önüne alınarak karşılaştırılmaktadır (Adams vd, 2005).

5.1 Sistem Konfigürasyonu

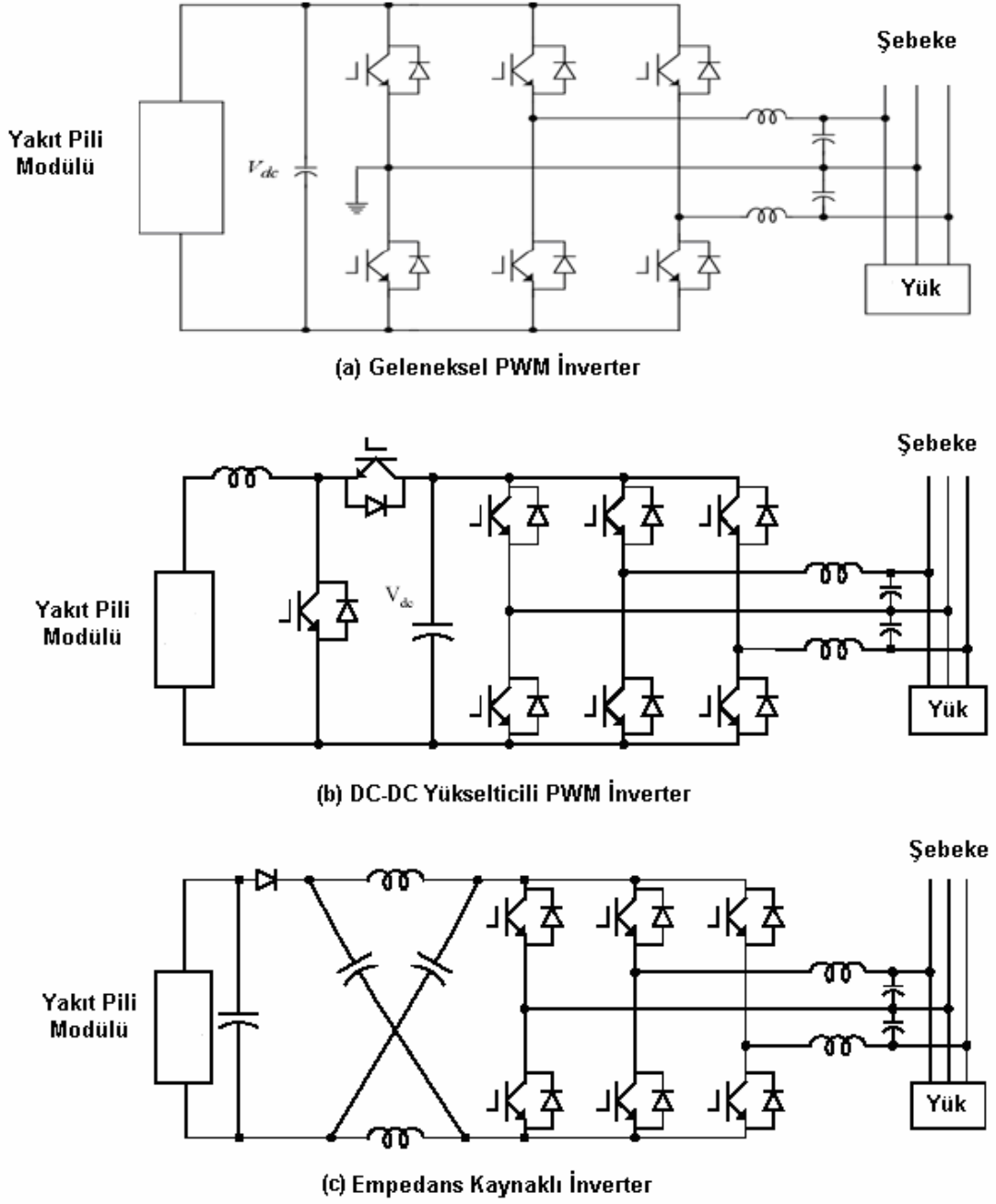
Daha önce de belirtildiği gibi bu bölümde üç farklı inverter sistemi konfigürasyonu üzerinde durulacaktır, bunlar: Klasik PWM inverter, DC-DC yükseltici dönüştürücülü PWM inverter ve empedans kaynaklı inverterdir. Yakıt piline ait evsel uygulamalarda kullanılan bu sistem konfigürasyonları Şekil 5.2’de gösterilmiştir.

Klasik PWM inverterde, aynı zamanda yakıt pili modülünün de çıkış gerilimi olan DC bara gerilimi, yük ile değişmektedir. DC-DC yükseltici dönüştürücülü PWM inverter yapısında ise, yük ihtiyacından bağımsız olan sabit bir DC gerilim çıkışı mevcuttur. Empedans kaynaklı inverter ise, kısa devre çalışma durumunun kontrol edilmesi ile anahtarlama elemanlarının gerilim kapasitelerini zorlamamak kaydı ile istenilen çıkış gerilimini sağlamaktadır.

5.2 Karşılaştırılacak Birimler, Koşullar, Eşitlikler ve Sonuçlar

5.2.1 Toplam Anahtarlama Elemanı Gücü Karşılaştırılması

Bir inverter sisteminde, her bir anahtarlama elemanı, maruz kalabileceği maksimum gerilim, tepe gerilimi ve ortalama akım değerleri göz önüne alınarak seçilmelidir. Bir inverter sistemine ait akım ve gerilim streslerini (veya ihtiyacını) sayısal olarak belirleyebilmek için öncelikle “Anahtarlama Elemanı Gücü”nü (Switching Device Power - SDP) açıklamak gereklidir. Bir anahtarlama elemanının anahtarlama elemanı gücü, gerilim ve akım streslerinin oluşturduğu güç olarak tanımlanabilir. Bir inverter sistemine ait toplam anahtarlama elemanı gücü ise, o sistemdeki (devredeki) tüm anahtarlama elemanlarına ait toplam güçtür. Bu toplam anahtarlama elemanı gücü, ihtiyaç bulunan yarıiletken elemanlara ait önemli bir veri olup, inverter sistemine ait maliyeti belirleyen en önemli parametredir.



Şekil 5.2 Yakıt pili beslemeli evsel uygulamalar için kullanılan inverter topolojileri

Gerekli tanımlamalar aşağıdaki gibi özetlenebilir:

$$\text{Toplam Ortalama SDP} = (\text{SDP})_{av} = \sum_{i=1}^N V_i I_{i_average}$$

ve

$$\text{Toplam Tepe SDP} = (\text{SDP})_{pk} = \sum_{i=1}^N V_i I_{i_peak}$$

Burada N, anahtarlama elemanlarının sayısını ve V_i de elemanlar üzerinde endüklenen gerilimi göstermektedir.

Değişik inverterlere ait anahtarlama elemanı güçlerini elde edebilmek için birtakım parametrelerin tanımlanması gereklidir. P_o , maksimum çıkış gücü; V_{max} , yakıt pili modülüne ait maksimum çıkış gerilimi; $\cos\phi$, motorun maksimum güç değerinde çalıştığı durumdaki güç faktörü; V_i , yakıt pili modülünün maksimum güç değerinde sahip olduğu çıkış gerilimi; M, modülasyon indeksi, V_{dc} de yükseltici DC-DC dönüştürücüye ait çıkış gerilimi olup, V_{max} 'a eşit veya ondan daha büyük bir değerdedir. Bu karşılaştırmada, girişteki D_1 diyotu göz önünde bulundurulmamıştır. Çünkü aynı güç değerindeki diyot ve anahtarların maliyet bakımından karşılaştırılmaları oldukça zordur.

5.2.1.1 Geleneksel PWM İnverter

Geleneksel PWM inverterler için , çıkış faz RMS geriliminin tepe gücündeki değeri,

$$V_p = \frac{V_i}{2\sqrt{2}} M \quad (5.1)$$

şeklinde yazılabilir. Motor, $\cos\phi$ güç faktörü ile çalışırken çıkışa ait akımın RMS değeri,

$$I_p = \frac{P_o}{3 \cos \phi V_p} \quad (5.2)$$

dir. Bir hat çevriminde hat akımı iki adet anahtar tarafından paylaşıldığı için , her bir anahtardan geçen ortalama akım,

$$I_{av} = \frac{P_o}{3 \cos \phi V_i / (2\sqrt{2}) M} \sqrt{2} \frac{2}{2\pi} = \frac{4P_o}{3 \cos \phi V_i \pi M} \quad (5.3)$$

şeklinde yazılabilir. Anahtarlar üzerindeki maksimum gerilim stresleri, çıkış gücü sıfır olduğunda meydana gelir ve yakıt pili modül gerilimi de en yüksek değerine ulaşır. Bu durumda,

$$V_s = V_{max} \quad (5.4)$$

dır. Devreye ait toplam anahtarlama elemanı gücü,

$$(SDP)_{av} = 6V_s I_{av} = \frac{8V_{\max} P_o}{\cos \phi V_i \pi M} \quad (5.5)$$

şeklinde yazılabilir.

Anahtarlardan geçen en yüksek akım, hat tepe akımı olup,

$$I_{pk} = \sqrt{2} I_p = \frac{4P_o}{3 \cos \phi V_i M} \quad (5.6)$$

şeklinde yazılabilir. Geleneksel invertere ait toplam anahtarlama elemanı gücü ise,

$$(SDP)_{pk} = 6V_s I_{pk} = \frac{8V_{\max} P_o}{\cos \phi V_i M} \quad (5.7)$$

şeklinde yazılabilir.

5.2.1.2 DC-DC Yükseltici Dönüştürücülü PWM İnverter

DC-DC dönüştürücüde anahtarlama bloğu olarak görev yapan bir anahtar ve diyottan oluşan hücrenin üzerindeki maksimum gerilim V_{DC} olup, maksimum güçte üzerinde taşıdığı ortalama akım da,

$$I_{avs} = \frac{P_o}{V_i} \quad (5.8)$$

olarak ifade edilir.

DC-DC dönüştürücüye ait ortalama anahtarlama elemanı gücü,

$$(SDP)_{DCav} = \frac{P_o}{V_i} V_{DC} \quad (5.9)$$

şeklinde yazılabilir. Eğer endüktans üzerindeki akımın sabit olduğu varsayılırsa, anahtarın üzerindeki akım, ortalama akım ile aynı değerdedir. Tepe anahtarlama elemanı gücü ise aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$(SDP)_{DCpk} = \frac{P_o}{V_i} V_{DC} \quad (5.10)$$

İnverter anahtarlarına ait gerilim stresleri V_{DC} 'dir. M modülasyon indeksinde faz geriliminin RMS değeri,

$$V_p = \frac{V_{DC}M}{2\sqrt{2}} \quad (5.11)$$

şeklinde yazılabilir. Hat akımının RMS değeri ise,

$$I_p = \frac{P_o}{3V_p \cos \varphi} \quad (5.12)$$

dir. Maksimum güç şartları altında anahtarlama elemanları üzerindeki ortalama akım ise,

$$I_{avinv} = \frac{I_p \sqrt{2}}{\pi} = \frac{4P_o}{3 \cos \varphi V_{DC} \pi M} \quad (5.13)$$

dir. Sistemin ortalama anahtarlama elemanı gücü ise,

$$(SDP)_{av} = 6V_{DC}I_{inv} + (SDP)_{DCav} = \frac{8P_o}{\cos \varphi \pi M} + \frac{P_o}{V_i} V_{DC} \quad (5.14)$$

şeklinde elde edilir. İnvertöre ait anahtar akımının tepe değeri ise,

$$I_{pkinv} = \sqrt{2}I_p = \frac{4P_o}{3 \cos \varphi V_{DC} M} \quad (5.15)$$

olarak yazılabilir.

Sisteme ait anahtarlama elemanı gücünün tepe değeri ise,

$$(SDP)_{pk} = 6V_{DC}I_{pkinv} + (SDP)_{DCpk} = \frac{8P_o}{\cos \varphi M} + \frac{P_o}{V_i} V_{DC} \quad (5.16)$$

şeklinde elde edilir.

5.2.1.3 Empedans Kaynaklı İnverter

Empedans kaynaklı inverterde, inverter anahtarlama elemanları üzerindeki akım değeri iki bileşenden oluşur. Bunlardan ilki yük akımı, bir diğeri ise kısa devre çalışma durumunda üzerlerinden geçen akımdır. İnverterin simetrik yapısından dolayı, kısa devre çalışma durumunda akım üç paralel kola ortalama eşit olarak dağılır. Kısa devre çalışma durumunda inverterden geçen akım, endüktans akımının iki katıdır. Bu nedenle, kısa devre periyodunda her bir anahtar üzerindeki ortalama akım değeri,

$$I_{avss} = \frac{2}{3} I_L \quad (5.17)$$

şeklinde yazılabilir. Burada I_L endüktans akımıdır. Giriş kısmında, diyot üzerinden geçen ortalama akım, L_1 endüktansı ve C_1 kapasitesi üzerindeki toplam akıma eşittir. Kararlı halde, kapasite üzerindeki ortalama akım sıfır olup, endüktans üzerindeki ortalama akım da diyot üzerindeki akıma eşittir. Maksimum güçte, yakıt pili modülünün çıkış gücü P_o 'dır, böylece diyot üzerindeki ortalama akım endüktans üzerindeki akıma eşit olur ve değeri de,

$$\bar{I}_d = I_L = \frac{P_o}{V_i} \quad (5.18)$$

şeklinde yazılabilir. Aktif konumlarda ortalama akım, klasik PWM inverterdeki gibidir, bu nedenle inverter anahtarlama elemanları üzerinden geçen toplam ortalama akım,

$$I_{avs} = \frac{2}{3} I_L \frac{T_0}{T_s} + \frac{\sqrt{2} P_o}{3 V_o \cos \varphi \pi} \left(1 - \frac{T_0}{T_s}\right) = \frac{2}{3} I_L \frac{T_0}{T_s} + \frac{4(\sqrt{3}M - 1) P_o}{3 V_i \cos \varphi \pi M} \left(1 - \frac{T_0}{T_s}\right) \quad (5.19)$$

şeklinde elde edilebilir. Burada T_0 , bir anahtarlama çevrimi T_s süresi içindeki kısa devre çalışma süresidir. V_o ise faz geriliminin RMS değeridir. T_0 ve V_o , aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$T_0 = \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} M\right) T_s \quad (5.20)$$

$$V_o = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \cdot \frac{V_i}{2\sqrt{2}} \quad (5.21)$$

İnverter anahtarlarındaki gerilim stresi,

$$V_s = B V_i = \frac{V_i}{\sqrt{3} - 1} \quad (5.22)$$

şeklinde elde edilir. İnvertere ait ortalama anahtarlama elemanı gücü ise,

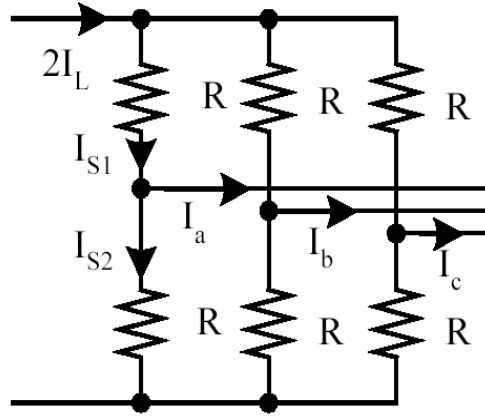
$$\begin{aligned} (SDP)_{av} &= 61_{avs} V_s = 4 I_L V_i \frac{T_0}{T_s (\sqrt{3}M - 1)} + 8 \frac{P_o}{\cos \varphi \pi M} \left(1 - \frac{T_0}{T_s}\right) \\ &= \frac{2 P_o (2 - \sqrt{3}M)}{(\sqrt{3}M - 1)} + \frac{4\sqrt{3} P_o}{\cos \varphi \pi} \end{aligned} \quad (5.23)$$

şeklinde elde edilebilir. Elemanlar üzerindeki tepe akımı, kısa devre çalışma durumunda oluşmaktadır. Anahtarlama elemanları üzerinden geçen tepe akımlarının hesaplanması için, elemanlar Şekil 5.3'den de görüleceği üzere saf direnç olarak modellenmiştir. Bu modele dayanarak, aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$I_{s2} + I_{s1} = \frac{4}{3} I_L \quad (5.24)$$

$$I_{s1} - I_{s2} = I_a \quad (5.25)$$

$$I_{s1} = \frac{1}{2} I_a + \frac{2}{3} I_L \quad (5.26)$$



Şekil 5.3 Kısa devre zaman aralığında inverter modeli

A fazı gerilimi tepe değerindeyken, S_1 anahtarı üzerinde oluşan tepe akımı ve anahtarlama gücüne ait ifadeler ise aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$I_{1pk} = \frac{\sqrt{2}P_o}{3 \cos \varphi V_o} = \frac{4P_o}{3 \cos \varphi MBV_i} \quad (5.27)$$

$$(SDP)_{pk} = 6I_{pk}V_s = 6 \frac{V_i}{\sqrt{3M-1}} \left(\frac{2P_o}{3V_i} + \frac{1}{2} \frac{4P_o}{3 \cos \varphi MBV_i} \right) = \frac{4P_o}{\sqrt{3M-1}} + \frac{4P_o}{\cos \varphi M} \quad (5.28)$$

Tüm bu eşitliklere dayanarak, karşılaştırma amaçlı, aşağıdaki sistem özellikleri verilmiştir:

- Maksimum güçte yakıt pili modülü çıkış gerilimi: 250 V
- Maksimum güç: 50 kW
- Maksimum güçte motora ait güç faktörü: 0,9
- Yükseltici dönüştürücüye ait çıkış gerilimi: 420 V
- Geleneksel PWM İnverter ve yükseltici dönüştürücünün modülasyon indeksi: 1

- Maksimum çıkış gücünde, empedans kaynaklı invertere ait modülasyon indeksi 0,92'dir (Anahtarlar üzerindeki gerilim stresinin 420 V'tan daha yüksek bir değer almaması için).

Çizelge 5.1'den de görülebileceği üzere, üç inverter yapısı arasında ortalama anahtarlama elemanı gücü en düşük olan yapı, empedans kaynaklı inverterdir. Geleneksel PWM inverter ise hem ortalama hem de tepe anahtarlama güçleri bakımından en yüksek değere sahiptir. Ortalama anahtarlama gücü, aynı zamanda sistemin termik ihtiyaçlarını belirleyen ve dönüştürme verimini de etkileyen bir kriterdir.

Çizelge 5.1 Anahtarlama elemanı güçlerinin karşılaştırılması

İnverter Sistemi	Toplam Ortalama Anahtarlama Elemanı Gücü [kVA]	Toplam Tepe Anahtarlama Elemanı Gücü [kVA]
PWM İnverter	238	747
DC-DC Yükselticili PWM İnverter	225	528
Empedans Kaynaklı İnverter	191	577

5.2.2 Pasif Komponent İhtiyacı Bakımından Karşılaştırma

Bu karşılaştırmada, güç çevrim sistemlerine ait endüktans ve kapasite ihtiyaçları karşılaştırılacaktır. Endüktanslar, akım dalgalılık limitine göre seçilmekte ve kapasitörler de sistemin kapasite ihtiyacı ve akım dalgalılık kapasitesi ihtiyacına göre belirlenmektedir.

5.2.2.1 Geleneksel PWM İnverter

Yakıt pilinin iç direncinden ötürü, çıkışında daima sabit bir DC gerilim üretilmektedir. Motora ait güç faktörü çok yüksek değerde ise ve inverterden kapasiteye doğru da herhangi bir akım beslemesi yoksa, geleneksel inverterde kapasitör üzerindeki pik gerilim dalgası maksimum güç değerinde oluşmaktadır. İnverter sıfır konumundayken, kondansatör üzerinden geçen akım, yakıt pili modülü çıkışındaki akım değerine eşit ise kondansatör üzerindeki gerilim artar. Bir faz çevriminde, kapasitör üzerindeki en yüksek değerdeki gerilim dalgası, en uzun sıfır konumunda oluşur. Bir çevrimdeki açık devre konumunun maksimum

aralığı,

$$T_0 = T_s * \max\left(1 - \left(M \sin(\alpha) - M \sin\left(\alpha - \frac{2}{3}\pi\right)\right)\right) \Bigg|_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}}$$

$$= \left(1 - \frac{3}{4}M\right)T_s$$
(5.29)

şeklinde yazılabilir. Bu aralıkta, kondansatör üzerindeki akım, yakıt pili modülünden çıkan akıma eşit olup,

$$I_f = \frac{P_o}{V_i}$$
(5.30)

dir. Dolayısı ile, kondansatör üzerindeki maksimum gerilim dalgalılığı,

$$\Delta V_c = \frac{T_0 I_{DC}}{C} = \frac{P_o T_s}{V_i C} \left(1 - \frac{3}{4}M\right)$$
(5.31)

olarak elde edilir.

5.2.2.2 DC-DC Yükseltici Dönüştürücülü PWM İnverter

Geleneksel PWM invertere benzer bir şekilde, maksimum gerilim dalgalılığı, maksimum sıfır konumlarında ve tepe gücünde meydana gelir. DC-DC dönüştürücünün ve PWM inverterin aynı taşıyıcı dalgayı paylaştıkları göz önüne alınmalıdır. DC-DC dönüştürücüye ait anahtar kapalı duruma getirildiğinde, yükseltici dönüştürücünden kondansatöre doğru akan akım, endüktans akımıdır ve aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$I_{c1} = \frac{P_0}{V_i}$$
(5.32)

Bu andaki aktif konumlarda, bir faza ait çıkış gerilimi maksimum değerindedir, invertere doğru akan akım ise,

$$I_{c2} = \cos \varphi I_{pk} = \cos \varphi \frac{4P_o}{3V_{DC}M}$$
(5.33)

şeklinde yazılabilir. DC-DC dönüştürücüdeki anahtarın kapalı konumunda olduğu durumda ise $\left(1 - \frac{3}{4}M\right)T_s$ 'lik bir süre için kondansatörden invertere doğru bir akım akmaz ve geri kalan

zamanda ise I_{c2} akımı invertere doğru akar. Dolayısı ile kondansatör üzerindeki gerilim dalgalılığı,

$$\Delta V_c = (I_{c1}(1-D) - I_{c2}(\frac{3}{4}M - D))\frac{T_s}{C} = \frac{P_o T_s}{V_i C} (1-D) - \cos \varphi \frac{4P_o T_s}{3V_{DC}MC} (\frac{3}{4}M - D) \quad (5.34)$$

şeklinde elde edilir. Bu eşitlik yalnızca $\frac{3}{4}M \geq D$ durumunda geçerli olup, karşılaştırma örneğimizde de bu durum kullanılmaktadır. Yükseltici dönüştürücüdeki endüktans için de akım dalgalılığı, anahtar on konumunda ve akım yükselirken hesaplanabilir. Bu durumda dalgalılık,

$$\Delta I_L = \frac{V_i}{L} DT_s = \frac{V_i (V_{DC} - V_i)}{LV_{DC}} T_s \quad (5.35)$$

şeklinde yazılabilir. Burada D, bağıl iletim süresidir.

5.2.2.3 Empedans Kaynaklı İnverter

Empedans kaynaklı inverterde kısa devre zaman aralığında kondansatör, endüktansı şarj eder ve akım akmasına neden olur. Kondansatördeki gerilim dalgalanması aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta V_c = \frac{I_L T_0}{C} \quad (5.36)$$

Burada,

$$T_0 = \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M\right) T_s \quad (5.37)$$

ve

$$I_L = \frac{P_o}{V_i} \quad (5.38)$$

olup, bu değerler (5.36) ifadesinde yerine yazılırsa gerilim dalgalanması,

$$\Delta V_c = \frac{P_o}{V_i} \frac{\left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M\right) T_s}{C} \quad (5.39)$$

şeklinde elde edilir. İnverter kısa devre durumunda iken endüktans gerilimi kondansatör gerilimine eşittir. Bu nedenle akımdaki dalgalanma aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\Delta I_L = \frac{V_C}{L} T_0 \quad (5.40)$$

Burada V_C , kondansatör üzerine düşen gerilimdir ve

$$V_C = \frac{V_i}{2} (1 + B) = \frac{V_i}{2} \frac{\sqrt{3}M}{\sqrt{3}M - 1} \quad (5.41)$$

şeklinde yazılabilir. V_C gerilimini (5.40)'da yerine koyduğumuzda, akımdaki dalgalılık,

$$\Delta I_L = \frac{V_i \sqrt{3}M}{2L(\sqrt{3}M - 1)} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} M \right) T_s \quad (5.42)$$

şeklinde elde edilir.

Yukarıdaki eşitliği kullanarak istenen akım dalgalanmasına göre endüktans değeri hesaplanabilir.

Çizelge 5.2'de giriş gücü 50 kW olan aynı sistem özelliklerine sahip pasif eleman gereksinimleri verilmiştir. Akım dalgalanması, ortalama değer %10'undan daha azdır ve gerilimdeki dalgalanma ortalama değer %3'ünden daha azdır. Anahtarlama frekansı 10 kHz'dir. Empedans ağındaki iki endüktans boyut ve ağırlığı azaltmak için tek bir nüve üzerine sarılabilir. Empedans ağına ait L ve C gereksinimleri, DC-DC yükselticili PWM inverterdeki değerler ile yaklaşık olarak aynıdır.

5.2.3 Elektriksel Verim Bakımından Karşılaştırma

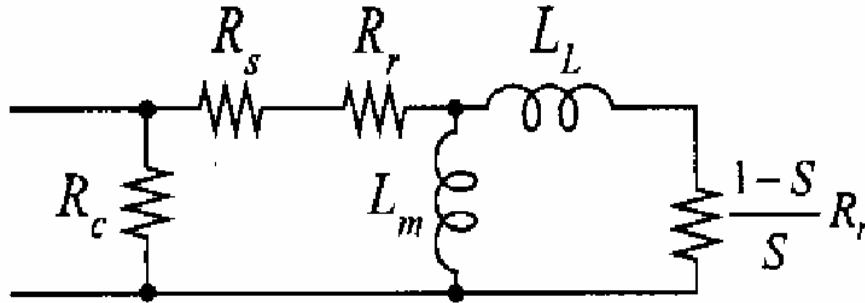
Verim, herhangi bir güç dönüştürücüsü için en önemli ölçüttür. Yüksek verim, ısı olarak açığa çıkan kayıp enerjiyi ve fiyatı düşürür. Doğru bir karşılaştırma yapabilmek için inverter şartları şu şekilde olmalıdır: Klasik inverter her zaman "Modülasyon indeksi=1" durumunda çalışmaktadır. DC-DC yükselticili PWM inverter, gerilimi 420V'a yükseltir ve inverter her zaman, modülasyon indeksi =1 olarak çalışır. Empedans kaynaklı inverterde anahtarlar 420V gerilim altındayken, çıkışlar maksimum elde edilebilir gerilim altında çalışmaktadır.

Motor verimini hesaplamak için Şekil 5.4'teki basit model geliştirilmiştir. Buradaki R_c nüve kayıplarını, R_s ve R_r sırasıyla stator ve rotor dirençlerini, L_m mıknatıslanma endüktansını, L_L kaçak endüktansı ve $((1-S)/S) R_r$ çıkış gücünü temsil etmektedir. Çizelge 5.3'teki kabuller ve

aşağıdaki asenkron motordan ölçülen parametreler ile değişik çalışma durumlarındaki motor verimi hesaplanabilir.

- $R_c = 150\Omega$
- $R_s = 0,0117\Omega$
- $R_r = 0,082\Omega$

Kayıp hesaplarına göre seçilen komponentler; ana inverterler için anahtarlar FUJI IPM 6MBP300RA060, DC-DC dönüştürücüdeki anahtar için FUJI 2MBI 300N-060 olup, empedans kaynaklı ve klasik inverterin giriş diyotları IXYS MEO 500-06DA olarak seçilmiştir.



Şekil 5.4 Yük olarak bağlanan motora ait tek faz motor modeli

Çizelge 5.2 Kullanılan pasif komponentler

İnverter Sistemi	Endüktans Sayısı	Endüktans [μH]	Ortalama Endüktans Akımı [A]	Kondansatör Sayısı	Kondansatör Kapasiteleri [μF]	Kondansatörün RMS Akım Dalgalanması	Kondansatör Gerilim Değeri [V]
Klasik PWM İnverter	0	-	-	1	667	106	420
DC-DC Yükselticili PWM İnverter	1	510	200	1	556	124	420
Empedans Kaynaklı İnverter	2 (1)	339	200	2	405	111	420

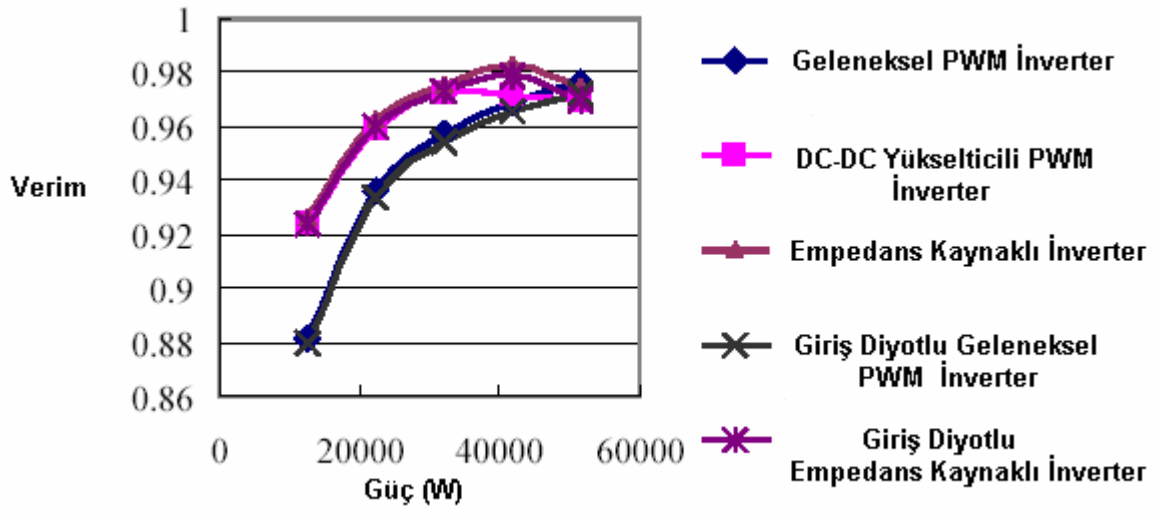
Sadece yarıiletken elemanların kayıpları dikkate alınmıştır. Klasik inverter ve empedans kaynaklı inverterin girişindeki D_1 diyotunu hesaba katarak ve katmayarak iki ayrı verim

değeri hesaplanmıştır. Hesaplanan sonuçlar Şekil 5.5 ve 5.6'da gösterilmiştir. Şekil 5.6'da gösterilen sistem veriminde giriş diyotu D_1 dikkate alınmıştır.

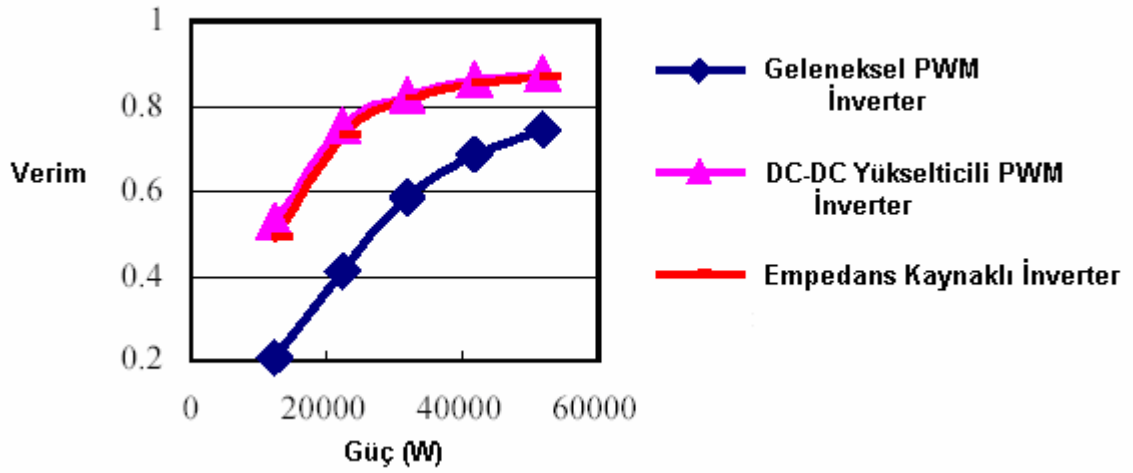
Karşılaştırma çizelgelerinden de görüleceği gibi, empedans kaynaklı inverter en yüksek verimi sağlamaktadır. Yakıt pili geriliminin düştüğü ağır yüklerde anahtar stres gerilimi aynı ve empedans kaynaklı inverter çıkış gerilimi, DC-DC yükseltici dönüştürücülü PWM inverterin çıkış gerilimine göre biraz düşüktür. Aynı gücü korumak için motor akımı daha büyüktür dolayısıyla motor verimi düşüktür.

Çizelge 5.3 Değişik güç değerlerinde oluşan çalışma şartları

Güç Değerleri		50 kW	40 kW	30 kW	20 kW	10 kW
		56 kVA	47 kVA	38 kVA	27 kVA	14 kVA
Yakıt pili gerilimi [V]		250	280	305	325	340
Motor faz gerilimi [V]	Klasik PWM inverter	88,4	99	107,8	117,9	120,2
	DC-DC yükselticili PWM inverter	148,5	148,5	148,5	148,5	148,5
	Empedans kaynaklı inverter	136,8	142,9	148	152,1	155,2
Motor Akımı [A]	Klasik PWM inverter	209,4	158,5	115,9	77,3	39,7
	DC-DC yükselticili PWM inverter	124,7	105,6	84,2	59,9	32,1
	Empedans kaynaklı inverter	129,5	105,3	81,1	56,2	29,6



Şekil 5.5 İverterlere ait hesaplanmış elektriksel verim değerleri

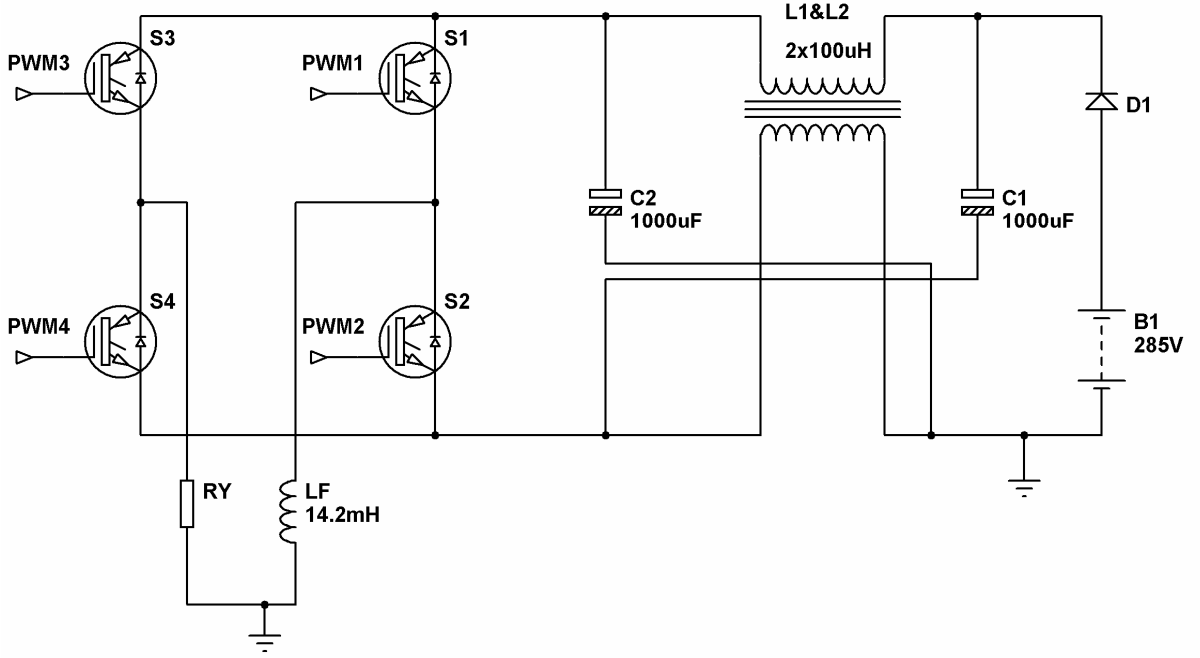


Şekil 5.6 D1 giriş diyotlu sisteme motor yükünün dahil edilmesi ile hesaplanan verim değerleri

6. EMPEDANS KAYNAKLI İNVERTER UYGULAMASI

Bu bölümde, tez kapsamında tasarım ve uygulaması gerçekleştirilen empedans kaynaklı invertere ilişkin simülasyon ve uygulama devresine ait bilgiler ve deneysel sonuçlar sunulmaktadır.

6.1 Simülasyon

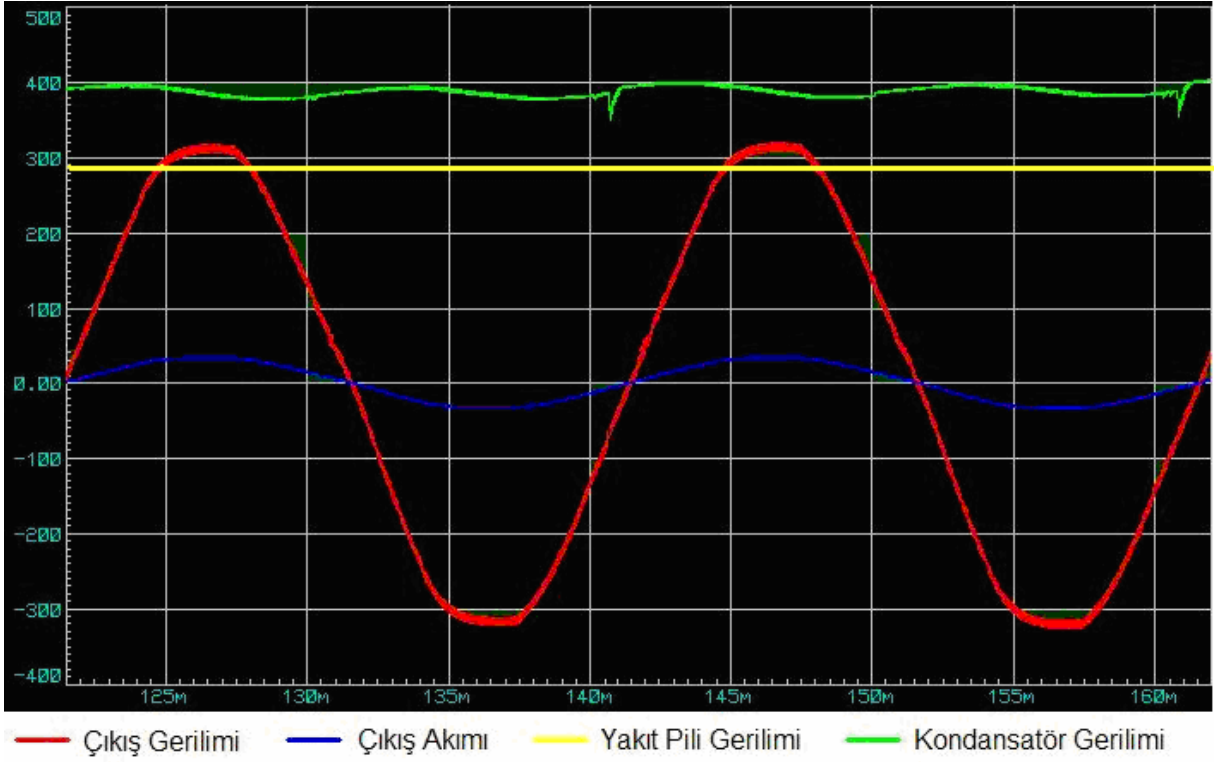


Şekil 6.1 Simülasyon devresine ait açık devre şeması

Şekil 6.1’de, simülasyonu yapılan empedans kaynaklı invertere ait açık devre şeması görülmektedir. Empedans kaynaklı inverter, 10 kHz’de kontrol edilmiştir. Simülasyon devresine ait elektriksel değerler ve komponent değerleri aşağıdaki gibidir:

- Yakıt pili gerilimi : 285 V DC
- Empedans ağı parametreleri : $L_1 = L_2 = 100 \mu\text{H}$ ve $C_1 = C_2 = 1000 \mu\text{F}$
- Empedans ağında bulunan endüktanslara ait iç direnç değerleri: $R_2=R_4=0.09 \Omega$
- PWM çıkış gerilimini filtreleme amaçlı filtre endüktansı: $L_F=14.2 \text{ mH}$

Şekil 6.2’de empedans kaynaklı inverterin simülasyon sonuçları görülmektedir. İnverter çıkışında tek fazlı 220 V_{rms} değerinde AC gerilim elde edilmektedir. Gerilimin dalga şekli sinüzoidal ve frekansı 50 Hz’dir. Şekil 6.2’deki simülasyon sonucunda yük akımı, yük gerilimi, C_2 kondansatörünün gerilimi ve yakıt pili gerilimi görülmektedir. Simülasyon devresinde, devre çıkışına bağlanan 9.6 Ω ’luk direnç ile çıkışta 5040 Watt güç çekilmektedir.



Şekil 6.2 Empedans kaynaklı invertere ait simülasyon sonucu

Yakıt pili modülü nominal DC çıkış gerilimi, 285 V olarak alınmıştır. Bu değerlere göre, yapılan tasarımın sorunsuz çalıştığı ve uygulanabilir bir devre yapısı olduğu simülasyon sonuçlarından açıkça görülmektedir.

6.2 Uygulama Devresi

Topoloji seçimi ve simülasyon aşamalarından bir sonraki adım, devrenin gerçekleştirilebilirliğini kanıtlamak amacı ile empedans kaynaklı inverter prototip devresinin oluşturulmasıdır. Uygulama devresi;

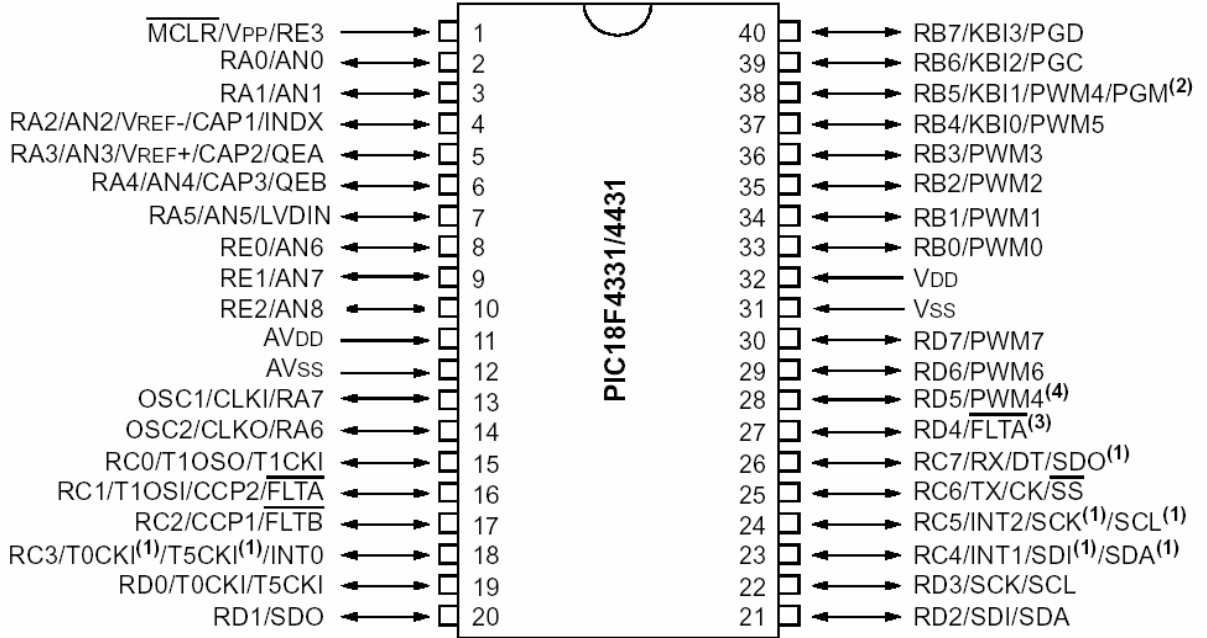
- Kontrol Devresi
- Sürme Devresi
- Empedans Kaynaklı İnverter

alt bölümlerinden oluşmaktadır.

6.2.1 Kontrol Devresi

Empedans kaynaklı inverterin anahtarlama elemanlarına ait kapı sinyallerinin kontrol edilmesi amacı ile kontrol kartı tasarlanmıştır. Kontrol entegresi olarak, Microchip firmasına ait

PIC18F4331 mikro denetleyicisi kullanılmış olup, bu entegreye ait pin diyagramı Şekil 6.3'te verilmiştir.

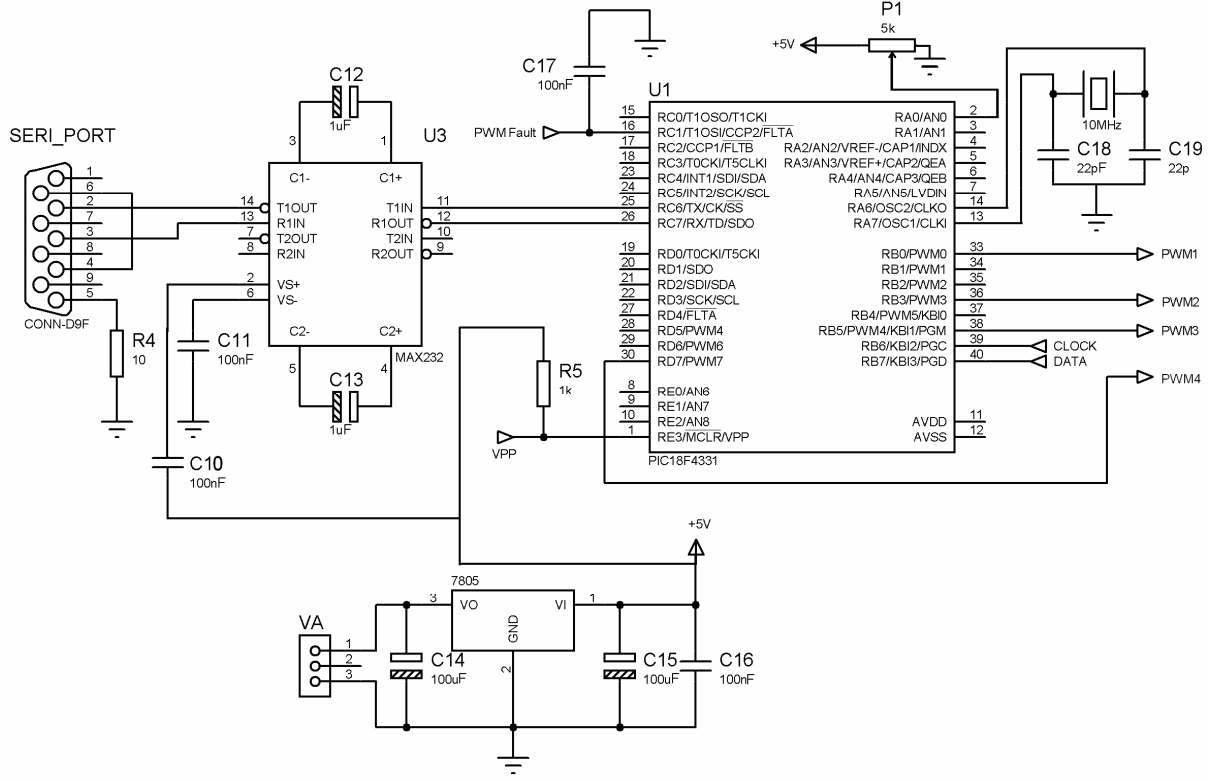


Şekil 6.3 PIC18F4331 kontrolörüne ait pin konfigürasyonu

Söz konusu entegrenin özel kullanım alanı, inverter sürme uygulamaları olup, bu doğrultuda 8 adet PWM çıkışı bulundurmaktadır. PWM çıkışlarından 4'ü ilgili kapı sinyallerinin üretilmesi için yeterlidir. Anahtarlama frekansı olarak 10 kHz seçilmiştir. Herhangi bir hata durumunda (aşırı akım, kısa devre, vb.) sinyalleri kesmek için PortC'nin 1. bitinde PWM_Fault girişi bulunmaktadır. Bu girişteki sinyal, lojik 1 seviyesinden lojik 0'a çekildiğinde PWM sinyalleri kesilmektedir.

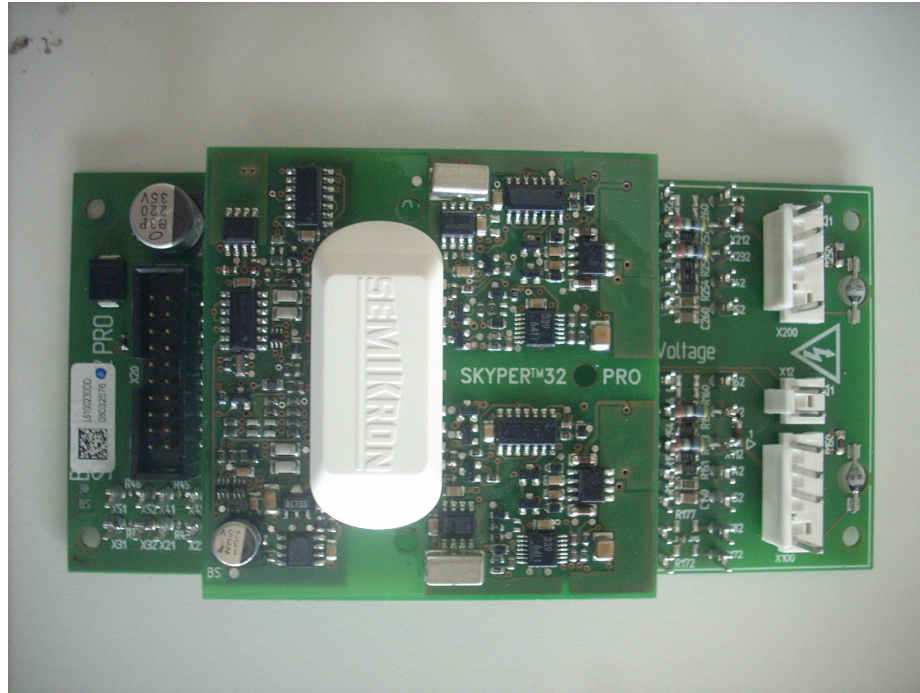
AC çıkış geriliminin genliğini ayarlamak için PortA'nın 0. bitine bir potansiyometre bağlanmıştır. Bu prototipte AC çıkış geriliminde regülasyon sağlanmamaktadır, yani kontrol kartı açık çevrim modunda çalışmaktadır. Inverter kontrol kartına ait detay tasarım çizimi Şekil 6.4'te verilmiştir.

Kontrol kartında yazılım değişikliklerini kolayca uygulayabilmek için bir adet programlama portu bulunmaktadır. Bilgisayar ile seri haberleşme sağlayabilmek için de bir seri port bulunmaktadır ve MAX232 entegresi haberleşme birimi için tampon görevi görmektedir.



Şekil 6.4 İnverter kontrol kartı detay tasarım çizimi

6.2.2 Sürme Devresi



Şekil 6.5 Skyper32 Pro IGBT sürücü kartı

Üretilen PWM sinyallerini güçlendirilerek, inverterde bulunan anahtarlama elemanlarına aktarılması sürme kartı aracılığı ile gerçekleştirilmektedir.

Teoride, IGBT anahtarlama elemanları, sonsuz kazançla sürülebilirler. Yani güç devresinde büyük güçleri kontrol etmek için sinyal devresinden neredeyse hiç akım çekilmez. Fakat uygulamada, IGBT'lerin kapı ile emiter uçları arasında bir parazitik kondansatör vardır. IGBT elemanına ilk sinyal uygulandığında bu kondansatör, gerilim değeri olarak 15V'a şarj olur ve bu esnada anlık bir pik akımı çeker. Eğer IGBT açma kapama anahtarı olarak kullanılıyorsa bu fazla sorun oluşturmaz fakat PWM anahtarlama uygulamalarda iletme girme ve iletimden çıkma çok sık olduğu için çekilen bu pik akımın önemi artmaktadır. Anahtarlama güç kaynağı uygulamalarında, elemanın hızlı iletme girmesi istenir. Girişteki bu parazitik kondansatör ise elemanın hızlı iletme girmesini engellemektedir, çünkü IGBT'nin tam iletme girme gerilimi 7-8 V civarında olmaktadır. Kondansatör şarj eğrisi eksponansiyel bir karakteristiğe sahiptir ve kondansatör geriliminin 7-8 V seviyesine ulaşması zaman almaktadır. Bu durum da iletme girmede gecikmeye sebep olur. Bu sebepten dolayı, sürme kartları olmaksızın yüksek frekanslarda çalışamaz. Yüksek frekanslarda çalışabilmek için girişteki bu kondansatörün çok hızlı şarj edilmesi gerekir. Sürme kartları bu amaca hizmet etmektedir.

Uygulamada kullanılan sürme kartı, Semikron firması tarafından üretilen Skyper32 Pro sürücü kartıdır (Şekil 6.5). Bu sürücü kartı, inverter köprülerinde aynı faz kolu üzerinde bulunan iki adet IGBT elemanını sürmek üzere dizayn edilmiştir.

İnverter devrelerinde birbirinden bağımsız güç kaynaklarına ihtiyaç duyulmakta olup, bunun nedeni inverter köprüsündeki üst sıra anahtarlama elemanlarına ait sürücü devrelerinin izoleli kaynaklardan beslenmesi gerekliliğidir. İlgili sürücü kartında bu amaca hizmet eden iki adet bağımsız güç kaynağı bulunmaktadır, bu sayede harici güç kaynağı tasarımına ihtiyaç bulunmamakla birlikte, maliyet ve boyut gibi faktörler küçülmektedir.

Sürücü kartının diğer avantajları ise;

- Düşük gerilim koruması
- Aşırı akım koruması
- Harici kesme sinyali uygulanabilmesi
- Anahtarlama elemanlarını, yumuşak iletimden çıkarma imkanı
- Ölü zaman süresini, uygulama tipine göre serbest olarak ayarlayabilme imkanı

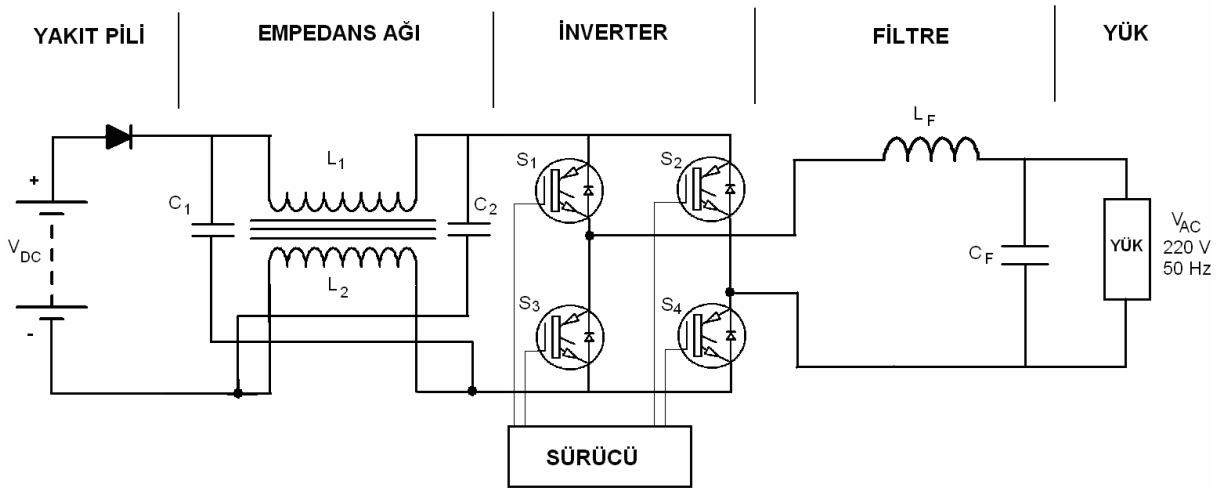
olarak özetlenebilir.

6.2.3 Empedans Kaynaklı İnverter Devresi

Uygulama devresinde gerçekleştirilen empedans kaynaklı inverter devre yapısına ait blok diyagram, Şekil 6.6'da verilmiştir.

Blok diyagramdan da görüleceği üzere, yakıt pili modülüne seri bağlanan diyot elemanı ile, empedans ağı vasıtası ile DC gerilim seviyesi yükseltilen DC baradan güç kaynağına doğru oluşabilecek ve yakıt pili modülüne zarar verebilecek ters yönlü bir akımın oluşması engellenmektedir.

Empedans ağındaki kullanılan L_1 ve L_2 endüktansları $100 \mu\text{H}$ (1:1 trafo şeklinde tasarlanmıştır), C_1 ve C_2 kondansatörleri ise her biri $470 \mu\text{F}$ 'lık üç adet kondansatörün paralel bağlanması ile eşdeğer olarak $1410 \mu\text{F}$ 'lık kapasiteye sahiptir.



Şekil 6.6 Empedans kaynaklı inverter devresi blok diyagramı

İnverter köprüsünde kullanılan anahtarlama elemanları olarak, FUJI Electric firması tarafından üretilen 2MBI150U4A-120 IGBT modülü olarak seçilmiştir. Söz konusu modülde, inverter köprüsünün tek faz kolunu oluşturan 2 adet IGBT elemanı bulunmakta olup, inverter köprüsünün tamamını oluşturmak için bu modülden iki adet kullanılmıştır. Modülde bulunan IGBT elemanlarının elektriksel etiket değerleri, 1200 V, 150 A olarak belirtilmiştir.

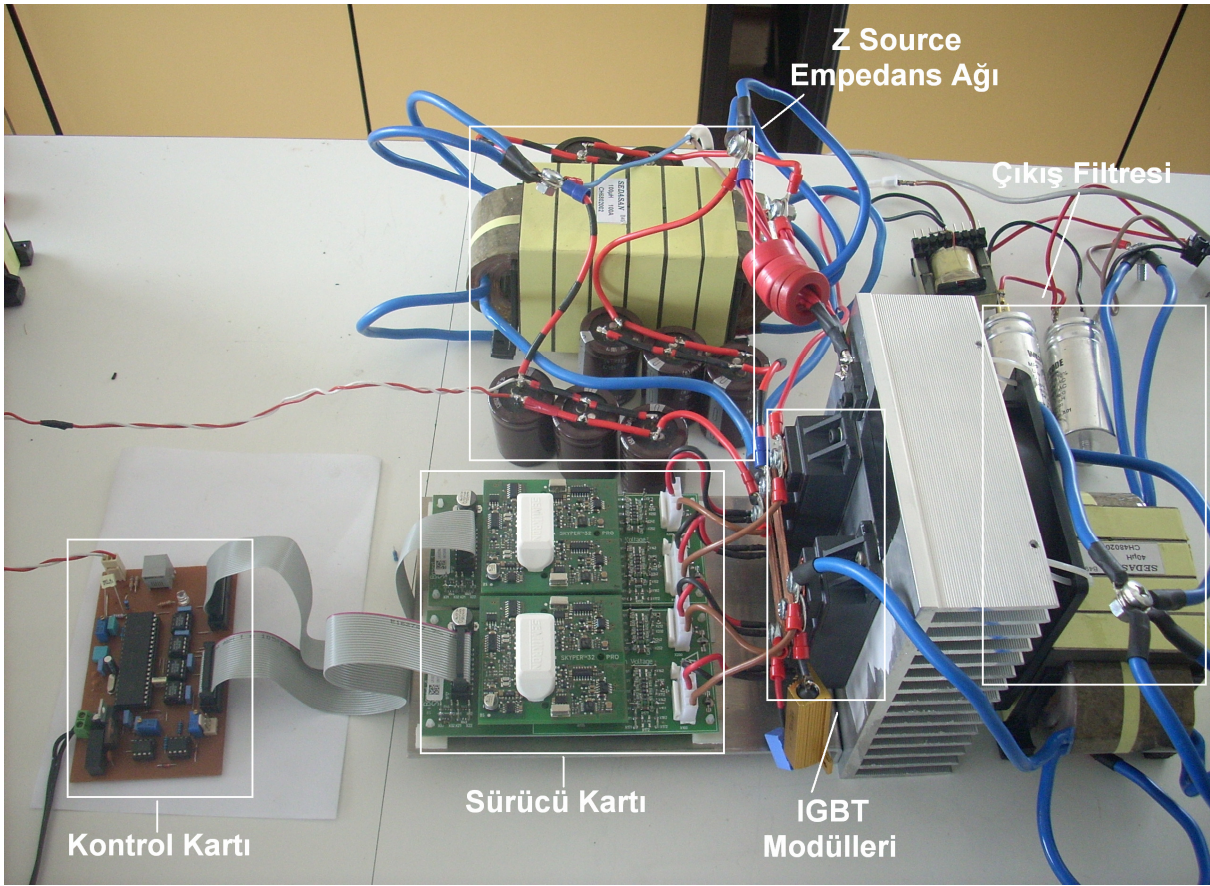
Sistemde çıkış filtresi olarak; çıkış akımının düzenlenmesi amacı ile $40 \mu\text{H}$ 100 A değerinde L_F endüktansı ve gerilimin düzenlenmesi için de $9.4 \mu\text{F}$ 'lık eşdeğer kapasiteye sahip C_F kondansatör grubu kullanılmaktadır.

Çıkış uçlarına ise, inverterin yüklenmesi amacı ile ayarlanabilir bir yük grubu bağlanmıştır.

6.2.4 Prototip Sistem ve Uygulama Sonuçları

Simülasyon devresinden elde edilen verilerin uygulanabilirliğini kanıtlamak amacı ile laboratuvar ortamında üretilen empedans kaynaklı inverter prototip devresine ait fotoğraf, Şekil 6.7’de gösterilmektedir.

Devrede giriş gerilimi olarak, simülasyon değerleri ile uyumlu olacak şekilde 285 V DC gerilim uygulanarak, çıkışta 220 V_{rms}, 50 Hz değerinde AC gerilim elde edilmesi amaçlanmaktadır. Empedans ağı ve AC çıkış hattı üzerindeki pasif komponent değerleri önceki bölümde açıklandığı gibidir.

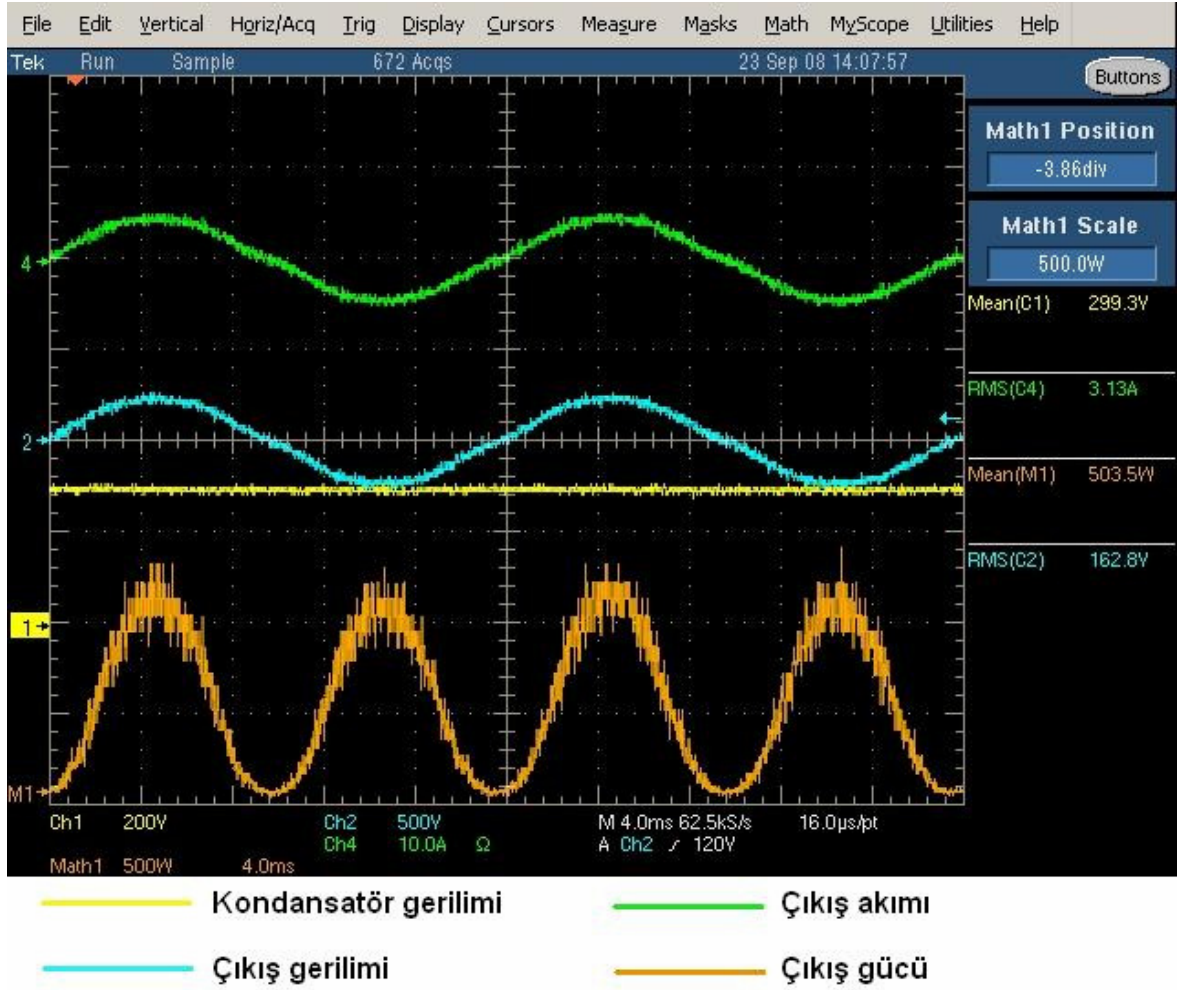


Şekil 6.7 Empedans kaynaklı inverter uygulama devresi

Şekil 6.8’de, inverter devresinin faz kolları kısa devre edilmeksizin elde edilen çıkış gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gücü dalga şekillerine ait osiloskop çıktıları verilmektedir.

Şekil 6.8’de görüldüğü üzere, inverter köprüsünde bulunan faz kollarının kısa devre edilmediği durumda, devre girişine 285 V DC gerilim uygulanmıştır ve bu durumda empedans ağı üzerinde bu gerilim 299.3 V’a kadar yükseltilmiş ve çıkışta ise 162.8 V_{rms}

değerinde ve 50 Hz'lik frekansa sahip AC gerilim elde edilmiştir.



Şekil 6.8 Uygulama devresi performans test sonuçları (M=0)

Devre, yük bankası aracılığı ile çıkışta yaklaşık 500 Watt güç çekecek şekilde yüklenmiş, çıkış gücü 503.5 Watt ve çıkış akımı da 3.13 A olarak ölçülmüştür. Giriş akımı ise pens ampermetre aracılığı ile 1,9 A olarak ölçülmüştür. Devrenin bu şartlar altındaki elektriksel verimi hesaplanacak olur ise:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (6.1)$$

ifadesi kullanılır. Bu ifadedeki η : elektriksel verim, P_o : çıkış gücü , P_i : giriş gücü değerlerini ifade etmektedir. Devrenin giriş gücü; giriş akımı ve giriş gerilimi değerlerinin çarpımı ile elde edilmektedir (6.2 no'lu ifade) :

$$P_i = V_i \cdot I_i \quad (6.2)$$

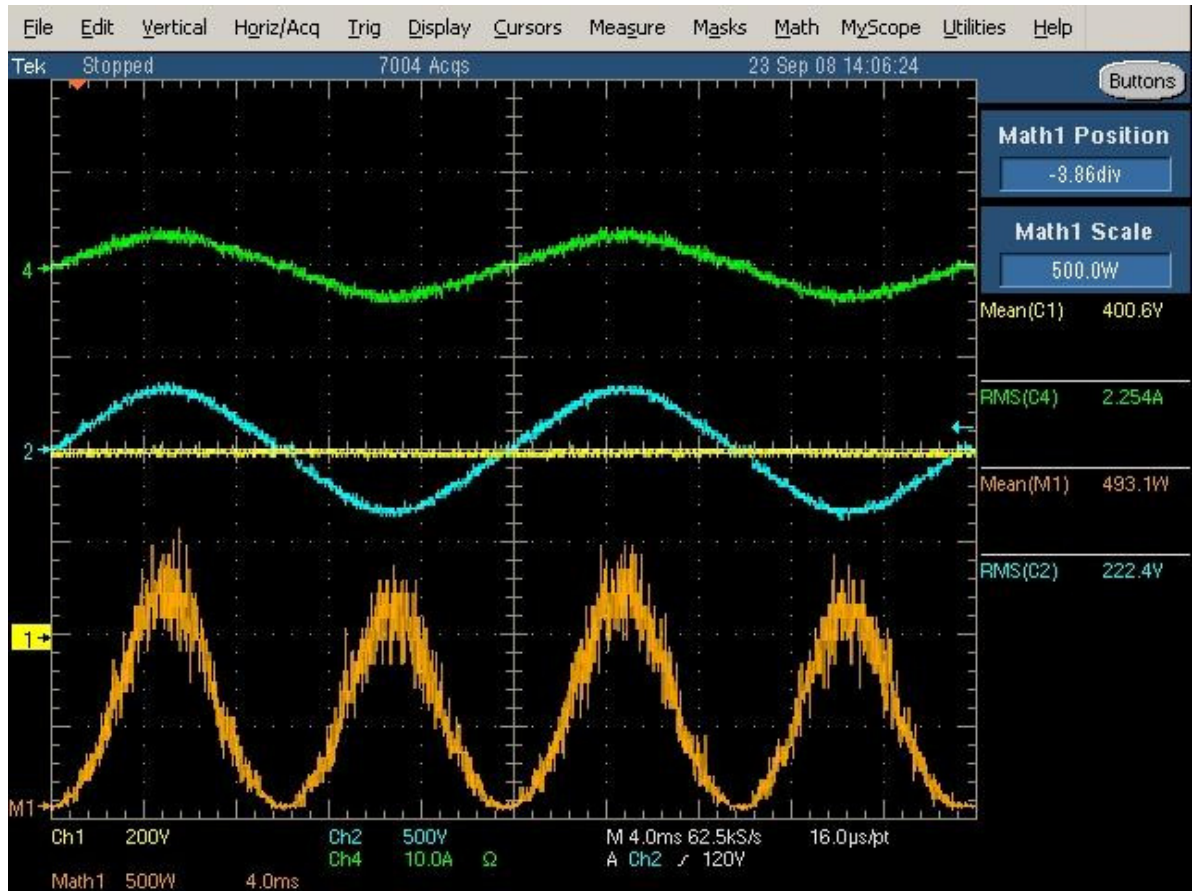
$$P_i = 285 \cdot 1.9 = 541.5 \text{ Watt}$$





olarak hesaplanmıştır. Devrenin elektriksel verimi ise:

$$\eta = \frac{503.5}{541.5} = 0.929 = \%92.9$$

olarak hesaplanmıştır.

Devrede faz kolları kısa devre edilmeksizin yani modülasyon indeksinin $M=0$ olduğu durumda, istenilen çıkış gerilimi değeri olan $220 \text{ V}_{\text{rms}}$ seviyesine ulaşamamıştır.



- | | | | |
|---|----------------------|--|-------------|
|  | Kondansatör gerilimi |  | Çıkış akımı |
|  | Çıkış gerilimi |  | Çıkış gücü |

Şekil 6.9 Uygulama devresi performans test sonuçları ($M=0.8$)

Bir sonraki aşamada ise, çıkış geriliminin istenilen seviyeye ulaşmasına dek modülasyon indeksi artırılmış ve çıkış gerilimi $220 \text{ V}_{\text{rms}}$ 50 Hz değerine ulaştığında elde edilen elektriksel dalga şekillerine ait osiloskop çıktıları Şekil 6.9'da verilmiştir.

Çıkış yük kademesi sabitlenmiş ve inverterin yaklaşık olarak 500 Watt civarında yüklenmesi planlanmıştır. Modülasyon indeksi $M=0.8$ değerinde iken çıkış gerilimi $220 V_{rms}$ değerine ulaşmıştır. Empedans hattı üzerindeki kondansatöre ait gerilim değeri $400.6 V$ değerinde DC gerilim olup, giriş gerilimi $285 V DC$, giriş akımı $2.35 A$, çıkış akımı $2.254 A$ ve çıkış gücü de $493.1 Watt$ olarak ölçülmüştür (Şekil 6.9). Devrenin giriş gücü;

$$P_i = 285 \cdot 2.35 = 669.75 \text{ Watt}$$

olarak hesaplanmıştır.

Devreye ait elektriksel verim:

$$\eta = \frac{493.1}{669.75} = 0.736 = \%73.6$$

olarak hesaplanmıştır.

Hesaplanan verim değerlerinden de görüldüğü üzere, modülasyon indeksi yani anahtarlama elemanlarının toplam periyot içindeki bağlı iletim süreleri arttırıldığında, çıkış gerilimi artmakta ancak elektriksel verim düşmektedir. Yaklaşık olarak eşit çıkış güçlerinde ve farklı modülasyon indeksleri ile elde edilen elektriksel verim değerleri arasındaki fark, modülasyon indeksinin arttırılması sonucu anahtarlama elemanlarına ait iletim kayıplarının daha fazla olmasından ileri gelmektedir.

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, yakıt pili beslemeli güç sistemlerine uygun yapıdaki geleneksel PWM inverter, DC-DC yükseltici dönüştürücülü PWM inverter ve empedans kaynaklı inverter sistemleri; elektriksel verim, anahtarlama gücü kapasitesi ve komponent sayıları bakımından incelenmiş ve birbirleri ile karşılaştırılmıştır. Yapılan bu karşılaştırma sonucunda empedans kaynaklı inverterin düşürücü-yükseltici olarak çalıştırılarak, komponent sayısının minimize edildiği, dolayısıyla maliyetin düştüğü ve elektriksel verimin arttığı görülmüştür. Bu sonuçlar, ilgili çizelgelerde da detaylı olarak gösterilmiştir.

Proteus simülasyon programı kullanılarak yapılan uygulama devresine ait sonuçlardan da görüldüğü üzere, elde edilen çıkış akım ve gerilim dalga şekillerinin, devre analiz sonuçları ile uyumlu olduğu belirlenmiştir. Bu durum, empedans kaynaklı inverter topolojisinin uygulanabilirlik yönünü göstermiş ve uygulama devresi, simülasyon verileri doğrultusunda tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

Uygulama devresine ilişkin elde edilen dalga şekilleri ile simülasyon sonuçları uyumlu olup, empedans kaynaklı inverter devre yapısının uygulanabilirlik yönü kanıtlanmıştır. Klasik inverter yapılarında, $220 V_{rms}$ değerinde AC çıkış gerilimi elde etmek için devre girişine yaklaşık olarak 400 V DC gerilim uygulanması gerekirken, bu devre yapısı ile girişte uygulanması gereken gerilim seviyesi %30 oranında aşağıya çekilmiştir. Bu durum sayesinde, inverter devresinde kullanılan anahtarlama elemanlarının boyutlarının küçülerek, elektriksel verim ve maliyet konularında da iyileşme sağlanacağı açıktır.

Daha düşük giriş gerilimi ile çalışabilme imkanının bir diğer avantajı ise, bu devre yapısının güç kaynağı olarak düşük gerilim ve yüksek akım karakteristiğine sahip yakıt pili sistemleri ile kullanılabilmesine uygun olmasıdır.

Devre yapısı, güç dönüştürücüleri için en önemli kriterlerden biri olan elektriksel verim açısından değerlendirildiğinde ise, modülasyon indeksinin artırılması sonucu inverterdeki verimin düştüğü gözlemlenmiştir. Bu durumun nedeni, anahtarlama elemanlarının iletim sürelerinin artırılması sonucu, iletim kayıplarının da artmasıdır. Elektriksel verimin düşmesine karşın en etkili önlem ise, empedans ağındaki kondansatör ve endüktans eleman değerlerinin çıkış güç ihtiyacına yönelik en uygun değerlerde hesaplanması gerekliliğidir. Böylelikle empedans ağı üzerinde yeterli seviyede depo edilen enerji sayesinde, inverter girişinde daha yüksek seviyede DC gerilim oluşacak ve anahtarlama elemanlarının daha az süre iletimde kalarak çıkışta istenilen gerilime ulaşılması sağlanmış olacaktır. Bu nedenle

empedans kaynaklı inverter tasarımında empedans ağı parametrelerinin hesaplanması hususu, bu konuda çalışma yapacak araştırmacılar için öncelik verilmesi gereken bir konu olarak görülmektedir.

Empedans kaynaklı inverter, sağladığı avantajların yanı sıra, gerek çeşitli kontrol tekniklerinin denenebilmesine imkan vermesi, gerekse empedans ağında yapılabilecek tasarım değişikliklerine müsait olması nedeni ile sürekli olarak geliştirilmeye açık, uygulanabilirliği ispatlanmış ve gelecekte kullanım alanının yaygınlaşması beklenen bir devre yapısı olarak öne çıkmaktadır.

KAYNAKLAR

Adams D.J, Joseph A., Peng F.Z., Shen M., Wang J., (2005), “ Comparison of Traditional Inverters and Z Source Inverter” Power Electronics Specialists, 2005 IEEE 36th Conference, 1692-1698.

Bahar T., Boyacı San F.G., Çelikkol A., Örs N., Sain Özdemir S., (2001), “Hidrojen Yakıt Pilleri: Otomotiv Endüstrisindeki Uygulamalar ve Geleceği”, TÜBİTAK MAM Proje Raporu 5-16, Kocaeli.

Bakan A.F., (2005), “Geri Dönüştü (Flyback) Güç Kaynaklarının Tasarımı 1 Ders Notları”.

Cheng K.W.E. , Ho Y.L., Law K.K., Sutanto D., (2001), “Exploring the Power Conditioning System for Fuel Cell”, IEEE.

Crookes R.W., Leah R.T., Oates C.D.M., Pyke S.H., (2002) “Power Conditioning for Solid Oxide Fuel Cells”, IEEE Power Electronics , Machines and Drives. 16-18 April 2002 Conference Publication No:487.

Ellis M.W., Nelson D.J., Von Spakovsky M.R., (2001) , “Fuel Cell Systems: Efficient, Flexible Energy Conversion for 21st Century”, IEEE.

MICROCHIP, (2005), “Flash Microcontrollers with nanoWatt Technology, High Performance PWM and A/D PIC18F2331/2431/4331/4431 Data Sheet”.

Mohan N., Robbins W.P., Undeland T.M., (2003), Power Electronics: Converters, Applications and Design, John Wiley&Sons Inc, New York/USA.

Peng F.Z., (2003), “Z Source Inverter”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 39, 504-510.

İNTERNET KAYNAKLARI

[1] www.alldatasheet.com

[2] www.fuelcelltoday.com

[3] www.microchip.com

[2] www.osd.org.tr

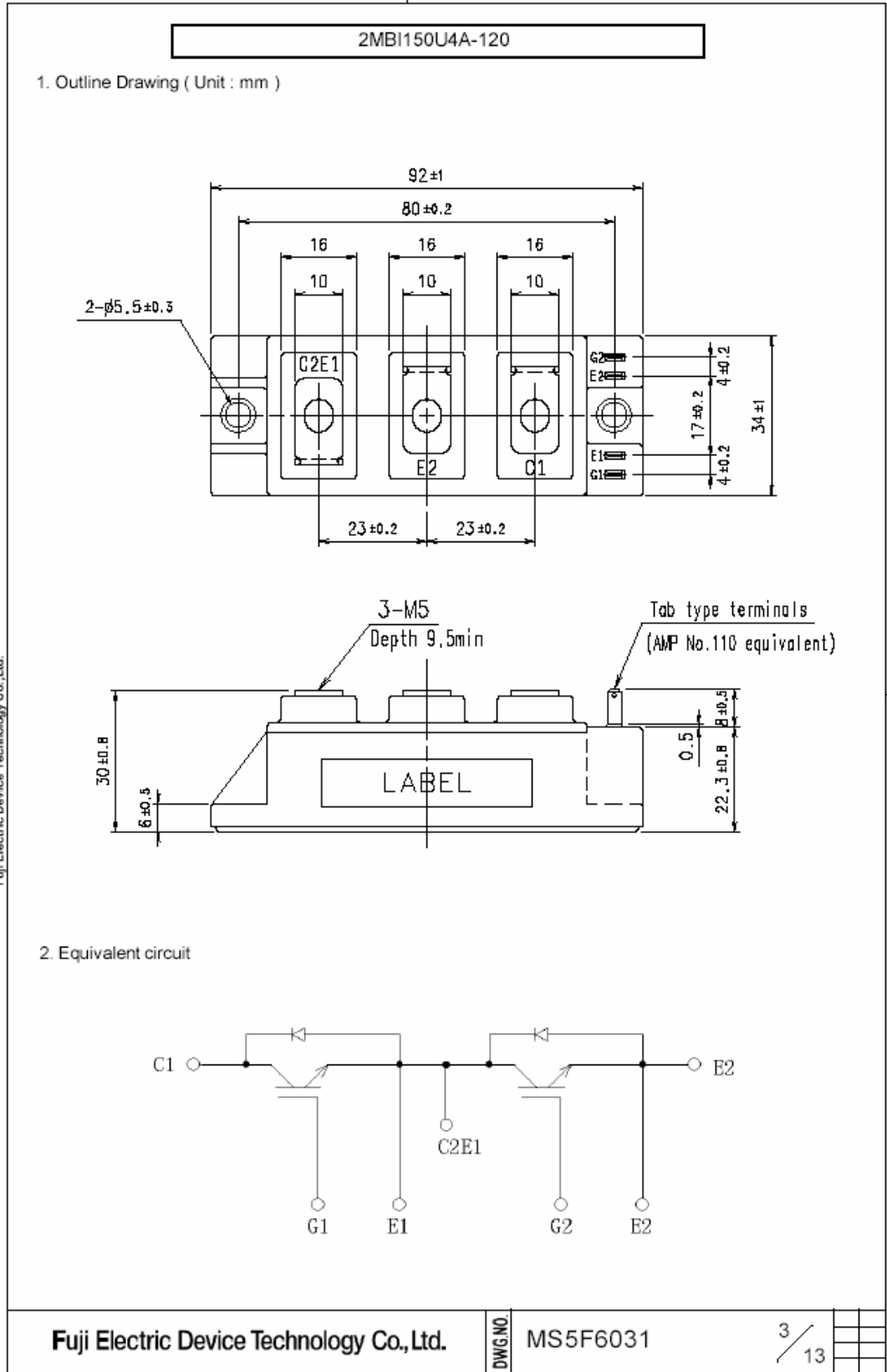
[5] www.semikron.com

EKLER

Ek 1 Fuji 2MBI150U4A-120 IGBT Modül

Ek 2 Semikron Skyper32Pro Sürücü Kartı

Ek 1 Fuji 2MBI150U4A-120 IGBT Modül



This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.

3. Absolute Maximum Ratings (at Tc= 25°C unless otherwise specified)

Items	Symbols	Conditions	Maximum Ratings	Units	
Collector-Emitter voltage	VCES		1200	V	
Gate-Emitter voltage	VGES		±20	V	
Collector current	Ic	Continuous	Tc=25°C	200	A
			Tc=80°C	150	
	Icp	1ms	Tc=25°C	400	
			Tc=80°C	300	
	-Ic			150	
-Ic pulse	1ms		300		
Collector Power Dissipation	Pc	1 device	735	W	
Junction temperature	Tj		+150	°C	
Storage temperature	Tstg		-40 to +125		
Isolation voltage	between terminal and copper base (*1)	Viso	AC : 1min.	2500	VAC
Screw Torque	Mounting (*2) Terminals (*2)	-		3.5	N m

(*1) All terminals should be connected together when isolation test will be done.

(*2) Recommendable Value : 2.5 to 3.5 Nm (M5)

4. Electrical characteristics (at Tj= 25°C unless otherwise specified)

Items	Symbols	Conditions	Characteristics			Units	
			min.	typ.	max.		
Zero gate voltage collector current	ICES	VCE=1200V VGE=0V	-	-	1.0	mA	
Gate-Emitter leakage current	IGES	VCE=0V VGE=±20V	-	-	200	nA	
Gate-Emitter threshold voltage	VGE(th)	VCE=20V Ic=150mA	4.5	6.5	8.5	V	
Collector-Emitter saturation voltage	VCE(sat) (terminal)	Ic=150A VGE=15V	Tj=25°C	-	2.15	2.30	V
			Tj=125°C	-	2.35	-	
	VCE(sat) (chip)	Tj=25°C	-	1.90	2.05		
		Tj=125°C	-	2.10	-		
Input capacitance	Cies	VCE=10V, VGE=0V, f=1MHz	-	17	-	nF	
Turn-on time	ton	Vcc=600V	-	0.32	1.20	us	
	tr	Ic=150A	-	0.10	0.60		
	tr(i)	VGE=±15V	-	0.03	-		
Turn-off time	toff	RG=2.2Ω	-	0.41	1.00	us	
	tf		-	0.07	0.30		
Forward on voltage	VF (terminal)	IF=150A VGE=0V	Tj=25°C	-	1.90	2.05	V
			Tj=125°C	-	2.00	-	
	VF (chip)	Tj=25°C	-	1.65	1.80		
		Tj=125°C	-	1.75	-		
Reverse recovery time	trr	IF=150A	-	-	0.35	us	
Lead resistance, terminal-chip (*3)	R lead		-	1.39	-	mΩ	

(*3) Biggest internal terminal resistance among arm.

This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.

Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.

DWG. NO.

MS5F6031

4 / 13

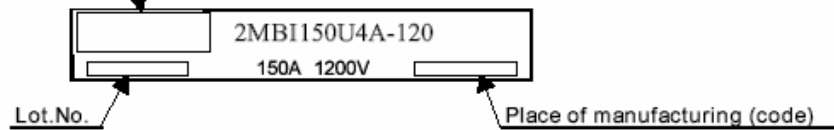
5. Thermal resistance characteristics

Items	Symbols	Conditions	Characteristics			Units
			min.	typ.	max.	
Thermal resistance(1device)	Rth(j-c)	IGBT	-	-	0.17	°C/W
		FWD	-	-	0.28	
Contact Thermal resistance (1 device) (*4)	Rth(c-f)	with Thermal Compound	-	0.05	-	

(*4) This is the value which is defined mounting on the additional cooling fin with thermal compound.

6. Indication on module

Logo of production



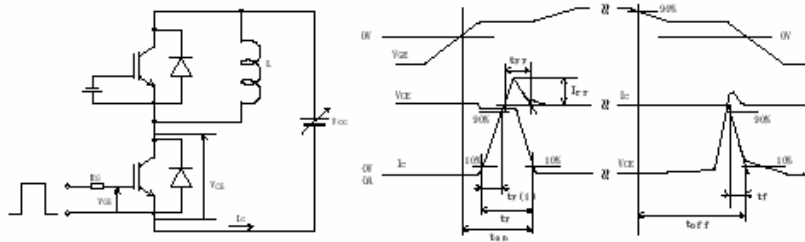
7. Applicable category

This specification is applied to IGBT-Module named 2MBI150U4A-120.

8. Storage and transportation notes

- The module should be stored at a standard temperature of 5 to 35°C and humidity of 45 to 75% .
- Store modules in a place with few temperature changes in order to avoid condensation on the module surface.
- Avoid exposure to corrosive gases and dust.
- Avoid excessive external force on the module.
- Store modules with unprocessed terminals.
- Do not drop or otherwise shock the modules when transporting.

9. Definitions of switching time



10. Packing and Labeling

Display on the packing box

- Logo of production
- Type name
- Lot No
- Products quantity in a packing box

This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.

Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.

DWG. NO. MS5F6031

5 / 13

11. Reliability test results

Reliability Test Items

Test categories	Test items	Test methods and conditions	Reference norms EIAJ ED-4701 (Aug.-2001 edition)	Number of sample	Acceptance number
Mechanical Tests	1 Terminal Strength (Pull test)	Pull force : 40N Test time : 10±1 sec.	Test Method 401 Method I	5	(0 : 1)
	2 Mounting Strength	Screw torque : 2.5 ~ 3.5 N·m (M5) Test time : 10±1 sec.	Test Method 402 method II	5	(0 : 1)
	3 Vibration	Range of frequency : 10 ~ 500Hz Sweeping time : 15 min. Acceleration : 100m/s ² Sweeping direction : Each X,Y,Z axis Test time : 6 hr. (2hr./direction)	Test Method 403 Reference 1 Condition code B	5	(0 : 1)
	4 Shock	Maximum acceleration : 5000m/s ² Pulse width : 1.0msec. Direction : Each X,Y,Z axis Test time : 3 times/direction	Test Method 404 Condition code B	5	(0 : 1)
Environment Tests	1 High Temperature Storage	Storage temp. : 125±5 °C Test duration : 1000hr.	Test Method 201	5	(0 : 1)
	2 Low Temperature Storage	Storage temp. : -40±5 °C Test duration : 1000hr.	Test Method 202	5	(0 : 1)
	3 Temperature Humidity Storage	Storage temp. : 85±2 °C Relative humidity : 85±5% Test duration : 1000hr.	Test Method 103 Test code C	5	(0 : 1)
	4 Unsaturated Pressurized Vapor	Test temp. : 120±2 °C Test humidity : 85±5% Test duration : 96hr.	Test Method 103 Test code E	5	(0 : 1)
	5 Temperature Cycle	Test temp. : Low temp. -40±5 °C High temp. 125 ±5 °C RT 5 ~ 35 °C Dwell time : High ~ RT ~ Low ~ RT 1hr. 0.5hr. 1hr. 0.5hr. Number of cycles : 100 cycles	Test Method 105	5	(0 : 1)
	6 Thermal Shock	Test temp. : High temp. 100 ⁺⁰ ₋₅ °C Low temp. 0 ⁺⁵ ₋₀ °C Used liquid : Water with ice and boiling water Dipping time : 5 min. par each temp. Transfer time : 10 sec. Number of cycles : 10 cycles	Test Method 307 method I Condition code A	5	(0 : 1)

This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.

Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.

DWG.NO.

MS5F6031

6 / 13

Reliability Test Items

Test categories	Test items	Test methods and conditions	Reference norms EIAJ ED-4701 (Aug.-2001 edition)	Number of sample	Acceptance number
Endurance Tests	1 High temperature Reverse Bias	Test temp. : $T_a = 125 \pm 5 \text{ }^\circ\text{C}$ ($T_j \leq 150 \text{ }^\circ\text{C}$) Bias Voltage : $V_C = 0.8 \times V_{CES}$ Bias Method : Applied DC voltage to C-E $V_{GE} = 0V$ Test duration : 1000hr.	Test Method 101	5	(0 : 1)
	2 High temperature Bias (for gate)	Test temp. : $T_a = 125 \pm 5 \text{ }^\circ\text{C}$ ($T_j \leq 150 \text{ }^\circ\text{C}$) Bias Voltage : $V_C = V_{GE} = +20V$ or $-20V$ Bias Method : Applied DC voltage to G-E $V_{CE} = 0V$ Test duration : 1000hr.	Test Method 101	5	(0 : 1)
	3 Temperature Humidity Bias	Test temp. : $85 \pm 2 \text{ }^\circ\text{C}$ Relative humidity : $85 \pm 5\%$ Bias Voltage : $V_C = 0.8 \times V_{CES}$ Bias Method : Applied DC voltage to C-E $V_{GE} = 0V$ Test duration : 1000hr.	Test Method 102 Condition code C	5	(0 : 1)
	4 Intermittent Operating Life (Power cycle) (for IGBT)	ON time : 2 sec. OFF time : 18 sec. Test temp. : $\Delta T_j = 100 \pm 5 \text{ deg}$ $T_j \leq 150 \text{ }^\circ\text{C}$, $T_a = 25 \pm 5 \text{ }^\circ\text{C}$ Number of cycles : 15000 cycles	Test Method 106	5	(0 : 1)

This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.

Failure Criteria

Item	Characteristic	Symbol	Failure criteria		Unit	Note	
			Lower limit	Upper limit			
Electrical characteristic	Leakage current	ICES	-	USL×2	mA		
		±IGES	-	USL×2	μA		
	Gate threshold voltage	V _{GE(th)}	LSL×0.8	USL×1.2	mA		
	Saturation voltage	V _{CE(sat)}	-	USL×1.2	V		
	Forward voltage	V _F	-	USL×1.2	V		
	Thermal resistance	IGBT	ΔV _{GE}	-	USL×1.2	mV	
		or ΔV _{CE}					
	FWD	ΔV _F	-	USL×1.2	mV		
	Isolation voltage	Viso	Broken insulation		-		
Visual inspection	Visual inspection		The visual sample		-		
	Peeling Plating and the others	-					

LSL : Lower specified limit.

USL : Upper specified limit.

Note Each parameter measurement read-outs shall be made after stabilizing the components at room ambient for 2 hours minimum, 24 hours maximum after removal from the tests. And in case of the wetting tests, for example, moisture resistance tests, each component shall be made wipe or dry completely before the measurement.

Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.

DWG. NO.

MS5F6031

7 / 13

Reliability Test Results

Test categories	Test items	Reference norms EIAJ ED-4701 (Aug.-2001 edition)	Number of test sample	Number of failure sample
Mechanical Tests	1 Terminal Strength (Pull test)	Test Method 401 Method I	5	0
	2 Mounting Strength	Test Method 402 method II	5	0
	3 Vibration	Test Method 403 Condition code B	5	0
	4 Shock	Test Method 404 Condition code B	5	0
Environment Tests	1 High Temperature Storage	Test Method 201	5	0
	2 Low Temperature Storage	Test Method 202	5	0
	3 Temperature Humidity Storage	Test Method 103 Test code C	5	*
	4 Unsaturated Pressurized Vapor	Test Method 103 Test code E	5	0
	5 Temperature Cycle	Test Method 105	5	0
	6 Thermal Shock	Test Method 307 method I Condition code A	5	0
Endurance Tests	1 High temperature Reverse Bias	Test Method 101	5	*
	2 High temperature Bias (for gate)	Test Method 101	5	0
	3 Temperature Humidity Bias	Test Method 102 Condition code C	5	*
	4 Intermitted Operating Life (Power cycling) (for IGBT)	Test Method 106	5	0

* under confirmation

This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.

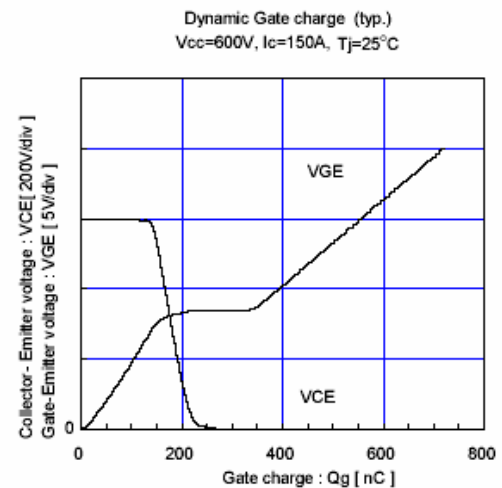
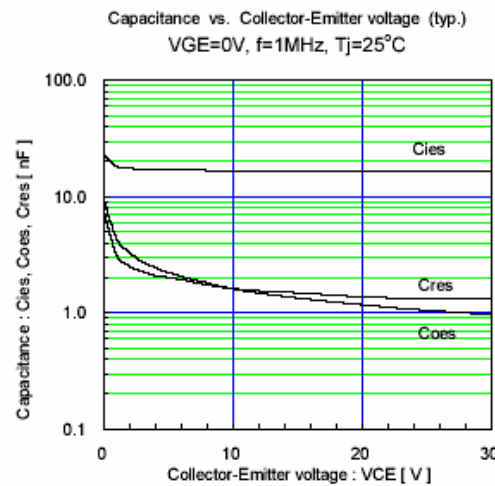
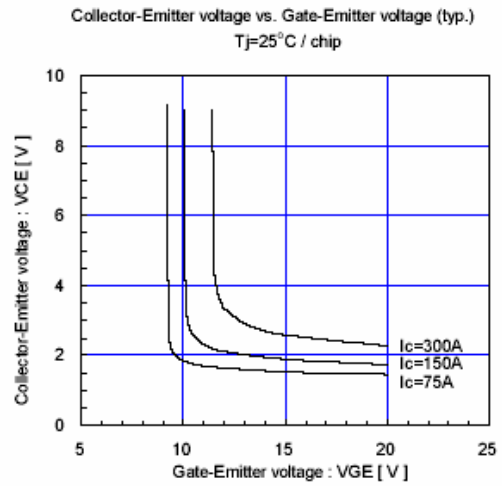
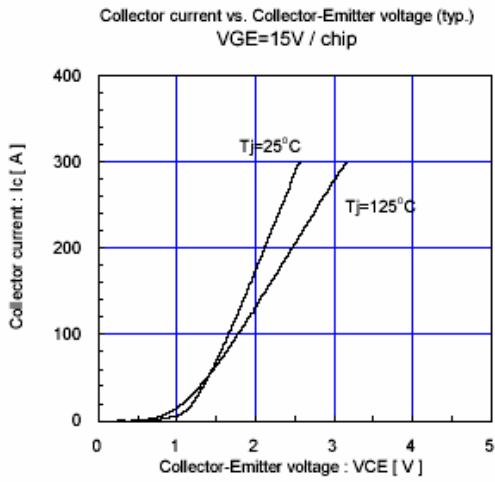
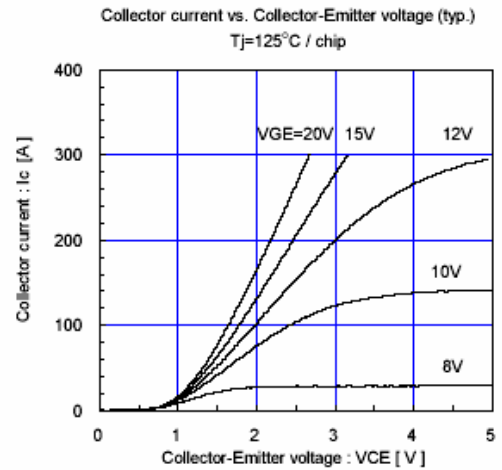
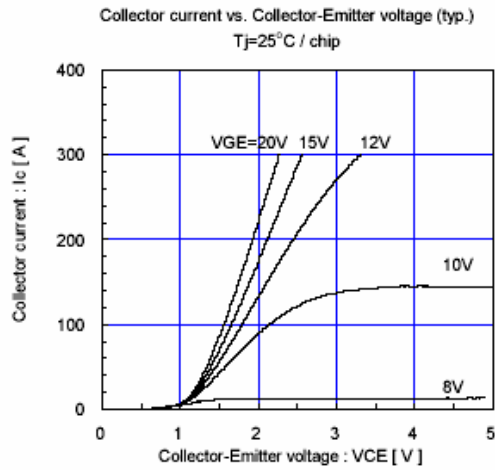
Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.

DWG. NO.

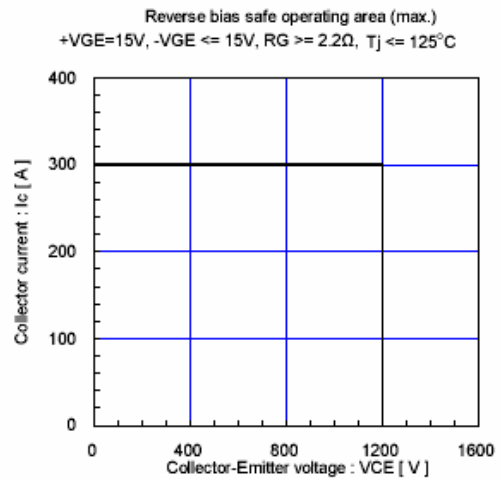
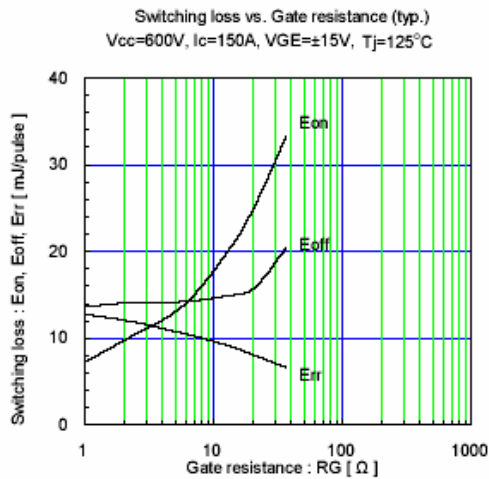
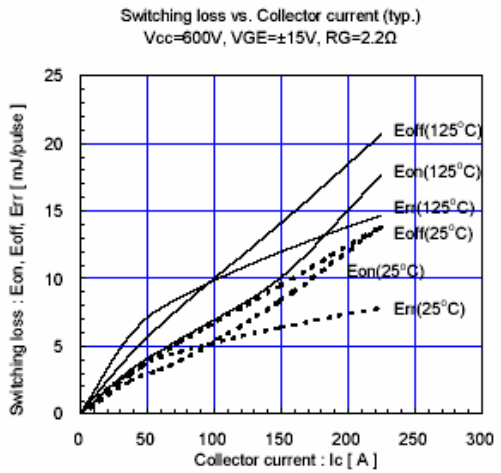
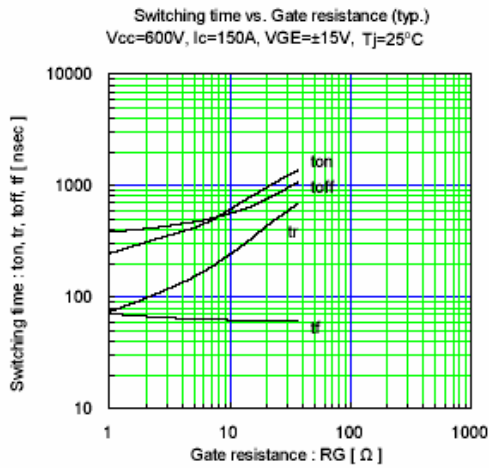
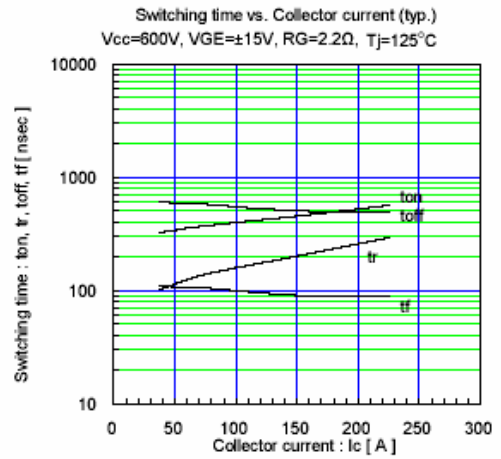
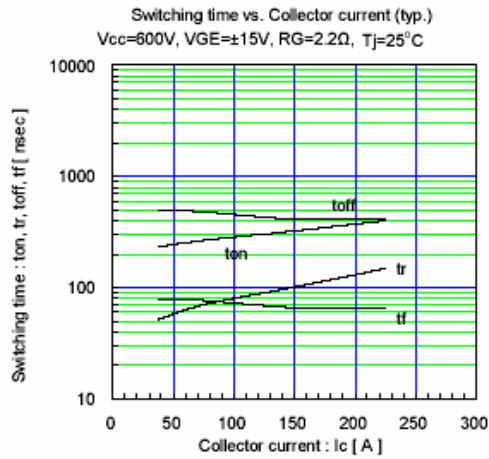
MS5F6031

8 / 13

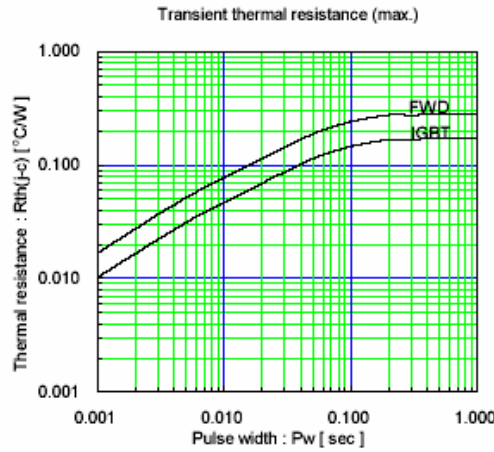
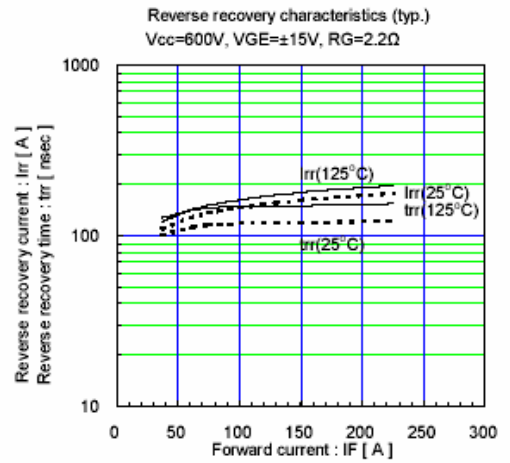
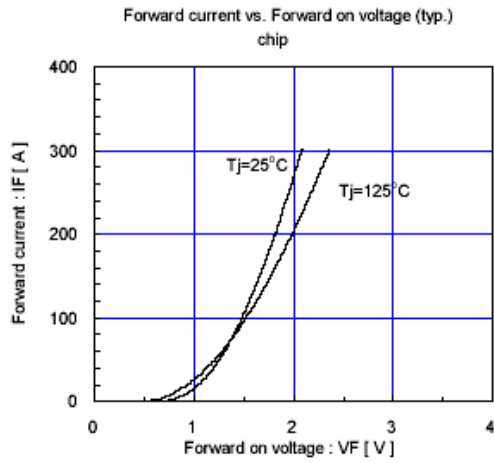
This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.



This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.




This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.



Ek 2 Semikron Skyper32Pro Sürücü Kartı

SKYPER 32PRO R ...



SKYPER™

IGBT Driver Core

SKYPER 32PRO R

Preliminary Data

Features

- Two output channels
- Integrated potential free power supply
- Under voltage protection
- Drive interlock top / bottom
- Dynamic short circuit protection
- Halt logic signal
- Failure management
- Soft turn-off
- External error input (sec. side)
- IEC 60068-1 (climate) 40/085/56, no condensation and no dripping water permitted, non-corrosive, climate class 3K3 acc. EN60721
- Coated with varnish

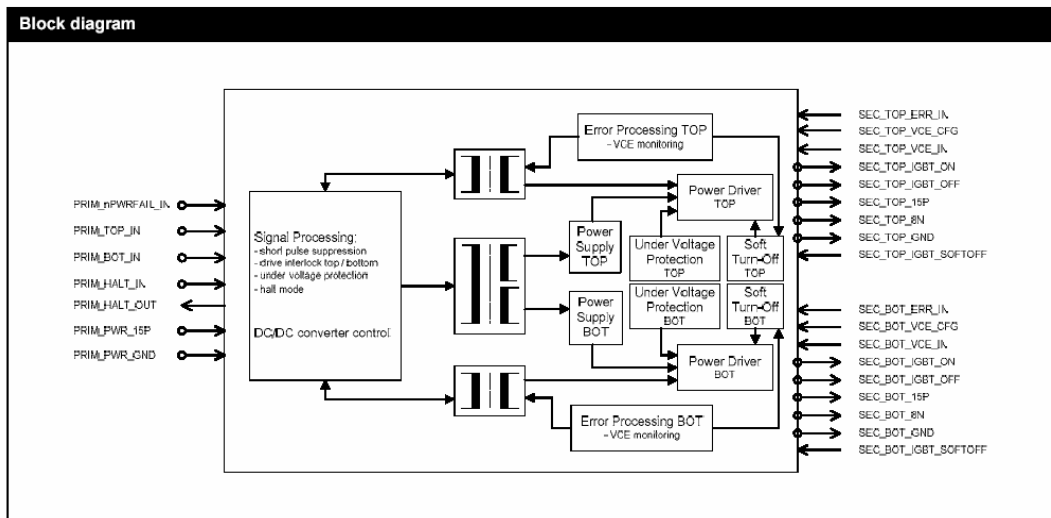
Typical Applications

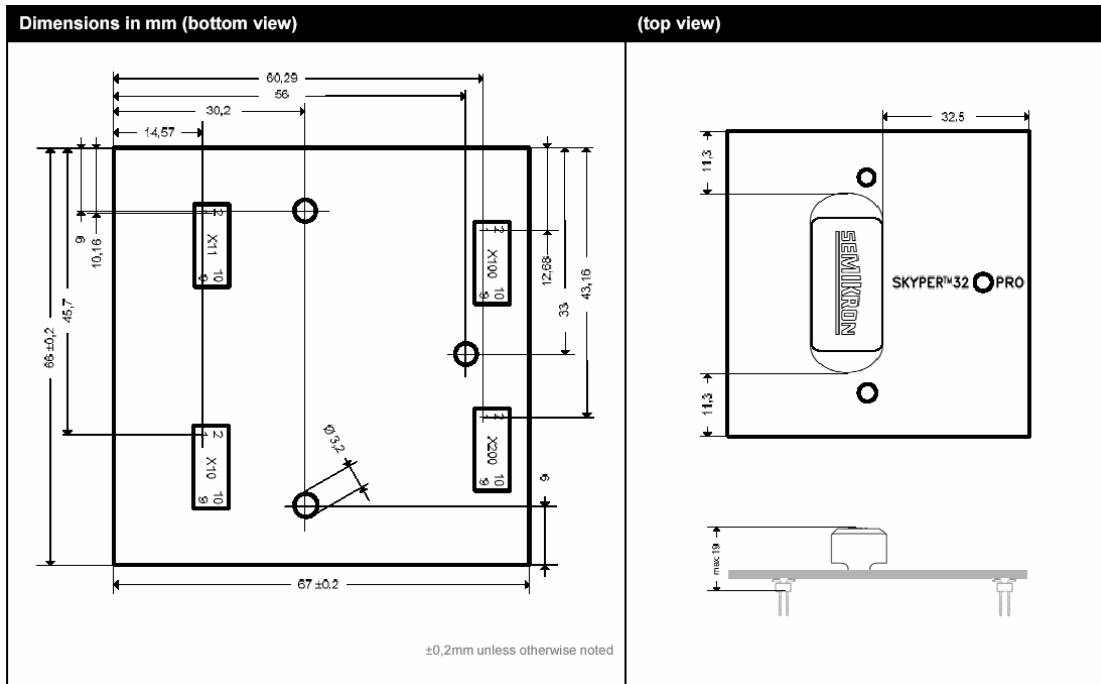
- Driver for IGBT modules in bridge circuits in choppers, inverter drives, UPS and welding inverters
- DC bus voltage up to 1200V

Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Conditions	Values	Units
V_S	Supply voltage primary	16	V
V_{IH}	Input signal voltage (High)	$V_S + 0,3$	V
V_{IL}	Input signal voltage (Low)	$GND - 0,3$	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	15	A
$I_{outAVmax}$	Output average current	50	mA
f_{max}	max. switching frequency	50	kHz
V_{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT ¹⁾	1700	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/ μ s
V_{isolIO}	Isolation test voltage input - output (AC, rms, 2s) ²⁾	4000	V
V_{isolPD}	Partial discharge extinction voltage, rms, $Q_{PD} \leq 10pC$ ³⁾	1500	V
V_{isol12}	Isolation test voltage output 1 - output 2 (AC, rms, 2s) ²⁾	1500	V
R_{Gonmin}	Minimum rating for R_{Gon}	1,5	Ω
$R_{Goffmin}$	Minimum rating for R_{Goff}	1,5	Ω
$Q_{outpulse}$	Max. rating for output charge per pulse	6,3	μ C
T_{op}	Operating temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C
T_{stg}	Storage temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C

Characteristics $T_a = 25^{\circ}C$, unless otherwise specified					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
V_S	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
I_{SO}	Supply current primary side (no load)	80			mA
	Supply current primary side (max.)			500	mA
V_I	Input signal voltage on/off		15 / 0		V
V_{IT+}	Input threshold voltage (High)			12,3	V
V_{IT-}	Input threshold voltage (Low)	4,6			V
R_{in}	Input resistance (switching signals, HALT signal)		100		k Ω
$V_{G(on)}$	Turn on gate voltage output		+ 15		V
$V_{G(off)}$	Turn off gate voltage output		- 7		V
f_{ASIC}	Asic system switching frequency		8		MHz
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time		1,2		μ s
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time		1,2		μ s
$t_{d(erm)}$	Error input-output propagation time	3,1		5,8	μ s
$t_{d(erm)ext}$	External error (secondary side) input-output propagation time		6,1		μ s
$t_{pERRRESET}$	Error reset time		9		μ s
t_{TD}	Top-Bot Interlock Dead Time	no interlock		4,3	μ s
C_{ps}	Coupling capacitance primary secondary		12		pF
w	weight		34		g
MTBF	Mean Time Between Failure @ $T_a=40^{\circ}C$, max. load		1,3		10^6 h

Block diagram





X11:06	PRIM_CFG_SELECT_IN	Signal for neutralizing locking function	
X11:07	PRIM_CFG_TDT3_IN	Digital adjustment of locking time	Dead time bit #3
X11:08	PRIM_CFG_TDT1_IN	Digital adjustment of locking time	Dead time bit #1
X11:09	PRIM_PWR_GND	GND for power supply and GND for digital signals	
X11:10	PRIM_PWR_GND	GND for power supply and GND for digital signals	

PIN	Signal	Function	Specification
X10:01	PRIM_nPWRFAIL_IN	Under Voltage Reset (supervisor reset to be driven by an external circuitry)	Inverted 15 V logic; 100kOhm impedance; LOW = hold; HIGH = normal operation
X10:02	reserved		
X10:03	PRIM_HALT_OUT	Driver core status output	Digital 15 V logic; max. 2mA; LOW = ready to operate; HIGH = not ready to operate
X10:04	PRIM_HALT_IN	Driver core status input	Digital 15 V logic; 100kOhm impedance; LOW = enable driver; HIGH = disable driver
X10:05	PRIM_PWR_GND	GND for power supply and GND for digital signals	
X10:06	PRIM_PWR_GND	GND for power supply and GND for digital signals	
X10:07	PRIM_TOP_IN	Switching signal input (TOP switch)	Digital 15 V logic; 100kOhm impedance; LOW = TOP switch off; HIGH = TOP switch on
X10:08	PRIM_BOT_IN	Switching signal input (BOTTOM switch)	Digital 15 V logic; 100kOhm impedance; LOW = BOT switch off; HIGH = BOT switch on
X10:09	PRIM_PWR_15P	Drive core power supply	Stabilised +15V ±4%
X10:10	PRIM_PWR_15P	Drive core power supply	Stabilised +15V ±4%
X11:01	reserved		
X11:02	reserved		
X11:03	PRIM_PWR_GND	GND for power supply and GND for digital signals	
X11:04	PRIM_PWR_GND	GND for power supply and GND for digital signals	
X11:05	PRIM_CFG_TDT2_IN	Digital adjustment of locking time	Dead time bit #2

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	15.11.1981	
Doğum yeri	İstanbul	
Lise	1992-1999	Üsküdar Anadolu Lisesi
Lisans	1999-2004	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2005-2008	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makineleri ve Güç Elektronik Programı

Çalıştığı kurumlar

2004-2005	ENEL Enerji Elektronik San. ve Tic. A.Ş.
2005-	TÜBİTAK MAM Enerji Enstitüsü