

EGE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

(DOKTORA TEZİ)

**RÜZGÂR-FOTOVOLTAİK
HİBRİT GÜÇ SİSTEMLERİNİN
YAPAY SİNİR AĞLARI İLE KONTROLÜ**

Kerim KARABACAK

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Numan Sabit ÇETİN

Güneş Enerjisi Anabilim Dalı

Sunuş Tarihi : 21.11.2016

Bornova-İZMİR

2016

Kerim KARABACAK tarafından doktora tezi olarak sunulan “Rüzgâr-Fotovoltaik Hibrit Güç Sistemlerinin Yapay Sinir Ağları ile Kontrolü” başlıklı bu çalışma E.Ü. Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği ile E.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Eğitim ve Öğretim Yönergesi’nin ilgili hükümleri uyarınca tarafımızdan değerlendirilerek savunmaya değer bulunmuş ve 21.11.2016 tarihinde yapılan tez savunma sınavında aday oybirliği/oyçokluğu ile başarılı bulunmuştur.

Jüri Üyeleri:

İmza

Jüri Başkanı	:	
Raportör Üye	:	
Üye	:	
Üye	:	
Üye	:	

EGE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ETİK KURALLARA UYGUNLUK BEYANI

E.Ü. Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin ilgili hükümleri uyarınca Doktora Tezi olarak sunduğum “Rüzgâr-Fotovoltaik Hibrit Güç Sistemlerinin Yapay Sinir Ağları ile Kontrolü” başlıklı bu tezin kendi çalışmam olduğunu, sunduğum tüm sonuç, doküman, bilgi ve belgeleri bizzat ve bu tez çalışması kapsamında elde ettiğimi, bu tez çalışmasıyla elde edilmeyen bütün bilgi ve yorumlara atıf yaptığımı ve bunları kaynaklar listesinde usulüne uygun olarak verdiğimi, tez çalışması ve yazımı sırasında patent ve telif haklarını ihlal edici bir davranışımın olmadığını, bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya diğer bir üniversitede başka bir tez çalışması içinde sunmadığımı, bu tezin planlanmasından yazımına kadar bütün safhalarda bilimsel etik kurallarına uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul edeceğimi beyan ederim.

21 / 11 / 2016

Kerim KARABACAK

ÖZET**RÜZGÂR-FOTOVOLTAİK HİBRİT GÜÇ SİSTEMLERİNİN
YAPAY SİNİR AĞLARI İLE KONTROLÜ**

KARABACAK, Kerim

Doktora Tezi, Güneş Enerjisi Anabilim Dalı
Tez Danışmanı: Doç. Dr. Numan Sabit ÇETİN

Haziran 2016, 105 sayfa

Rüzgâr ve güneş enerjisi günümüzde en çok kullanılan yenilenebilir enerji kaynaklarıdır. Güneş enerjisi; güneş ışınımı, sıcaklık, bulutlanma vb. parametrelerin sürekli değişmesi nedeni ile sürekli bir enerji kaynağıdır. Bunun yanında, rüzgâr enerjisi de rüzgâr hızı ve rüzgâr esme yönü parametrelerinin anlık olarak sürekli değişmesi nedeniyle sürekli bir enerji kaynağıdır. Günümüzde, güneş ve rüzgâr enerjisindeki sürekliliğe çözüm olmak amacı ile hibrit yenilenebilir enerji sistemi yaklaşımı benimsenmiştir. Hibrit yenilenebilir enerji sistemleri, birden fazla yenilenebilir enerji sisteminin birlikte enerji üretmek için kullanıldığı sistemlerdir. Bu sayede güneş ve rüzgâr enerjilerinden ortamda hangileri mevcut ise (güneş enerjisi mevcut iken rüzgâr enerjisi mevcut olmayabilir, rüzgâr enerjisi mevcut iken güneş enerjisi mevcut olmayabilir, veya güneş enerjisi ve rüzgâr enerjisi ikisi birden mevcut olabilirler.) bu enerjilerden en iyi şekilde faydalanma esasına dayalı çalışan sistemlerdir. Elektrik enerjisi elde etmek için güneş ve rüzgâr enerjisinin ikisini beraber veya ayrı ayrı kullanabilen hibrit güç sistemleri, elektrik enerjisi üretiminde fosil yakıtlara olan bağımlılığı azaltma açısından önemli bir uygulama alanına sahiptir ve gün geçtikçe de bu tarz sistemlerin uygulama alanlarının artacağı öngörülmektedir.

Hibrit güç sistemleri tasarımı ve operasyonunda karşılaşılan en büyük problemlerden birisi çıkış geriliminin ayarlanmasındaki zaman gecikmesidir. Klasik kontrol metodları, çıkış geriliminden ve giriş geriliminden sürekli örnekler alarak bu örnekleri referans değerler ile karşılaştırıp hata oranını sıfıra indirerek çıkış gerilimini istenilen değere ayarlamaya çalışmaktadır. Bu nedenle, çıkış geriliminde belirli bir gerilim aralığında dalgalanmalar söz konusu olmaktadır. Bu durumun önüne geçilme için hibrit güç sistemlerinde farklı kontrol teknikleri kullanılmalıdır.

Yapay Sinir Ağları (YSA) tekniği, insan beynindeki nöron hücrelerinin çalışma prensibi dikkate alınarak geliştirilmiş bir çeşit yapay zeka algoritmasına dayanan bir kontrol tekniğidir. YSA, belirli bir eğitim verisi ile eğitildikten sonra, eğitilmediği veriler için de çıkarımda bulunabilen ve hızlı karar verebilen yapısı ile kontrol uygulamalarında kullanılabilmektedir. Bu teknik ilk çıktığı yıllarda bilgisayar uygulamalarını gerçekleştirmek için yeterli teknoloji mevcut değildi. Fakat günümüzde, yapay sinir ağlarının gelişen teknolojisi ve uygulama maliyetlerinin geçmişe göre çok daha düşük olması göz önünde bulundurulduğunda, kontrol uygulamaları için tasarlanan yapay sinir ağlarının mikrodenetleyici veya mikrobilgisayar içerisine gömülerek sistem tanılama ve kontrol amaçlı kullanımları da kolaylaşmıştır. Bu bağlamda, tez kapsamında rüzgâr-fotovoltaik hibrit güç sistemlerini tanılama ve kontrol amaçlı bir yapay sinir ağı modeli tasarlanmış, tasarlanan sinir ağı modeli bir mikrobilgisayara gömülerek örnek bir hibrit güç sistemini kontrol amaçlı kullanılmıştır. Tez çalışmasında, Ege Üniversitesi Güneş Enerjisi Enstitüsü'nde kurulu olan 3 kW kapasiteli rüzgâr türbini ve 2 kW kapasiteli fotovoltaik paneller kullanılmıştır. Gerçeklenen sistemde, fotovoltaik panellerin ve rüzgâr türbininin çıkış gerilimini kontrol etmek üzere yükseltici konvertör devresi (boost konvertör) tasarlanmıştır. Yükseltici konvertörün görev zamanını ayarlamak için yapay sinir ağı tabanlı kontrolör kullanılarak yükseltici konvertör çıkış gerilimi, belirli bir aralıkta sabit tutulmuştur. Bu sayede sistem içerisinde tek bir DC bara ve tek bir invertör ünitesi kullanılarak enterkonnekte şebekeye bağlantı gerçekleştirilmiştir. Sisteme bağlanmış olan rüzgâr türbininin ve fotovoltaik panellerin optimum şekilde çalışması sağlanmıştır.

Önceki çalışmalardan farklı olarak, YSA tabanlı kontrol algoritması özgün olarak geliştirilmiştir. Sistem, çeşitli çevre ve yük koşullarında çıkış geriliminin genliğini sabit tutacak şekilde tasarlanmıştır. Tasarımı gerçekleştirilen YSA, tablet bilgisayar içerisine gömülerek modüler çalışması sağlanmıştır. Sistem ile rüzgâr-fotovoltaik hibrit güç sistemlerinin kullanımı için özgün ve yerli bir invertör ünitesi prototipi gerçekleştirilmiştir.

Anahtar sözcükler:Hibrit güç sistemleri, rüzgâr, fotovoltaik, yapay sinir ağları, kontrol.

ABSTRACT**ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS FOR CONTROLLING
WIND-PV POWER SYSTEMS**

KARABACAK, Kerim

MSc in Electrical & Electronics Eng.

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Numan Sabit ÇETİN

June 2016, 105 pages

Wind and solar energy are the most commonly used renewable energy sources today. Solar energy is a source of energy that is discontinuous due to the constant change of parameters such as solar radiation, temperature, cloudiness and so on. In addition, wind energy is a discontinuous source of energy because of the instantaneous constant change of wind speed and wind direction parameters. Today, a hybrid renewable energy system approach has been adopted with the aim of being a solution to the discontinuity of solar and wind energy. Hybrid renewable energy systems are systems in which more than one renewable energy system is used to generate energy together. In this case, solar and wind energy systems are based on the best way to utilize these energies in the environment (solar energy may not exist when there is solar energy, solar energy may not exist when wind energy is present, or solar energy and wind energy may be both.). Hybrid power systems, which can use either solar or wind energy to generate electricity, have a significant application area in terms of reducing dependence on fossil fuels in the production of electric energy, and it is anticipated that the application areas of such systems will increase day by day.

One of the biggest problems in the design and operation of hybrid power systems is the time delay in adjusting the output voltage. Conventional control methods try to adjust the output voltage to the desired value by comparing these samples with the reference values by taking continuous samples from the output voltage and input voltage and reducing the error ratio to zero. For this reason, fluctuations occur in the output voltage at a certain voltage range. To avoid this situation, different control techniques should be used in hybrid power systems.

Artificial Neural Networks (ANN) technique is a control technique based on a kind of artificial intelligence algorithm that is developed considering the working principle of neuron cells in the human brain. After being trained with a specific training data, ANN can be used for control applications where it can be inferred for the data that has not been trained and can be decided quickly. Not enough technology was available to implement computer applications in the first years of this technique. However, nowadays, when artificial neural networks are considered to have a much lower technological and application costs than the past, artificial neural networks designed for control applications have been embedded in microcontrollers or microcomputers, making their use for system diagnosis and control easier. In this context, an artificial neural network model was designed for the detection and control of wind-photovoltaic hybrid power systems. The designed neural network model was embedded in a microcomputer and a hybrid power system was used for control. In the thesis study, a 3 kW capacity wind turbine and 2 kW capacity photovoltaic panels were installed at Ege University Solar Energy Institute. In the actual system, a boost converter is designed to control the output voltage of the photovoltaic panels and the wind turbine. Using the artificial neural network controller to adjust the duty cycle of the boost converter, the output voltage of the boost converter is kept constant within a certain range. In this system, a single DC bus and a single inverter unit are used to connect to the interconnected network. Optimum operation of the wind turbine and photovoltaic panels connected to the system is ensured.

Unlike previous studies, the ANN-based control algorithm was originally developed. The system is designed to keep the output voltage constant at various environmental and load conditions. Designed ANN was embedded in the tablet computer and modular operation was provided. A prototype of a unique and native inverter unit has been implemented for the use of wind-photovoltaic hybrid power systems with the system.

Keywords:Hybrid power systems, wind, photovoltaic, artificial neural networks, control.

TEŞEKKÜR

Bu çalışma süresince değerli katkıları ile beni yönlendiren danışmanım Doç.Dr.Numan Sabit ÇETİN'e, yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen Yrd. Doç.Dr. Necdet YILDIZ'ave Yrd. Doç. Dr. Ali Murat ATEŞ'e teşekkür ederim.

Tez çalışmamı, “TÜBİTAK 2211/C Öncelikli Alanlar Yurt İçi Lisansüstü Burs Programı” desteği ve “TÜBİTAK 1001-112E569” numaralı proje desteği ile desteklediği için TÜBİTAK' a teşekkürü borç bilirim.

Hayatım boyu yaptığım bilimsel çalışmalarda bana manevi desteğini esirgemeyen anne-babama ve sevgili eşime en büyük teşekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	Vii
ABSTRACT	ix
TEŞEKKÜR	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ	xvi
ÇİZELGELER DİZİNİ	xxii
1. GİRİŞ	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR	3
2.1 Fotovoltaik Sistemlerin Modellenmesi, Simülasyonu ve Kontrolü	3
2.1.1 Fotovoltaik Sistemlerin Modellenmesi ve Simülasyonu.....	3
2.1.2 Fotovoltaik Modül Kontrolü.....	6
2.1.3Maksimum Güç Noktası Kontrolü.....	9
2.1.4Fotovoltaik Sistemler için Yapay Sinir Ağı Uygulamalarında VHDL, FPGA ve DSP Kullanımı.....	11
2.2Rüzgâr Güç Sistemlerinin Kontrolü	12
2.3Hibrit Güç Sistemlerinin Kontrolü	18
2.3.1Şebekeden Bağımsız Hibrit Güç Sistemlerinde Maksimum Güç Noktası Kontrolü.....	18

İÇİNDEKİLER (devam)

Sayfa

2.3.2AC Şebekeye Bağlı Hibrit Güç Sistemlerinin Yapay Sinir Ağı ile Simülasyonu.....	23
3.YAPAY SİNİR AĞLARI	27
3.1Biyolojik Yapay Sinir Ağları	27
3.2Nöron Modeli.....	30
3.3Yapay Sinir Ağları Yapıları	31
3.3.1 Tek Katmanlı İleri Beslemeli Yapay Sinir Ağları	32
3.3.2 Çok Katmanlı İleri Beslemeli Yapay Sinir Ağları	32
3.3.3 Radyal Tabanlı Yapay Sinir Ağları.....	33
3.3.4 Dinamik (Diferansiyel) Veya Tekrarlı Yapay Sinir Ağları	34
4.YENİLENEBİLİR ENERJİ SİSTEMLERİNDE KULLANILAN GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİ.....	36
4.1 Boost Konverter	36
4.2 İnvörtör Devreleri.....	38
5 TASARIM VE İMALAT.....	66
5.1 Boost Konvertör Devresinin ISIS Programı Kullanılarak Modellenmesi, Simülasyonu ve İmal Edilmesi	67
5.1.1 Boost Konvertör Kontrol Kartı Algoritması	69

İÇİNDEKİLER (devam)

Sayfa

5.1.2 Boost Konvertör Kontrol Kartının İmal Edilmesi	71
5.2 Voltaj Algılayıcı Devre Kartının Tasarımı ve İmalatı.....	73
5.3 Boost Konvertör Ünitesinin İmalatı.....	75
5.4 İnvertör Ünitesi Tasarımı.....	76
5.5 Boost Konvertör Kontrol Kartı Ve Voltaj İzleyici Kartının Senkronize Çalışması İçin Gerekli Programın Matlab Programında Kodlanması ve Arayüz Tasarımı	82
5.6 Yapay Sinir Ağı Tasarımı, Eğitimi ve Testi	83
5.6.1 Boost Konvertör Ünitesi İçin YSA Tasarımı, Eğitimi Ve Testi.....	83
6. DENEYLER VE ALINAN SONUÇLAR.....	88
6.1 IGBT Tetiklenme Sinyali Testi	88
6.2 Sistem Çıktı Testleri	89
6.2.1 Düşük Gerilimde Boşta Çalışmada İnvertör Çıkış Gerilimi Görünümü	89
6.2.2 Yüksek Gerilim Boşta Çalışma Testi	90
6.2.3 Yük Altında Çalışma Testi	93
7.DEĞERLENDİRME VE SONUÇLAR	98
KAYNAKLAR DİZİNİ.....	103
EKLER.....	

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
2. 1 Fotovoltaik sistemden sinyal üretmek için kullanılan RBF-IRR modeli... 4	
2. 2 YSA tabanlı PV sistem modeli..... 5	
2. 3 Varsayılan fotovoltaik modelin temel konfigürasyonu.....6	
2. 4 Güneşi iki ekseninde izleyebilen güneş panel.....7	
2. 5 Güneş izleyen sistemin şematik gösterimi..... 8	
2. 6 Birinci, ikinci mertebeden fonksiyonlar ve YSA kullanılarak yapılan çıkarımlar sonucu oluşan ortalama bağıl hatalar.....8	
2.7 Gerçek zamanlı maksimum güç noktası kontrolü şematik gösterimi9	
2. 8 Yapay sinir ağı ile gerçek zamanlı maksimum güç noktası kontrolü sonuçları..... 10	
2.9 DSP kontrol sistemi.....12	
2.10 Şebeke bağlantılı rüzgar güç sistemi konfigürasyonu.....13	
2. 11 Rüzgar türbini kanat açısını kontrol etmek için kullanılan yapay sinir ağı modeli.....13	
2.12 Öğreticili YSA ve RBF tabanlı kontrolörler ile kapalı çevrim sistem dizaynı..... 14	
2. 13 Rastgele referans rüzgar hızları ve kapalı çevrim sistem cevabı..... 15	
2. 14 Rüzgar türbini, dizel generatör ve fotovoltaik diziden oluşan hibrit güç üretim sistemi..... 19	

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

Şekil

Sayfa

2. 15	Fotovoltaik dizi için P&O algoritması ve RBFN kullanımı sonucunda bulunan maksimum güç noktaları.....	20
2. 16	Rüzgar-fotovoltaik hibrit güç sistemi yük akımının yapay sinir ağı ile kontrolü simülasyon blok şeması.....	21
2. 17	Rüzgar-fotovoltaik hibrit güç sistemini kontrol etmek için kullanılan yapay sinir ağı yapısı.....	22
2. 18	Talep edilen yüke karşılık yapay sinir ağı ile kontrol edilen sistemin güç üretimi	23
2. 19	Hibrit yenilenebilir enerji sistemi yapılandırması.....	24
2. 20	Yapay sinir ağı öğreticisi, giriş ve çıkışları.....	24
2. 21	Rüzgar hızının zamanla değişimi.....	25
2. 22	Zaman ile rüzgardan üretilen güç.....	25
2. 23	Referans ve üretilen güç.....	25
2. 24	Enerji transfer işareti: k_{sign}	25
2. 25	Dizel generatör gücü.....	26
2. 26	Dizel generatör gücü.....	26
3.1	Biyolojik nöron şekli.....	28
3. 2	Biyolojik yapay sinir ağı.....	29

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
3. 3 Nöronda eşik değeri gösterimi.....	29
3. 4 Akson üzerinde bilgi iletimi.....	30
3. 5 Nöron modeli.....	31
3. 6 Basitleştirilmiş nöron modeli.....	31
3. 7 Tek katmanlı yapay sinir ağı yapısı.....	32
3. 8 Çok katmanlı yapay sinir ağı.....	33
3. 9 Radyal tabanlı yapay sinir ağı yapısı.....	34
3. 10 Kesikli zamanlı tekrarlı yapay sinir ağı.....	35
4. 1 Boost Konverter yapısı.....	36
4. 2 Bir fazlı yarım-köprü VKİ.....	40
4. 3 Yarım-köprü VKİ’de SPWM için ideal dalga şekilleri. ($m_a=0.8$, $m_f=9$)...	41
4. 4 Yarım-köprü VKİ’ de SPWM tekniği kullanıldığında normalize edilmiş AC çıkış gerilimin temel bileşeni.....	43
4. 5 Yarım-köprü VKİ. Kare dalga modülasyon tekniği için ideal dalga formları.....	45
4. 6 Yarım-köprü VKİ’de SHE tekniği için ideal dalga şekilleri.....	47
4. 7 SHE için kısıyıcı açıları ve yarım-köprü VKİ için temel bileşenin genliğinin kontrolü.....	48

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
4. 8 Bir fazlı tam-köprü invertör.....	50
4. 9 Tam-köprü VKİ’de tek kutuplu SPWM için ideal dalga şekilleri. ($m_a=0.8$, $m_f=8$).....	52
4. 10 Yarım-köprü VKİ’de SHE tekniği için ideal dalga şekilleri.....	54
4. 11 Tam-köprü VKİ için çıkış geriliminin voltaj iptal yöntemi ile kontrolü için ideal dalga şekilleri.....	55
4. 12 Üç fazlı VKİ yapısı.....	57
4. 13 Üç fazlı VKİ’de SPWM için ideal dalga şekilleri ($m_a=0.8$, $m_f=9$).....	60
4.14 Üç fazlı VKİ için kare-dalga çalışma.....	61
4. 15 Sıfır dizi sinyal jeneratörü ($m_a=1$, $m_f=9$).....	62
4. 16 Sıfır dizi enjeksiyonu ile üç fazlı VKİ’de SPWM için ideal dalga şekilleri ($m_a=0.8$, $m_f=9$).....	63
4. 17 Üç fazlı VKİ’de SHE tekniği için ideal dalga şekilleri.....	64
4. 18 SHE için kırıyıcı açıları ve üç fazlı VKİ’ de temel gerilim kontrolü.....	65
5. 1 Tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen Yapay Sinir Ağı kontrollü hibrit güç sisteminin şematik gösterimi.....	66
5. 2 Boost konvertör ünitelerinin dc bara bağlantısı ve invertör ünitesinin şebeke bağlantısı.....	67
5. 3 Güneş panelleri ve rüzgâr türbini çıkış gerilimlerini ayarlamak için kullanılan boost konvertör devre şeması.....	68

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
5. 4 Simülasyon sonucunda boost konvertör çıkışındaki voltaj.....	69
5. 5 Boost konvertör devresi için seri port kesme rutini akış şeması.....	70
5. 6 Boost konvertör için mikrodnetleyici ana program rutini.....	71
5. 7 Boost konverter kontrol kartı şematik gösterimi.....	72
5. 8 Boost konverter kontrol kartı PCB çizimi.....	72
5.9.a Voltaj izleyici devre besleme katı.....	73
5. 10 Voltaj izleyici devre PCB çizimi.....	75
5. 11 Boost konvertör ünitesi iç ve dış görünümü (Boost konvertör kontrol kartı, bobin, kondansatör, voltaj izleyici devre, tablet bilgisayar).....	76
5. 12a Boost konvertör ünitesi çıkışı için tasarlanan 3 fazlı invertörün şematik çizimi.....	77
5. 13 İntertör devre kartı PCB çizimi.....	79
5. 14 3 faz invertör için mikrodnetleyici tetiklemelerinin aktif olduğu zaman aralıkları.....	80
5. 15 3 faz High ve low side IGBT'ler için mikrodnetleyici tetiklemesinyelleri.....	81
5. 16 Kontrol yazılımı kullanıcı arayüzü.....	82
5. 17 Fotovoltaik paneller ve rüzgâr türbini çıkış voltajını kontrol etmek için kullanılan yapay sinir ağı yapısı.....	85

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
5. 18 Boost konvertör için çalışma uzayı.....	86
5. 19 Boost konvertör çalışma uzayının Vo-D ekseninden görünümü.....	86
5. 20.a YSA' nın Eğitimi, doğrulaması ve testi için kullanılan örnekleme sayıları, ortalama karesel hata değerleri ve ortalama karesel hatanın karekökü değerleri.....	87
6. 1 Sistemdeki bir IGBT elemanının Gate-Source gerilimi.....	88
6. 2 Sistem düşük gerilimde çalıştırıldığında elde edilen invertör çıkış gerilimi dalga şekli.....	89
6. 3 12V DC giriş geriliminde boost konvertör ünitesinin %95 görev zamanı ile çalışması sonucu DC bara üzerindeki gerilim.....	90
6. 4.a Boost konvertör ünitesi %95 görev zamanında çalışıyor iken, invertör ünitesine yük bağlı değilken invertör çıkışlarındaki gerilimlerin RMS değerleri ve faz açıları.....	91
6. 5.a 12V giriş gerilimine karşılık %95 görev zamanında boost konvertör çıkış gerilimi (yük altında).....	94
7. 1 Klasik kontrolör kullanıldığında DC çıkış gerilimi dalga şekli.....	101
7. 2 YSA kontrolör kullanıldığında DC çıkış gerilimi dalga şekli.....	101

ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>Çizelge</u>	<u>Sayfa</u>
2.1 Gerçekve Tahmin Edilen Değerler Arasındaki Hata	3
2.2 RüzgarTürbini için ENN Ve PI Kontrolörün Performans Karşılaştırması ..	18
4.1 BirFazlı Yarım-Köprü VKİ için Anahtarlama Durumları	38
4.2 Tam-Köprü VKİ için Anahtarlama Durumları	48
4.3 Üç FazlıVKİ için Anahtarlama Durumları.....	56
5.1 3 Fazlı İnvertörde Her Bir IGBT’yi Tetiklemek için Kullanılan Mikrodenetleyici Portları	77
5.2 Gizli katman sayısı ve gizli katmandaki nöron sayısına karşılık ortalama karesel hata.....	84

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
V	Voltaj (Volt)
A	Akım (Amper)
I_{dc}	Çıkış akımı (Amper)
V_{dc}	Terminal voltajı (Volt)
V_{op}	Çalışma gerilimi (Volt)
I_{op}	Çalışma akımı (Amper)
$P_{ref-rev}$	Düzenlenmiş referans gücü (watt)
$P_l(t)$	Hat gücü (watt)
$u(t)$	Çıkış sinyali
C_p	Güç Katsayısı
k_{sign}	Enerji transfer işareti
k_{stat}	Dizel jeneratör durumu
D	Görev zamanı
V_{in}	Giriş gerilimi (Volt)
V_{out}	Çıkış gerilimi (Volt)
$V_{in(min)}$	En küçük giriş gerilimi (Volt)
f_s	En küçük anahtarlama frekansı (Hz)

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
L	Endüktans (Henry)
ΔI_L	Bobin akımındaki dalgalanma (Amper)
$I_{LIM(min)}$	SW anahtarı akım limiti (Amper)
I_{maxout}	En büyük çıkış akımı (Amper)
$I_{sw(max)}$	Maksimum anahtarlama akımı (Amper)
m_a	Modülasyon indisi
v_c	İstenilen AC çıkış gerilimi (Volt)
v_{Δ}	Taşıyıcı sinyal
v_o	AC çıkış gerilimi (Volt)
f_h	Harmonik frekansı (Hz)
$\emptyset$	Güç katsayısı
V_{pv}	Fotovoltaik panel gerilimi (Volt)
V_t	Türbin gerilimi (Volt)
D_{pv}	Fotovoltaik panel çıkışı görev zamanı
D_t	Türbin çıkışı görev zamanı

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)

<u>Kısaltmalar</u>	<u>Açıklama</u>
YSA	Yapay Sinir Ağları
RBF	Radial Basis Function – Dairesel Tabanlı Fonksiyon
MLP	Multi Layer Perceptron – Çok Katmanlı Algılayıcı
PI	Proportional and Integrative – Orantısal ve İntegralsel
DC	Doğru Akım
Adaline	Adaptif doğrusal eleman
AC	Alternatif Akım
P&O	Perturb an Observe – Rahatsız et ve Gözle
RBFN	Radial Basis Function Network – Dairesel Tabanlı Fonk. Ağı
ENN	Elman Tipi Sinir Ağları
GA	Genetik Algoritma
KSO	Kuş Sürüsü Optimizasyonu
AKHD	Ayarlanabilir Hız Kontrol Devresi
KGK	Kesintisiz Güç Kaynağı
VKİ	Voltaj Kaynaklı İnvertör
AKİ	Akım Kaynaklı İnvertör
PWM	Pulse Width Modulation – Darbe Genliği Modülasyonu

SPWM	Sinüzoidal Darbe Genliği Modülasyonu
SHE	Seçici Harmonik Eleme
PCB	Printed Circuit Board – Baskı Devre Kartı
ADC	Analog – Dijital Çevirici
PC	Kişisel Bilgisayar
RMS	Root Mean Square – Ortalama Karesel Kök



1. GİRİŞ

Günümüzde, fosil yakıtlar enerji ihtiyacımızı karşılamak için temel enerji kaynağı olarak kullanılmaktadırlar. Bununla birlikte, dünya nüfusunun sürekli artmasından dolayı dünya çapındaki enerji talebi artmakta ve fosil yakıt rezervleri gün geçtikçe azalmaktadır. Aynı zamanda fosil yakıtların kullanımı çevreye önemli ölçüde zarar vermektedir. Bu sebeplerden dolayı yenilenebilir enerji kaynaklarına olan ihtiyaç gün geçtikçe artmaktadır.

Yenilenebilir enerji kaynakları içerisinde en çok kullanılanları güneş enerjisi ve rüzgâr enerjisidir. Bunun yanında, güneş ve rüzgâ enerjilerinin en büyük dezavantajı süresiz olmalarıdır. Zira güneş enerjisi, güneş ışınımı, sıcaklık, güneşlenme süresi vb. parametrelerin sürekli değişmesinden dolayı; rüzgâr enerjisi de rüzgâr esme yönü ve rüzgâr hızı parametrelerinin sürekli değişmesinden dolayı süresizdirler. Günümüzde, bu probleme çözüm sunmak amacı ile hibrit güç sistemleri kullanılmaktadır. Hibrit sistemler, iki veya daha fazla yenilenebilir enerji kaynağının birlikte enerji üretmek için kullanıldığı sistemlerdir. Bu sistemlerde yenilenebilir enerji kaynaklarının anlık enerji üretebilme kapasiteleri birbirinden farklı olabilmektedir. Örneğin Rüzgâr - fotovoltaik bir hibrit güç sisteminde, güneş ve rüzgâr enerjisi ortamda aynı anda bulunmayabilir. Güneş enerjisi varken rüzgâr enerjisi olmayabilir veya rüzgâr enerjisivarken güneş enerjisi olmayabilir veya her iki enerji kaynağı da ortamda bulunabilir. Bu sayede güneş ve rüzgâr enerjilerinden maksimum verimde faydalanmak amaçlanır.

Hibrit sistem için kaynak olarak kullanılan yenilenebilir enerji kaynaklarından maksimum verimle yararlanabilmek için sistemi oluşturan modüller(alt sistemler) için kontrol mekanizmaları tasarlanması gerekmektedir. Hibrit bir güç sisteminde kontrol sistemi (mekanizmaları), hangi yenilenebilir enerji modülünün ne zaman ne kadar enerji üreteceğini belirler. Aynı zamanda, şebeke ve yük bağlantıları durumlarında çıkış gerilimini ayarlamakla görevlidir. Burada karşılaşılan en büyük problemlerden birisi, çıkış gerilimini ayarlarken yeterince hızlı olunamamasıdır.

Çıkış gerilimini ayarlamak için en çok kullanılan yöntem, klasik kontrol yöntemleridir. Bu tarz kontrolde, kontrolör referans bir gerilim değerini yakalamak için sürekli giriş ve çıkış gerilimini gözlemleyerek çıkış gerilimini referans gerilime adım adım yaklaştırmaya çalışır. Fakat bu işlem zaman alan bir

süreçtir. Klasik kontrolörün zaman alan işlemleri yerine daha modern ve hızlı kontrol yöntemleri kullanılmalıdır.

Günümüzde yapay zeka tekniklerinde oldukça ilerleme kaydedilmiştir. Genetik Algoritma, Karınca Kolonisi Yöntemi, Arı Kolonisi Yöntemi, Tavlama Algoritması, Bulanık Mantık ve Yapay Sinir Ağları, bu yapay zeka tekniklerinden bazılarıdır. Burada önemli olan, uygun yapay zeka tekniğini uygun probleme uygulayabilmektir.

YSA, öğrenbilme yeteneği nedeniyle tercih edilen bir yöntemdir. Bir kapalı sisteme daha önceden uygulanan girdiler ve buna karşılık gelen sistem çıktıları yapay sinir ağına öğretildiğinde; yapay sinir ağı, sisteme daha önceden uygulanmamış girdi değerleri için olası sonuç sinyali çıkarımı yapabilmektedir. Bu çıkarım işlemi kısa sürede gerçekleşmektedir.

Günümüzde yapay sinir ağları; güneş panellerinin kontrol edilmesinde, rüzgar enerjisi çevrim sistemlerinin kontrolünde, ulusal şebekeye bağlı veya bağımsız çalışan hibrit güç sistemlerinin kontrolünde kullanılmaktadır. Tez çalışması kapsamında 5 kW gücünde bir rüzgâr-fotovoltaik hibrit güç sistemi tasarlanmıştır. Tasarlanan sistemin ulusal şebekeye güç aktarabilmesi için gerekli güç elektroniği devreleri özgün olarak tasarlanmıştır. Bunun yanında, güç elektroniği devrelerini kontrol etmek için YSA kullanan bir yazılım geliştirilmiş, geliştirilen yazılım bir tablet bilgisayar içerisine gömülerek güç elektroniği devrelerini kontrol etmesi sağlanmıştır.

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Yapay sinir ağları; fotovoltaik sistemlerin modellenmesinde ve kontrolünde, maksimum güç noktası izlemede, fotovoltaik modüller ile güneş takibi uygulamalarında kullanılmaktadır. Bunların yanı sıra rüzgâr güç sistemlerinin kanat açısı ve yön kontrolünde de kullanılmaktadır.

YSA' nın rüzgar ve fotovoltaik güç sistemleri için ayrı uygulamaları olmasıyla birlikte, hibrit güç sistemlerinin kontrol edilmesinde de etkili biçimde kullanılmaktadırlar. Hibrit sistemlerde hangi üreticinin ne zaman devreye gireceği ve ne zaman devre dışı kalacağının kontrolünde YSA' nın yorum yapabilme yeteneğinden faydalanılmaya çalışılmaktadır.

Statik yapay sinir ağlarının yanı sıra dinamik yapay sinir ağları da hibrit güç sistemlerinin kontrolünde kullanılmaktadır. Giriş ve çıkışların geçmiş zaman değerlerinin kullanıldığı dinamik yapıları yapay sinir ağlarının bu tür simülasyon ve uygulamalarda kullanım alanları gün geçtikçe artmaktadır.

2.1. Fotovoltaik Sistemlerin Modellenmesi, Simülasyonu ve Kontrolü

Fotovoltaik sistem teknolojileri, konvansiyonel güç sistemlerine nazaran daha az çevre kirliliği yaratması sebebi ile elektrik güç sistemleri teknolojisi içerisinde önemli bir yere sahiptir. Fotovoltaik sistemlerin çalışması için gerekli olan güneş, doğrusal olmayan (nonlineer) bir enerji kaynağıdır. Fotovoltaik modüllerden elde edilebilecek maksimum güç, güneş ışıyım süresi ve hücre sıcaklığı gibi çevresel faktörlere bağlıdır. Bu nedenle, güneş panellerinden maksimum güç elde edilebilmesi için sistem tanımlama, modelleme ve kontrol algoritmalarına ihtiyaç vardır.

2.1.1. Fotovoltaik Sistemlerin Modellenmesi ve Simülasyonu

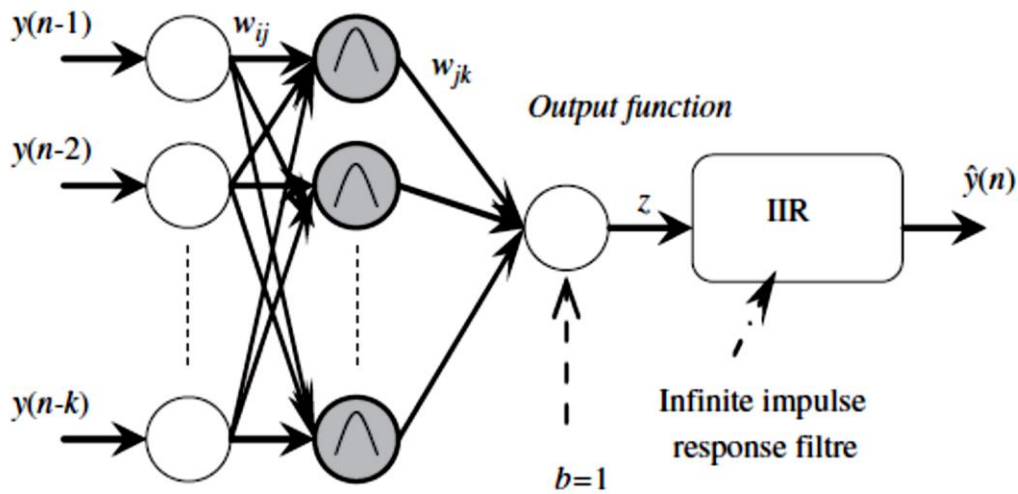
Fotovoltaik sistemlerde matematiksel model oluşturmak için yapay sinir ağları kullanılabilmektedir. Balzani ve Reatti (2005), fotovoltaik modül modelleyen bir yapay sinir ağı uygulaması ortaya koymuşlardır. Simülasyonda, iki gizli katmandan oluşan ileri beslemeli bir yapay sinir ağı kullanılmıştır. Bu çalışma, genel olarak fotovoltaik sistemlerin doğru dizaynı ve optimizasyonu

açısından önemli vermektedir. Gerçek ve tahmin edilen değerler arasındaki hataların ortalama değerleri Çizelge2.1 de görülmektedir.

Çizelge2.1: Gerçek ve tahmin edilen değerler arasındaki hata (Balzani and Reatti, 2005)

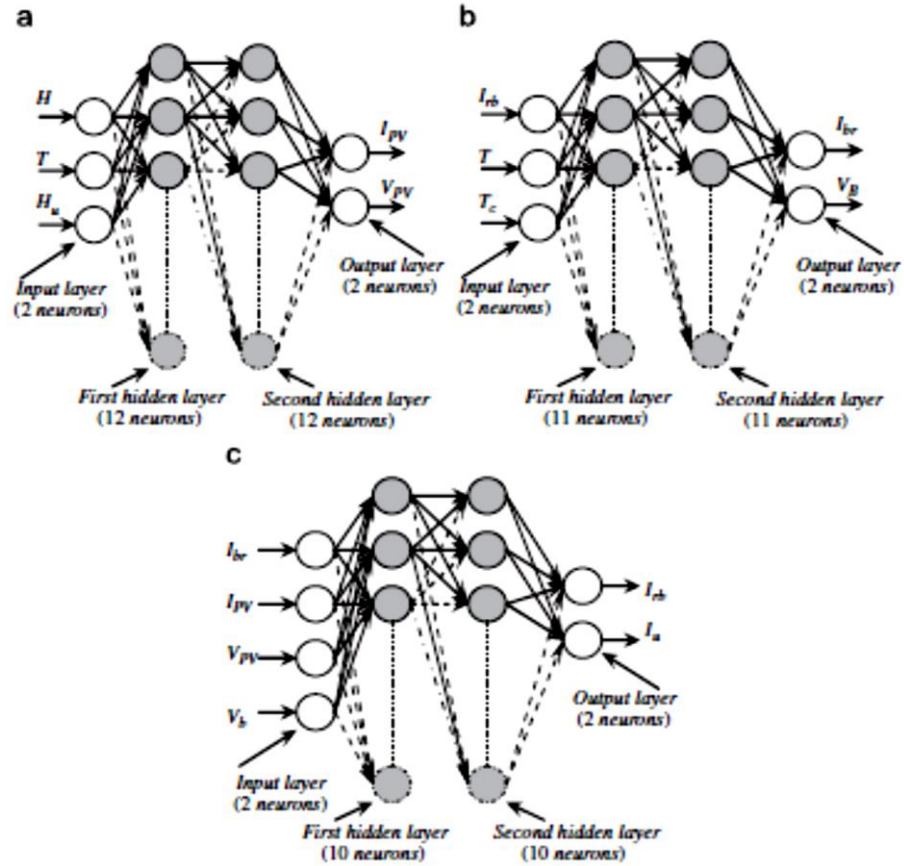
	Kesin Hata	
	Voltaj (V)	Akım (A)
Test 1	0.2517	0.0509
Test 2	0.3022	0.0625
Test 3	0.3589	0.0357

Mellit ve ekibi, yaptığı çalışmalarda RBF(Radial Basis Function – Dairesel Tabanlı Fonksiyon) ve MLP (Multi Layer Perceptron – Çok Katmanlı Algılayıcı) tabanlı iki farklı yapay sinir ağı yapısı kullanmışlardır. Yaptıkları çalışmalarda bu iki yapay sinir ağı modelini fotovoltaik sistemin elektrik sinyallerini modellerken kullanmışlardır. Şekil 2.1, fotovoltaik sistemden elektrik sinyallerini tahminleme için IIR filtre ile kullanılan RBF ağını göstermektedir (Mellit and Benghanem, 2005).



Şekil 2. 1:Fotovoltaik sistemden sinyal üretmek için kullanılan RBF-IRR modeli (Mellit and Benghanem, 2005)

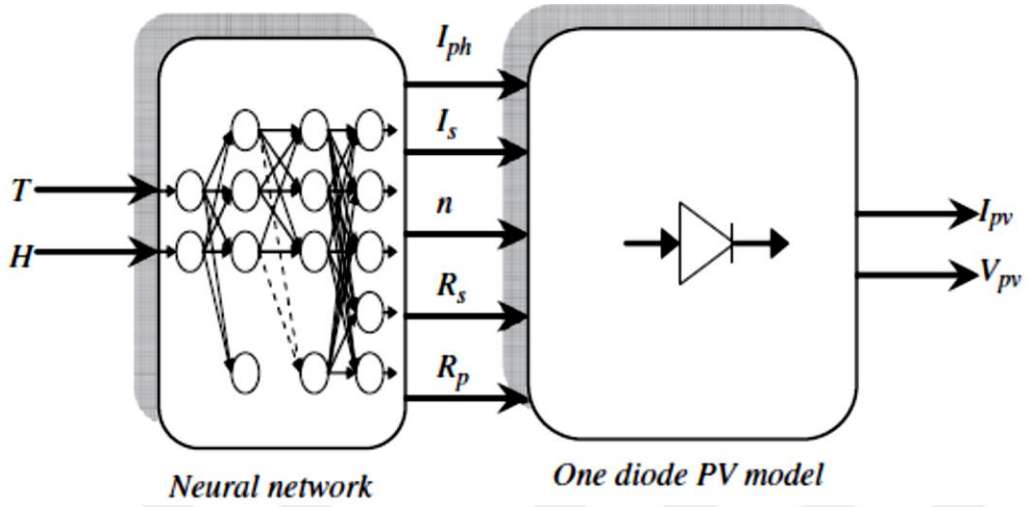
Bu çalışmalara ek olarak, adaptif bir yapay sinir ağı, deneysel bir fotovoltaik sistemi modelleme ve simülasyon için kullanılmıştır. Fotovoltaik sistemin her elemanı için ayrı bir yapay sinir ağı modeli geliştirilmiştir. (YSA-Fotovoltaik generatör, YSA-Batarya ve YSA-Regülatör). Şekil 2.2, fotovoltaik sistem modelleme ve simülasyonu için kullanılan farklı yapay sinir ağı modellerini göstermektedir. Yapay sinir ağı sonuçları ve deneysel çalışma sonuçları arasındaki hata oranları %2,5 ile %8,5 arasındadır (Mellit and Benghanem, 2005).



Şekil 2. 2:YSA tabanlı PV sistem modeli (Mellit and Benghanem, 2005)

Karatepe ve ekibi (2006), bir fotovoltaik modül elektriksel eşdeğer devresinin hassasiyetini iyileştirmek için yapay sinir ağı tabanlı bir yaklaşım kullanmışlardır. Bir fotovoltaik modülün eşdeğer devre parametreleri, temelde güneş ışınımı ve sıcaklığa bağlıdır. Devre parametrelerinin çevre faktörlerine bağlılığı akım-gerilim eğri setleri kullanılarak incelenmiştir. Bu eğriler arasındaki ilişkinin doğrusal olmadığı ve analitik olarak kolayca ifade edilemeyeceği görülmüştür. Şekil 2.3, varsayılan fotovoltaik modelin temel konfigürasyonunu göstermektedir. Varsayılan model ve ölçülen değerlerin sonuçlarının

karşılaştırmasına bakılarak, bütün çalışma koşullarında geleneksel (konvansiyonel) yöntemlerden daha yüksek doğruluk elde edildiği görülmüştür.



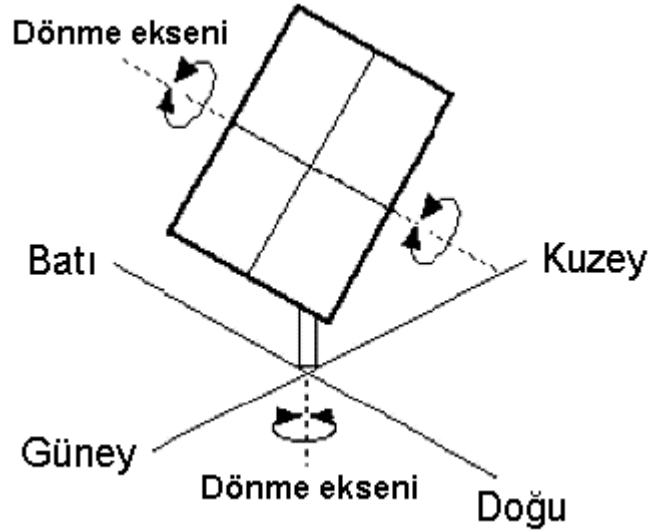
Şekil 2. 3:Varsayılan fotovoltaiik modelin temel konfigürasyonu (Karatepe et al., 2006).

2.1.2. Fotovoltaiik Modül Kontrolü

Güneş modüllerinin en verimli şekilde enerji üretebilmesi için, güneş ışığının paneller üzerine dik ve dike yakın açılar ile düşmesi gerekmektedir. Güneş panellerinin güneşi izleyecek şekilde kontrol edilmesi, güneş modüllerinin verimini arttırmaktadır.

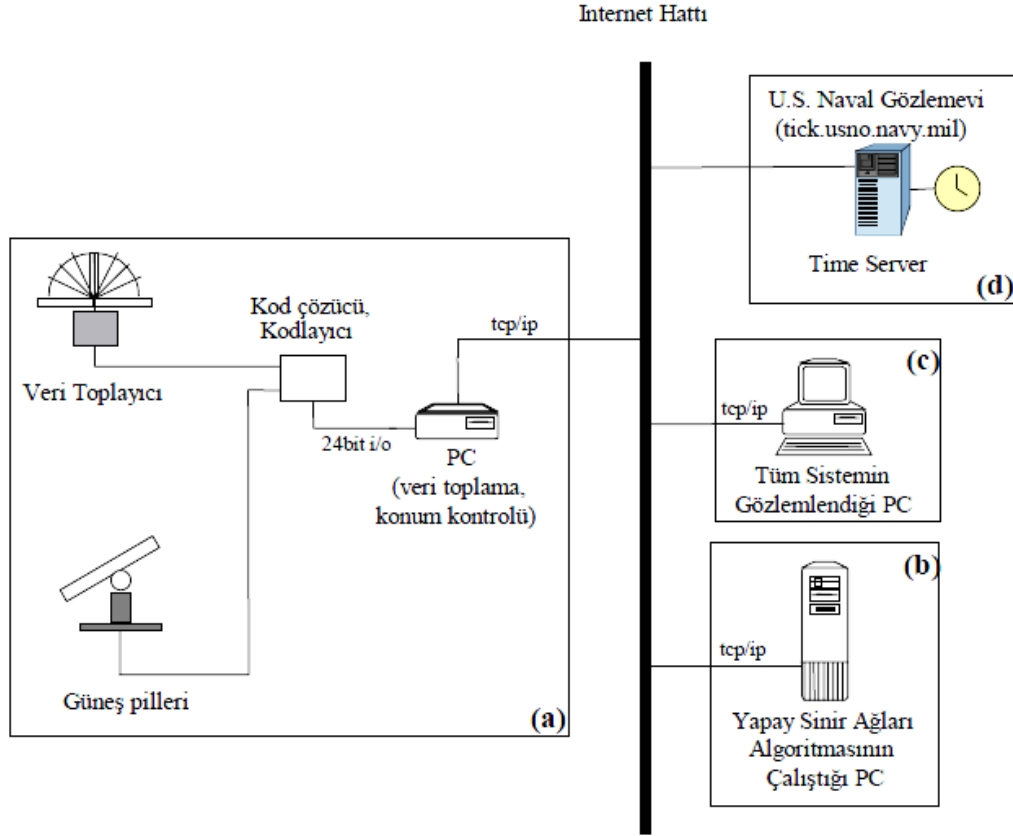
Tüm hava koşulları için fotovoltaiik modülleri güneş enerjisini en iyi şekilde kullanabilecekleri (absorbe edebilecekleri)yöne doğru çevirmek gerekmektedir. Açık havalarda, modüllerin sadece güneşe çevrilmesi yeterli olmaktadır. Fakat bulutlu günlerde bu yetersiz kalmaktadır. Bu tip havalarda, gökyüzünden gelen ışınımın doğrultusu, şiddeti ve güneş modülünün üreteceği enerjiyi tahmin etmek gerekmektedir. Bu tahmin için, hava koşulları ve ışık miktarı bilgilerini toplayan bir ölçü düzeneği kurulmuş, bu düzeneğin topladığı verilere göre de kendini sürekli olarak yenileyen yapay sinir ağı algoritması geliştirilmiştir (Batman, 2001).

Güneşi tek eksen ve iki eksen izleyebilen güneş panelleri mevcuttur. Günümüzde en çok tercih edileni iki eksen izleyebilen panellerdir. Bu tip paneller güneşi hem Kuzey-Güney doğrultusunda, hem de Doğu-Batı doğrultusunda izleyebilmektedirler. Şekil 2.4, güneşi iki eksen izleyebilen güneş panelinin yerleşimini göstermektedir.



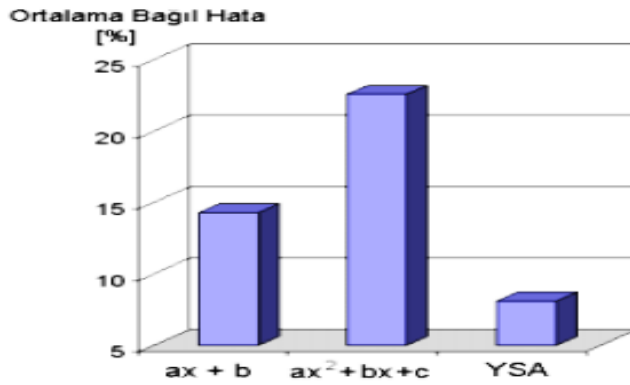
Şekil 2. 4: Güneşi iki eksenle izleyebilen güneş paneli (Batman, 2001).

Şekil 2.4’de verilen düzenek, birbirleri ile internet hattı üzerinden haberleşen, üç temel bileşenden (a,b,c) meydana gelmektedir. Bunların dışında, PC’lerin (kişisel bilgisayar) saatlerinde zaman içinde oluşacak farkların ortadan kaldırılması için tek bir zaman sunucusundan saatlerini ayarlayarak kendi aralarındaki senkronizasyon hatalarını ortadan kaldırmaktadır. Şekil 2.5a’da bulunan bilgisayar, ana program algoritmasının çalıştırıldığı makinedir. Ayrıca, atmosferden ve güneşten gelen ışık enerjisi ile ilgili bilgilerin toplandığı “Veri Toplayıcı” ve “Güneş Modülü”, bu bilgisayar tarafından kontrol edilmektedir. Bilgisayar, 24 (3x8) bitlik bir giriş/çıkış (i/o) kartı ile ölçüm ve kontrol işlemlerini yapmaktadır. Şekil 2.5b, yapay sinir ağları algoritmasının üzerinde çalıştığı bilgisayarı göstermektedir. Şekil 2.5c, tüm düzeneğin çalışmasının izlendiği bilgisayarı göstermektedir. Bu bilgisayarda güneş modüllerinden alınan enerjinin miktarı, güneş modülünün konumu, veri toplayıcının aldığı veriler ve YSA işleyişi gözlenebilmektedir (Batman, 2001).



Şekil 2. 5: Güneş izleyen sistemin şematik gösterimi (Batman, 2001).

Şekil 2.6, güneş panellerinin yönlendirilmesinde birinci ve ikinci dereceden fonksiyon yaklaşımları ile YSA kullanılarak yapılan çıkarımların sonuçlarının hata oranlarının karşılaştırılmasını göstermektedir. Birinci derece ve ikinci derece fonksiyon yaklaşımları, YSA'ya alternatif yaklaşımlardır.



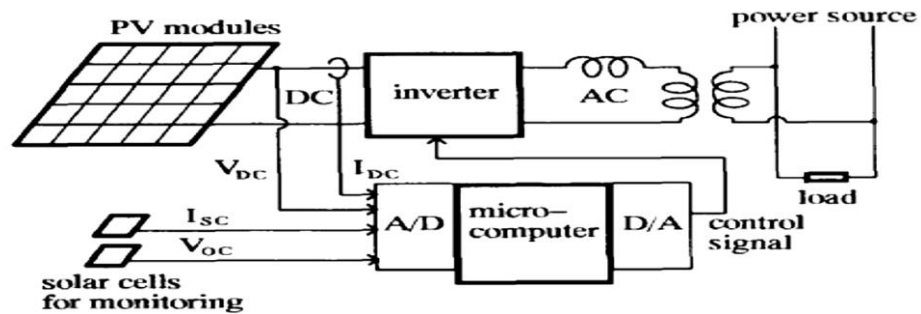
Şekil 2. 6: Birinci, ikinci mertebeden fonksiyonlar ve YSA kullanılarak yapılan çıkarımlar sonucu oluşan ortalama bağlı hatalar (Batman, 2001).

2.1.3. Maksimum Güç Noktası Kontrolü

Fotovoltaik sistemlerde güç üretimi, güneşlenme şiddeti ve ortam sıcaklığı gibi çevresel faktörlerden etkilenmektedir. Bununla birlikte, güneş doğrusal olmayan bir enerji kaynağı olduğundan fotovoltaik modüllerin maksimum güç noktasında çalışmasını kontrol için yapılacak modellemelerde doğrusal denklemler kullanmak doğru olmaz. Bu nedenle, fotovoltaik sistemleri tanımlamak ve modellemek için doğrusal olmayan model yaklaşımları gerekmektedir.

Yapay sinir ağları, bu noktada fotovoltaik sistemleri tanımlamak ve modellemek için bir çözüm yolu sunmaktadır. Ağustos 1992’de, Kumamoto Üniversitesi kampüsündeki bir binanın üzerine güney cephesine 30° ve 90° bakacak şekilde iki adet fotovoltaik modül sabit olarak yerleştirilmiştir. Ayrıca, iki ayrı modül aynı eğim açıları ile güneşi 5’er dakika ara ile takip edecek şekilde monte edilmiştir. Bu sistemi kontrol etmek için yapay sinir ağı tasarlanmıştır. Yapay sinir ağının eğitim bilgileri, fotovoltaik modüllerden yıl içerisinde çeşitli günlerde elde edilen akım ve gerilim bilgilerinden oluşturulmuştur (Hiyama, 1995).

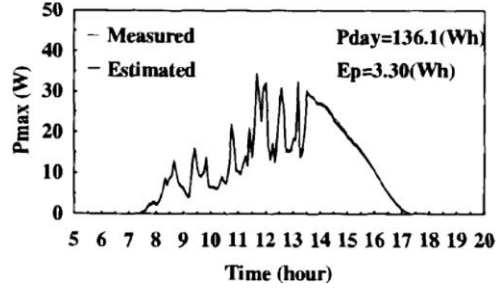
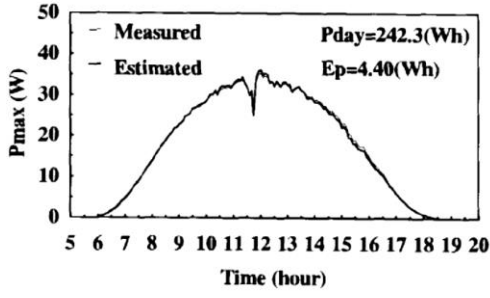
Şekil 2.7, mikrobilgisayar tabanlı güç izleme kontrol sistemini göstermektedir. Bu kontrol sistemi, fotovoltaik modüllerin maksimum güçte çalışma noktasını kesin bir şekilde belirlemek amacı ile tasarlanmıştır. İnverter anahtarlama, mikrobilgisayar içerisindeki yapay sinir ağı yapısı ile kontrol edilmektedir. Çıkış akımı (I_{dc}) ve terminal voltajı (V_{dc}), belirli bir örnekleme frekansı ile ölçülmekte olup olması gereken çalışma gerilimi (V_{op}) ve olması gereken çalışma akımı (I_{op}) ile karşılaştırılmaktadır. Bu karşılaştırma sonucunda üretilen kontrol sinyali, çalışma noktasını kaydırmada kullanılmaktadır.



Şekil 2.7: Gerçek zamanlı maksimum güç noktası kontrolü şematik gösterimi (Hiyama, 1995).

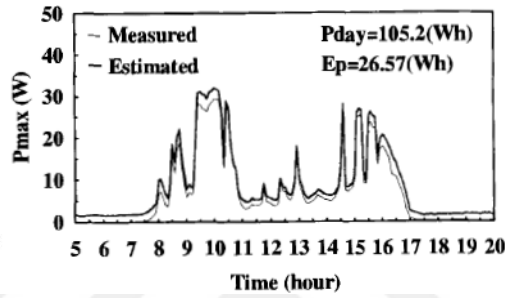
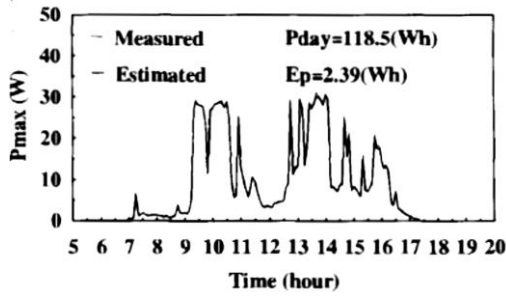
6 Eylül 1992

2 Ocak 1993



24 Ekim 1992

29 Aralık 1992



Şekil 2. 8:Yapay sinir ağı ile gerçek zamanlı maksimum güç noktası kontrolü sonuçları (Hiyama,1995).

Şekil 2.8, Takashi Hiyama ve ekibinin yaptığı çalışmada yapay sinir ağı ile kontrol edilen fotovoltaik modüllerin çeşitli tarihlerde alınan verilere göre maksimum çıkış gücünün ve yapay sinir ağı ile hesaplanan değerlerin karşılaştırmalı grafiklerini içermektedir. Grafiklerden görüldüğü gibi, çoğu durumda yapay sinir ağı sonuçları, gerçek sonuçlara oldukça yakındır.

Veerachary ve Yadaiah çalışmalarında, iki ayrı yük hızında sürülen dc motoru fotovoltaik sistem ile beslemiş ve yapay sinir ağı uygulamasıyla en uygun (optimal) çalışma noktasını belirleme yoluna gitmişlerdir. Solar hücrenin en uygun çalışma noktasını ve sistemin toplam mekanik enerjisini tanımlamak için gradyan tabanlı bir yapay sinir ağı modeli kullanmışlardır. Yapay sinir ağı kullanılan adaptif kontrolör değişik değerlerde güneş ışıınımları ile test edilmiş ve sonuçlar hesaplanan değerlere oldukça yakın çıkmıştır. Tasarlanan kontrolör, fotovoltaik beslemeli sabit mıknatıslı motorlara uygulanabilir niteliktedir (Veerachary and Yadaiah, 2000).

Yapay sinir ağı tabanlı maksimum güç noktası izlemeye yönelik başka bir çalışmada IGBT anahtarlama yüksek verimliliğe sahip bir boost konvertör

kullanılmıştır. Maksimum güç noktası izleme için gerekli referans gerilimi, gradyan tabanlı momentum algoritmali bir yapay sinir ağı ile elde edilmiştir. Benzetim (simülasyon) sonuçları, sistemin oldukça verimli çalıştığını ortaya koymaktadır (Theodore, 2005).

Diğer bir çalışmada yazarlar, yapay sinir ağı kullanılarak fotovoltaik sistemde maksimum güç noktası izleme yöntemi ile, fotovoltaik sistemden elde edilen gücün %97'sinin transfer edilebildiğini ve açık havalı güneşli bir günde fotovoltaik sistemden üretilen enerjinin %45,2 artırılabilceğini göstermişlerdir (Bahgat and Helwab).

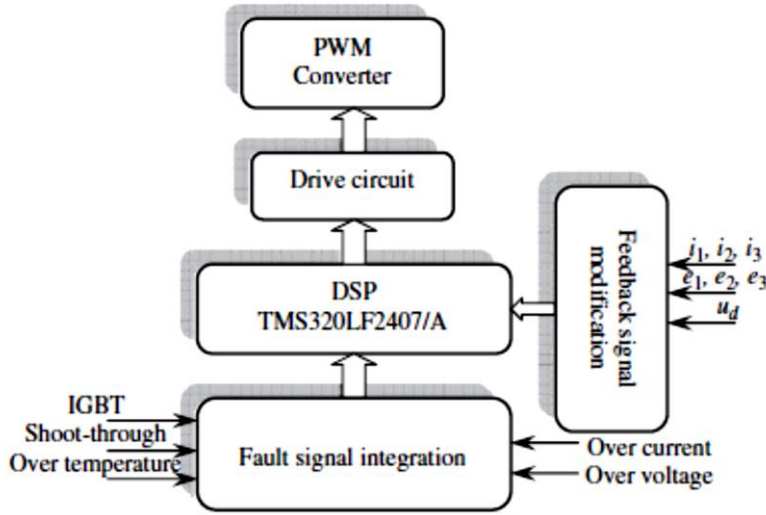
Radyal tabanlı ve geriye yayılım algoritmali yapay sinir ağları kombine olarak kullanılarak fotovoltaik sistemlerin maksimum güç noktasının belirlenmesi üzerine de yapılmış çalışmalar mevcuttur (Giraud F ve Salameh ZM ; Al-moudi A, Zhang L.).

Bahgat ve ekibi, bir fotovoltaik modülün normal şartlardaki çalışma gücünü ve maksimum gücünü tahmin etmek için yapay sinir ağı algoritması kullanmışlardır. Birçok çalışma koşulunda yapay sinir ağının doğruluğu sabittir (Bahgat et al.,2004, 2005).

Yapılan simülasyon çalışmalarında, radyal tabanlı yapay sinir ağlarının geriye yayılım algoritması kullanan ağlardan daha hızlı olduğu ortaya konulmaktadır (Premrudeepreechacham and Patanapirom, 2003).

2.1.4. Fotovoltaik Sistemler İçin Yapay Sinir Ağı Uygulamalarında VHDL, FPGA Ve DSP Kullanımı

Fotovoltaik uygulamalar için yapay sinir ağları kullanımının FPGA ve DSP kullanılarak yapılan gerçek uygulamaları çok fazla değildir ve gelişmekte olan bir alandır. Şekil 2.9, Zhenkun ve ekibinin (1993) yaptığı çalışmada DSP kontrol sisteminin yapısal diyagramını göstermektedir.



Şekil 2.9: DSP kontrol sistemi (Zhenkun et al., 1993).

Mekhilef ve Rabim (2004), şebekle bağlantılı bir fotovoltaiik sistemin güç faktörü kontrolü için yapay sinir ağı kontrolörünü FPGA ile gerçekleştirmişlerdir. Deneysel sonuçlar bu tekniğin verimliliğini ortaya koymaktadır. Bu çalışmaların haricinde, Todd (2004), Mekki ve Mellit (2007), Akkaya ve ekibinin (2007) yaptığı çalışmalar da literatürde yerini almıştır.

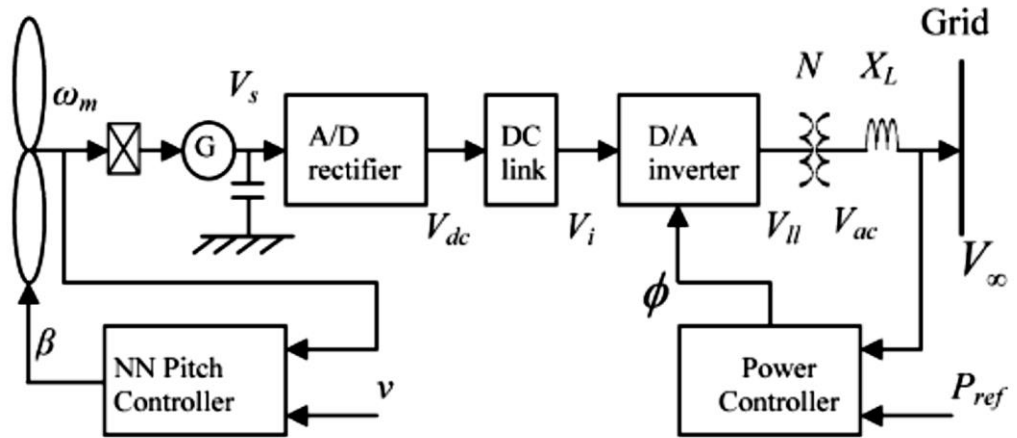
2.2. Rüzgâr Güç Sistemlerinin Kontrolü

Son zamanlarda rüzgâr güç sistemleri, çevreci olmaları ve maliyetlerinin yatırımcılar için makul seviyelere çekilmiş olması nedeniyle klasik güç üretim sistemlerinin yanında kullanılmaları gündeme gelmiştir. Rüzgâr güç sistemleri, rüzgârın kinetik enerjisini türbin vasıtasıyla mekanik enerjiye çeviren ve elde edilen mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştüren bir sistemdir. Rüzgâr güç sistemleri, kullanılan jeneratör tipine, güç kontrol metotlarına, sabit veya değişken hızda çalışmasına ve şebekeye bağlanma biçimine göre sınıflandırılırlar. Değişken hızda çalışabilen rüzgâr türbinleri, rüzgâr hızındaki değişimler ile rüzgâr türbininin maksimum gücünü izleyebildiği için sabit hızlı türbinlere göre avantajlıdır.

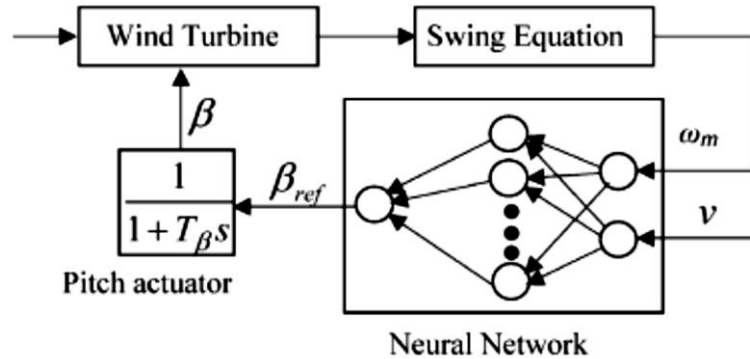
Rüzgâr türbinleri için kanat açısı kontrolü, maksimum güç noktası izlemede önemli yer tutmaktadır. Kanat açısı kontrol edilerek rüzgâr türbininin dönüş hızı kontrol edilmektedir. Buna bağlı olarak değişik rüzgâr hızlarında türbinden elde edilecek güç ayarlanmaktadır. Kanat açısı kontrolü klasik kontrol yöntemleri ile yapılabildiği gibi, bu alanda yeni kontrol mekanizmaları geliştirme

çalışmaları da sürmektedir (Leithead, 1991). Değişken hızlı rüzgar türbinlerinin kanat açısı kontrol edilerek sistem performansı artırılmaktadır.

Ro ve Choi (2005) 'nin yaptığı çalışmada rüzgârdan maksimum güç elde etmek için yapay sinir ağı ile rüzgar türbini kanat açısı kontrolü yapılmıştır. Aynı zamanda, rüzgar türbininden elde edilen gücün enterkonnekte şebekeye en iyi şekilde transfer edilmesini sağlayacak kontrol mekanizması geliştirilmiştir. Bu çalışmada, yapay sinir ağı, rüzgar türbini kanat açısını ve inverter devreye girme açılarını kontrol etmektedir. Şekil 2.10, şebeke bağlantılı rüzgar güç sisteminin kontrol edilmesi için kurulan konfigürasyonu göstermektedir. Şekilde görüldüğü gibi kanat açısının konum bilgisi ve rüzgar hızı yapay sinir ağı kontrol ünitesine girmekte ve kanat açısı hesaplatılmaktadır. Diğer bir kontrol ünitesi ise referans güç değeri ile inverter çıkış gücünü karşılaştırarak şebekeye güç aktarımını kontrol etmektedir.



Şekil 2.10: Şebeke bağlantılı rüzgar güç sistemi konfigürasyonu (Ro and Choi, 2005).

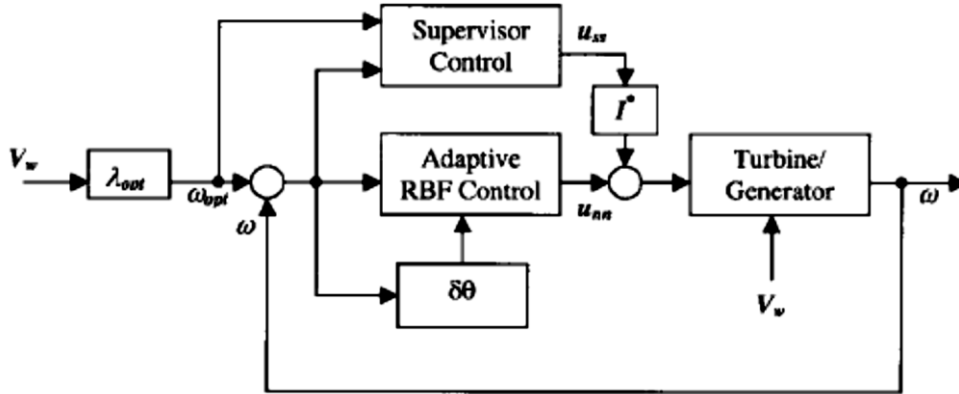


Şekil 2. 11: Rüzgar türbini kanat açısını kontrol etmek için kullanılan yapay sinir ağı modeli (Ro and Choi, 2005).

Şekil 2.11, rüzgar türbini kanat açısını kontrol etmek için kullanılan yapay sinir ağı modelini göstermektedir. Şekilde görüldüğü gibi, yapay sinir ağı çıkış bilgisi, kanat açısı aktüatör fonksiyonuna girilmekte ve rüzgar türbini kanat açısını kontrol etmekte kullanılmaktadır.

Düşük rüzgar hızı bölgesinde, optimum gücü olabildiğince uzun süreli elde etmek için maksimum güç katsayısı ile çalışma modu uygulanmıştır. Yüksek rüzgar hızı bölgesinde kanat açısı, kanattaki aşırı enerjiyi baypas etmek için kullanılmıştır ve çıkış gücü neredeyse sabit tutulmuştur. Rüzgardan maksimum güç elde etmek için, yapay sinir ağı ile gerçekleştirilen kontrolörün PI kontrole göre daha avantajlı olduğu görülmüştür.

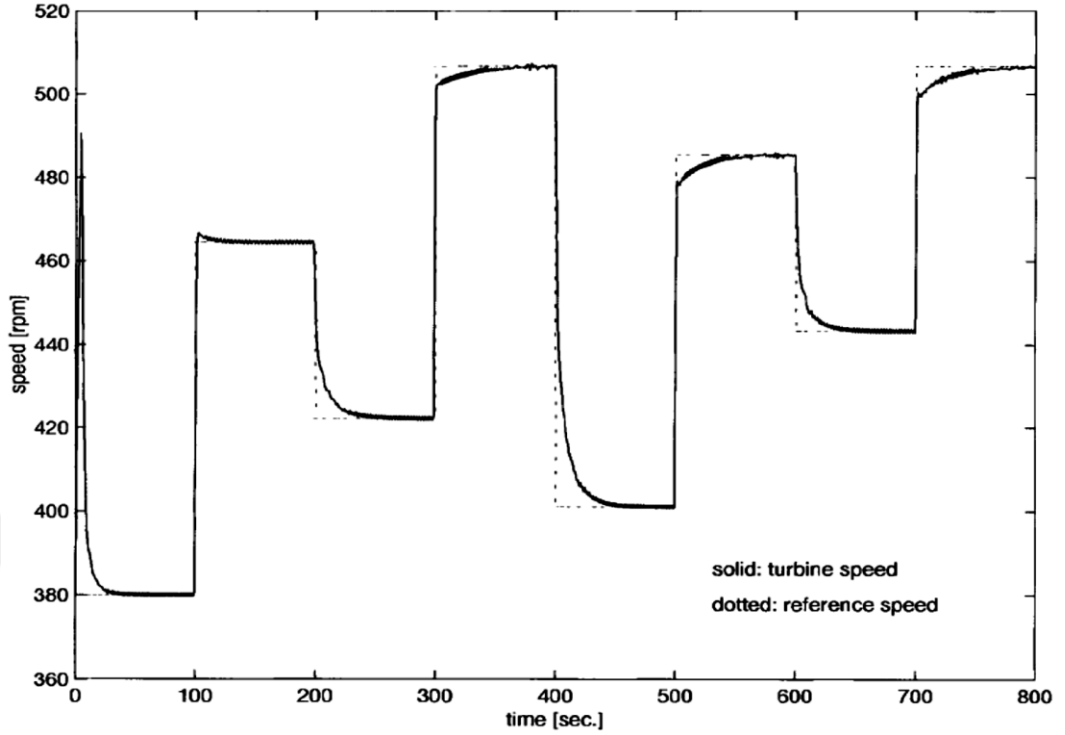
Rüzgar güç sistemlerinin kontrolü için ikili kombine yapay sinir ağı tasarımları da yapılan çalışmalar arasındadır. Öğretici ile öğrenen bir yapay sinir ağı ve RBF (Radyal tabanlı fonksiyon) tipi yapay sinir ağının kombine kullanıldığı kontrol sistemleri tasarlanmıştır. Öğreticili kontrol ünitesi, kabaca sistemin sınırları üzerine oluşturulmuştur ve sistemi kararlılık noktasında tutmaktadır. RBF tabanlı adaptif kontrolör ise kullanıcı tarafından belirtilmiş bir dinamik davranış için izleme hatalarını ortadan kaldırmaktadır (Mayosky and Cancelo, 1999).



Şekil 2.12: Öğreticili YSA ve RBF tabanlı kontrolörler ile kapalı çevrim sistem tasarımı (Mayosky and Cancelo, 1999).

Şekil 2.12 öğreticili YSA ve RBF tabanlı ağın kapalı çevrim kontrol sisteminde kullanımını göstermektedir. Rüzgar türbini kanatlarının açısal frekansı ve rüzgar hızı parametreleri kontrol sistemi girişlerini oluşturmaktadır. Öğreticili

YSA ve adaptif RBF tabanlı ağ kombine çalışarak rüzgar türbini kontrol sinyalini oluşturmaktadır.



Şekil 2. 13: Rastgele referans rüzgar hızları ve kapalı çevrim sistem cevabı. (Mayosky and Cancelo, 1999).

Şekil 2.13, Şekil 2.12'deki kapalı çevrim kontrol sisteminin referans rüzgar hızına cevabını göstermektedir. Şekilde görüldüğü gibi, sistem cevabı istenilen birinci derece dinamiğe yaklaşmaktadır.

Sheeja ve ekibi (2010), şebekeden bağımsız bir rüzgar enerjisi çevrim sistemi için gerilim-frekans kontrolörü tasarlamıştır. Bu çalışmada, araştırmacılar sabit mıknatıslı senkron jeneratör kullanmışlardır. Sunulan kontrol yaklaşımında bir enerji depolayıcı batarya sistemi ve batarya sisteminin DC barasına bağlı bir voltaj kaynaklı konvertör kullanılmıştır. Voltaj kaynaklı konvertörün kontrolü Adaline (Adaptif doğrusal eleman) kullanılarak sağlanmıştır. Adaline tekniği basit bir teknik olup hızlı sonuç üretmektedir. Tasarlanan gerilim-frekans kontrolörü değişen yük ve rüzgâr hızı koşullarında gerilim ve frekansı düzenlemektedir. Buna ek olarak gerilim-frekans kontrolör, harmonik kompanzatörü ve yük dengeleyici olarak da kullanılmıştır. Sistem, Matlab/Simulink programının SimPowerSystems aracı kullanılarak modellenmiş ve simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçlarında, tasarlanan sistemin gerilim ve frekansı başarılı bir şekilde dengelediği görülmüştür.

Muyeen ve ekibi (2012), rüzgâr türbini içeren bir güç sisteminde frekans dalgalanmasının önüne geçmek için bir enerji kondansatörü kullanmışlardır. Bu çalışmada yazarlar, analiz için Japonya' nın Hokkaido Adası 'nda toplam güç kapasitesi 6GW olan bir güç sistemi düşünmüşlerdir. Enerji kondansatörüne bağlı olan DC bara gerilimini kontrol etmek için yeni bir adaptif YSA kontrolör kullanılmıştır. YSA' nın giriş vektörü; düzenlenmiş referans gücü ($P_{ref-rev}$) ve hat gücü ($P_l(t)$); YSA' nın çıkış sinyeli ise $u(t)$ dir. Sistemin amacı, frekans değişimlerini göz önünde bulundurarak hat gücünü dengelemektir. Çalışmada kullanılan veriler Hokkaido Adası' nda kurulu 275 kW gücündeki rüzgâr türbininden elde edilmiştir. Simülasyon çalışması için PSCAD/EMTC yazılımı gerçek rüzgâr hızı verileri ile kullanılmıştır. Simülasyon çalışmasında, farklı rüzgâr gücü geçişlerinde ve farklı yük koşullarında dört farklı durum düşünülmüştür. Sonuç olarak, tasarlanan kontrol sistemi, güç kalitesini ve sistem güvenilirliğini arttırmıştır.

Li ve ekibi (), dişli kutulu doğrudan sürücülü SMSJ (Sabit Mıknatıslı Senkron Jeneratör) kullanılan bir rüzgâr türbini sistemi için YSA tabanlı kontrol sistemi tasarlamışlardır. Öne sürülen yaklaşım, açığa çıkan maksimum rüzgâr gücünün kontrolü ve rüzgâr hızı tahminlemesine dayanmaktadır. Bu çalışmada, araştırmacılar girdi verisi olarak türbin gücü (P_m) ve jeneratör hızı (w_r) yi kullanmışlardır. Öne sürülen modeldeki çıkış verisi rüzgâr hızıdır. Tasarlanan model, doğrudan sürücülü SMSJ üzerine uygulanmıştır. Ayrıca, kullanılan metod 15 kw değişken hızlı asenkron makinalı rüzgâr türbini sistemine de uygulanmıştır. Kullanılan metod, geleneksel kontrol metodları ile karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, çalışmada tasarlanan YSA modelinin konvansiyonel metodlardan üstün olduğunu göstermiştir.

Brambones ve ekibi (), maksimum enerji oluşumunu elde edebilen YSA tabanlı rüzgâr hızı tahminleyicisi sunmuşlardır. Bu çalışmada araştırmacılar, değişken hızlı rüzgâr türbini kullanmışlardır. YSA' nın giriş verisi olarak mekanik güç, rüzgâr türbini rotor hızı ve türbin kanat açısı kullanılmıştır. YSA' nın çıkış verisi ise rüzgâr hızı tahminidir. YSA eğitim verisi, rüzgâr türbininin tüm çalışma aralığını kapsayacak şekilde seçilmiştir. YSA eğitiminde hatanın geriye yayılımı ve momentum algoritması kullanılmıştır. Aktivasyon fonksiyonu olarak tanjant sigmoid ve doğrusal aktivasyon fonksiyonu kullanmışlardır. Tasarlanan YSA, rotor hızı tahminlemesi için kullanılmıştır. Sonrasında, kanat açısı kontrollü bir rüzgâr türbini için YSA tabanlı rüzgâr hızı tahminleyicisi kullanılmıştır. Tasarlanan YSA, optimum shaft hızını yakalamak için kullanılan anemometre

ihtiyacını ortadan kaldırmıştır. Sonuçlar, öne sürülen tasarımın dinamik karakteristiklerinin performansının yüksek olduğunu göstermektedir.

Ren ve Bao (), doğrudan sürücülü SMSJ' li küçük bir rüzgâr türbini için YSA tabanlı yeni bir akıllı MPPT (Maksimum Güç Noktası Kontrolü) algoritması uygulamışlardır. Öne sürülen algoritma modeli, jeneratör hız tahminleme modeli ve YSA kombinasyonundan oluşmaktadır. YSA, rüzgâr hızı değişimleri ve jeneratör hızı verileri kullanılarak eğitilmiştir. Bu çalışmada kullanılan veriler, 7 kw gücünde bir rüzgâr türbininin simülasyonundan elde edilmiştir. YSA eğitimi için hatanın geriye yayılımı algoritması ve tanjant sigmoid aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır. Rüzgâr enerjisi kontrol sistemi, sensörsüz bir maksimum mekanik güç eldesi sistemine entegre edilmiştir. Tasarlanan yöntem, geleneksel kontrol stratejileri ile karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, dinamik ve kararlı hal durumlarının her ikisinde de maksimum mekanik gücün iyi bir şekilde takip edilebileceğini göstermiştir.

Dzung ve ekibi (), çift beslemeli asenkron jeneratörlü rüzgâr türbini için (ÇBAJ) YSA tabanlı direk güç kontrolörü (DGK) ve doğrudan sanal tork kontrolü (DSTK) algoritmaları tasarlamışlardır. Çalışmada öne sürülen metodun temeli, rotor tarafı konvertör için uygun gerilim vektörünün seçimine dayanmaktadır. Çalışmada tasarlanan YSA, iki alt ağdan oluşmaktadır: sabit ağırlıklı ağ ve öğreticili modellenmiş ağ. Çalışmada kullanılan veri 4kw gücündeki bir rüzgâr türbininin simülasyonundan elde edilmiştir. Sunulan model, klasik kontrolör ile karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçları, YSA kontrolörün daha hızlı olduğunu göstermiştir.

Brambones (), ÇBAJ kullanan değişken hızlı rüzgâr türbinleri için güçlü bir hız kontrol metodu geliştirmiştir. Yazar, rüzgâr türbini kontrolü için YSA tabanlı rüzgâr hızı tahminleyici geliştirmiştir. YSA giriş verisi olarak mekanik güç, rüzgâr türbini rotor hızı ve türbin kanat açısı kullanılmıştır. YSA çıkış verisi, rüzgâr hızı tahminidir. YSA eğitimi için hatanın geriye yayılımı algoritması momentum algoritması ile birlikte kullanılmıştır. Aktivasyon fonksiyonu olarak tanjant sigmoid fonksiyon kullanılmıştır. Çalışmada, kararlılık analizi için Lyapunov kararlılık teorisi kullanılmıştır. Sonuçlar, tasarlanan YSA kontrolörün dinamik karakteristiklerinin performansının yüksek olduğunu göstermiştir.

Bonsel ve ekibi (), YSA ile ayarlanan statik VAR kompanzatör kontrolü kullanarak, bir rüzgâr-dizel hibrit güç sistemi için reaktif güç kontrolü

yapmışlardır. YSA giriş verisi olarak yük modeli parametresi (n_d) kullanılmıştır. YSA çıkış verisi statik kompanzatörün orantısal (K_p) ve integralsel (K_i) kazançlarıdır. YSA, hatanın geriye yayılımı algoritması ile eğitilmiştir. Yazarlar, geniş bir aralıkta tipik yük modeli parametrelerini kullanmışlardır. Çalışmada sunulan YSA modeli, bir otonom rüzgâr-dizel güç sistemi üzerine uygulanmıştır. Güç sistemi parametrelerinin geçici durum analizi yapılmıştır. YSA yaklaşımının rüzgâr-dizel güç sisteminin performansını iyileştirdiği gözlenmiştir.

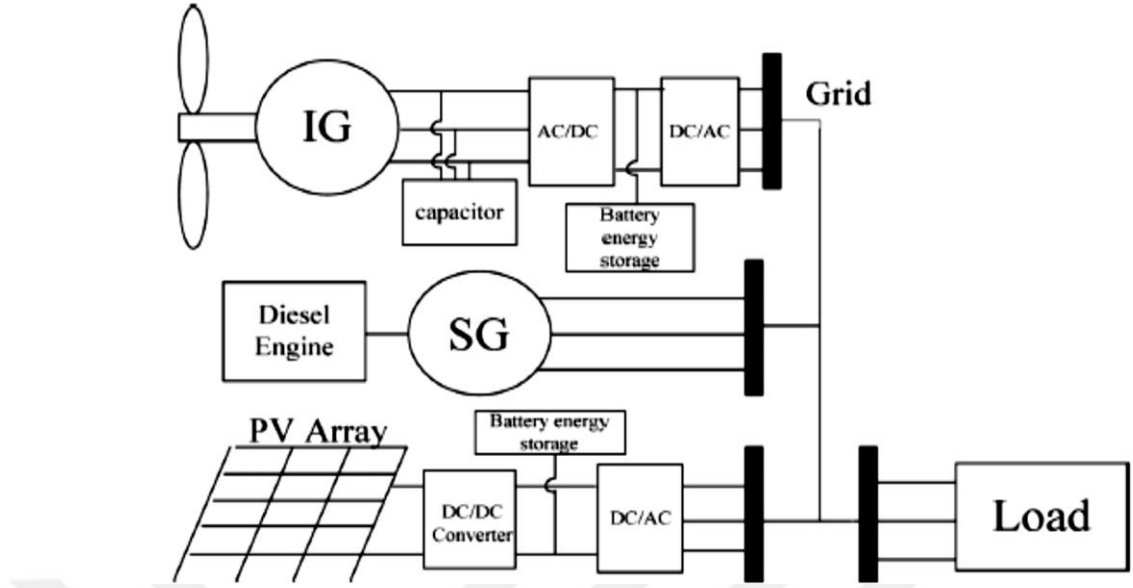
2.3. Hibrit Güç Sistemlerinin Kontrolü

Hibrit güç sistemlerinin kontrolünde defotovoltaik ve rüzgâr güç sistemlerinde olduğu gibi, yapay sinir ağlarının kullanıldığı çalışmalar mevcuttur. Çalışmalar daha çok simülasyon ağırlıklı olmakla birlikte yapay sinir ağları ile hibrit güç sistemi kontrol eden uygulamalar da mevcuttur. Hibrit sistemler, şebekeden bağımsız veya şebeke bağlantılı olarak çalışabilmektedir. Bu bölümde, hibrit sistemlerin yapay sinir ağı ile kontrolü ile ilgili yapılan çalışmalar; şebekeden bağımsız hibrit güç sistemleri ve şebeke bağlantılı hibrit güç sistemleri için tasarlanan yapay sinir ağı kontrol mekanizmaları olarak iki grupta incelenecektir.

2.3.1. Şebekeden Bağımsız Hibrit Güç Sistemlerinde Maksimum Güç Noktası Kontrolü

Şebekeden bağımsız çalışan bir güç sisteminin maksimum güç noktasını belirleyen faktörler, şebeke bağlantısı olmadığından dolayı sadece çevresel faktörlerden oluşmaktadır (rüzgar hızı, güneş ışıınımı, sıcaklık vb). Bu parametrelere bağlı olarak, yapay sinir ağları, şebekeden bağımsız hibrit güç sistemlerinin maksimum güç noktalarının kontrolünde kullanılan yöntemlerden birisidir. Çeşitli çalışmalarda, yapay sinir ağlarının şebekeden bağımsız hibrit güç sistemleri için kullanımı ile ilgili benzetimler yapılmıştır.

Şekil 2.14, bir rüzgar türbini, dizel jeneratör ve fotovoltaik dizinin hibrit bağlantısını göstermektedir. Burada görüldüğü üzere yük, rüzgar enerjisi veya güneş enerjisinin olmaması durumunda dizel jeneratör ile beslenmektedir.



Şekil 2. 14: Rüzgar türbini, dizel generatör ve fotovoltaiik diziden oluşan hibrit güç üretim sistemi (Lin et al., 2011).

Lin ve ekibinin (2011) yaptığı çalışmada, Şekil 2.14’de görülen hibrit güç üretim sisteminde, maksimum güç noktası kontrolü benzetim çalışması yapılmıştır. Bunun için, fotovoltaiik dizinin, rüzgâr türbininin ve dizel jeneratörün maksimum güç ürettiği koşullar hesaplanmıştır.

Fotovoltaiik dizilerin maksimum güç noktası ortam koşullarına ve gölgelenmeye göre değiştiğinden, fotovoltaiik dizinin maksimum güç noktasını belirlemek için bir çeşit arama algoritması kullanılmalıdır. Bunlardan birkaçı, P&O (Perturbation & Observation) ve Hill Climbing’dir. Bunların dışında, yapay sinir ağları veya bulanık mantık yöntemleri de kullanılabilir.

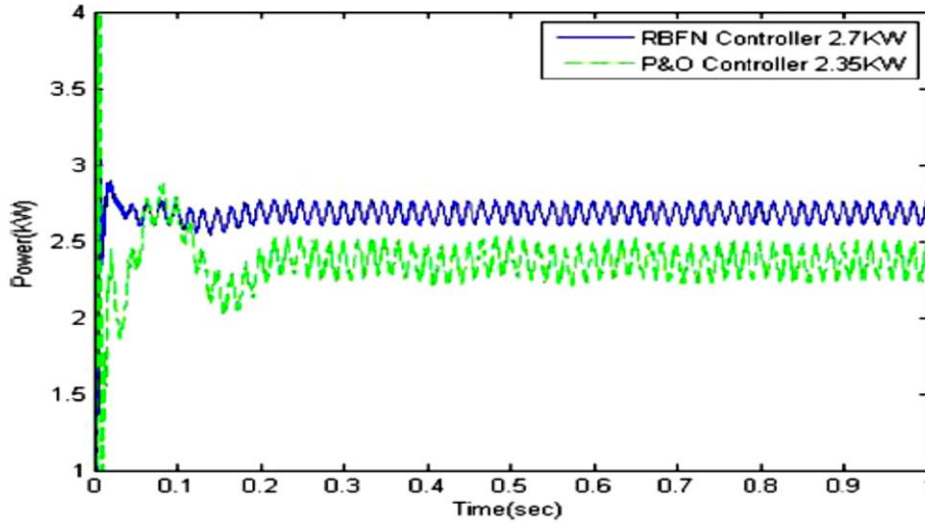
RBFN (Radial Basis Function Network), bunların arasında hız ve uygulanabilirlik açısından en iyi olanıdır. RBFN, diğer çok katmanlı yapay sinir ağlarına göre daha basit bir yapıya sahiptir ve daha hızlı sonuç vermektedir. Ayrıca, RBFN çıkış değerlerinin hesaplanmasında ağırlıklı toplam metodunun kullanılması nedeniyle bulanık mantık ile benzerlik göstermektedir (Seshagiri and Khail, 2010).

Elman tipi yapay sinir ağları (ENN), dinamik özellikleri iç bağlantıları tarafından temin edilen ağlardır. ENN, durum değişkenlerini giriş veya eğitim sinyali olarak kullanmak zorunda değildirler. Bu özelliği nedeniyle ENN, dinamik sistemlerin modellenmesinde kullanılmaktadır (Elman, 1990).

Lin ve ekibinin (2011) yaptığı çalışmada, fotovoltaik dizi RBFN ile, rüzgar türbini ise ENN ile kontrol edilmiştir. Çizelge 2.2, rüzgar türbini için ENN ile klasik PI kontrolörün performans karşılaştırmasını göstermektedir. Şekil 2.15, fotovoltaik dizi için RBFN ile P&O algoritmasının maksimum güç noktası bulmada kullanılması sonucunda performanslarının karşılaştırılmasını göstermektedir.

Çizelge 2.2: Rüzgar türbini için ENN ve PI kontrolörün performans karşılaştırması (Lin, 2011)

Kontrolör Tipi	Rüzgar Hızı	Güç Katsayısı (Cp)	Kanat Açısı (derece)	Ortalama Güç (kW)
ENN	12m/s	0.482	-0.07	1.88
	8m/s	0.481	-0.08	0.22
PI	12m/s	0.465	-0.55	1.77
	8m/s	0.37~0.42	-0.2~-0.55	0.03



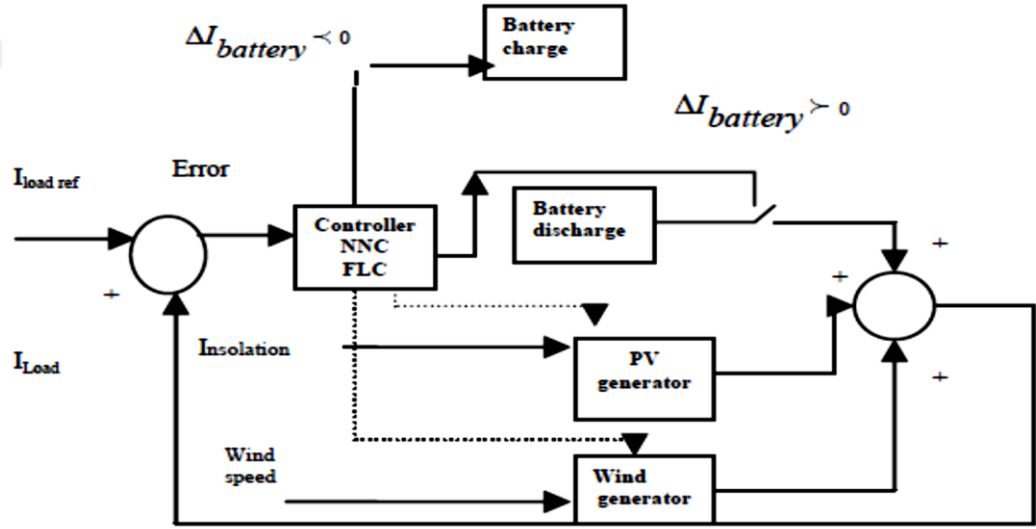
Şekil 2. 15: Fotovoltaik dizi için P&O algoritması ve RBFN kullanımı sonucunda bulunan maksimum güç noktaları (Lin, 2011).

Şekil 2.16, şebeke bağlantısız bir fotovoltaik-rüzgar hibrit güç sisteminin blok diyagramını göstermektedir. Burada kullanılan yapay sinir ağı kontrol sistemine referans yük akımı ile anlık yük akımı arasındaki fark giriş sinyali olarak uygulanmaktadır. Buna karşılık batarya akımındaki değişimin pozitif veya

negatif olmasına bağlı olarak batarya şarjı veya bataryadan yüke güç aktarımı kontrolünün benzetim çalışması yapılmıştır. (Fargli et al., 2009).

Sözü edilen kontrol aksiyomunda şu durumlar geçerlidir:

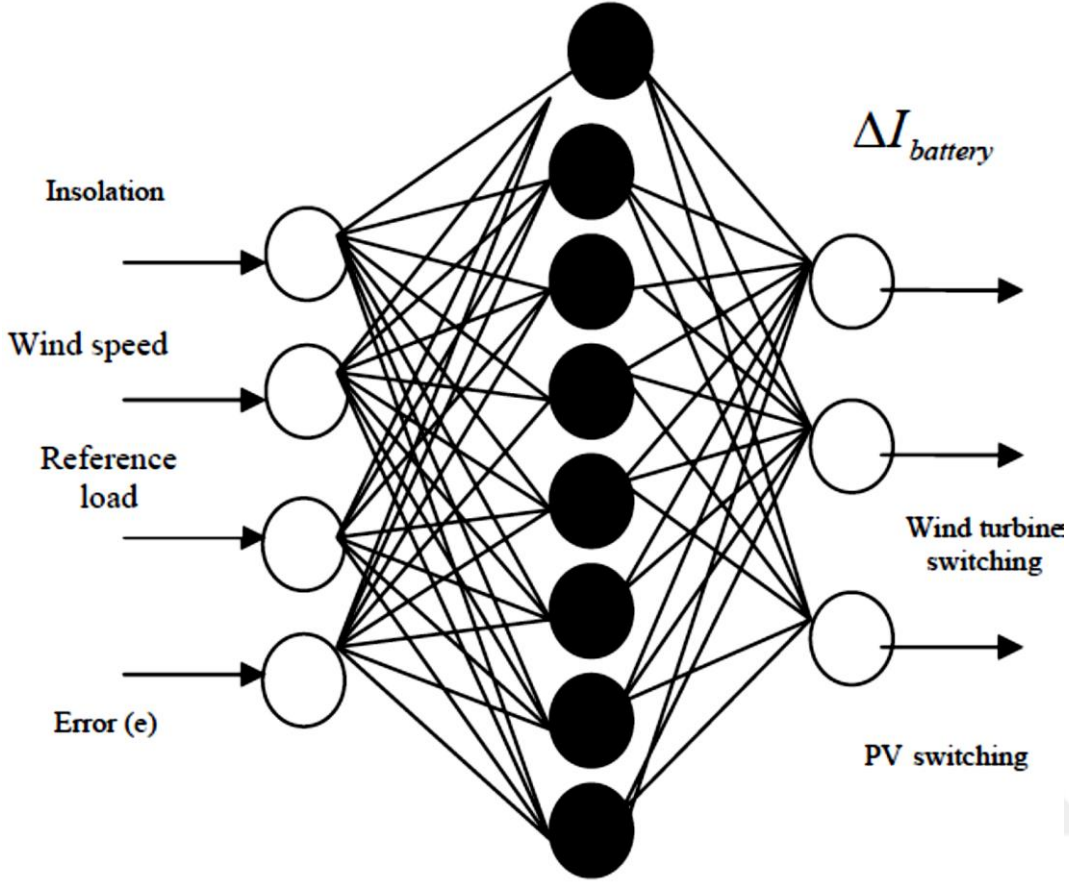
1. Fotovoltaik üreteçten ve rüzgar türbininden üretilen akım yükün ihtiyaç duyduğu akımdan büyüktür. Bu durumda, enerji fazlalığı bataryalarda muhafaza edilir. Kontrolör, bataryayı şarj konumuna alır. Batarya tam olarak şarj olduğunda, kontrolör bataryanın şarj sürecine son verir.
2. Fotovoltaik üreteçten ve rüzgar türbininden üretilen akım yükün ihtiyaç duyduğu akımdan küçüktür. Gereken ekstra enerji bataryadan sağlanmalıdır. Kontrolör, bataryayı deşarj moduna alır. Eğer batarya kapasitesi minimum seviyeye inerse, kontrolör yükü devreden çıkarır.
3. İnvertör girişi ve toplam gücün eşit olması durumunda, depolama kapasitesi değiştirilmez.



Şekil 2. 16: Rüzgar-fotovoltaik hibrit güç sistemi yük akımının yapay sinir ağı ile kontrolü simülasyon blok şeması (Fargli et al., 2009).

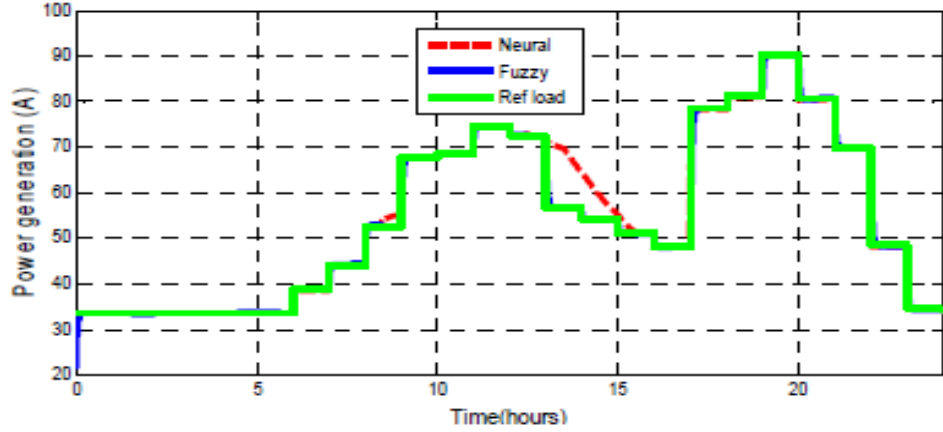
Kontrol için kullanılan yapay sinir ağı mimarisi, girişleri ve çıkışları Şekil 2.17’de gösterilmiştir. Güneş ışınlam şiddeti, rüzgar hızı, referans yük akımı ve hata sinyali yapay sinir ağı için giriş sinyalleri olarak alınmıştır. Yapay sinir ağı çıkış sinyalleri batarya akımındaki değişim, rüzgar türbini anahtarlaması ve fotovoltaik üreteç anahtarlamasıdır. Bu anahtarlamalar, yük ihtiyacına, rüzgar

hızına ve güneş ışıınım değerlerine bakarak rüzgar türbini veya fotovoltaiik üretcein ayrı ayrı veya birlikte devreye alınmasını sağlamaktadır.



Şekil 2. 17: Rüzgar-fotovoltaiik hibrit güç sistemini kontrol etmek için kullanılan yapay sinir ağı yapısı (Fargli et al., 2009).

Şekil 2.18, yapay sinir ağı ile kontrol edilen sistemde zaman içerisinde talep edilen güce göre rüzgar-fotovoltaiik sistemden elde edilen gücün grafiğı verilmiştir. Burada görüldüğü gibi, yapay sinir ağı ile kontrol edilen sistem, referans yük değişimini başarılı bir şekilde izlemektedir (Fargli et al., 2009).

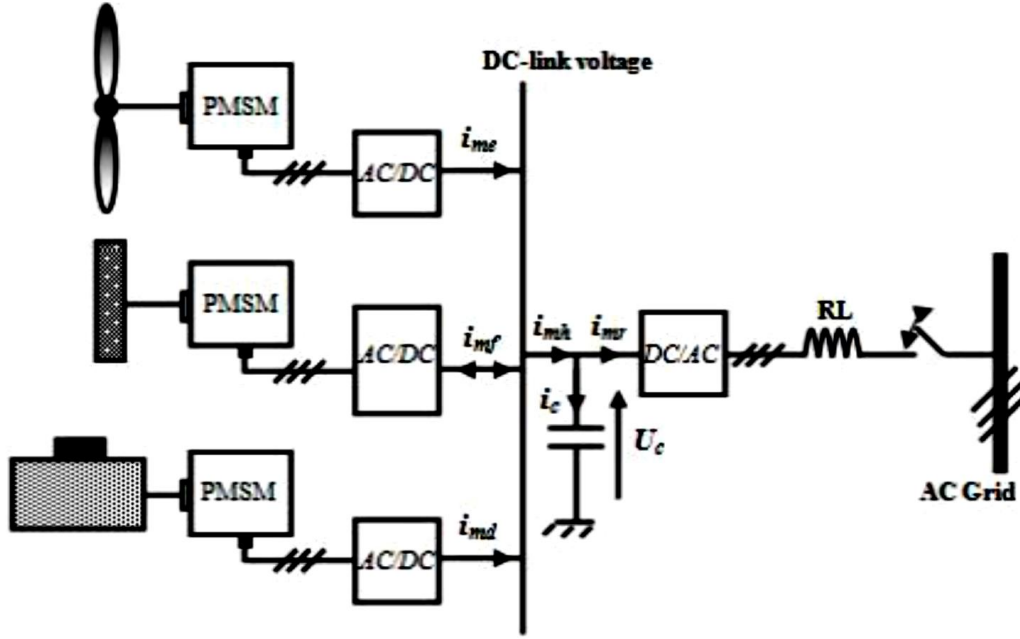


Şekil 2. 18: Talep edilen yüke karşılık yapay sinir ağı ile kontrol edilen sistemin güç üretimi (Fargli et al., 2009).

2.3.2. AC Şebekeye Bağlı Hibrit Güç Sistemlerinin Yapay Sinir Ağı ile Simülasyonu

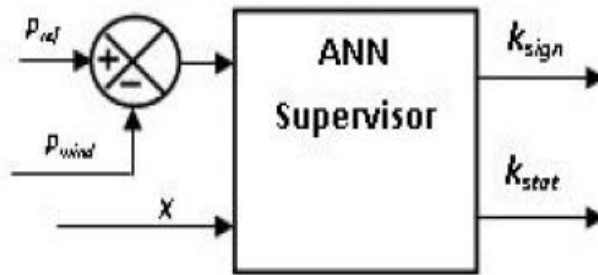
Rüzgar güç sistemleri dağıtık güç kaynaklarıdır. Elektrik üretimleri rüzgar hızına bağlı olarak çok kısa zamanda dalgalanmaktadır. Al Aimagi (2003) ve Cimuca (2004) 'nın çalışmaları, rüzgar güç sistemlerinin şebekeye bağlanmasının enerji üretim-tüketim dengesizliği, frekans-güç azalması ve voltaj ayarsızlığı gibi problemler çıkardığını göstermektedir. Bu sorunlar rüzgar güç sistemlerinde üretilen enerjinin kalitesinin düşük olmasına ve kararlılıklarının şebekeye etki oranlarının limitli olmasına neden olmaktadır. Rüzgar güç sistemlerinin diğer enerji kaynakları ile birlikte şebekeye bağlanması bu problemleri azaltabilir, teknik ve ekonomik olarak maksimum optimizasyonu sağlayabilir. Younsi ve ekibinin (2011) çalışmasında rüzgar jeneratörü, dizel jeneratör ve flywheel enerji depolama sisteminden oluşan bir hibrit yenilenebilir güç sistemi önerilmiştir. Hibrit sistem, güç elektroniği kullanılarak AC şebekeye bağlanmıştır. Her bir alt sistem için (rüzgar jeneratörü, dizel jeneratör, flywheel enerji depolama sistemi) kontrol metotları geliştirilmiştir. Bununla birlikte, kontrol sistemi bir öğreticiye ihtiyaç duymaktadır. Bu öğretici yapay sinir ağı modeli tabanlı planlanmıştır. Yapay sinir ağı, flywheel enerji depolama sisteminin enerji transfer şekline karar verir (şarj, deşarj, sabit durum). Dizel jeneratörün aç-kapa konumunu belirler. Bu iki parametre sırasıyla flywheel enerji depolama sisteminin kontrol modunu (motor/generatör/kontrolsüz) ve dizel jeneratörün devreye girmesini belirler.

Şekil 2.19, Younsi ve ekibinin (2011) çalışmasındaki hibrit yenilenebilir enerji sistemi bağlantı konfigürasyonunu göstermektedir. Sistem rüzgar türbini, dizel jeneratör ve flywheel enerji depolama sisteminden oluşmaktadır. DC link hattına bağlanmak için AC/DC konvertörler kullanılmıştır. DC bağlantı voltajı ve AC şebeke kondansatör, DC/AC konvertör ve RL filtre ile birbirine bağlanmıştır.



Şekil 2. 19: Hibrit yenilenebilir enerji sistemi yapılandırması (Younsi et al., 2011).

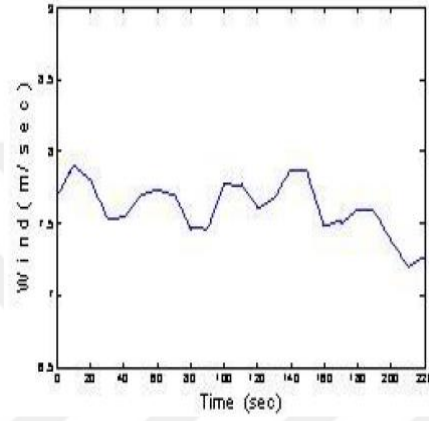
Flywheel enerji depolama sisteminin kontrolü için bütün sistemin durumuna göre enerji transfer işaretinin (k_{sign}) tanımlanması gerekmektedir. Sabit mıknatıslı senkron makine motor ($k_{sign}=-1$: Enerji DC hattan flywheele transfer ediliyor) veya jeneratör ($k_{sign}=1$: Enerji flywheelden DC hatta transfer ediliyor) olarak kontrol edilebilir ya da kontrol edilmez ($k_{sign}=0$ DC hat ile flywheel arasında enerji akışı olmaz). Dizel jeneratörün aç/kapa durumu da kontrol edilmelidir ($k_{stat}=0$ veya $k_{stat}=1$). k_{sign} ve k_{stat} parametrelerini belirlemek için yapay sinir ağı tabanlı öğreticili bir sistem geliştirilmiştir. Şekil 2.20'deki öğretici sistemin girişleri referans güç ile rüzgar türbininden elde edilen güç ve flywheel enerji depolama sisteminde mevcut olan enerjiyi gösteren X parametresidir(Younsi et al., 2011).



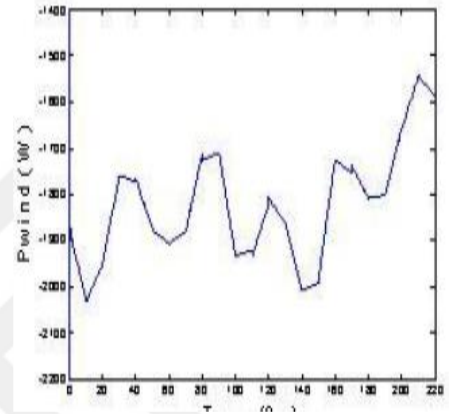
Şekil 2. 20: Yapay sinir ağı öğreticisi, giriş ve çıkışları(Younsi et al., 2011).

Gerçekleştirilen benzetim çalışmasında, Şekil 2.21'deki rüzgar profilinin rüzgar türbinine etkidiği varsayılmıştır. Buna karşılık rüzgar türbininin ürettiği güç Şekil 2.22'de görülmektedir. Hibrit güç sisteminin üretmesi istenilen enerji (referans güç) ve hibrit sistemden üretilen toplam güç Şekil 2.23'de verilmiştir.

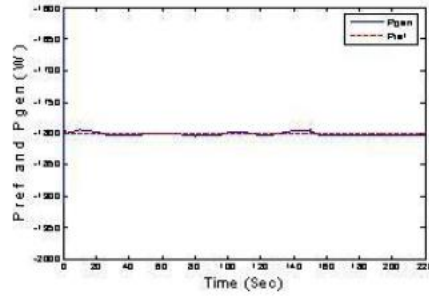
Flywheel enerji depolama sistemi işlevinin zaman içerisindeki değişimini ifade eden k_{sign} parametresi, Şekil 2.24’de görülmektedir. Şekil 2.25’de flywheel sisteminde elde üretilen güç, Şekil 2.26’de dizel jeneratörün aç/kapa durumu (k_{stat}), Şekil 2.27’de ise dizel jeneratörden elde edilen güç verilmiştir. Bu simülasyonda k_{stat} parametresi 0 olduğundan, dizel jeneratörde güç üretilmemektedir. Bu sebeple hibrit sistem için hedeflenen referans güç değeri, rüzgar türbini ve flywheel enerji depolama sistemi ile sağlanmaya çalışılır (Younsi et al., 2011).



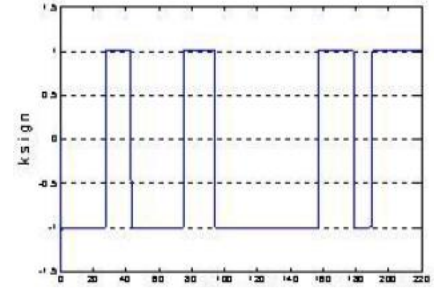
Şekil 2. 21: Rüzgar hızının zamanla değişimi (Younsi et al., 2011).



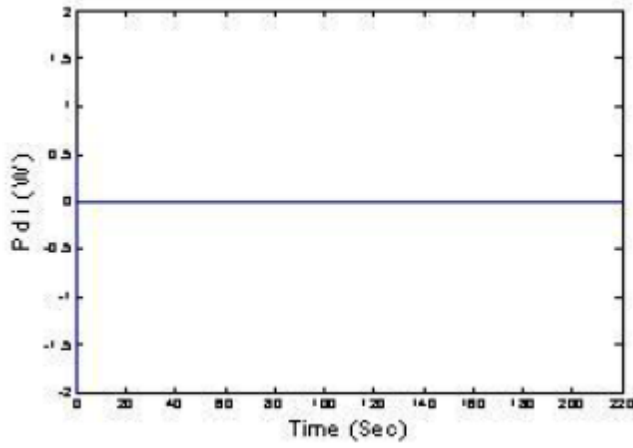
Şekil 2. 22: Zaman ile rüzgardan üretilen güç (Younsi et al., 2011).



Şekil 2. 23: Referans ve üretilen güç (Younsi et al., 2011).

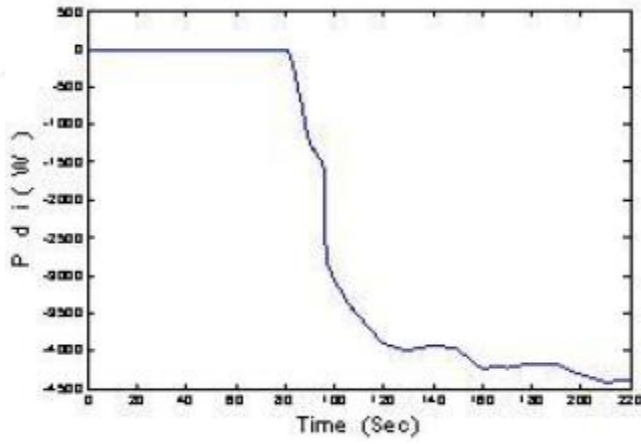


Şekil 2. 24: Enerji transfer işareti: k_{sign} (Younsi et al., 2011).



Şekil 2. 25: Dizel generatör gücü(Younsi et al., 2011).

Şekil 2.28-32, ikinci bir benzetim çalışması için sonuçları göstermektedir. Bu simülasyonda, referans gücü değişken verilmiştir. Başlangıçta dizel jeneratör aktif değildir. Hibrit güç sisteminin referans gücü rüzgar türbini ve flywheel enerji depolama sistemi ile sağlanır. Daha sonra, ilave güç ihtiyacı ortaya çıkmıştır. Bu durumda, rüzgar türbini ve flywheel enerji depolama sistemi referans gücü takip etmekte yeterli olamamıştır. Dizel generatörün devreye alınması, Şekil 1.24’de görüldüğü gibi referans gücün izlenmesinde gecikme yaratmıştır.



Şekil 2. 26: Dizel generatör gücü (Younsi et al., 2011).

Yapay sinir ağı ile hibrit güç sisteminin kontrolü, AC şebeke tarafından talep edilen gücü karşılamada olumlu etki yaratmıştır. Hibrit sistem ve AC şebeke arasında enerji transferi yapay sinir ağı ile kontrol edilmiştir ve bu sayede dizel jeneratörün yakıt tüketimi azaltılmıştır.

3. YAPAY SINİR AĞLARI

Kontrol mühendisliğinin temel amacı insan gibi karar verebilen bir sistemi kontrol uygulamalarında kullanmaktır. Böyle bir sistem “otonom” veya “akıllı” olarak nitelendirilebilir. Böyle bir sistemin çevresiyle süregelen bir etkileşim içerisinde olarak görevini yerine getirmesi gerekmektedir. Değişen ve tahmin edilemeyen durumlara karşın adapte olabilmesi ve işlevini yerine getirebilmesi gerekmektedir. Böyle sistemler insanların birebir çalışamayacağı koşullarda kullanışlı olmalıdır (Gupta and Rao, 1994).

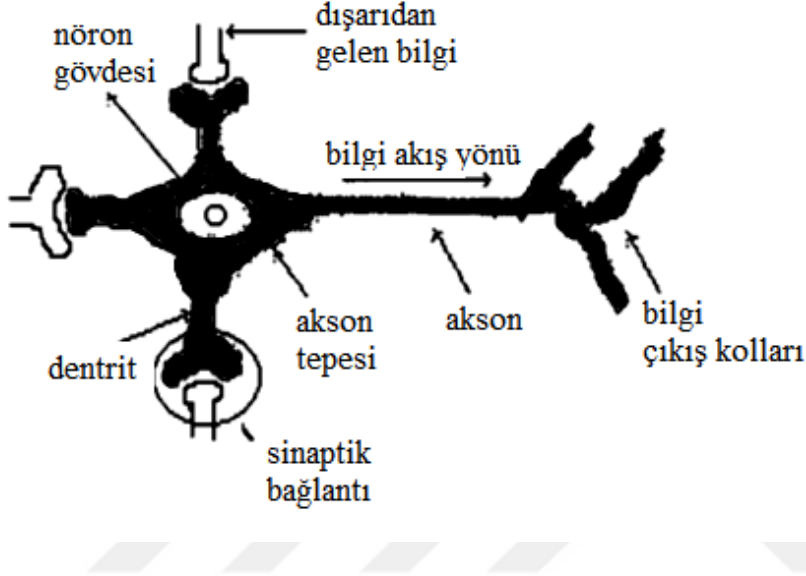
Biyolojik sistemler, bahsedilen otonom sistemlerin tasarımı için bir taslak oluşturmada kullanılabilir. Biyolojik sistemler, yüksek kararlılıkta sistemler tasarlamak için ipuçları verebilir niteliktedirler. Bu tarz sistemler bilgiyi diğer klasik kontrol metotlarından farklı olarak işlerler, model bağımlılıkları yoktur ve kesin olmayan ve karmaşık durumlarla karşılaştığı zaman klasik kontrol metotlarına göre daha başarılıdır. Kompleks görevleri yerine getirmek için matematiksel bir model geliştirilmesine ihtiyaç duymazlar. Buna karşın, değişik görevlere ve çevre koşullarına adapte olabilirler. Eğer biyolojik sinir ağlarının bilgiyi işleme yapısı çözülebilirse, bilinen matematik modellere üstünlük sağlayacak yeni jenerasyon bir kontrol yöntemi geliştirmek mümkün olacaktır. Bu tarz sistemler en üst düzey kontrol sistemlerinin yapılarını oluşturacaktır (Poznyak et al., 2001).

3.1. Biyolojik Yapay Sinir Ağları

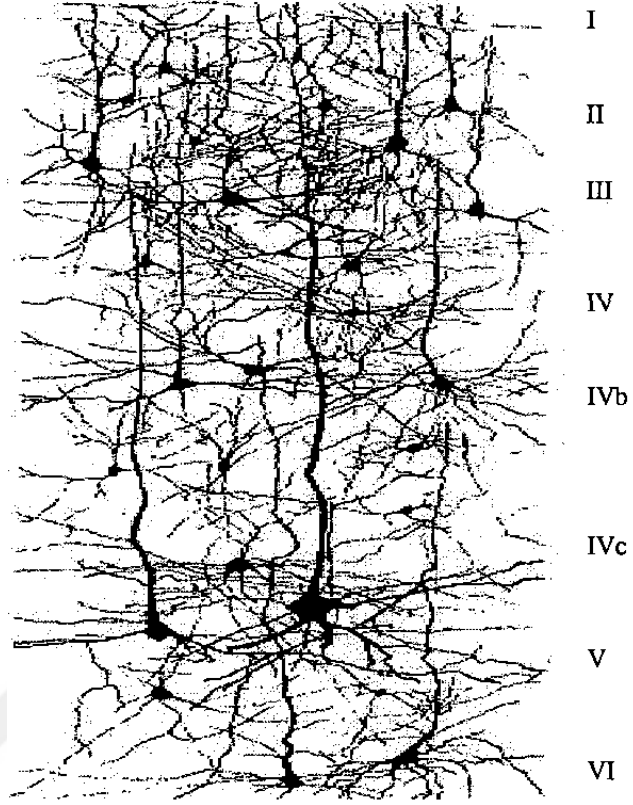
Biyolojik sinir ağlarını incelemek oldukça karmaşık ve zor bir işlemdir. Buna karşın, incelemeleri basitleştirmek için bazı analogiler yapılarak mühendislik uygulamalarında kullanılabilmektedirler. Nöronlar ya da nöron hücreleri, sinir sisteminin temel yapıtaşlarıdır. Diğer hücrelerle aynı biyokimyasal aparatlara ve organizasyona sahip olmalarıyla birlikte özel grup yapılarına sahiptirler. Kendine özgü bir şekle ve elektrik sinyalleri üretme yeteneğine sahip bir kaplamaya sahiptir. Elektrik sinyallerini diğer nöronlara iletmek için sinaps denilen yapıları vardır. Tek bir nöron incelenecek olursa, üç ana kısımdan meydana geldiği görülür: hücre gövdesi, dentrit ve akson (Poznyak et al., 2001).

Nöron gövdesi ya da diğer adıyla soma, nöron içi fonksiyonu içerir. Diğer nöronlardan alınan bilgiyi toplar ve işler. Akson, nöron gövdesinden uzunca ilerleyen bir yapıdır ve bilginin komşu nöronlara doğru gittiği yerdir. Dentritler

ise nöron gövdesinin etrafında ağaç dalları şeklinde yapılanmış kısa uzantılar olup diğer nöronlardan gelen bilgilerin nöron gövdesine aktarılması işlevini yerine getirirler. Şekil 3.1, bir nöronun yapısını göstermektedir. Sinirsel bir impuls (darbe) oluştuğunda, akson boyunca ilerler ve akson sonuna geldiğinde akson ile komşu nöronun dentriti arasında bulunan sinaps adlı boşluğa ulaşır. Bilgi, bir nörondan başka bir nörona sinaps'lardaki kimyasal taşıyıcılar ile ulaştırılır. Şekil 3.2, biyolojik bir yapay sinir ağını göstermektedir (Poznyak et al., 2001).

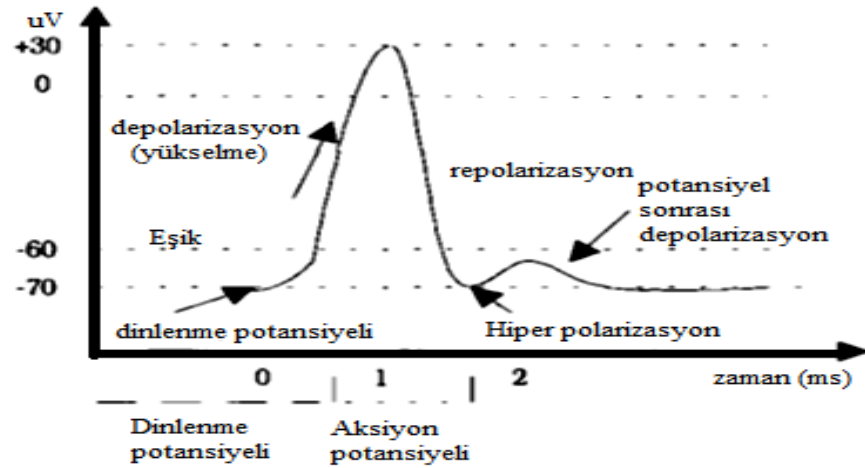


Şekil 3.1: Biyolojik nöron şekli(Poznyak et al., 2001).



Şekil 3. 2: Biyolojik yapay sinir ağı(Poznyak et al., 2001).

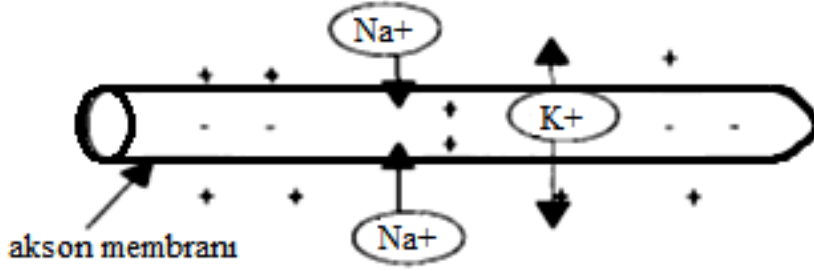
Nöronlarda bilgi iletiminin oluşabilmesi için, impuls genliğinin belirli bir eşik seviyenin üzerine çıkması gerekmektedir. Şekil 3.3, impulsun iletilebilmesi için gereken eşik seviyeyi göstermektedir (Poznyak et al., 2001).



Şekil 3. 3: Nöronda eşik değeri gösterimi(Poznyak et al., 2001).

Genliği eşik seviyesinin üzerine çıkan impulsler, akson boyunca iletilirler. Bu olay, akson içinde bulunan potasyum iyonlarının, miyelin kılıf etrafında

bulunan sodyum iyonları ile yer değiştirmesi ile gerçekleşir. Şekil 3.4, impulsun akson üzerinde iletimini göstermektedir (Poznyak et al., 2001).



Şekil 3. 4: Akson üzerinde bilgi iletimi(Poznyak et al., 2001).

3.2. Nöron Modeli

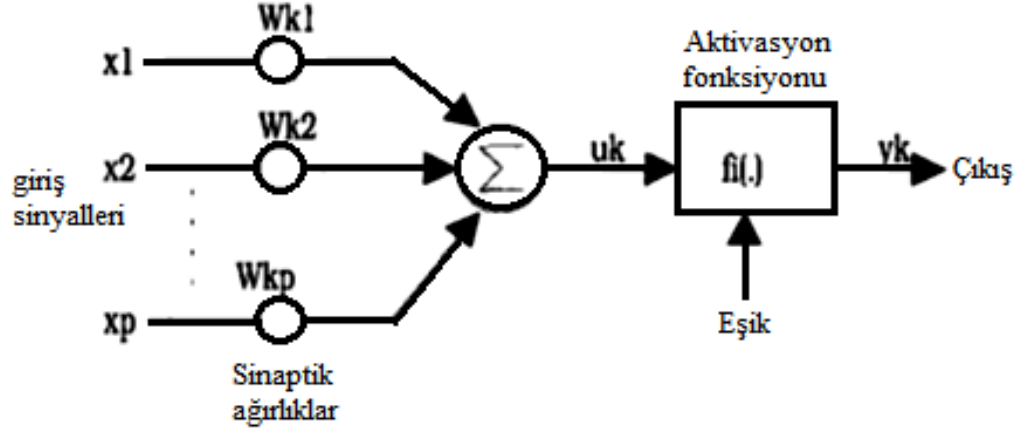
Bir yapay sinir ağı, biyolojik sinir ağlarından esinlenilerek oluşturulmuş, düzenli olarak paralel dağılmış bir bilgi işleyicidir. Deneysel bilgi birikimini depolayabilen ve kullanabilen bir yapıdır. Beyin ile bazı benzerlikler taşır;

- Bilgi, bir öğrenme işlemi ile elde edilir.
- Bilgi, nöronlar arasındaki bağlantı elemanları olan sinaptik ağırlıklarda saklanır.

Öğrenme işlemi (prosesi) için öğrenme algoritmalarından biri kullanılır. Bu şekilde, önceden belirlenmiş bir amaç için sinaptik ağırlıklar düzenlenir. Sinaptik ağırlıkların modifikasyonu, yapay sinir ağı dizaynı ve uygulaması için geleneksel metodu oluşturur.

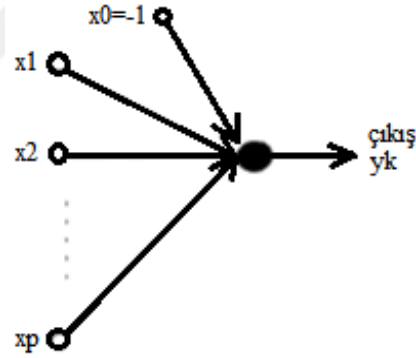
Nöron, sinir ağının çalışması için gerekli temel yapıdır. Şekil 3.5, yapay sinir ağında kullanılan nöron yapısını göstermektedir. Nöron, temel olarak üç ana bölümden oluşur;

1. Sinaptik bağlantılar: Her element kendi ağırlığı ile karakterize edilir.
2. Toplayıcı: Sinaptik ağırlıklarla çarpılan giriş sinyallerini toplamakta kullanılır.
3. Aktivasyon fonksiyonu: Toplayıcıdan gelen sinyalleri çıkışa yansıtan fonksiyonlardır.



Şekil 3. 5: Nöron modeli(Poznyak et al., 2001).

Şekil 3.6’da, bir nöronun basitleştirilmiş gösterimi verilmiştir. Burada nöronun girişini besleyen giriş düğümü, hesaplayıcı düğüm (nöron aktivasyon fonksiyonunun bulunduğu bölüm) ve haberleşme bağlantıları verilmiştir.



Şekil 3. 6: Basitleştirilmiş nöron modeli(Poznyak et al., 2001).

3.3. Yapay Sinir Ağları Yapıları

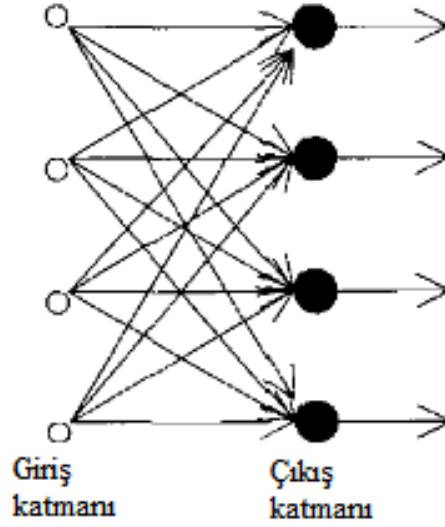
Nöronların birbirine bağlantı şekli, yapay sinir ağının yapısını oluşturur. Sistem tanımlama ve kontrol için en çok kullanılan yapay sinir ağı yapıları şunlardır:

- Tek katmanlı ileri beslemeli yapay sinir ağları
- Çok katmanlı ileri beslemeli yapay sinir ağları
- Radyal tabanlı yapay sinir ağlar

- Dinamik (diferansiyel) veya tekrarlı yapay sinir ağları

3.3.1. Tek Katmanlı İleri Beslemeli Yapay Sinir Ağları

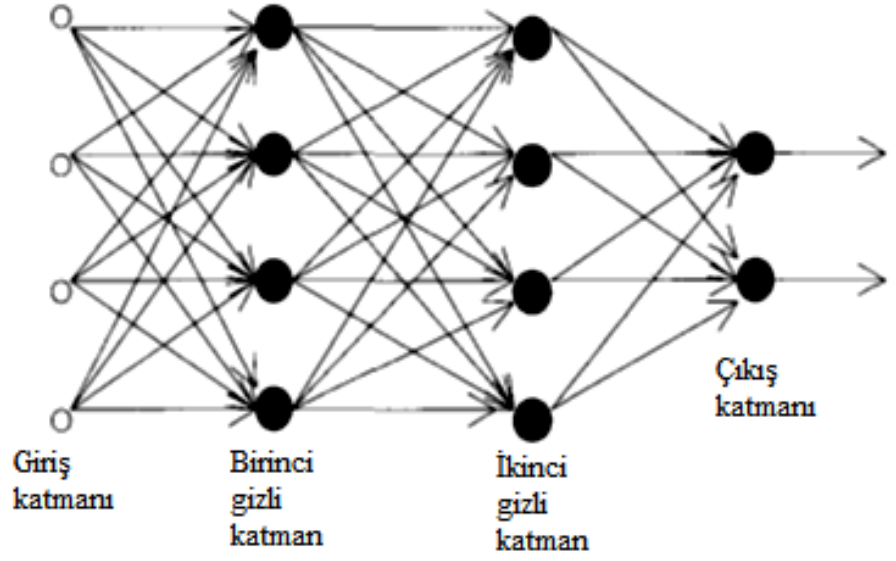
İleri beslemeli ağ yapılarının en basit çeşidi tek katmanlı yapay sinir ağlarıdır. Sadece tek bir nöron katmanından oluşur. Tek bir nöron ve ayarlanabilir sinaptik ağırlıklarından oluşan modele “perceptron” denir. Şekil 3.7, ileri beslemeli tek katmanlı yapay sinir ağı modelini göstermektedir.



Şekil 3. 7: Tek katmanlı yapay sinir ağı yapısı(Poznyak et al., 2001).

3.3.2. Çok Katmanlı İleri Beslemeli Yapay Sinir Ağları

Çok katmanlı yapay sinir ağları, tek katmanlılardan farklı olarak gizli katman olarak adlandırılan nöron gruplarını içerirler. Gizli katmanlardaki nöronlar, bir önceki katmandaki nöronların çıkış sinyallerini giriş sinyali olarak alır ve işlerler. Eğer aynı katmandaki bütün nöronlar komşu katmandaki nöronların hepsi ile bağlantılı ise bu tip ağlar tam bağlı ağlar, aksi durum ise kısmi bağlı ağlar olarak adlandırılmaktadır.



Şekil 3. 8: Çok katmanlı yapay sinir ağı(Poznyak et al., 2001).

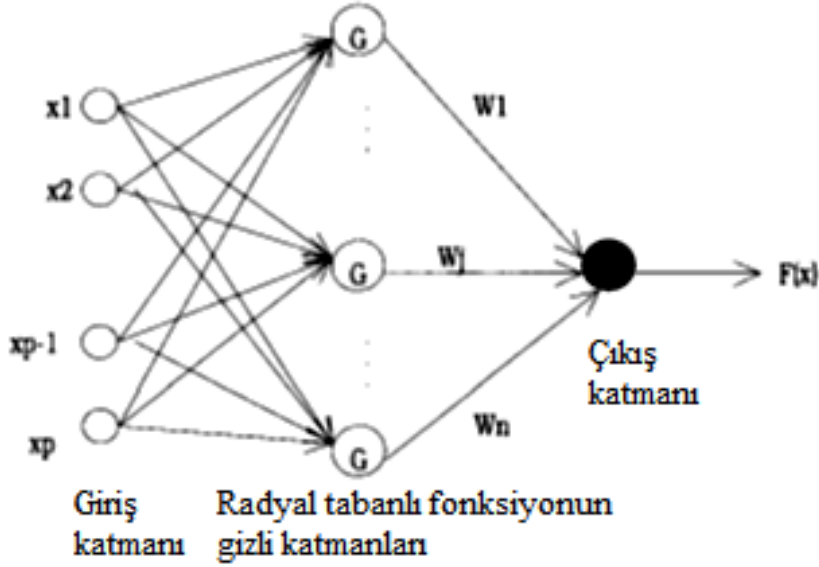
Çok katmanlı yapay sinir ağlarını eğitmek için en çok kullanılan algoritma, geriye yayılım algoritmasıdır. Bu algoritma gradyan tabanlı bir teknik kullanarak istenilen ve elde edilen çıkış sinyali arasındaki farkı minimize etme yöntemi ile çalışır (Haykin, 2008).

3.3.3. Radyal Tabanlı Yapay Sinir Ağları

Radyal tabanlı yapay sinir ağları, diğer ağlardan farklı olarak üç farklı katman barındırır (Powell, 1985);

- Giriş düğümlerinden oluşan giriş katmanı
- Gizli katman: Yeteri sayıda nöron içerir ve her bir nöron aktivasyon fonksiyonu olarak radyal tabanlı fonksiyonları içerir.
- Çıkış katmanı: gizli katman nöronlarının doğrusal kombinasyonlarını içerir.

Şekil 3.9, radyal tabanlı yapay sinir ağı yapısını göstermektedir.



Şekil 3. 9: Radyal tabanlı yapay sinir ağı yapısı(Poznyak et al., 2001).

3.3.4. Dinamik (Diferansiyel) veya Tekrarlı Yapay Sinir Ağları

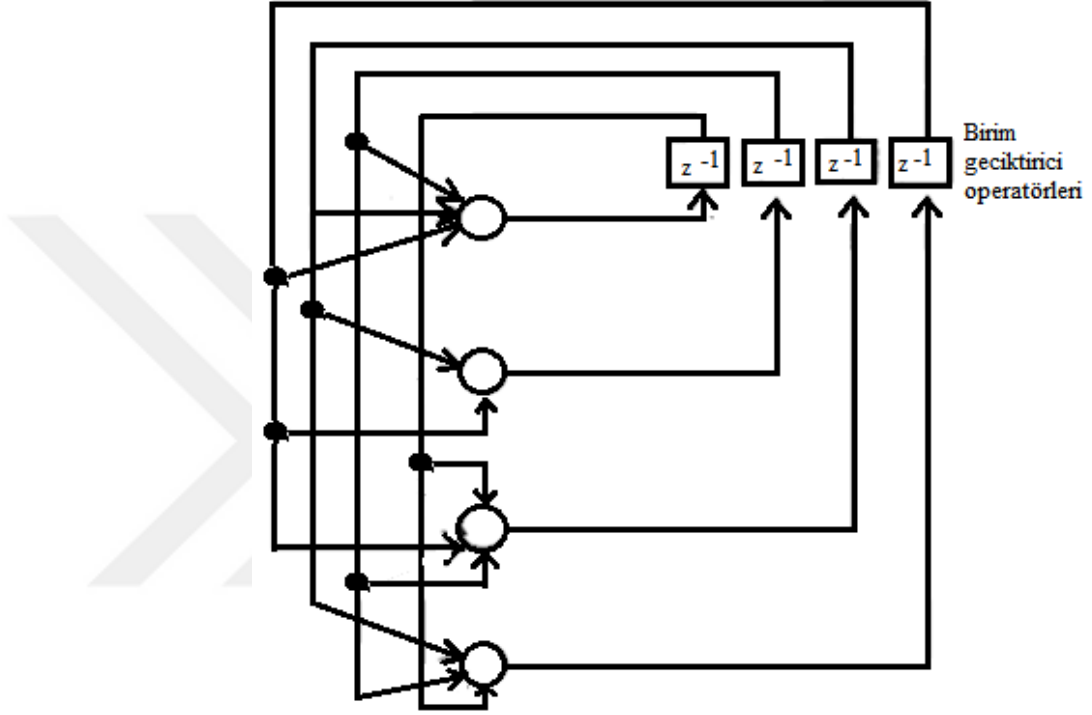
Statik yapay sinir ağlarında, geçici veri kodlamak için kullanılan yaklaşımlardan birisi, giriş ve çıkışların önceki zaman değerlerinin sisteme eklenmesidir. Fakat bu gösterim sadece belirli sayıda geçmiş zaman giriş çıkışını sisteme dahil edebileceğinden sınırlı bir veri kodlaması sağlamaktadır. Bu işlem için geliştirilen alternatif yöntem ise dinamik yapay sinir ağlarıdır (Poznyak et al., 2001).

Dinamik yapay sinir ağlarında diğer ağlardan farklı olarak en az bir adet geri besleme döngüsü bulunur. Şekil 3.10, kesikli zamanlı bir geri beslemeli dinamik yapay sinir ağını göstermektedir. Burada görüldüğü gibi, çıkışın önceki zaman değerlerini kullanmak için birim gecikme fonksiyonu kullanılmıştır (Kleene, 1956).

3.3.5. YSA' da Ağ Optimizasyonu

YSA modellemedeki temel sorunlardan birisi, ağ yapısının belirlenmesidir. Gizli katmandaki nöron sayısı, gizli katman sayısı, momentum katsayısı, öğrenme oranı, eğitim verisi adedi ve çeşitliliği gibi ağ parametrelerinin en iyi şekilde seçiminin yapılması gerekmektedir (Ata, 2015).

Bu limitlerin üstesinden gelmek amacıyla Liu ve ekibi () ağ parametrelerini optimize etmek için, GA (Genetik Algoritma) ve KSO (Kuş Sürüsü Optimizasyonu) 'na dayalı bir YSA yaklaşımı sunmuşlardır. Zaman ve işlem çabasını minimize etmek için GA ve KSO kullanılarak optimum ağ parametreleri belirlenmiştir. Ağ yapılandırmasını hızlı ve etkili biçimde optimize etmek için GA/KSO 'nun konvansiyonel “dene ve hata” yaklaşımına iyi bir alternatif olduğu bulunmuştur.



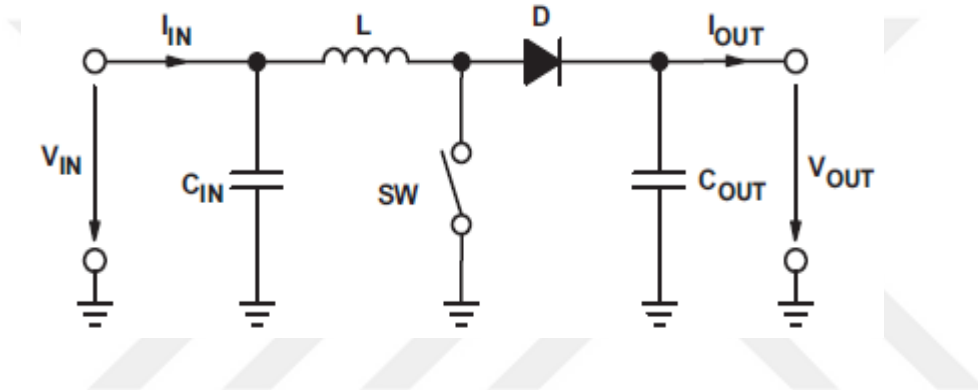
Şekil 3. 10: Kesikli zamanlı tekrarlı yapay sinir ağı(Poznyak et al., 2001).

4. YENİLENEBİLİR ENERJİ SİSTEMLERİNDE KULLANILAN GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİ

Bu bölümde, tez çalışmasında kullanılmış olan Boost Konverter ve İnverter devreleri hakkında teorik bilgi verilmiştir.

4.1. Boost Konverter

Boost Konverter, mevcut DC voltajı yükselterek gerekli olan DC gerilimi elde etmek için kullanılan güç elektroniği devresidir. Şekil 4.1, boost konverter yapısını göstermektedir.



Şekil 4. 1: Boost Konverter yapısı(Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage, 2014)

SW anahtarının aç-kapa hareketleri ile devredeki bobin ve kondansatörler vasıtasıyla çıkış gerilimi giriş geriliminden daha yüksek bir değere ayarlanabilmektedir. Çıkış gerilimi, SW anahtarının yüzde olarak açık kalma değerini temsil eden Görev Zamanı (Duty Cycle) eşitlik 1 ile hesaplanabilmektedir.

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad \text{Eşitlik 1}$$

V_{in} : Giriş gerilimi (V)

V_{out} : Çıkış gerilimi (V)

D : Görev zamanı (%)

Bir sonraki adım, bobin akımındaki dalgalanmayı bulmak adına maksimum anahtarlama akımını bulmaktır. Eşitlik 2, bobin akımındaki dalgalanma hesabını vermektedir(Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage, 2014).

$$\Delta I_L = \frac{V_{inmin} \times D}{f_s \times L}$$

Eşitlik 2

$V_{in(min)}$: En küçük giriş gerilimi (V)

f_s : en küçük anahtarlama frekansı (Hz)

D : Görev zamanı (%) (eşitlik 1 de hesaplanan)

L : Seçilen endüktans değeri (H)

ΔI_L : Bobin akımındaki dalgalanma

Kurulan devrenin maksimum çıkış akımını verebildiği hesaplanmalıdır. Eşitlik 3 maksimum akım hesabını verir.

$$I_{maxout} = (I_{LIM(min)} - \frac{\Delta I_L}{2}) \times (1 - D)$$

Eşitlik 3

$I_{LIM(min)}$: SW anahtarı akım limiti (Amper)

I_{maxout} = En büyük çıkış akımı (Amper)

Eğer hesaplanan maksimum akım değeri gerekli olandan küçük ise, devrenin uygun değerlerle tekrar kurulması gerekmektedir. Hesaplanan maksimum çıkış gerilimi ihtiyaç duyulandan çok az küçük ise bu durumu daha yüksek endüktanslı bir bobin kullanarak düzeltmek mümkündür. Seçilen bobinin endüktansı yüksek olursa, akımdaki dalgalanma azalır ve maksimum çıkış akımı artmış olur.

Eğer hesaplanan değer maksimum çıkış akımının altında ise devredeki maksimum anahtarlama akımı Eşitlik 4 ile hesaplanabilir.

$$I_{sw(max)} = \left(\frac{\Delta I_L}{2} - \frac{I_{out(max)}}{1-D} \right)$$

Eşitlik 4

Devre için uygun bobin seçimi ise Eşitlik 5 ile yapılabilir.

$$L = \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{\Delta I_L \times f_s \times V_{out}}$$

Eşitlik 5

4.2. İnvörtör Devreleri

Statik güç konvertörlerinin, bilhassa invörtörlerin temel amacı, DC bir kaynaktan AC dalga formu üretmektir. Bu tarzda AC dalga formları; ayarlanabilir hız kontrol devreleri (AHKD), kesintisiz güç kaynakları (KGK), statik var kompanzatörler, aktif filtreler, esnek AC iletim sistemleri ve voltaj kompanzatörleri gibi birçok uygulama alanında kullanılmaktadır. Sinüsoidal AC çıkışlar için; genlik, frekans ve faz açısı kontrol edilebilir olmalıdır. AC dalga şeklinin tipine göre, bu yapılar, bağımsız kontrol edilen AC çıkışın voltaj dalga şekli olduğu voltaj kaynaklı invörtörler (VKİ) olarak düşünülebilir. Bu tarz yapılar pratikte en çok kullanılan invörtör yapılarıdır. Çünkü doğal olarak voltaj kaynağı şeklinde davrandıklarından, ayarlanabilir hız kontrol sürücüleri gibi birçok endüstriyel uygulamada kullanılabilmektedirler. Benzer şekilde, bu yapılar akım kaynaklı invörtörler (AKİ) olarak da bulunabilirler. Akım kaynaklı invörtörlerde bağımsız kontrollü AC çıkış, akım dalga şeklindedir. Bu yapılar hala orta gerilim endüstriyel uygulamalarda, yüksek kaliteli voltaj dalga şekillerinin gerekli olduğu yerlerde geniş bir yelpazede kullanılmaktadırlar (Rashid, 2011).

Statik güç konvertörleri, özellikle invörtörler, güç elektroniği anahtarlama elemanlarından oluşmaktadır ve bu invörtörlerin çıkışlarında görülen AC dalga şekli kesikli sinyallerden oluşmaktadır. Bu, dalga şekillerinin üretiminin pürüzsüz dalga şekline göre daha hızlı olmasını sağlar. Örneğin, üç düzeyli voltaj kaynaklı invörtör tarafından üretilen AC çıkış gerilimi, bir çeşit darbe genişliği modülasyonu (PWM) tipinde bir dalga şeklindedir. Bu dalga şekli beklenildiği gibi sinüsoidal formda olmamakla birlikte, dalga şeklinin temel bileşeni sinüs gibi davranmaktadır. Bu davranış güç anahtarlarının açılış ve kapanış zamanlarını kontrol eden bir modülasyon tekniği ile garanti altına alınabilmektedir. En çok kullanılan modülasyon teknikleri taşıyıcı-tabanlı (carrier-based) teknik, space-vector teknik ve seçici harmonik eleme tekniğidir.

Bu tarz yapıların ürettiği kesikli AC çıkış dalga şekli, invörtör uygulamalarında temel sınırlamalar getirmektedir. Voltaj kaynaklı invörtör, kesikli değerlerden oluşan ac çıkış voltajı dalga şekli üretir. Öyleyse, pürüzsüz bir akım dalga şekli elde etmek için yükün endüktif olması gerekmektedir. VKİ'e bağlı kapasitif bir yük, akım dalga şekli üzerinde aşırı uçlanmalara (peak) neden olacaktır. Bu durumda, kapasitif yük ile VKİ arasına endüktif filtre devresi uygulanmalıdır. Diğer taraftan, akım kaynaklı invörtörde (AKİ) AC çıkış akımı dalga şekli kesikli değerlerden oluştuğundan, çıkışta pürüzsüz bir dalga şeklinin elde edilebilmesi için yükün kapasitif olması gerekmektedir. AKİ'ye bağlanan

endüktif bir yük, çıkış voltajında ani voltaj yükselmelerine sebep olacaktır. Bu durumda, AKİ ile endüktif yük arasına kapasitif filtre uygulanması gerekmektedir.

Üç düzeyli bir dalga şekli, yüksek dv/dt oranına sahip olduğundan, orta gerilim Ayarlanabilir Hız Sürücüleri (AHD) için tavsiye edilmez. Bu yaklaşımın bazı kötü yönleri raporlanmıştır (yalıtım problemleri gibi). Alternatif olarak, AC çıkış dalga şeklini iyileştirmek için çok katlı VKİ yapıları kullanılmaktadır. Temel prensip önceki voltaj düzeylerinde azaltılmış dv/dt oranı ile ota gerilimde istenilen çıkış dalga şeklini oluşturmaktır. Bu tarz devre yapıları AHK 'lerde iyi bir şekilde geliştirilmiş olmakla birlikte, aynı zamanda statik var kompozatörler, aktif filtreler ve voltaj kompanzatörleri için de uygunlardır. Bu tarz devre yapılarında, özelleştirilmiş daha fazla güç valfini anahtarlama üzere modülasyon teknikleri geliştirilmiştir. Diğerler modülasyon tekniklerinin arasında, taşıyıcı tabanlı ve SV-tabanlı teknikler uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır.

Bu bölümde, bir fazlı ve üç fazlı sistemler için voltaj kaynaklı invertör yapıları derlenmiştir. Anlatımlardaki DC hat, mükemmel DC olarak kabul edilmiştir. Devre topolojileri, modülasyon teknikleri ve kontrol için sunulan bakış açıları analiz edilmiştir. Kullanılan güç elektroniği devre elemanlarının ideal olduğu varsayılmıştır ve anahtarlama kayıpları vb. kayıplar göz ardı edilmiştir.

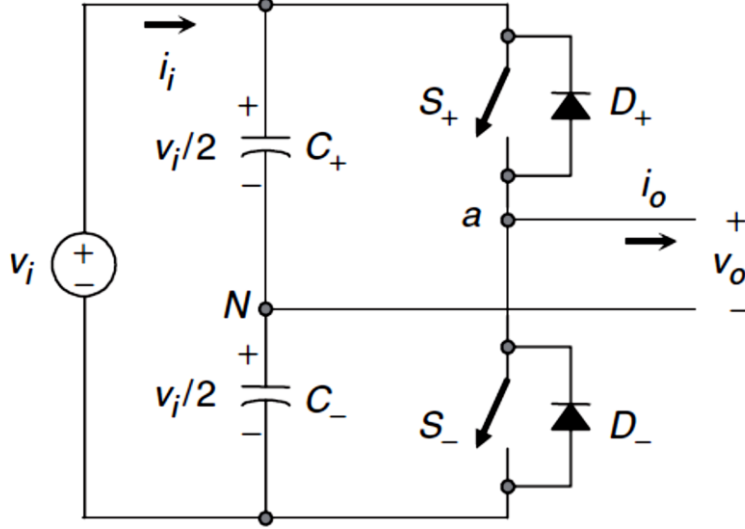
4.2.1. Bir Fazlı Voltaj Kaynaklı İnvörtörler (VKİ)

Bir fazlı VKİ için, yarım köprü ve tam köprü olmak üzere iki farklı devre yapısı söz konusudur. Kullanılan güç aralığının düşük güç seviyelerinde olmasına rağmen, bir fazlı invertörler güç kaynaklarında, bir fazlı kesintisiz güç kaynaklarında, hâlihazırda statik güç devrelerinde, geniş bir kullanım alanı vardır. Bu devre yapılarının temel özellikleri ilerleyen bölümlerde incelenmiştir.

4.2.1.1. Yarım Köprü VKİ

Şekil 4.2, yarım köprü VKİ' nin yapısını göstermektedir. Nötr ucunu desteklemek için iki adet büyük değerli kondansatör gereklidir. Her bir kondansatör giriş geriliminin yarsına kadar dolmaktadır. İnvörtör çalışması sırasında oluşan harmonikler düşük değerli harmonikler olduğundan büyük kapasiteli kondansatörler kullanılması gerekmektedir. S+ ve S- anahtarlarının aynı anda açık olamayacakları aşikârdır. Çünkü bu durumda dc hatta kısa devre oluşacağı görülmektedir. Çizelge4.1 'de, iki adet tanımlanmış ve bir adet

tanımlanmamış durum görünmektedir. DC hattın kısa devre olmasını önlemek için, modülasyon tekniği, herhangi bir anda sadece yukarıdaki anahtarın veya sadece aşağıdaki anahtarın açık olduğundan emin olmalıdır.

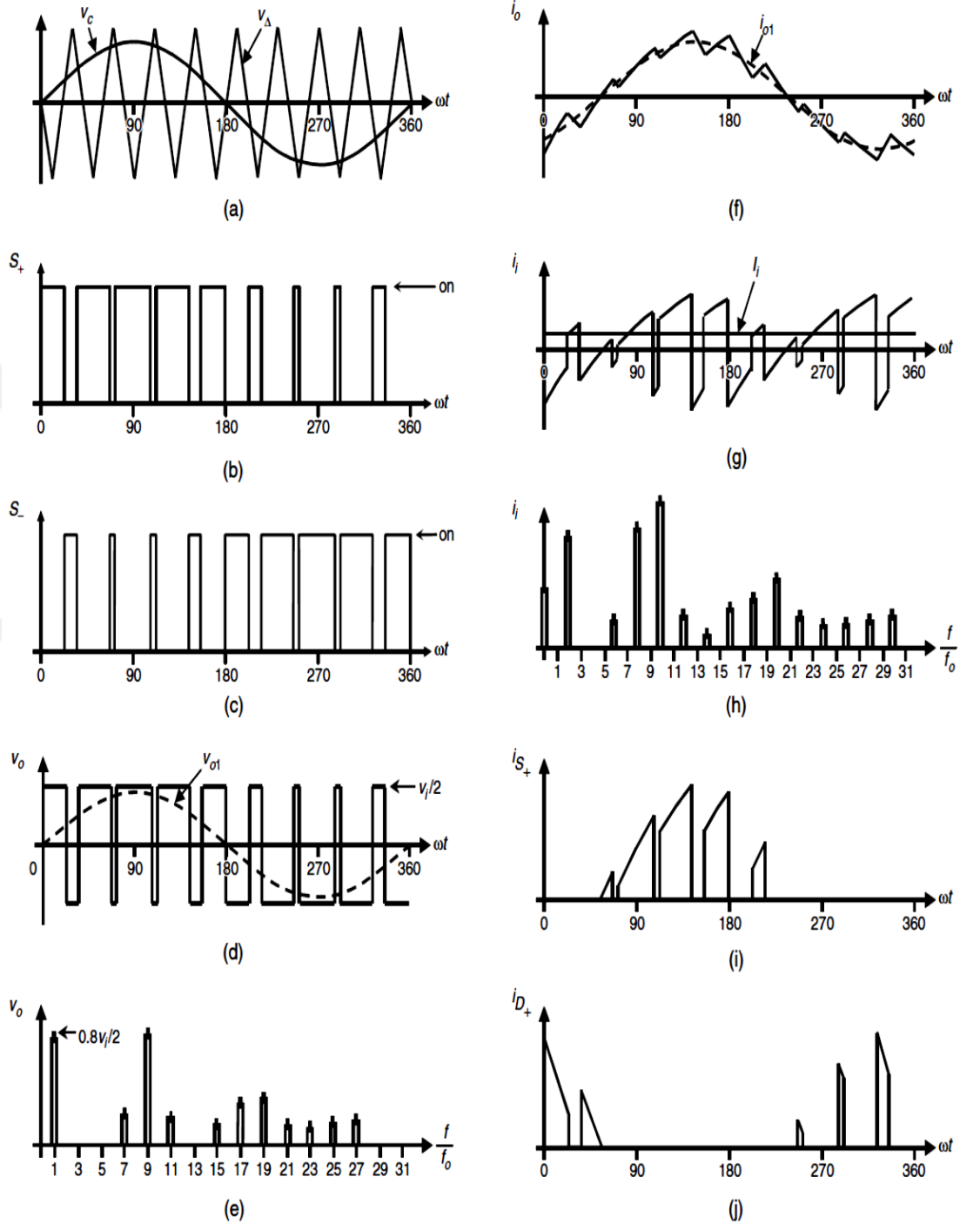


Şekil 4. 2: Bir fazlı yarım-köprü VKİ(Rashid, 2011)

Çizelge4.1: Bir fazlı yarım-köprü VKİ için anahtarlama durumları(Rashid, 2011)

Durum No	Durum	Çıkış gerilimi (v_o)	İletken olan devre elemanları
1	S_+ anahtarı açık ve S_- anahtarı kapalı	$v_i / 2$	S_+ ($i_o > 0$ ise) D_+ ($i_o < 0$ ise)
2	S_- anahtarı açık ve S_+ anahtarı kapalı	$-v_i / 2$	D_- ($i_o > 0$ ise) S_- ($i_o < 0$ ise)
3	S_+ ve S_- anahtarlarının her ikisi de kapalı	$-v_i / 2$ $v_i / 2$	D_- ($i_o > 0$ ise) D_+ ($i_o < 0$ ise)

Şekil 4.3, Şekil 4.2. deki yarım köprü invertöre ilişkin dalga şekillerini göstermektedir. S_+ ve S_- anahtarlarının durumları, taşıyıcı tabanlı modülasyon tekniği ile belirlenmektedir.



Şekil 4. 3: Yarım-köprü VKİ’de SPWM için ideal dalga şekilleri. ($m_a=0.8$, $m_f=9$)

NOT: a)Taşıyıcı ve modülasyon sinyalleri b)S₊ anahtarının durumu c)S₋ anahtarının durumu d)AC çıkış gerilimi e)AC çıkış gerilimi spektrumu f)AC çıkış akımı g)DC akım h) DC akım spektrumu i) S₊ anahtarı akımı j)D₊ diyodu akımı (Rashid, 2011)

4.2.1.1.1. Taşıyıcı-Tabanlı PWM Tekniği

Daha önceden üzerinde durulduğu gibi, AC çıkış voltajının genliğinin $v_o = v_{aN}$ ve dalga şeklinin sinüsoidal formda olması istenmektedir. Bu, güç valflerinin (güç elektroniği devre elemanları: IGBT, MOSFET vb. anahtarlama elemanları) düzgün bir biçimde açılıp kapatılması ile mümkün olmaktadır. Taşıyıcı-tabanlı PWM tekniği VKİ 'in bir kolundaki anahtarın açık-kapalı olma durumlarını modülasyon sinyali (v_c : istenilen AC çıkış voltajı) ve üçgen dalga şekli (v_Δ : taşıyıcı sinyal) ile karşılaştırarak bu gerekliliği yerine getirir. Pratikte; $v_c > v_\Delta$ olduğunda S₊ anahtarının konumu açık S₋ anahtarının konumu kapalı, $v_c < v_\Delta$ durumunda ise S₊ anahtarı kapalı, S₋ anahtarı açık konumdadır.

Sinüsoidal PWM; modülasyon sinyalinin sinüsoidal olduğu, f_c frekansına ve v_c genliğine sahip; üçgen taşıyıcı sinyalin (v_Δ) f_Δ frekansına ve v_Δ genliğine sahip olduğu özel bir modülasyon tekniğidir. Bu durumda, modülasyon indisi (m_a : genlik modülasyon oranı) aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$m_a = \frac{v_c}{v_\Delta} \quad \text{Eşitlik 6}$$

Normalize edilmiş taşıyıcı frekansı m_f (frekans-modülasyon oranı olarak da bilinir) üçgen dalga frekansının taşıyıcı frekansına bölümü ile elde edilir.

$$m_f = \frac{f_\Delta}{f_c} \quad \text{Eşitlik 7}$$

Şekil 4.3e, AC çıkış geriliminin ($v_o = v_{aN}$) temel olarak üzerine harmonikler eklenmiş bir sinüs dalgası olduğunu açık bir şekilde göstermektedir. AC çıkış voltajının temel bileşeninin v_{o1} aşağıdaki eşitliği sağlamak durumundadır.

$$v_{o1} = v_{aN1} = \frac{v_i}{2} m_a \quad \text{Eşitlik 8}$$

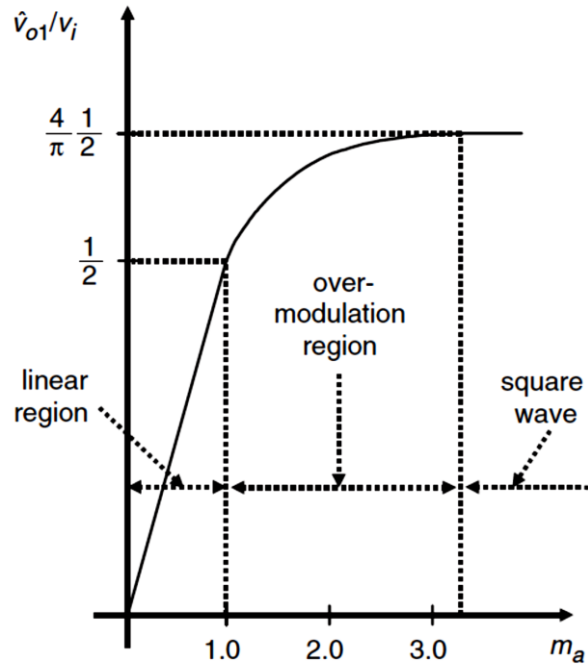
$m_a < 1$ için, modülasyon tekniğinin doğrusal bölgesi olarak adlandırılır. Normalize edilmiş taşıyıcı frekansın çift değerleri için çıkış voltajında oluşan harmonikler m_f etrafında f_h frekansları ve katları şeklindedir.

$$h = l m_f \pm k \quad l = 1, 2, 3, \dots \quad \text{Eşitlik 9}$$

Burada $l=1,3,5,\dots$ için $k=2,4,6$; $l=2,4,6$ için $k=1,3,5,\dots$ olacaktır. AC çıkış voltajı harmoniğinin genliği, modülasyon indisi m_a nın bir fonksiyonudur ve $m_f > 9$ için normalize taşıyıcı frekanstan bağımsızdır. DC hat akımındaki harmonikler normalize taşıyıcı frekans etrafında f_p frekansları ve katları şeklindedir.

$$p = lm_f \pm k \quad l = 1,2,3, \dots \quad \text{Eşitlik 10}$$

Burada $l=1,3,5,\dots$ için $k=2,4,6$; $l=2,4,6$ için $k=1,3,5,\dots$ olacaktır. Bazı diğer önemli hususlar ise; m_f nin küçük değerleri için ($m_f < 21$), taşıyıcı sinyal v_{Δ} ve v_c sinyali birbiri ile eşzamanlı olmak durumundadır. Aksi durumda AC çıkış voltajında alt harmonikler oluşur. m_f 'nin büyük değerleri için, asenkron PWM tekniği kullanıldığında alt harmonikler göz ardı edilebilir. Bununla birlikte, çok düşük dereceli alt harmonik potansiyeline karşı asenkron PWM tekniği kullanmaktan kaçınılmalıdır. Son olarak, aşırı modülasyon bölgesinde ($m_a > 1$) modülasyon sinyali ve taşıyıcı sinyal arasındaki bazı kesişim noktaları kaybolabilir. Bu da bazı düşük dereceli harmoniklerin oluşmasına sebebiyet verebilir. Fakat buna karşın AC çıkış geriliminin temel bileşeni daha büyük şekilde elde edilir. Maalesef, doğrusal bölgede elde edilen m_a ve v_{o1} arasındaki doğrusallık aşırı modülasyon bölgesinde sürdürülemez. Dahası, bir çeşit doyum etkisi gözlenir. Bu etki, Şekil 4.4 'de gösterilmiştir.



Şekil 4. 4: Yarım-köprü VKİ' de SPWM tekniği kullanıldığında normalize edilmiş AC çıkış gerilimin temel bileşeni(Rashid, 2011)

PWM tekniği AC ıkış sinyalinin verilen modülasyon sinyalini izlemesine olanak sunmaktadır. SPWM tekniğindeki özel bir durum (modülasyon sinyalinin sinüsoidal olması), doğrusal bölgede çalışılırken, AC ıkış voltajı modülasyon indeksinin bir fonksiyonu olarak doğrusal şekilde değişir. Harmoniklerin frekansları ve genlikleri belirgindir. Bu zellikler, filtreleme elemanlarının tasarımını kolaylaştırmaktadır. Maalesef, bu çalışma modunda temel AC gerilimin genliği $v_i/2$ dir. Aşırı modülasyon durumunda daha yüksek gerilimler elde edilir ($m_a > 1$). Bununla birlikte, AC ıkış geriliminde düşük dereceli harmonikler oluşur. Modülasyon indeksinin çok büyük değerlerinde ($m_a > 3.24$), AC ıkış voltajının tamamen kare dalga olmasına sebebiyet verir ki buna kare-dalga modülasyon tekniği denilmektedir.

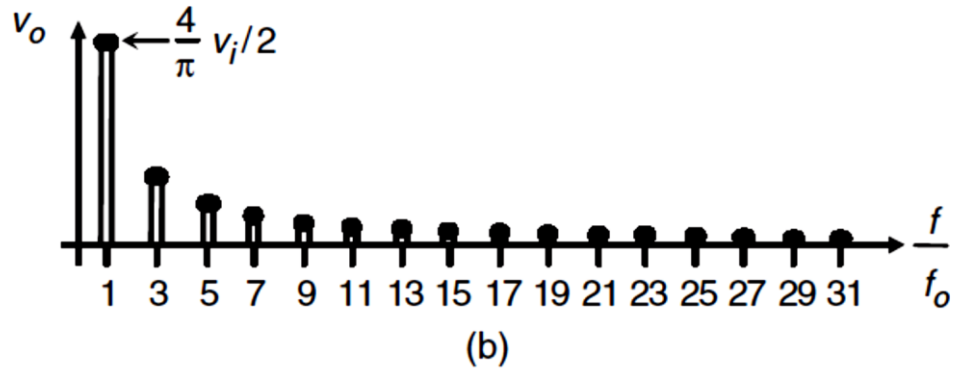
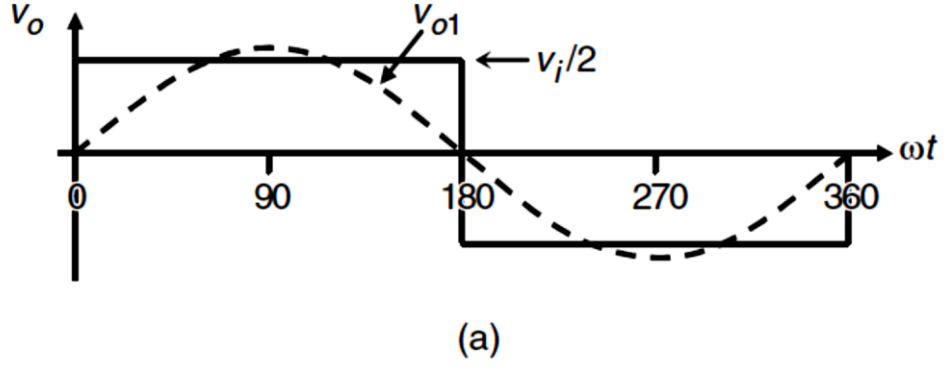
4.2.1.1.2. Kare Dalga Modülasyon Tekniği

S_+ ve S_- anahtarlarının her ikisi de AC ıkış periyodunun yarı süresince açık konumdadırlar. Bu, sinüsoidal modülasyon tekniğinde modülasyon indeksinin sonsuz olduğu duruma denk düşer ($m_a = \infty$). şekil 4.5' de görüldüğü üzere, normalize edilmiş AC ıkış gerilimindeki harmonikler $h=3,5,7,9,\dots$ frekanslarında ve verilen bir DC hat gerilimi için; AC ıkış voltajı genliği aşağıdaki eşitlik ile verilir.

$$\hat{v}_{o1} = \hat{v}_{aN1} = \frac{4}{\pi} \frac{v_i}{2} \quad \text{Eşitlik 11}$$

Harmoniklerin genliği ise aşağıdaki eşitlik ile verilmektedir.

$$\hat{v}_{oh} = \frac{\hat{v}_{o1}}{h} \quad \text{Eşitlik 12}$$



Şekil 4. 5: Yarım-köprü VKİ. Kare dalga modülasyon tekniği için ideal dalga formları (Rashid, 2011).

NOT: a) AC çıkış gerilimi b) AC çıkış gerilimi spektrum görünümü

AC çıkış voltajının invertör tarafından değiştirilemeyeceği görülebilmektedir. Bununla birlikte, DC link voltajının (v_i) değiştirilmesi ile değiştirilebilir. Yarım köprü yapılandırmasında uygulanabilecek diğer modülasyon teknikleri aşağıda derlenmiştir. Bu teknikler, aynı zamanda diğer invertör devre yapıları için de kullanılabilmektedirler.

4.2.1.1.3. Seçici Harmonik Eleme (SHE) Tekniği

Temel amaç, kayda değer harmonikleri seçip eleyerek, temel bileşeni belirli bir aralıkta isteğe göre ayarlayarak bir sinüsoidal AC çıkış voltajı dalga formu elde etmektir. Bu, güç valflerinin matematiksel olarak kesin anlık bir şekilde açılıp kapanmasıyla gerçekleştirilir. AC çıkış gerilimi özelliklerinden birisi harmonikler olmadığında dahi ($v_{oh}=0$, $h=2,4,6,\dots$) yarım ve çeyrek dalga simetrisidir. Dahası, faz gerilimi dalga şekli (Şekil 4.2' de $v_o=v_{aN}$), AC gerilim dalga şeklinde (N-1)'inci harmoniği elemek ve temel bileşenin büyüklüğünü ayarlamak için yarım-çevrimde N defa kıyılır. Örneğin, üçüncü ve beşinci

harmonikleri elemek için ve temel bileşenin büyüklüğünü kontrol etmek için aşağıdaki eşitlikler çözümlenmelidir.

$$\cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) = (2 + \pi \hat{v}_o 1/v_i)/4$$

$$\cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) = 1/2$$

$$\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 1/2 \quad \text{Eşitlik 13}$$

α_1 , α_2 ve α_3 , açıları Şekil 4.6a 'da tanımlanmıştır. Bu açılar, analitik çözümleri olmadığından, iteratif algoritmalar ile bulunmuştur. α_1 , α_2 ve α_3 , açıları, Şekil 15.7a 'da farklı v_{o1}/v_i değerlerine karşı çizilmiştir. N-1 numaralı tek harmonikleri elemek için genel ifade ($N-1=2,4,6,\dots$);

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(ak) = \frac{(2 + \pi \hat{v}_{o1})/v_i}{4}$$

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(nak) = \frac{1}{2} \quad (n = 3,5, \dots, 2N-1 \text{ için}) \quad \text{Eşitlik 14}$$

Burada $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$; $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$ ifadesini sağlamalıdır. Benzer olarak, çift numaralı harmonikleri elemek için, örneğin üçüncü, beşinci ve yedinci harmonikleri elemek ve temel bileşenin genliğini kontrol etmek için aşağıdaki eşitlikler çözümlenmelidir ($N-1=3$).

$$\cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) - \cos(1\alpha_4) = (2 - \pi \hat{v}_o 1/v_i)/4$$

$$\cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) = 1/2$$

$$\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 1/2$$

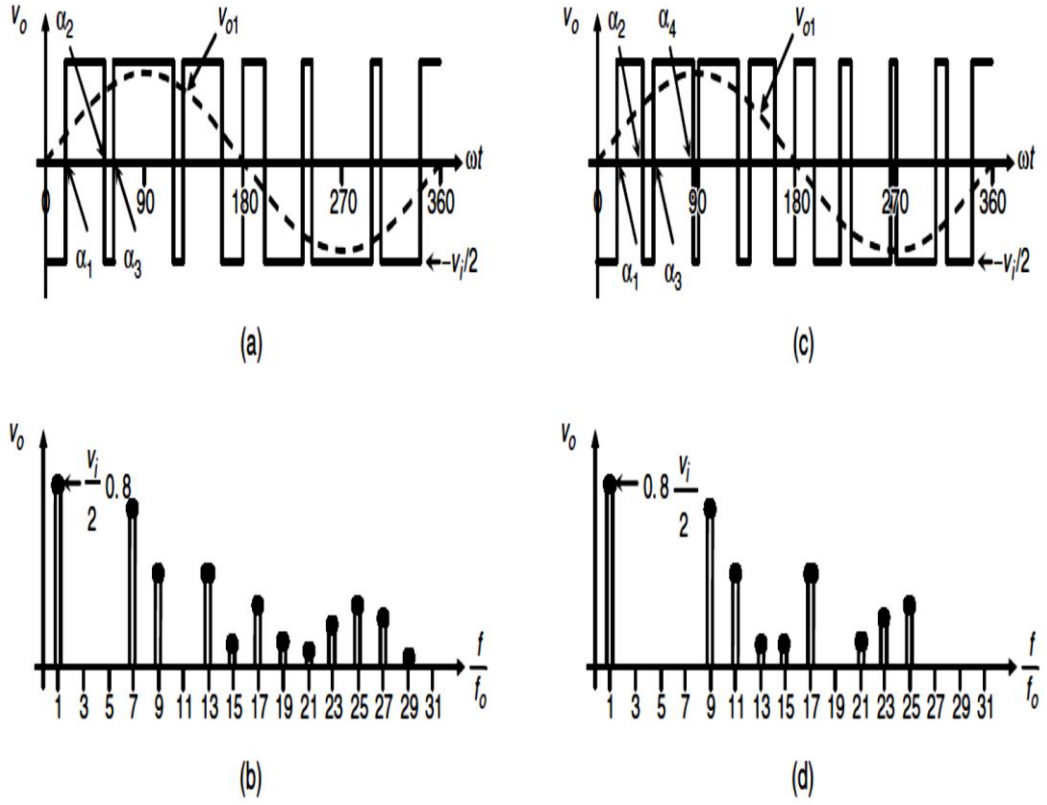
$$\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = \quad \text{Eşitlik 15}$$

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ve α_4 açıları Şekil 15.6b 'de tanımlanmıştır. $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ Şekil 15.7b 'de farklı v_{o1}/v_i değerlerine karşı çizilmiştir. N-1 numaralı tek harmonikleri elemek için genel ifade ($N-1=3,5,7,\dots$);

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(ak) = \frac{(2 - \pi \hat{v}_{o1})/v_i}{4}$$

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(nak) = \frac{1}{2} \quad (n = 3, 5, \dots, 2N - 1 \text{ için}) \quad \text{Eşitlik 16}$$

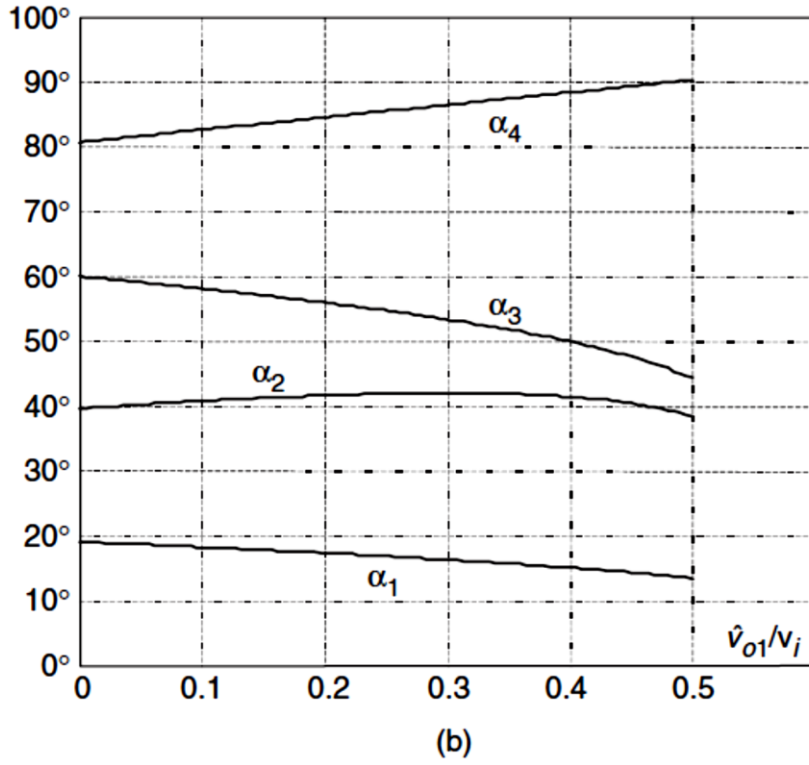
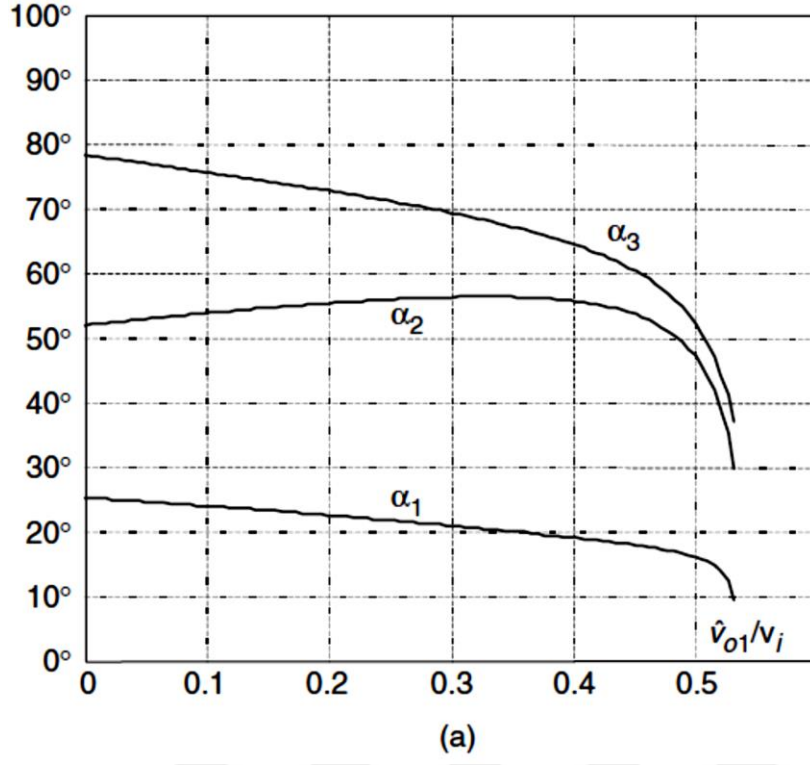
Burada yine $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$; $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$ ifadesini sağlamalıdır.



Şekil 4. 6: Yarım-köprü VKİ’de SHE tekniği için ideal dalga şekilleri (Rashid, 2011).

NOT: a) üçüncü ve beşinci harmonik elemesi için AC çıkış gerilimi b) üçüncü ve beşinci harmonik elemesi için AC çıkış gerilimi spektrumu c) üçüncü, beşinci ve yedinci harmonik elemesi için AC çıkış gerilimi d) üçüncü, beşinci ve yedinci harmonik elemesi için AC çıkış gerilimi spektrumu.

Seçici harmonik eleme tekniğini uygulamak için; modülatör, gate tetiklemelerini şekil 4.7’ deki açılara göre gerçekleştirmelidir. Bu görev çoğu zaman içerisinde taramalı Çizelgelerin (look-up table) yüklü olduğu dijital sistemler tarafından gerçekleştirilmektedir.



Şekil 4. 7: SHE için kıyıcı açıları ve yarım-köprü VKİ için temel bileşenin genliğinin kontrolü (Rashid, 2011).

NOT: a) Üçüncü ve beşinci harmoniklerin elemesi b) Üçüncü, beşinci ve yedinci harmoniklerin elemesi.

4.2.1.1.4. DC Hat Akımı

Bölücü kondansatörler, invertörün bir parçası olarak düşünülmüştür. Enerji depolama elemanlarından dolayı (C_+ ve C_- kondansatörleri) anlık güç dengesi düşünülememiştir. Bununla birlikte, kayıpsız bir invertör varsayımı yapıldığında, yükün harcadığı ortalama gücün DC kaynağın ürettiği ortalama güce eşit olması gerekir. Bu sebeple, aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\int_0^T v_i(t) i_i(t) dt = \int_0^T v_o(t) i_o(t) dt \quad \text{Eşitlik 17}$$

Burada T , AC çıkış geriliminin periyodudur. Endüktif bir yük ve göreceli olarak yüksek bir anahtarlama frekansı için, yük akımı i_o sinüsoidale yakındır ve bu durumda AC çıkış geriliminin yalnızca temel bileşeni yüke aktarılır. Diğer taraftan, DC hat gerilimi sabit ise ($v_i(t)=v_i$) eşitlik aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir.

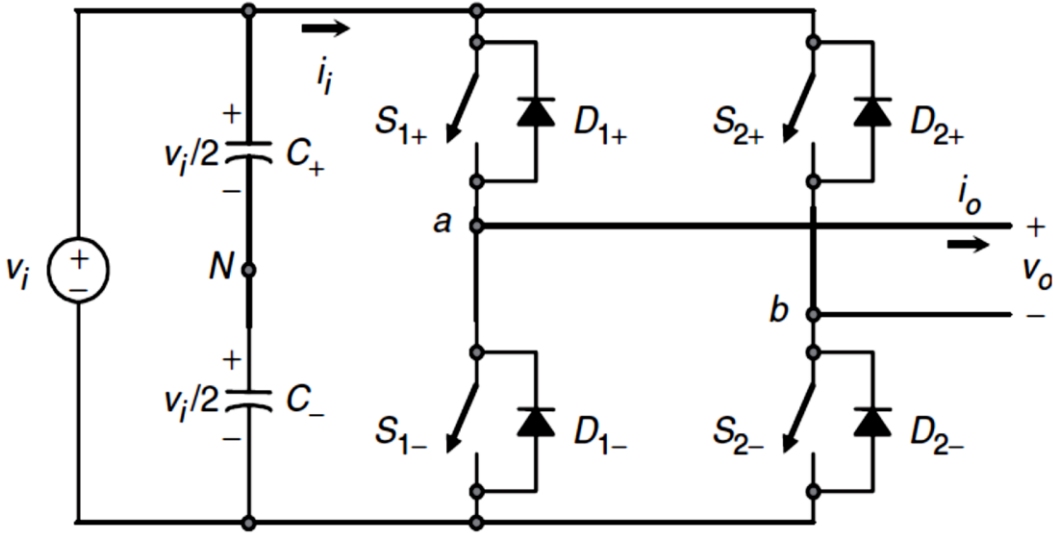
$$\int_0^T i_i(t) dt = \frac{1}{v_i} \int_0^T \sqrt{2} v_{o1} \sin(\omega t) \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - \phi) dt = I_i \quad \text{Eşitlik 18}$$

Burada V_{o1} AC çıkış geriliminin temel bileşeninin rms değeri, I_o rms yük akımı, ϕ endüktif güç katsayısı ve I_i DC hat akımıdır. DC hat akımı aşağıdaki eşitlik ile basitleştirilebilir.

$$I_i = \frac{V_{o1}}{v_i} I_o \cos(\phi) \quad \text{Eşitlik 19}$$

4.2.1.2. Tam-Köprü VKİ

Şekil 4.8, tam-köprü voltaj kaynaklı invertörün yapısını göstermektedir. Yarım-köprü invertör ile benzer olmakla birlikte, yükü nötr uca bağlayan ikinci bir bacağı bulunmaktadır. Umulduğu gibi, S_{1+} ve S_{1-} anahtarları (veya S_{2+} ve S_{2-} anahtarları) DC hatta kısa devre yaratacağından aynı anda kapalı konumda olamazlar. Burada anahtarların dört adet tanımlı durumu ve bir adet tanımsız durumu söz konusudur. Bu durumlar Çizelge 4.2' de gösterilmiştir.



Şekil 4. 8: Bir fazlı tam-köprü invertör(Rashid, 2011)

Çizelge4.2. Tam-Köprü VKİ için anahtarlama durumları(Rashid, 2011)

Durum no	Durum	V_{aN}	V_{bN}	V_o	İletken olan devre elemanları
1	S_{1+} ve S_{2-} açık; S_{1-} ve S_{2+} kapalı	$v_i/2$	$-v_i/2$	v_i	S_{1+} ve S_{2-} ($i_o > 0$) D_{1+} ve D_{2-} ($i_o < 0$)
2	S_{1-} ve S_{2+} açık; S_{1+} ve S_{2-} kapalı	$-v_i/2$	$v_i/2$	$-v_i$	D_{1-} ve D_{2+} ($i_o > 0$) S_{1-} ve S_{2+} ($i_o < 0$)
3	S_{1+} ve S_{2+} açık; S_{1-} ve S_{2-} kapalı	$v_i/2$	$v_i/2$	0	S_{1+} ve D_{2+} ($i_o > 0$) D_{1+} ve S_{2+} ($i_o < 0$)
4	S_{1-} ve S_{2-} açık; S_{1+} ve S_{2+} kapalı	$-v_i/2$	$-v_i/2$	0	D_{1-} ve S_{2-} ($i_o > 0$) S_{1-} ve D_{2-} ($i_o < 0$)
5	S_{1-} , S_{2-} , S_{1+} ve S_{2+} tamamı kapalı	$-v_i/2$ $v_i/2$	$v_i/2$ $-v_i/2$	v_i $-v_i$	D_{1-} ve D_{2+} ($i_o > 0$) D_{1+} ve D_{2-} ($i_o < 0$)

AC çıkış geriliminin sürekliliğini sağlamak adına tanımlı olmayan beşinci durumun kullanılmasından kaçınılmalıdır. DC hatta kısa devre olmasını ve tanımlı olmayan bir geilim dalga şeklinin çıkışta oluşmasını engellemek için, modülasyon tekniği, her bir bacak üzerindeki anahtarlardan yukarıdaki anahtar veya aşağıdaki anahtarın yalnızca birini anlık olarak açık tutmalıdır. Bu tarz devre yapısı gereği,

AC çıkış geriliminin genliği, yarım-köprü VKİ yapısındaki çıkış geriliminin genliğinin iki katı olarak gözlenir.

Bu yapı için uygulanabilecek birkaç modülasyon tekniği bulunmaktadır. Bunlardan ilki PWM tekniği olarak bu bölüm içerisinde açıklanmaktadır.

4.2.1.2.1. Çift Kutuplu PWM (Bipolar PWM) Tekniği

Bu yaklaşımda, AC çıkış gerilimini oluşturmak için, Çizelge4.2. 'de belirtilen 1. ve 2. Durum kullanılmaktadır. Böylece, AC çıkış gerilimi sadece iki değer alabilir (v_i ve $-v_i$). Anahtarlama durumlarını oluşturmak için, yarım-köprü VKİ' de kullanılan taşıyıcı tabanlı PWM tekniği kullanılabilir. Burada, sadece bir sinüsoidal modülasyon sinyali kullanmak yeterlidir. Yarım-köprü yapıdaki S_+ anahtarının açık olma durumu, tam köprü yapıdaki S_{1+} ve S_{2-} anahtarının açık olma durumuna karşılık geldiği bilinmelidir. Benzer şekilde, yarım-köprü yapıdaki S_- anahtarının açık olma durumu, tam köprü yapıdaki S_{1-} ve S_{2+} anahtarlarının açık olma durumunu karşılamaktadır. Bu şekilde yapılan modülasyon, çift kutuplu (bipolar) sinüsoidal taşıyıcı tabanlı modülasyon olarak adlandırılır. Tam-köprü VKİ 'nin AC çıkış gerilimi, temel bileşeninin genliği $\hat{v}_{o1}$ olan ve aşağıdaki eşitliği sağlayan bir dalga şeklindedir.

$$\hat{v}_{o1} = \hat{v}_{ab1} = v_i m_a \quad \text{Eşitlik 20}$$

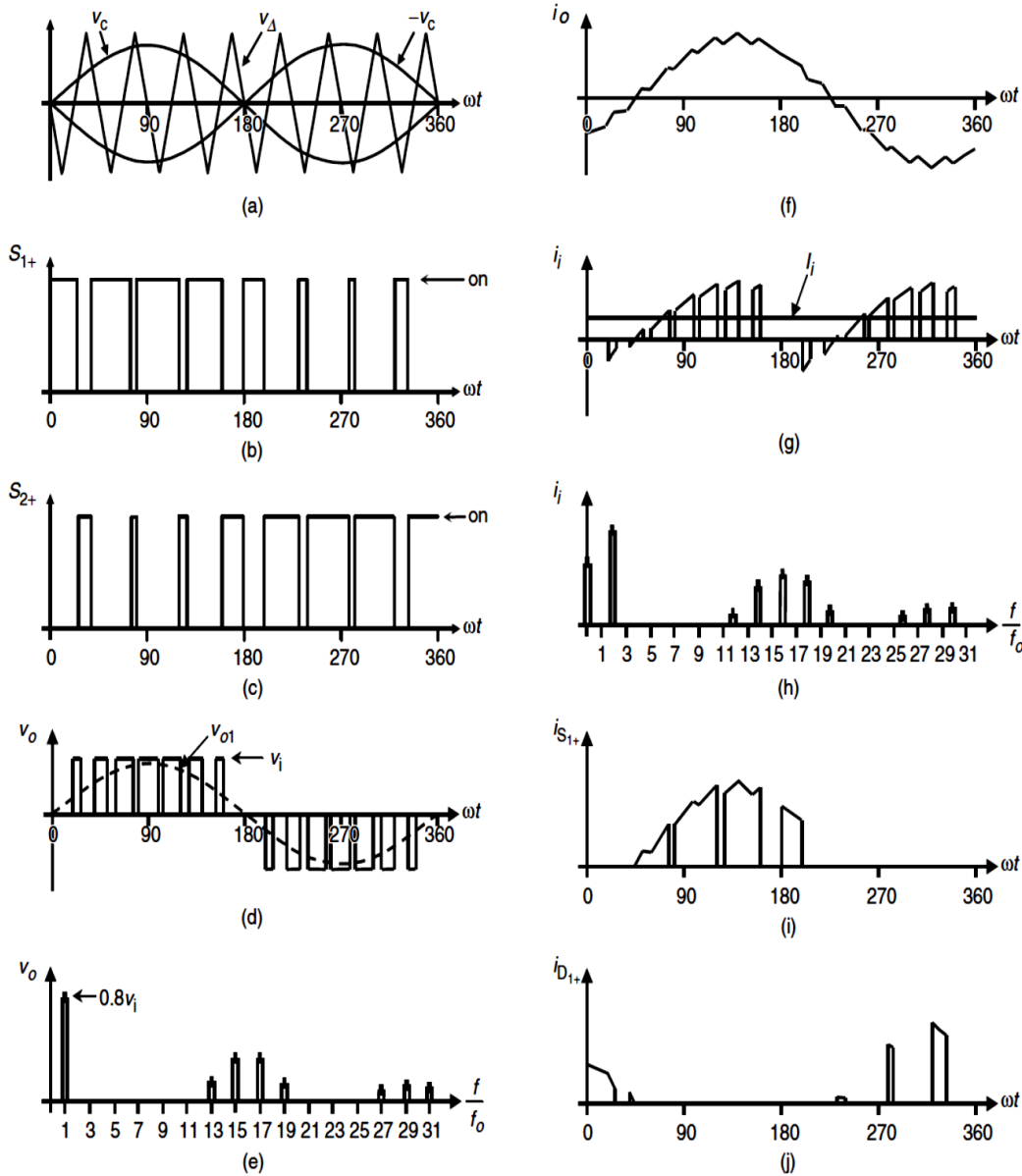
Burada, modülasyon doğrusal bölgededir ($m_a \leq 1$) ve çıkış geriliminin genliği yarım-köprü invertördekinin iki katıdır. AC çıkış voltajındaki ve DC hat akımındaki harmoniklerin genlikleri ve frekansları için de benzer sonuçlar çıkartılabilir. m_f nin küçük ve büyük çift değerleri için (aşırı modülasyon bölgesi dahil ($m_a > 1$)) yarım-köprü VKİ' deki yorumların aynısı yapılabilir. Ancak, AC çıkış geriliminin en büyük değerinin v_i olacağı göz ardı edilmemelidir. Bu nedenle, aşırı modülasyon bölgesinde genliğin temel bileşeni $\hat{v}_{o1}$ aşağıdaki eşitliği sağlamak durumundadır.

$$v_i < \hat{v}_{o1} = \hat{v}_{ab1} < \frac{4}{\pi} v_i \quad \text{Eşitlik 21}$$

4.2.1.2.2. Tek kutuplu PWM tekniği

Çift kutuplu yaklaşıma ters olarak, tek kutuplu PWM tekniğinde Çizelge4.2 'deki 1,2,3 ve 4. durumlar kullanılır. Böylece, AC çıkış gerilimi dalga şekli anlık

olarak v_i , $-v_i$ ve 0 değerlerinden birisini alır. Anahtarlama durumlarını oluşturmak için, Şekil 4.9. 'daki gibi taşıyıcı-tabanlı bir kullanılabilir. Burada iki adet modülasyon sinyali kullanılmıştır (v_c ve $-v_c$). v_{an} 'yi oluşturmak için v_c , v_{bn} 'yi oluşturmak için de $-v_c$ kullanılmıştır. Bu nedenle, $v_{bN1} = -v_{aN1}$ olmaktadır. Öte yandan, $v_{o1} = -v_{bN1} = 2v_{aN1}$ olmaktadır ki $\hat{v}_{o1} = 2\hat{v}_{aN1} = m_a v_i$ sağlanır. Bu şekildeki modülasyona, tek kutuplu SPWM denilmektedir.



Şekil 4. 9: Tam-köprü VKİ'de tek kutuplu SPWM için ideal dalga şekilleri. ($m_a=0.8$, $m_f=8$) (Rashid, 2011).

NOT: a)Taşıyıcı ve modülasyon sinyalleri b) S_{1+} anahtarının durumu c) S_{2+} anahtarının durumu d)AC çıkış gerilimi e)AC çıkış gerilimi spektrumu f) Çıkış akımı g)DC akım h) DC akım spektrumu i) S_{1+} anahtarı akımı j) D_+ diyodu akımı

AC çıkış geriliminin temel bileşenin genliğinde ve harmoniklerinde; DC hat akımında m_f 'nin küçük ve büyük durumları için çift kutuplu SPWM uygulanmış tam-köprü VKİ ile benzer sonuçlar çıkartılabilir (aşırı modülasyon bölgesi dâhil). Bununla birlikte, faz gerilimlerinin benzer olması sebebiyle çıkış gerilimi tek harmonikleri içermez. Böylece, AC çıkış gerilimindeki harmonikler, taşıyıcı frekansı m_f olan, f_h etrafında normalize edilmiş çift frekanslar ve katları şeklinde açığa çıkar.

$$h = lm_f \pm k \quad l = 2, 4, \dots \quad \text{Eşitlik 22}$$

olduğu durum için $k=1,3,5,\dots$ ve DC hat akımındaki harmoniklerin normalize edilmiş frekansları f_p etrafındadır ve taşıyıcı frekansın iki katıdır.

$$p = lm_f \pm k \pm 1 \quad l = 2, 4, \dots \quad \text{Eşitlik 23}$$

Olduğu durum için $k=1,3,5,\dots$ olur. Bu durum, yüksek kaliteli gerilim ve akım dalga şekilleri elde etmek için kullanılan filtreleme elemanlarının boyutlarını azaltacağından avantajlıdır.

4.2.1.2.3. Seçici Harmonik Elemesi

SHE yöntemi, tam-köprü yapıdaki her bir hatta uygulanır. AC çıkış gerilimi, Çift-yarım ve çeyrek-dalga simetrisine sahip olurken, tek dereceli harmonikler görünmez ($\hat{v}_{oh}=0, h=2,4,6,\dots$). Dahası, AC çıkış gerilimi dalga şekli, temel bileşeni ayarlamak ve $(N-1)$ 'inci harmonikleri elemek için her bir periyotta N darbeleri bir yapıdadır. Örneğin, üçüncü, beşinci ve yedinci harmonikleri elemek için ve temel bileşenin genliğini kontrol etmek için aşağıdaki eşitlikler çözülmelidir ($N=4$).

$$\cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) - \cos(1\alpha_4) = \pi \hat{v}_{o1} / (v_i / 4)$$

$$\cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) = 0$$

$$\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0$$

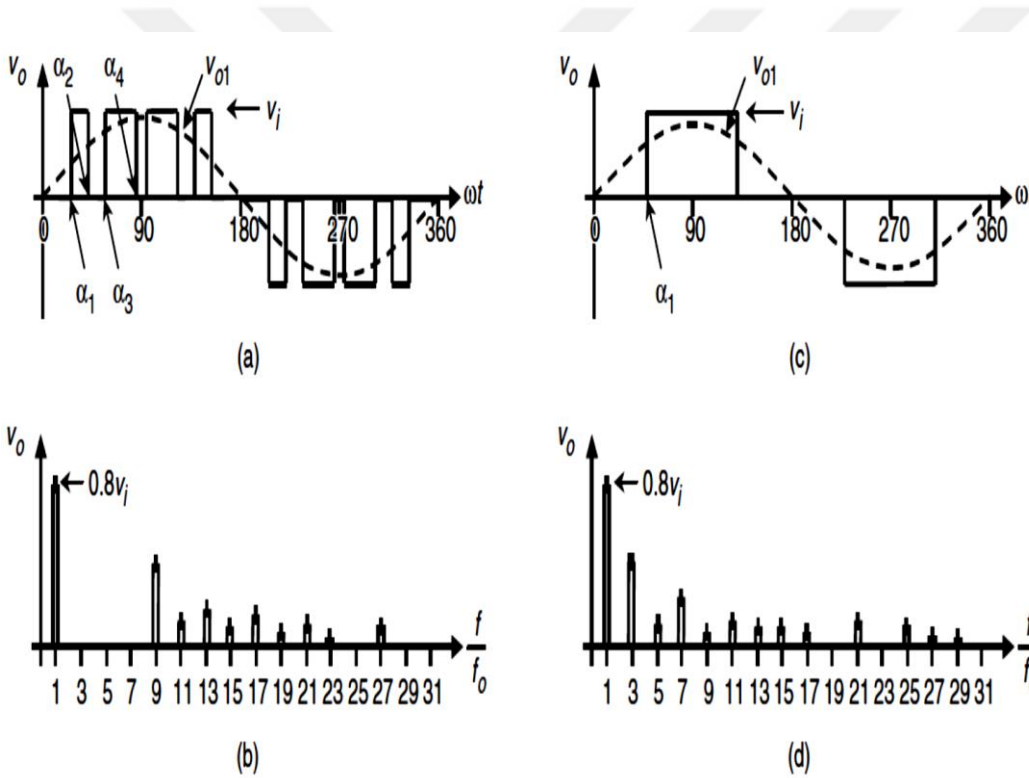
$$\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \quad \text{Eşitlik 24}$$

Burada $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ve α_4 açıları Şekil 4.10a'da gösterilmiştir. Şekil 15.11a'da $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ve α_4 açıları farklı $\hat{v}_{o1}/v_i$ oranlarına göre çizilmiştir. Rastgele N-1 numaralı harmonikleri elemek için aşağıdaki eşitlikler kullanılır ($N-1=3,5,7,\dots$).

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(na_k) = \frac{\pi}{4} \left(\frac{\hat{v}_{o1}}{v_i} \right)$$

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(na_k) = 0 \quad (n = 3, 5, \dots, 2N - 1 \text{ için}) \quad \text{Eşitlik 25}$$

Burada $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N; \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$ ifadesini sağlamalıdır.



Şekil 4. 10: Yarım-köprü VKİ'de SHE tekniği için ideal dalga şekilleri (Rashid, 2011).

NOT: a) Üçüncü ve beşinci harmonik elemesi için AC çıkış gerilimi b) Üçüncü, beşinci ve yedinci harmonik elemesi için AC çıkış gerilimi spektrumu c) AC çıkış geriliminin temel bileşeninin kontrolü d) AC çıkış geriliminin temel bileşeninin spektrumu.

Şekil 4.10c, sadece AC çıkış geriliminin temel bileşeninin kontrol edildiği özel bir durumu göstermektedir. Bu yöntem, voltaj iptali ile çıkış kontrolü olarak bilinir. Şekil 4.11'deki iki adet faz kaymalı kare-dalga sayesinde kolaylıkla elde

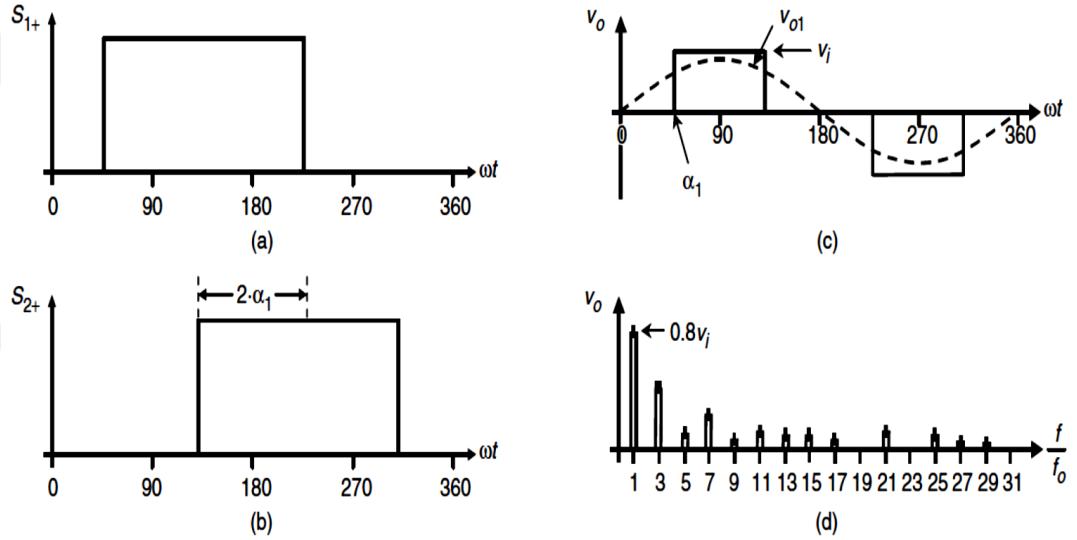
edilebilir bir uygulamadır. Faz kayma açısı $2\alpha_1$ olduğunda AC çıkış gerilimindeki temel bileşenin genliği ve harmonikler şu şekilde verilir:

$$\hat{v}_{oh} = \frac{4}{\pi} v_i \frac{(-1)^{\frac{h-1}{2}}}{h} \cos(h\alpha_1) \quad h = 1, 3, 5, \dots \quad \text{Eşitlik 26}$$

Şekil 4.11c'de $\alpha_1=0$ olduğundan kare dalga çalışma olduğu görülebilir. Bu durumda, AC çıkış geriliminin temel bileşeni aşağıdaki eşitlik ile verilir.

$$\hat{v}_{o1} = \frac{4}{\pi} v_i \quad \text{Eşitlik 27}$$

Burada temel yük gerilimi DC hat geriliminin ayarlanması ile kontrol edilir.



Şekil 4. 11: Tam-köprü VKİ için çıkış geriliminin voltaj iptal yöntemi ile kontrolü için ideal dalga şekilleri (Rashid, 2011).

NOT: a) S_{1+} anahtarının durumu b) S_{2+} anahtarının durumu c) AC çıkış gerilimi d) AC çıkış gerilimi spektrumu.

4.2.1.2.4. DC Hat Akımı

İnvertörün kayıpsız olduğu düşünüldüğünden ve tasarımda enerji depolama elemanları kullanılmadığından, anlık güç dengesi aşağıdaki şekilde verilebilir.

$$v_i(t)i_i(t) = v_o(t)i_o(t) \quad \text{Eşitlik 28}$$

Endüktif yük ve göreceli olarak yüksek bir anahtarlama frekansı için, yük akımı i_o neredeyse sinüzoidaldir. Birincil yaklaşım olarak, AC çıkış gerilimi sinüzoidal olarak düşünülebilir. Diğer taraftan, DC hat gerilimi sabit ise ($v_i(t)=V_i$),

$$i_i(t) = \frac{1}{v_i} \sqrt{2} V_{o1} \sin(\omega t) \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - \phi) \quad \text{Eşitlik 29}$$

şeklinde verilebilir. Burada V_{o1} , AC çıkış geriliminin temel bileşeninin rms değeri; I_o , yük akımının rms değeri; ϕ ise isteğe göre belirlenmiş güç katsayısıdır. Böylece, DC hat akımı aşağıdaki şekilde basitleştirilebilir.

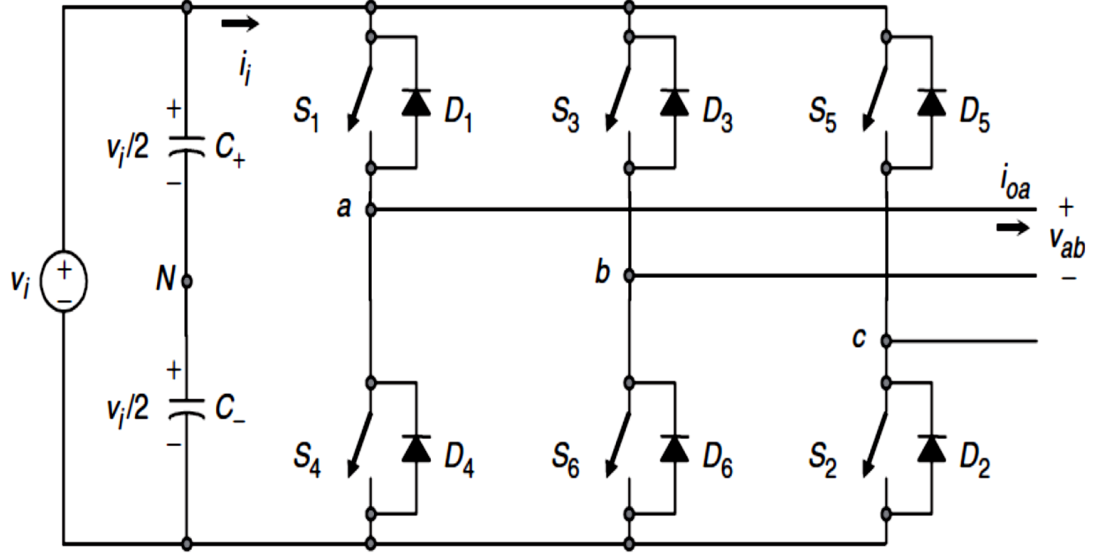
$$i_i(t) = \frac{V_{o1}}{v_i} I_o \cos(\phi) - \frac{V_{o1}}{v_i} I_o \cos(2\omega t - \phi) \quad \text{Eşitlik 30}$$

Bu eşitlikten, DC hat akımında büyük genlikli bir ikinci derece harmonik oluştuğu anlaşılmaktadır. Bu harmonik DC voltaj kaynağına geri enjekte edilir. Pratikte, bunun önüne geçmek ve DC gerilimin sabit tutulması için büyük kondansatörler kullanılmaktadır.

4.2.2. Üç Fazlı VKİ

Bir fazlı VKİ'ler düşük güçlü ve tek faz gerektiren uygulamalarda kullanılırken, üç fazlı VKİ'ler üç fazlı orta güç ve yüksek güç gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu yapıların temel amacı, genliği, fazı ve frekansı kontrol edilebilen üç fazlı bir gerilim kaynağı oluşturmaktır. Çoğu uygulama sinüzoidal dalga şekilleri gerektirmekle birlikte, bazı uygulamalarda farklı gerilim seviyeleri ve dalga şekilleri kullanılabilir.

Şekil 4.12'de standart üç fazlı VKİ gösterilmiştir. Çizelge 4.3'de sekiz adet tanımlı anahtarlama durumu verilmiştir. Bir fazlı VKİ 'de olduğu gibi, DC hatta kısa devre yaratmamak adına, invertörün herhangi bir bacağındaki anahtar çiftlerinden biri aynı an için birlikte açık bulunamazlar. Benzer şekilde, VKİ için tanımlı olmayan durumlar oluşturmamak adına ve tanımlı olmayan AC çıkış gerilimlerinin oluşmasını önlemek için, invertörün herhangi bir bacağındaki anahtar çiftleri aynı anda kapalı konumda da bulunamazlar.



Şekil 4. 12: Üç fazlı VKİ yapısı(Rashid, 2011).

Sekiz adet tanımlı durumdan iki tanesi (Çizelge4.3’de gösterilen 7. ve 8. durum) AC hat gerilimi üretmez. Bu durumda, AC hat akımları üst ve alt devre elemanlarının her birinde serbest şekilde davranırlar. Geriye kalan durumlar (Çizelge4.3’de gösterilen 1. den 6. ya kadar olan durumlar) sıfırdan farklı AC çıkış gerilimi üretirler. İnvertör, verilen dalga şeklini üretmek için Çizelgede verilen bir durumdan diğer bir duruma geçiş yapar. Sonuç olarak AC çıkış gerilimi v_i , 0 ve $-v_i$ değerlerinden birisini alır. Verilen dalga şeklini üretmek için anahtarlama durumlarının seçimi modülasyon tekniğinin Çizelgedeki tanımlı durumların kullanılmasını garanti etmesi ile sağlanır.

Çizelge4.3: Üç fazlı VKİ için anahtarlama durumları(Rashid, 2011).

Durum No	Durum	vab	vbc	vca	Uzay vektörü
1	S ₁ , S ₂ ve S ₆ açık ve S ₄ , S ₅ , S ₃ kapalı	v _i	0	-v _i	$\vec{v}_l = 1 + j0.577$
2	S ₂ , S ₃ ve S ₁ açık ve S ₅ , S ₆ , S ₄ kapalı	0	v _i	-v _i	$\vec{v}_l = j1.155$
3	S ₃ , S ₄ ve S ₂ açık ve S ₆ , S ₁ , S ₅ kapalı	-v _i	v _i	0	$\vec{v}_l = -1 + j0.577$
4	S ₄ , S ₅ ve S ₃ açık ve S ₁ , S ₂ , S ₆ kapalı	-v _i	0	v _i	$\vec{v}_l = -1 - j0.577$
5	S ₅ , S ₆ ve S ₄ açık ve S ₂ , S ₃ , S ₁ kapalı	0	-v _i	v _i	$\vec{v}_l = -j1.155$
6	S ₆ , S ₁ ve S ₅ açık ve S ₃ , S ₄ , S ₂ kapalı	v _i	-v _i	0	$\vec{v}_l = 1 - j0.577$
7	S ₁ , S ₃ ve S ₅ açık ve S ₄ , S ₆ , S ₂ kapalı	0	0	0	$\vec{v}_l = 0$
8	S ₄ , S ₆ , S ₂ açık ve S ₁ , S ₃ ve S ₅ kapalı	0	0	0	$\vec{v}_l = 0$

4.2.2.1. Sinüzoidal PWM

Bir fazlı VKİ için uygulanan yöntemin genişletilmiş şeklidir. Bu durumda, her bir faz arasında 120° faz farkı yaratmak için aralarında 120° faz farkı olan üç adet modülasyon sinyali kullanılır. Şekil 4.13 üç fazlı VKİ için SPWM tekniğinin ideal dalga formlarını göstermektedir. Tek bir taşıyıcı sinyal kullanmak ve PWM tekniğinin özelliklerini korumak için, normalize edilmiş taşıyıcı frekans m_f , 3' ün çift katı olmak durumundadır. Bu şekilde, bütün faz gerilimleri (v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) harmoniksiz olarak özdeş fakat 120° faz farkına sahip olurlar. Dahası, frekanstaki harmonikler, 3' ün katı olarak her bir fazda özdeş genlik ve faz açısı ile bulunurlar. Örneğin, aN fazındaki dokuzuncu harmonik;

$$v_{aN9}(t) = \hat{v}_9 \sin(9\omega t) \quad \text{Eşitlik 31}$$

Şeklinde olur. bN fazındaki dokuzuncu harmonik ise;

$$v_{bN9}(t) = \hat{v}_9 \sin[9(\omega t - 120)]$$

$$= \hat{v}_9 \sin(9\omega t - 1080) = \hat{v}_9 \sin(9\omega t) \quad \text{Eşitlik 32}$$

şeklinde verilebilir. Böylece, AC çıkış hat gerilimi $v_{ab}=v_{aN}-v_{bN}$ olur ve dokuzuncu harmoniği içermemiş olur. Öyleyse, normalize edilmiş taşıyıcı frekansın (m_f) 3 katı ele alındığında, AC çıkış gerilimindeki harmonikler normalize frekans f_h etrafında m_f ve katları şeklinde yer alır.

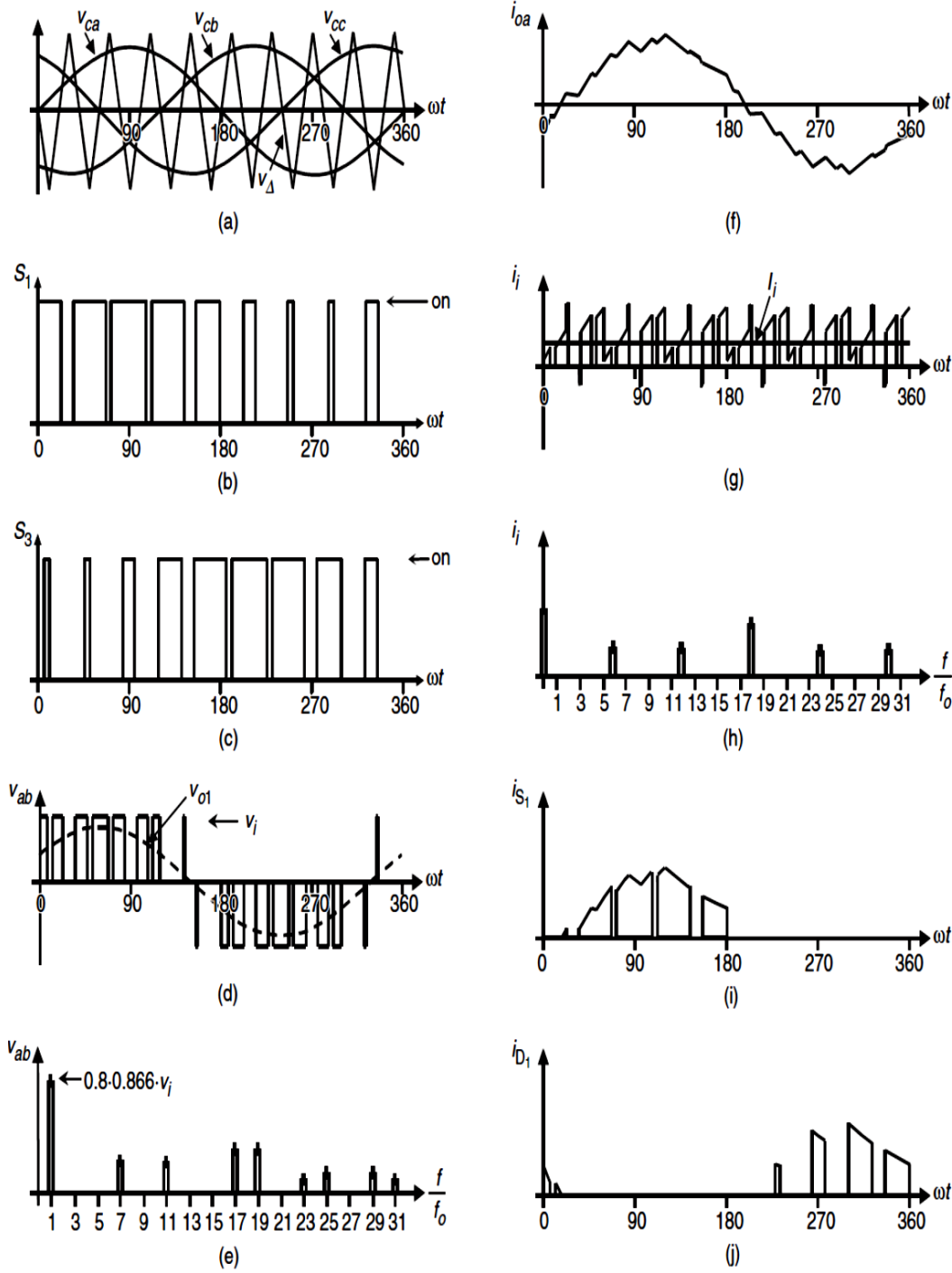
$$h = lm_f \pm k \quad l = 1, 2, \dots \quad \text{Eşitlik 33}$$

Burada h 'ın 3'ün katı olmadığı durumda $k=2,4,6,\dots$ için $l=1,3,5,\dots$ ve $k=1,5,7,\dots$ için $l=2,4,6,\dots$ Öyleyse, harmonikler $m_f \pm 2$, $m_f \pm 4$, $\dots, 2m_f \pm 1$, $2m_f \pm 5, \dots, 3m_f \pm 2$, $3m_f \pm 4$, $4m_f \pm 1$, $4m_f \pm 5, \dots$ şeklinde olacaktır. Sinüzoidale çok yakın bir AC yük akımı için, DC hat akımındaki harmonikler şu şekilde belirtilir:

$$h = lm_f \pm k \pm l \quad l = 1, 2, \dots \quad \text{Eşitlik 34}$$

Burada pozitif tamsayı olan $h=lm_f \pm k$, 3'ün katı olmamak üzere; $k=1,5,7,\dots$ için $l=0,2,4,\dots$ ve $k=2,4,6,\dots$ için $l=1,3,5,\dots$ olur. Örneğin, Şekil 4.13h altıncı harmoniği ($h=6$) göstermektedir ($h=1.9-2-1=6$).

Bir fazlı yapılandırmada olduğu gibi, m_f 'nin küçük ve büyük değerleri için aynı çıkarımlar yapılabilir. Bununla birlikte, temel faz geriliminin maksimum genliği doğrusal bölgede olduğundan ($m_a \leq 1$) $v_i/2$ dir. Temel AC çıkış geriliminin genliği $\sqrt{3}v_i/2$ dir. Böylece, aşağıdaki eşitlik yazılabilir.



Şekil 4. 13: Üç fazlı VKİ’de SPWM için ideal dalga şekilleri ($m_a=0.8$, $m_f=9$)(Rashid, 2011).

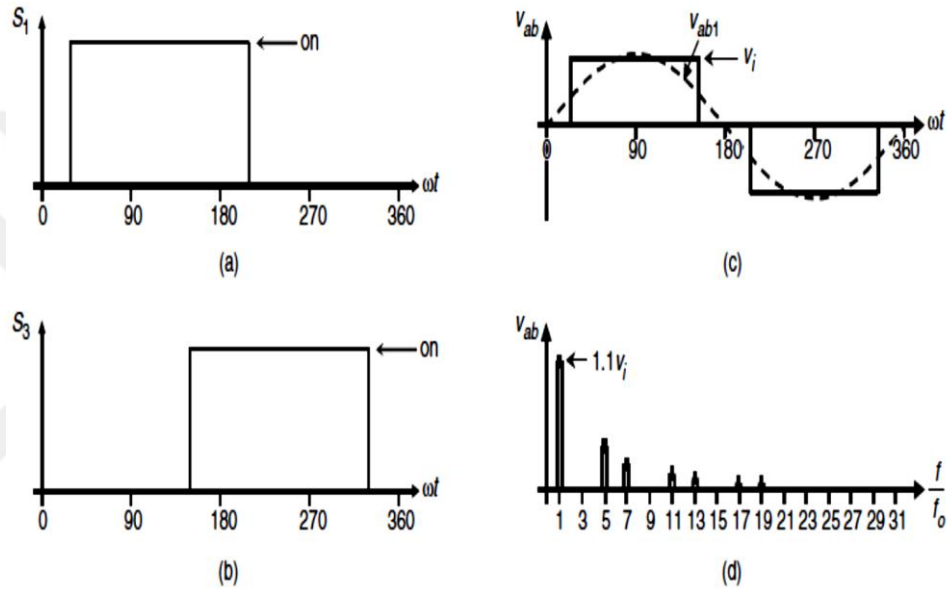
NOT: a)Taşıyıcı ve modülasyon sinyalleri b) S_1 anahtarının durumu c) S_3 anahtarının durumu d)AC çıkış gerilimi e)AC çıkış gerilimi spektrumu f)AC çıkış akımı g)DC akım h) DC akım spektrumu i) S_1 anahtarı akımı j) D_+ diyodu akımı.

4.2.2.2. Üç Fazlı VKİ'nin Kare-Dalga Çalıştırılması

SPWM tekniğinde m_a 'nın büyük değerleri aşırı modülasyona neden olur. Bu durum Şekil 4.14'de gösterildiği gibi kare-dalga çalışma olarak bilinirki burada güç anahtarları 180° boyunca açıktır. Bu çalışma modunda, VKİ yük voltajını yalnızca DC hat gerilimi vasıtasıyla kontrol edebilir. Bu kontrol, temel AC hat gerilimi ifadesi temellidir.

$$\hat{v}_{ab1} = \frac{4}{\pi} \sqrt{3} \frac{v_i}{2}$$

Eşitlik 35



Şekil 4.14: Üç fazlı VKİ için kare-dalga çalışma (Rashid, 2011).

NOT: a) S_1 anahtarı durumu b) S_3 anahtarı durumu c) AC çıkış gerilimi d) AC çıkış gerilimi spektrumu.

AC hat çıkış gerilimi $h=6k+1$ ($k=1,2,3,\dots$) ' de f_h harmoniklerini içerir ve bu harmoniklerin genlikleri harmonik derecesi ile ters orantılıdır. Harmoniklerin genlikleri, aşağıdaki ifade ile verilir.

$$\hat{v}_{ab h} = \frac{1}{h} \frac{4}{\pi} \sqrt{3} \frac{v_i}{2}$$

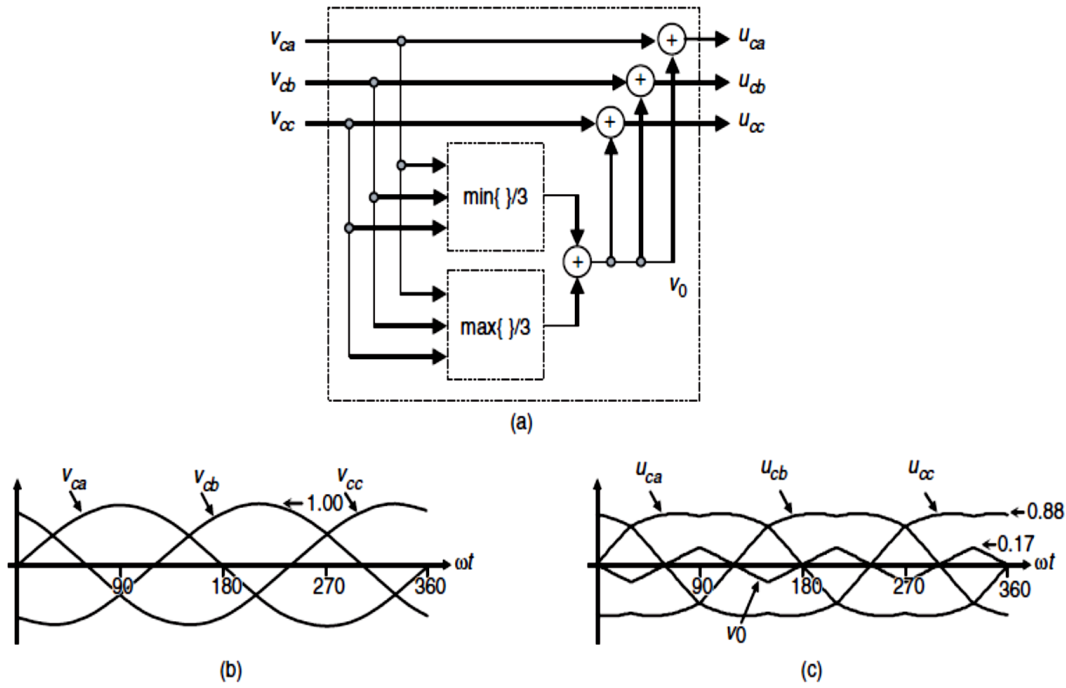
Eşitlik 36

4.2.2.3. Sıfır Dizi Sinyal Enjeksiyonu ile SPWM

Eğer modülasyon sinyaline taşıyıcı sinyal ile karşılaştırma yapılmadan önce sıfır dizi sinyal eklenirse m_a sınırlaması ($m_a \leq 1$) rahatlatılabilir. Şekil 4.15 bu tekniğin blok diyagramını göstermektedir. Açık bir şekilde, sıfır dizi sonuçta elde edilen modülasyon sinyalinde temel bileşenleri değiştirmezken, tepe genliklerini düşürmektedir (u_{ca}, u_{cb}, u_{cc}). Bu yaklaşım, doğrusal bölgede çalışma için $m_a = 2/\sqrt{3}$ değerine kadar aşırı modülasyon bölgesine girmeden genişletilebilir. Doğrusal bölgedeki temel faz geriliminin maksimum genliği $v_i/2$ 'dir ($m_a \leq 2/\sqrt{3}$). Böylece, temel AC çıkış hat geriliminin genliği v_i olur. Bu durumda aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\hat{v}_{ab1} = m_a \sqrt{3} \frac{v_i}{2} \quad (0 < m_a \leq 2/\sqrt{3})$$

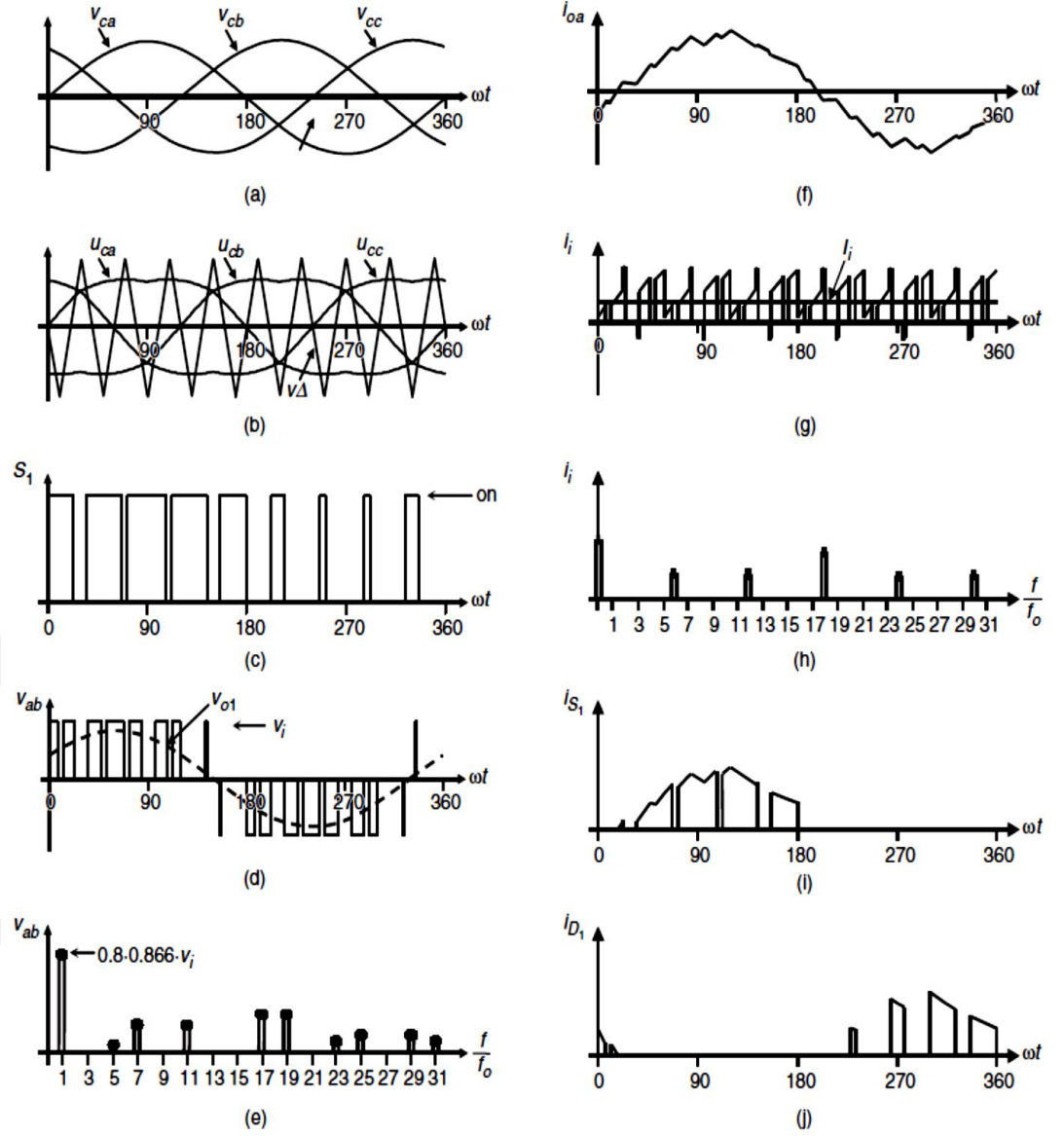
Eşitlik 37



Şekil 4. 15: Sıfır dizi sinyal jeneratörü ($m_a=1$, $m_f=9$) (Rashid, 2011).

NOT: a) Blok diyagram b) Modülasyon sinyali c) Sıfır dizi enjeksiyonu ve modülasyon sinyali.

Şekil 4.16 $m_a = 0,8$ için üç fazlı VKİ'de sıfır enjeksiyonlu SPWM tekniğindeki ideal dalga şekillerini göstermektedir.



Şekil 4. 16: Sıfır dizi enjeksiyonu ile üç fazlı VKİ’de SPWM için ideal dalga şekilleri ($m_a=0.8$, $m_f=9$)(Rashid, 2011).

NOT: a) Modülasyon sinyalleri b) Sıfır dizi enjeksiyonu ile modülasyon sinyalleri ve taşıyıcı sinyal c) S_1 anahtarının durumu d) AC çıkış gerilimi e) AC çıkış gerilimi spektrumu f) AC çıkış akımı g) DC akım h) DC akım spektrumu i) S_1 anahtarı akımı j) D_+ diyodu akımı.

4.2.2.4. Üç fazlı VKİ’ de Seçici Harmonik Elemesi

Bir fazlı VKİ’de olduğu gibi, üç fazlı VKİ’de de seçici harmonik elemesi (SHE) yöntemi kullanılabilir. Bu durumda, invertörün her bir bacağındaki anahtarlar verilen sayıda harmoniği elemek ve temel faz geriliminin genliğini kontrol etmek için anahtarlama yaparlar. Çoğu uygulama düşünüldüğünde, çıkışta gerekli olan hat gerilimi 120 derece faz farkı ile dengelenir, faz gerilimlerinde (v_{aN} , v_{bN} ve v_{cN}) 3’ün katları şeklinde ($h=3,9,15,\dots$) görülen harmonikler yük

gerilimlerinde (v_{ab} , v_{bc} ve v_{ca}) görünmez. Öyleyse, bu harmoniklerin elenmesi gerekli değildir. Yalnızca $h=5,7,11,13,\dots$ deki harmonikleri elemek için kıyıcı açılarını kullanmak gereklidir.

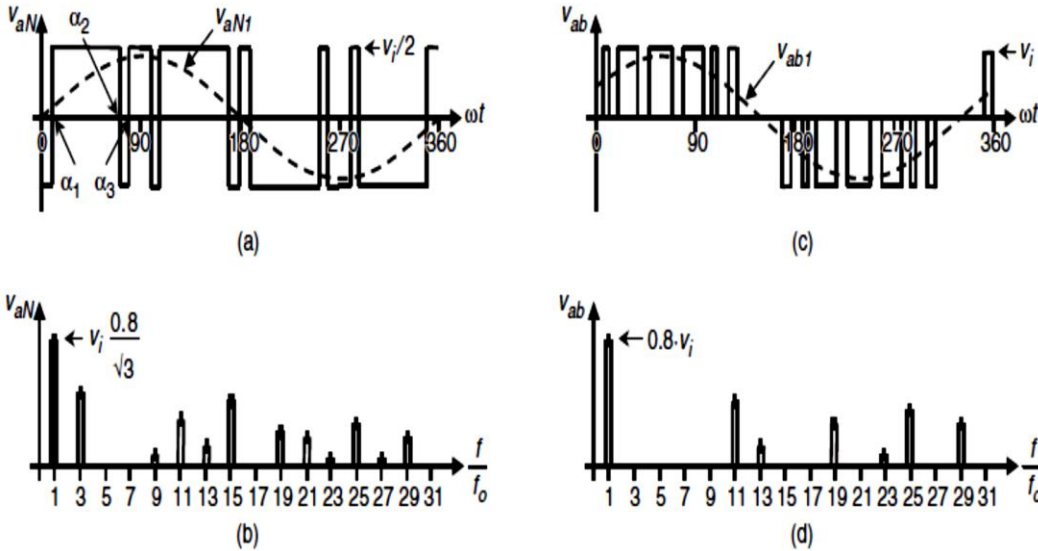
Verilen sayıda harmonikleri elemek için kullanılan denklemler, bir fazlı VKİ için kullanılanlar ile aynıdır. Örneğin, beşinci ve yedinci harmoniği elemek ve temel genliği kontrol için kullanılan denklemler ($N=3$);

$$\cos(1\alpha_1) - \cos(1\alpha_2) + \cos(1\alpha_3) = (2 + \pi \hat{v}_{aN1}/v_i)/4$$

$$\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 1/2$$

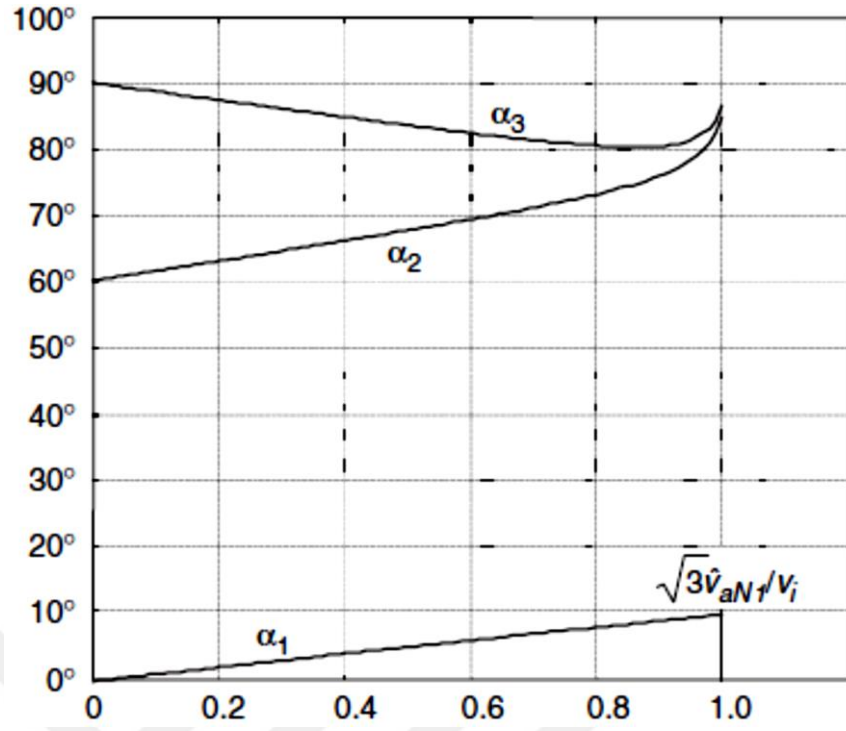
$$\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 1/2 \quad \text{Eşitlik 38}$$

Şeklinde verilir. Burada α_1 , α_2 ve α_3 açıları Şekil 4.17a’da tanımlanmıştır ve Şekil 4.18’de çizilmiştir. Şekil 4.17b faz gerilimindeki üçüncü, dokuzuncu, on beşinci,... harmonikleri göstermektedir; bu harmonikler hat gerilimlerinde mevcut değildir.



Şekil 4. 17: Üç fazlı VKİ’de SHE tekniği için ideal dalga şekilleri (Rashid, 2011).

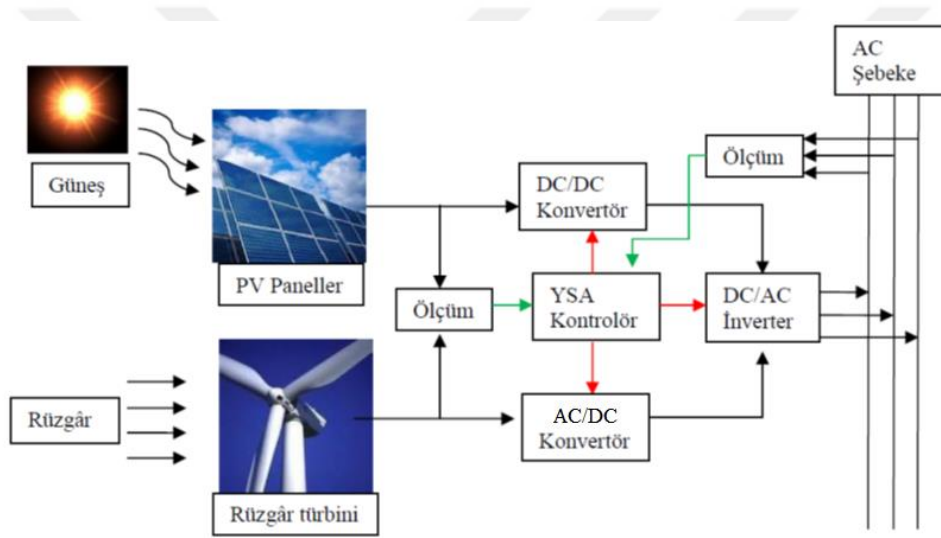
NOT: a) Beşinci ve yedinci harmonik elemesi için faz gerilimi (v_{aN}) b) “a” şıkkının spektrumu c) Beşinci ve yedinci harmonik elemesi için hat gerilimi (v_{ab}) d) “c” şıkkının spektrumu



Şekil 4. 18: SHE için kıyıcı açıları ve üç fazlı VKİ’ de temel gerilim kontrolü (beşinci ve yedinci harmoniklerin elenmesi)(Rashid, 2011).

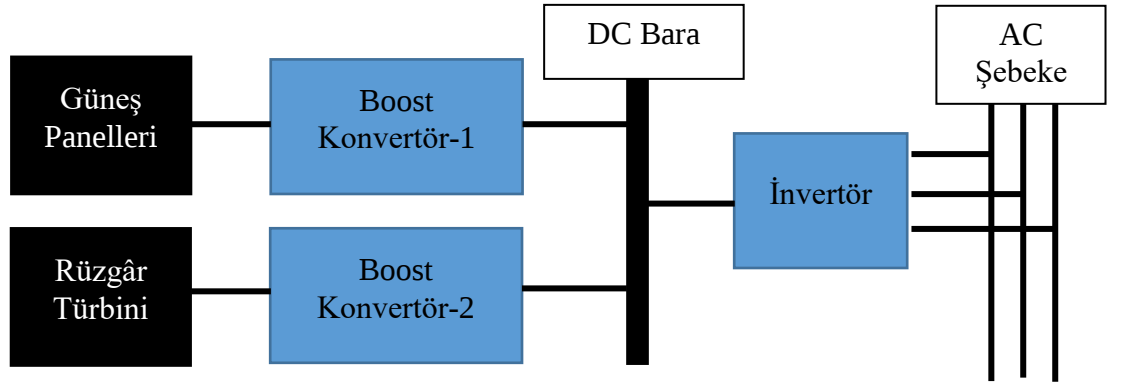
5. TASARIM VE İMALAT

Planlanan hibrit güç sistemi; güneş panelleri, rüzgâr türbini ve güç elektroniği elemanlarından oluşmaktadır. Güneş panelleri ve rüzgâr türbininden üretilen gücü ulusal şebekeye aktarmak için çıkış gerilimlerinin şebeke geriliminde stabil tutulması gerekmektedir. Bu nedenle güneş panellerinin çıkışına bir adet boost konvertör ünitesi, rüzgâr türbini çıkışına da ac/dc konvertör ünitesi konulmuştur. Şekil 5.1, tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen sistemi temsil etmektedir. Şebekeden alınan ölçüme göre, yapay sinir ağı tabanlı kontrolörde boost konvertör tetikleme sinyalleri üretilmektedir.



Şekil 5. 1: YSA kontrollü model hibrit güç sistemi şematik gösterimi.

Güneş panelleri ve rüzgâr türbini çıkışları DC bara üzerinde toplandığından, her iki kaynağın uygunsuz durumlarda birbirlerini yük olarak görmelerinin önüne geçmek için birer adet diyot ile tamponlanmışlardır. Şekil 5.2, boost konvertör ünitelerinin DC bara bağlantısını; invertör ünitesinin şebeke bağlantısını göstermektedir.



Şekil 5. 2: Boost konvertör ünitelerinin DC bara bağlantısı ve invertör ünitesinin şebeke bağlantısı.

5.1. Boost Konvertör Devresinin ISIS Programı Kullanılarak Modellenmesi, Simülasyonu ve İmal Edilmesi

Güneş panelleri ve rüzgâr türbininden elde edilen DC gerilim, her zaman sabit değerde olmamaktadır. Elde edilen gerilim değeri invertör ünitesine verilebilecek kadar yükseltilmelidir. Bu sebepten dolayı her iki kaynaktan elde edilen DC gerilim, boost konvertörlerden geçerek sabit bir voltajda DC bir barada birleştirilmektedir.

Bunun sonucu olarak, fotovoltaik panel dizisi ve rüzgâr türbini için iki adet ayrı boost konvertör imal edilmesi gerekmektedir. Çıkış gerilim seviyeleri eşit olacağından, tek bir boost konvertör için hesaplamalar yapılmış ve prototip üretimi gerçekleştirilmiştir.

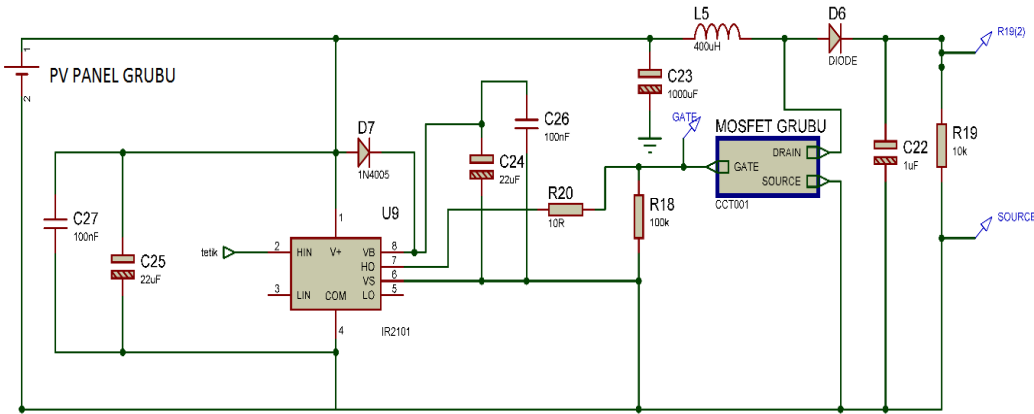
Boost konvertör tasarımı için, öncelikle sistemin elektriki parametrelerinin belirlenmesi ve konvertör hesabının yapılması gerekmektedir. Boost konvertör yapısı ve çalışma prensibi Bölüm 4’ te incelenmişti. Buradaki devre topolojisi ve hesaplamalar kullanılarak aşağıdaki yaklaşımlar ve sonuçlar elde edilmiştir:

Kurulan sistem 3kW gücünde güneş panelleri ve 2kW gücündeki rüzgâr türbininden oluşmaktadır. 3kW gücündeki panel grubunun normal çalışmadaki çıkış gerilimi yaklaşık 200V kadar ölçülmüştür. Fotovoltaik panel grubu için tasarlanan boost konvertör için, yaklaşık 100V gerilim değerinden başlayarak, 250-300V’luk bir aralığa kadar giriş gerilim aralığı söz konusudur. Çıkış gerilimi ise üç fazlıinvertör ünitesi giriş bağlantısı için 550V civarındaolmalıdır. Konvertör devresi için çıkış akımındaki dalgalanma, maksimum çıkış akımı ve bobin seçimi

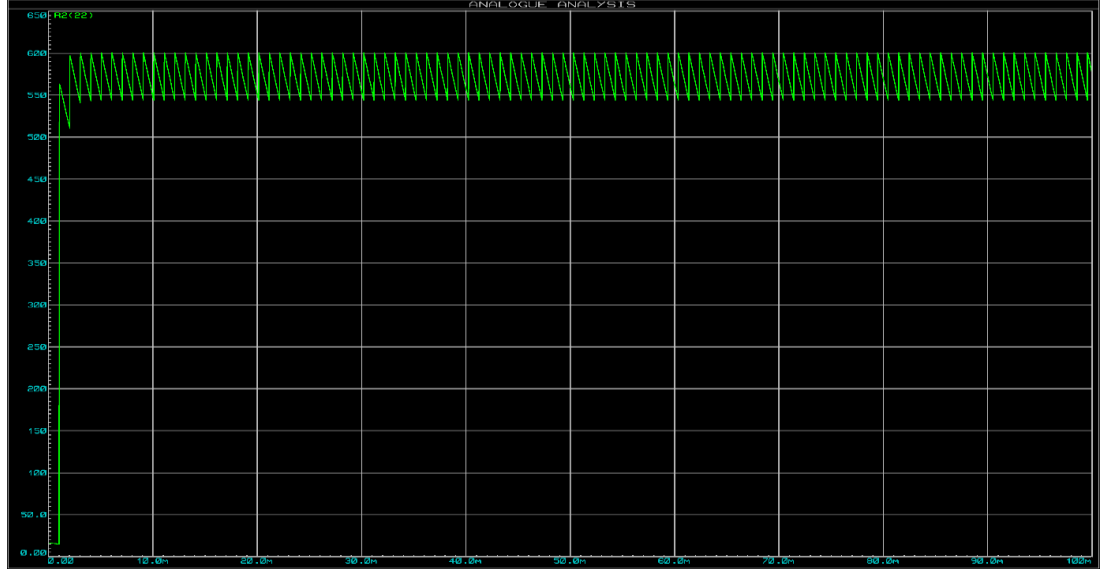
hesapları Bölüm 4’te verildiği gibi yapılmıştır. Bu hesaplamalar sonucunda, 200V’luk PV panel grubu için 400uH’lık bir bobin değeri bulunmuştur.

Şekil 5.3, güneş panelleri ve rüzgâr türbin için tasarlanan boost konvertör ünitelerinin devre şemasını göstermektedir. Benzetim çalışmasında, konvertör ünitesi 10kHz frekansta çalıştırılmıştır. Konvertör ünitesini çalıştırmak için gerekli güç elektroniği elemanına tetikleme sinyalini yalıtarak uygulamak için optik iletici (optokuplör) kullanılmıştır.

Simülasyon çalışması sonucunda, uygun görev zamanı ayarlandığında, boost konvertör ünitesinin istenilen 550V değerinde çıkış verebildiği görülmüştür. Şekil 5.4, uygun görev zamanı için benzetim çalışması yapılan boost konvertör devresindeki çıkış voltajını göstermektedir.



Şekil 5. 3: Güneş panelleri ve rüzgâr türbini çıkış gerilimlerini ayarlamak için kullanılan boost konvertör devre şeması.



Şekil 5. 4: Simülasyon sonucundaboot konvertör çıkışındaki voltaj

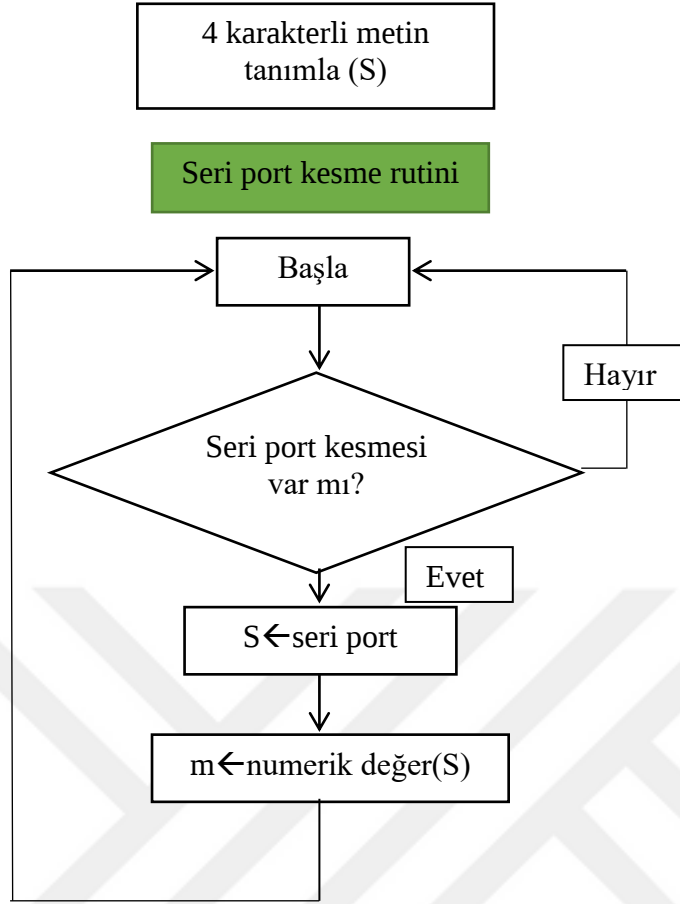
NOT. Gerilimin 550V seviyesine sabitlendiği görülmüştür.

5.1.1. Boost Konvertör Kontrol Kartı Algoritması

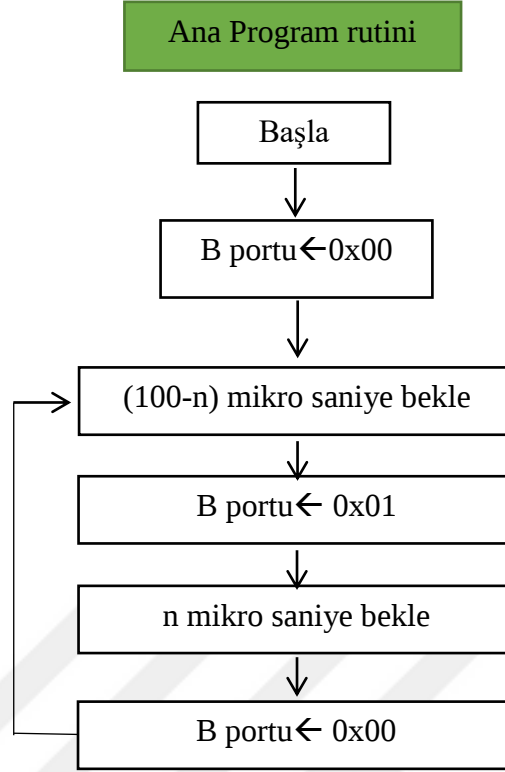
Boost konvertör görev zamanı, çok çeşitli devre topolojileri kullanılarak manuel, analog veya dijital olarak verilebilmektedir. Tez çalışması kapsamında, tablet bilgisayar,voltaj algılayıcı karttan aldığı bilgiler doğrultusunda, içerisine gömülmüş olan YSA yazılımı ile boost konvertör ünitesini kontrol etmektedir. Bu sebeple, tablet bilgisayar üzerindeki yapay sinir ağı algoritmasının verdiği görev zamanı kararını algılayabilecek ve güç elektroniği devre elemanını bu uygun görev zamanı değerinde sürebilecek bir kontrol kartı tasarımı gerekmektedir.

Kontrol kartının tasarımında konvertör mosfet tetiklemelerini üretmesi ve tablet bilgisayar ile seri haberleşmeyi sağlaması için PIC16f877A mikrodnetleyici entegresi kullanılmıştır. PIC16F877, seri port aracılığı ile yapay sinir ağları programının yüklü olduğu tablet bilgisayar ile haberleştirilerek yapay sinir ağları algoritmasının çevre faktörleri ve şebeke şartlarına göre belirlediği görev zamanı bilgisini alması sağlanmıştır.

Boost konvertör ünitesinde kullanılan PIC16F877 mikrodnetleyici yazılımı için işaret akış diyagramı Şekil 5.5 ve Şekil 5.6 da gösterilmiştir. Mikrodnetleyici algoritması iki bölümden oluşmaktadır. Seri port kesme denetimi ile seri porttan veri akışı olduğu sürece alınan görev zamanı verileri ana program rutini ile konvertör tetikleme sinyalinin görev zamanı değişkenlerine aktarılır.



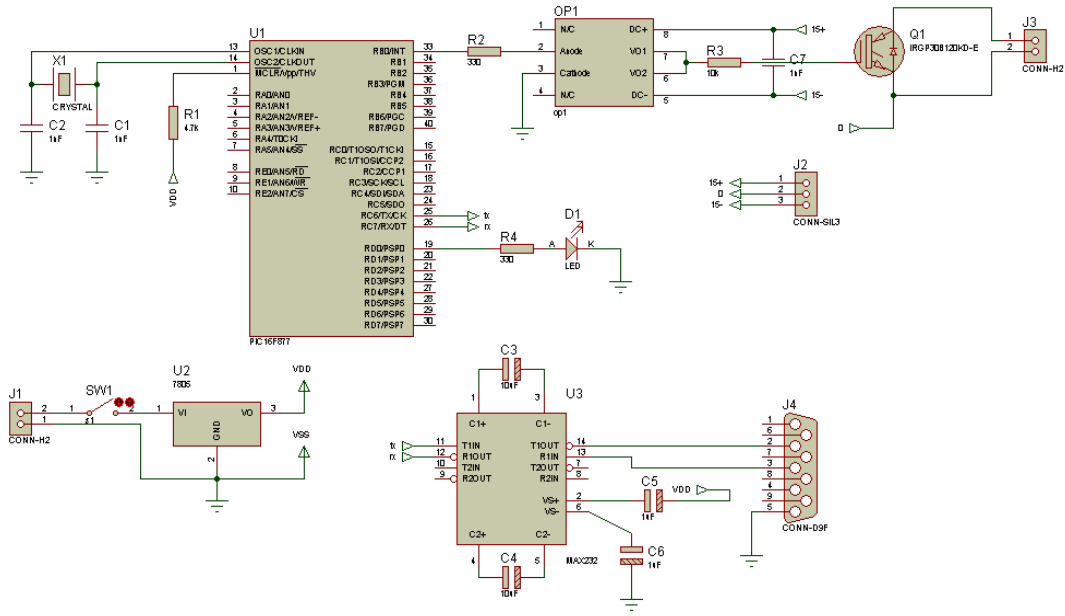
Şekil 5. 5: Boost konvertör devresi için seri port kesme rutini akış şeması



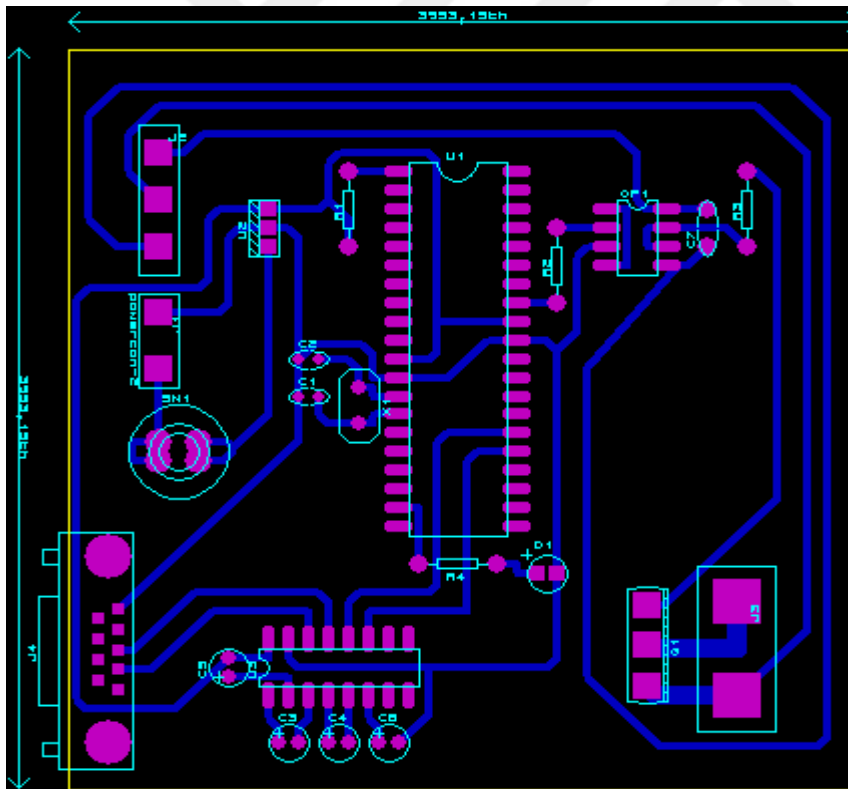
Şekil 5. 6: Boost konvertör için mikrodnetleyici ana program rutini

5.1.2. Boost Konvertör Kontrol Kartının İmal Edilmesi

Simülasyon çalışmalarına istinaden, fotovoltaik sistem için boost konvertör kontrol kartı tasarlanmıştır. Tasarlanan devre kartının şematik görünümü ve PCB görünümü şekil 5.7 ve şekil 5.8’de verilmiştir. Kontrol kartı, YSA algoritması yüklü olan tablet bilgisayardan görev zamanı bilgisini alarak boost konverter için IGBT tetikleme sinyalini üretmekle görevlidir. Kontrol kartında kullanılan mikrodnetleyici yazılımı, Ek1’de verilmiştir.



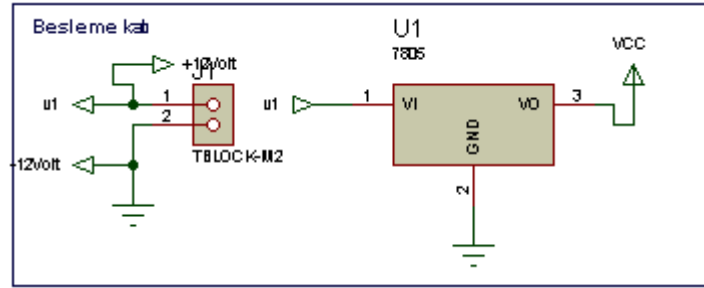
Şekil 5. 7: Boost konverter kontrol kartı şematik gösterimi



Şekil 5. 8: Boost konverter kontrol kartı PCB çizimi

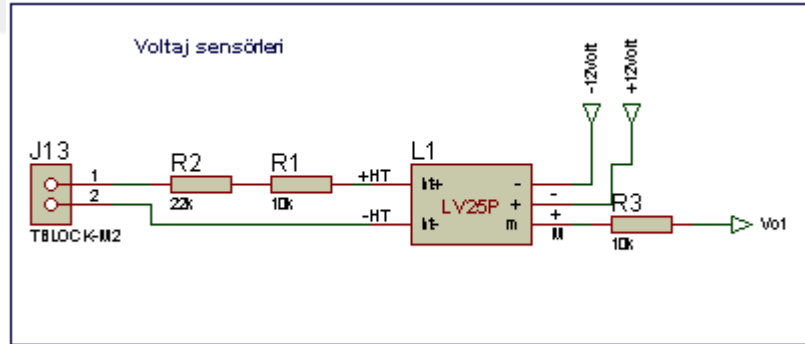
5.2. Voltaj Algılayıcı Devre Kartının Tasarımı ve İmalatı

Boost konvertör devresinin çıkış voltajının sürekli anlık olarak ölçülmesi gerekmektedir. Bu sebeple LEM voltaj sensörü kullanılarak anlık voltaj ölçümü alan ve aldığı ölçümü analog-dijital çevirici (ADC) kullanarak dijital değere çevirerek seri port aracılığı ile gönderebilen bir devre tasarlanmış ve imal edilmiştir. Şekil 5.9 ve Şekil 5.10, sırasıyla voltaj izleyici devrenin şematik çizimi ve PCB çizimini göstermektedir.



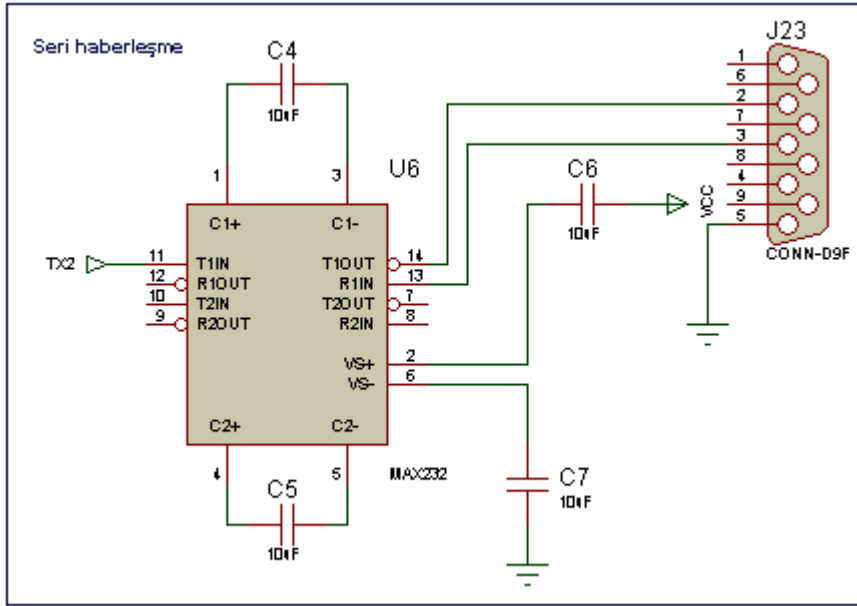
Şekil 5.9.a: Voltaj izleyici devre besleme katı

NOT:Devre 12V ile beslenmektedir. 7805 entegresinden sonra gerilim, mikrodenetleyici için 5V değerine sabitlenmektedir.



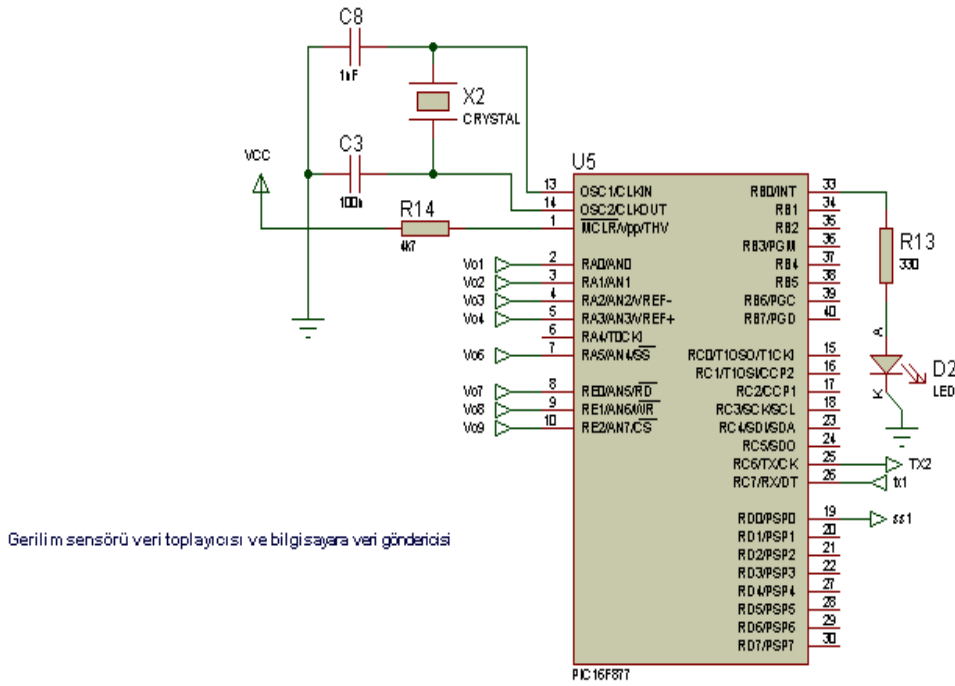
Şekil 5.9.b: Voltaj izleyici devre LEM voltaj sensörü.

NOT:LEM voltaj sensörü, akım dönüştürücü olarak çalışmaktadır. J13 konnektörü dc baraya bağlıdır. DC bara üzerindeki gerilimden ötürü R1 ve R2 dirençleri üzerinden LEM sensörün ht+ ucuna akım akmaktadır. Bu akım, ht- ucundan devresini tamamlayarak LEM sensörün içerisindeki mini transformatördemanyetik alan oluşturmaktadır. Oluşan manyetik alan sebebiyle endüklenen sekonder sargısı üzerindeki gerilim, R3 direnci üzerinden okunmaktadır.



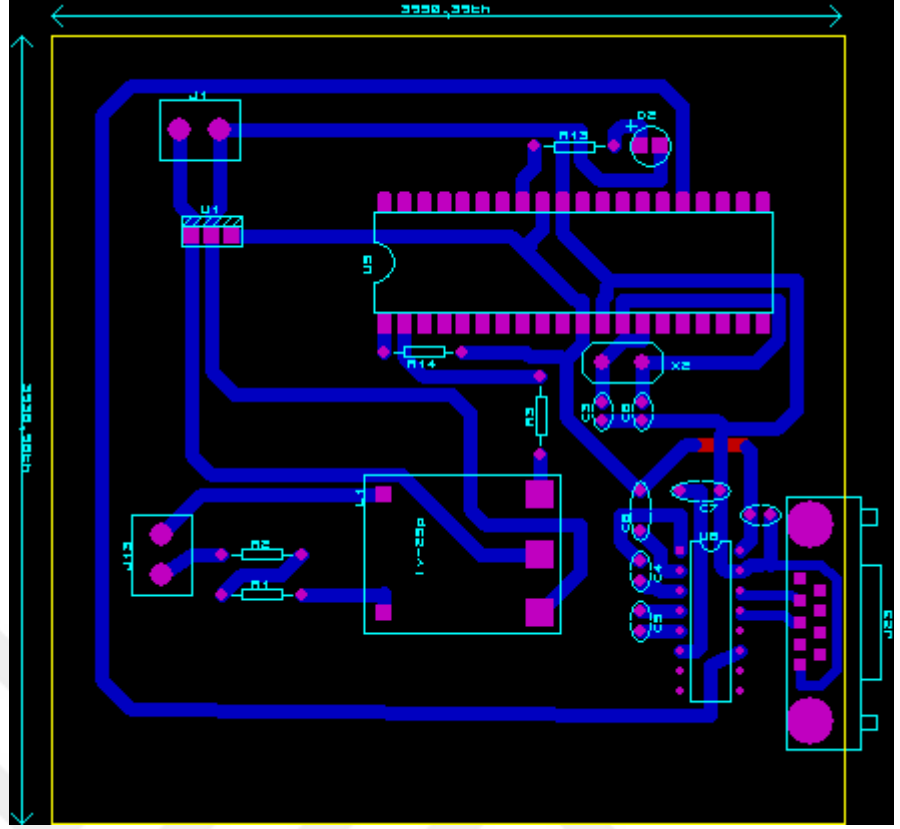
Şekil 5.9.c: Voltaj izleyici devre seri haberleşme modülü.

NOT: MAX232 yongası seri haberleşme için kullanılmıştır. Bunun yanında, tablet PC ile haberleşmenin düzgün olarak sağlanabilmesi için USB-Seri çevirici eleman kullanılmıştır.



Şekil 5.9.d: Voltaj izleyici devre mikrodnetleyici kısmı.

NOT: Mikrodnetleyici olarak PIC16F877 kullanılmıştır.



Şekil 5. 10: Voltaj izleyici devre PCB çizimi.

NOT: PCB çizimi, Proteus-ARES programı kullanılarak hazırlanmıştır.Voltaj izleyici devre kartının mikrodnetleyici kodları EK2 de verilmiştir.

5.3.Boost Konvertör Ünitesinin İmalatı

Boost konvertör ünitesinin imalatında, yukarıda belirtilmiş olan konvertör kontrol kartı, voltaj izleyici devresi, konvertör hesapları bölümünde belirtilen değerlerde bobin ve kondansatörler kullanılmıştır. Şekil 5.11, imal edilmiş boost konvertör ünitesinin iç ve dış görünümünü vermektedir.

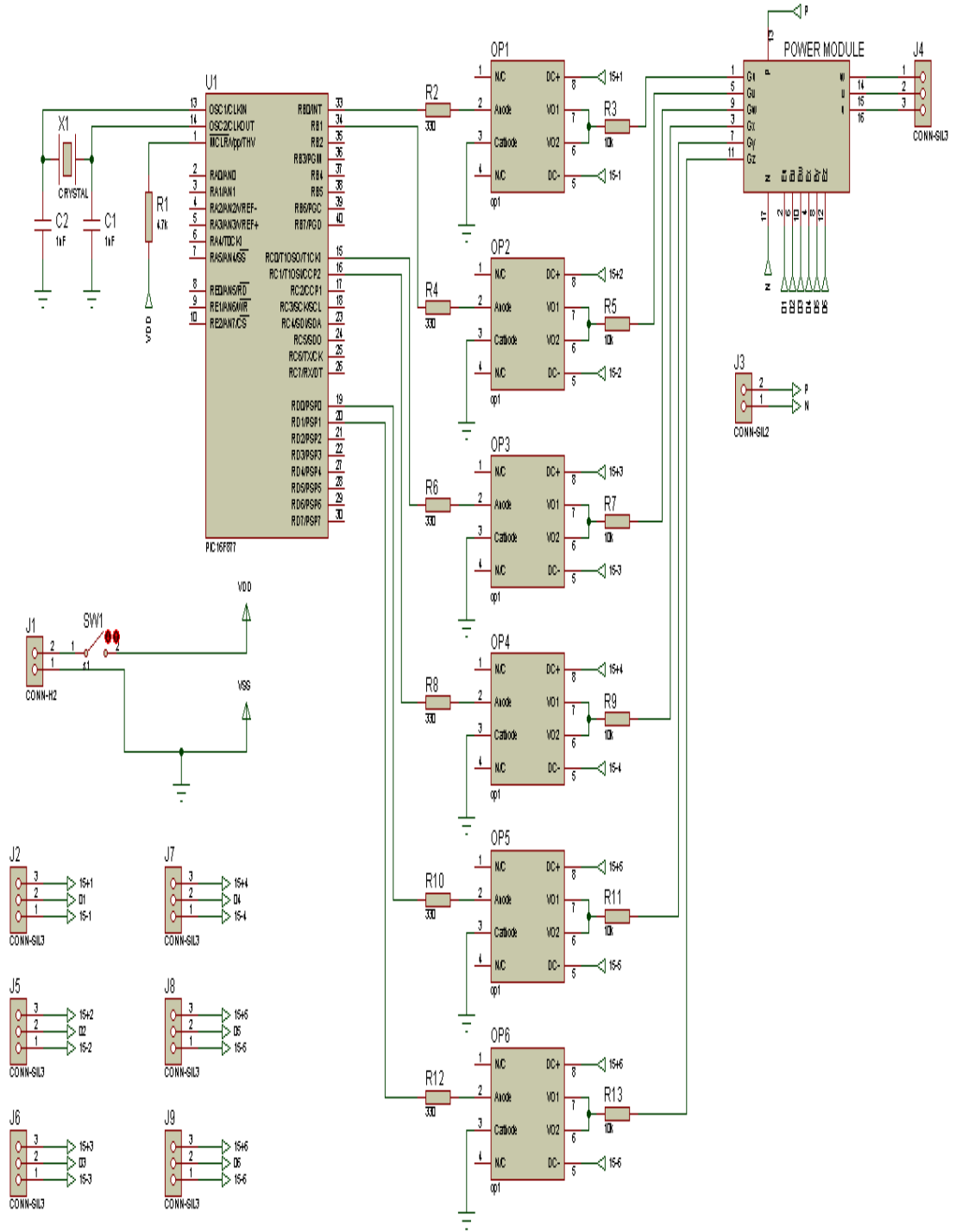


Şekil 5. 11: Boost konvertör ünitesi iç ve dış görünümü (Boost konvertör kontrol kartı, bobin, kondansatör, voltaj izleyici devre, tablet bilgisayar).

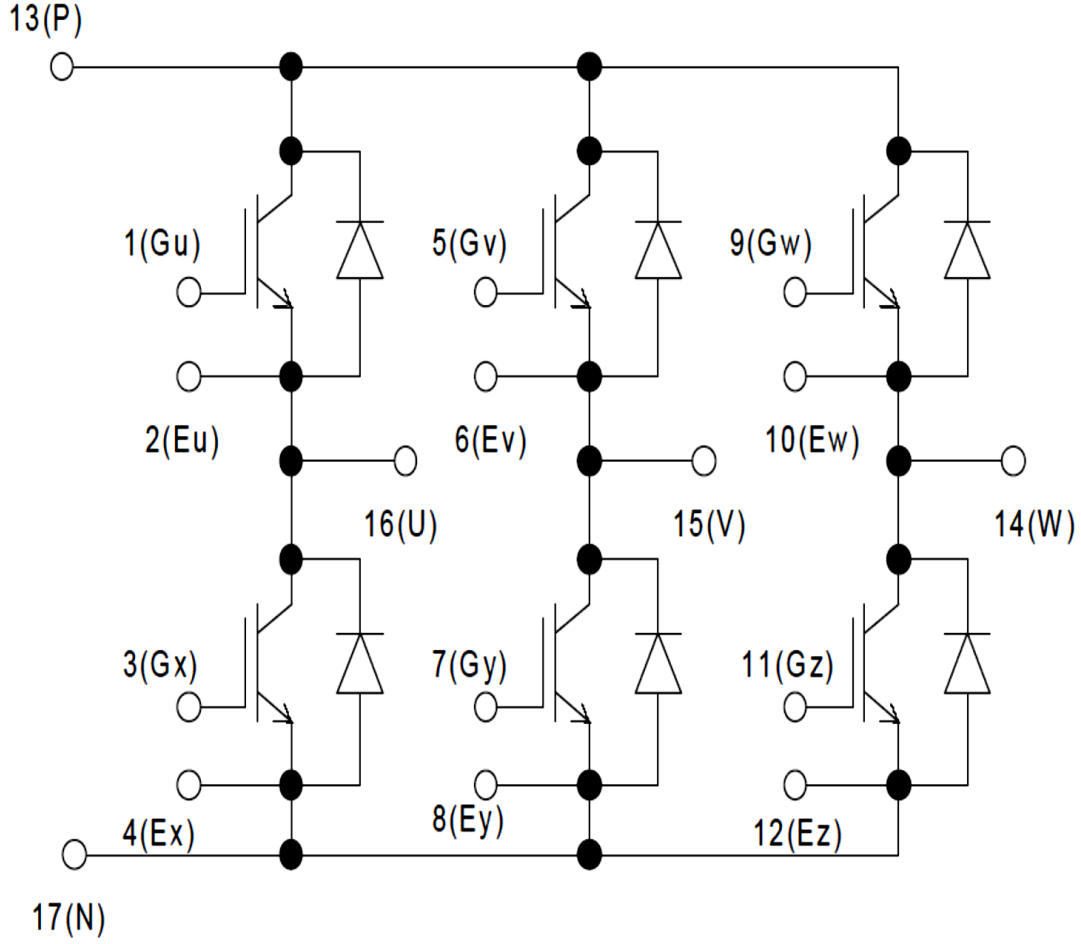
5.4. İnvörtör Ünitesi Tasarımı

Boost konvertör ünitesinin tasarımı ve imalatı tamamlandığında, sistemi şebekeye bağlayacak olan invörtör ünitesinin tasarımına geçildi.

İnvörtör ünitesi için Fuji Electric firmasının 6MBI10S12050 güç modülü tabanlı bir tasarım gerçekleştirildi. Güç modülü 1200V ve 10A altında çalışabilmektedir. Tasarlanan invörtör ünitesinin şematik görünümü ve baskı devresi Şekil 5.12 ve Şekil 5.13’de verilmiştir. Tasarlanan invörtör kartında, invörtör IGBT tetiklemeleri PIC16F877 mikrodenetleyici tarafından üretilmektedir. Güç modülü ve mikrodenetleyici devreyi birbirinden elektriki olarak izole etmek amacıyla optokuplör entegreleri kullanılmıştır.

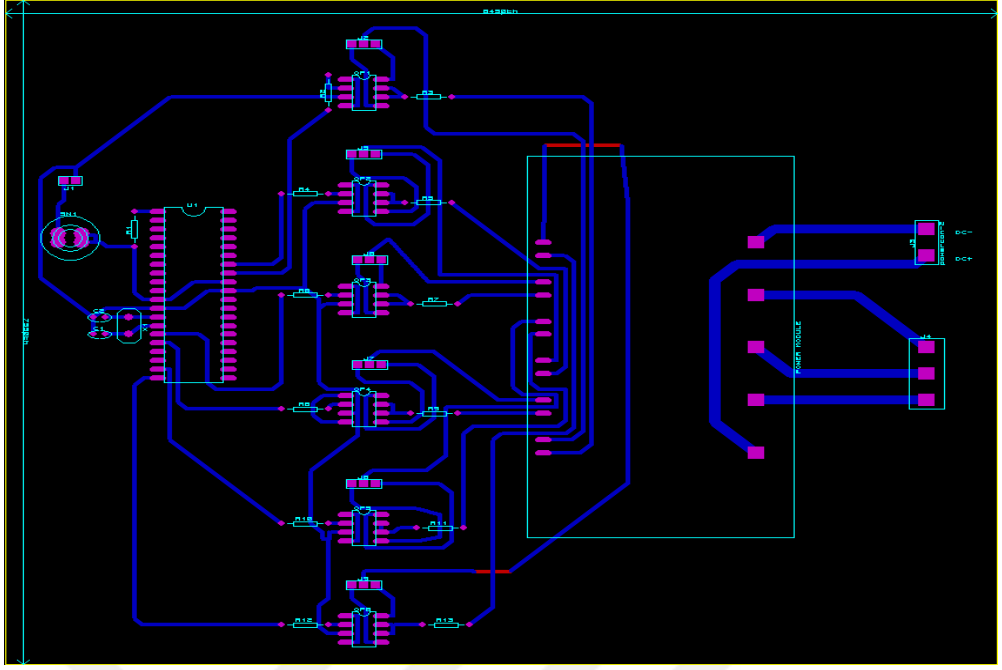


Şekil 5. 12a: Boost konvertör ünitesi çıkışı için tasarlanan 3 fazlı invertörün şematik çizimi.



Şekil 5.12b: İnvörtör devresinde kullanılan güç modülünün açık devre şeması (6MBI10S datasheet).

Şekil 5.12' de, tasarlanan invörtör devresinin şematik çizimi görünmektedir. Burada her bir optokuplör ünitesi için $\pm 18V$ olmak üzere toplam altı adet bağımsız güç kaynağı kullanılmıştır. Bu sayede her bir optokuplör birbirinden elektriki olarak izole edilmiştir. Tetikleme sinyallerinin birbiri ile karışması engellenmiştir. İnvörtör devresi içerisinde kullanılan güç modülünün açık şeması Şekil 5.12b'de verilmiştir.



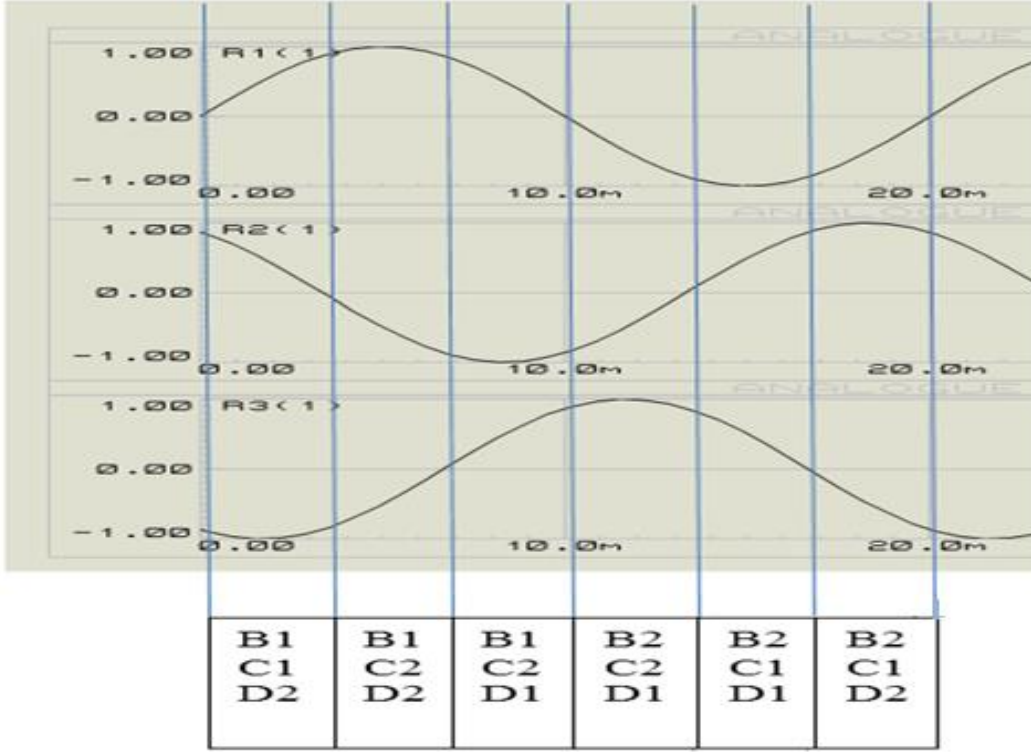
Şekil 5. 13: İnvörtör devre kartı PCB çizimi

İnvörtör çıkışında 3 fazlı sinüsoidal gerilim elde edilmek istenmektedir. Üç faz sinüsoidal gerilim, üç fazlı PWMİnvörtör yapısı kullanılarak oluşturulmuştur. Bu sebeple her bir faz için iki IGBT elemanı çalışmaktadır. İlk yarı periyotta birinci IGBT ON konumunda iken, ikinci IGBT OFF konumunda; ikinci yarı periyotta ise ikinci IGBT ON konumunda iken, birinci IGBT OFF konumunda olmalıdır. Bunu gerçekleştirebilmek için, mikrodnetleyicinin çeşitli portları kullanılmıştır. Çizelge5.1, hangi faz için mikrodnetleyicinin hangi portunun kullanıldığını göstermektedir.

Çizelge5.1: 3 fazlı invörtörde her bir IGBT'yi tetiklemek için kullanılan mikrodnetleyici portları

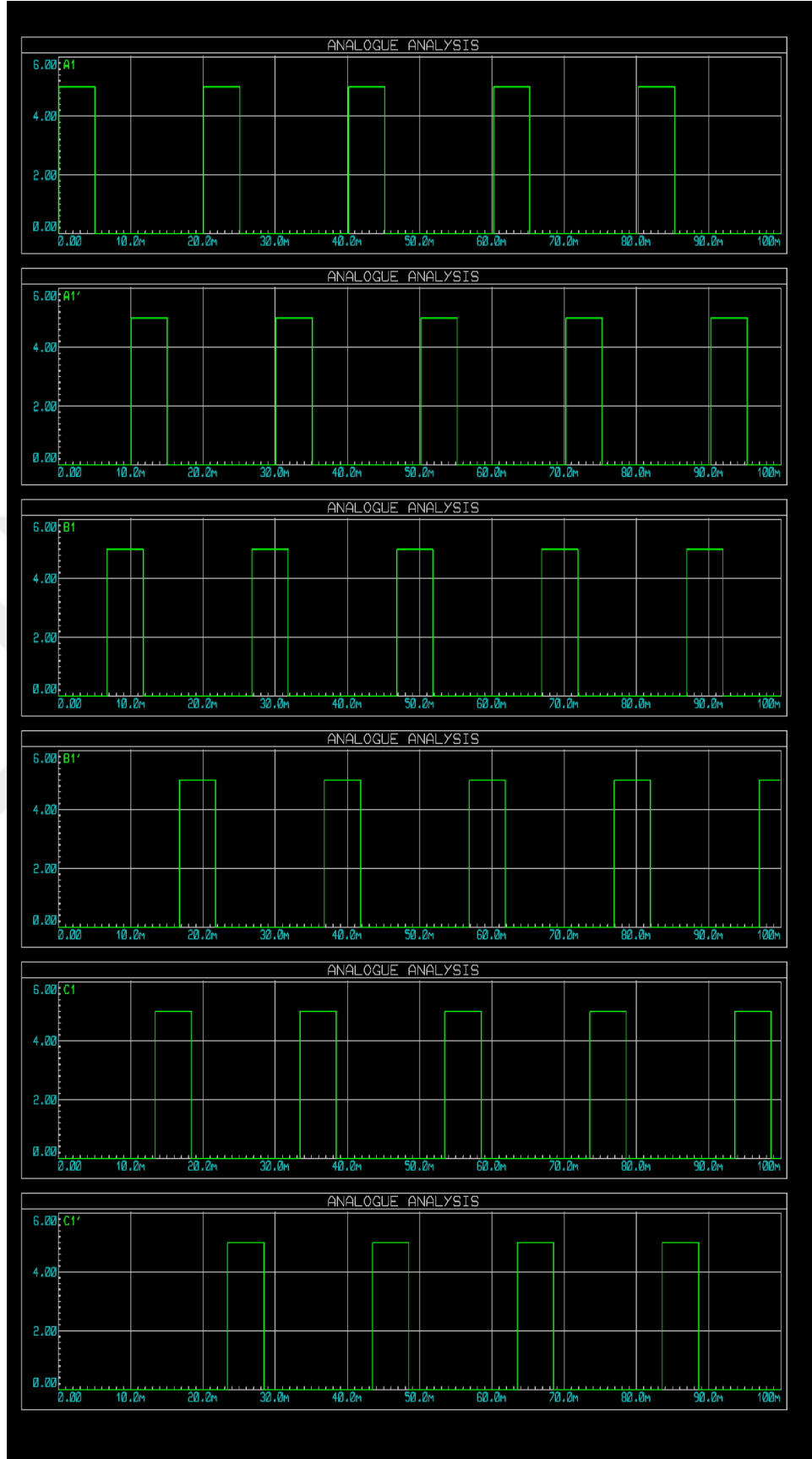
Fazlar/Portlar	High Side IGBT	Low Side IGBT
R	B1	B2
S	C1	C2
T	D1	D2

3 fazlı sistemde, her bir fazın sıfır noktasını kestiği yerlerden zaman eksenine dikme çizilirse, her bir faz için bir periyot 6 eşit parçaya bölünmüş olur. 50 Hz sistemde 1 periyot 20 ms olduğundan, $20/6 = 3,33$ ms lik aralıklarla belirli bir düzen çerçevesinde IGBT elemanlarının sırasıyla tetiklenmesi gerekmektedir. Şekil 5.14, mikrodnetleyici tetiklenmelerinin aktif olduğu zaman bölgelerini göstermektedir.



Şekil 5. 14: 3 faz invertör için mikrodnetleyici tetiklemelerinin aktif olduğu zaman aralıkları.

Tasarımı yapılan invertör ünitesi için mikrodnetleyicinin oluşturacağı tetikleme sinyalleri şekil 5.15 de verilmiştir. Tetikleme sinyalleri oluşturulurken, her bir IGBT tetiklemesi başlangıcında ve sonunda, toplam tetikleme zamanının üçte biri kadar ölü zaman ayrılmıştır. Bu sayede IGBT elemanlarının tetikleme sırasında oluşabilecek kısa devrelerdendolayı hasar görmeleri engellenmiştir.

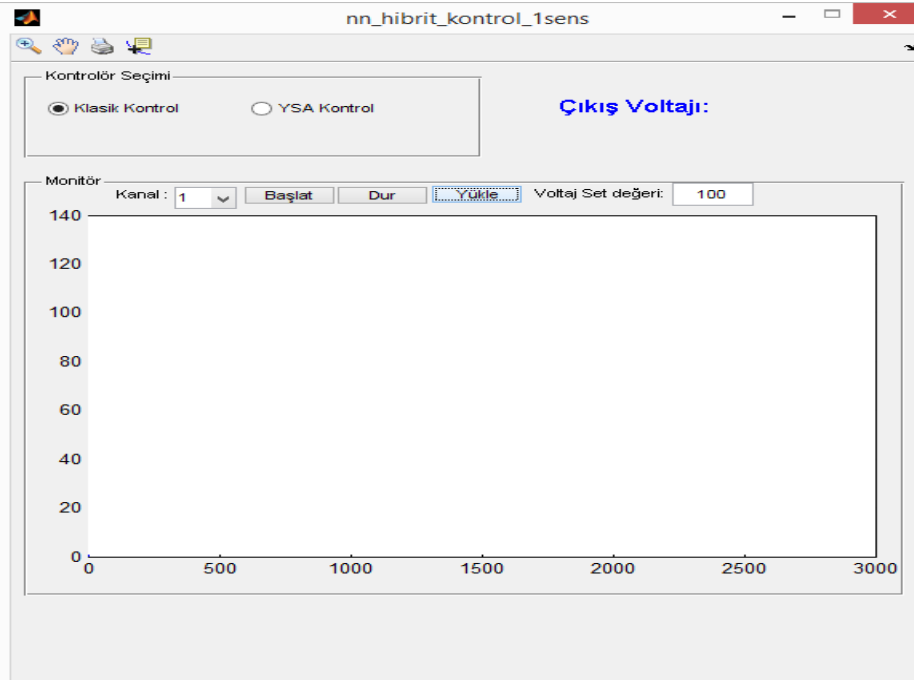


Şekil 5. 15: 3 faz High ve low side IGBT'ler için mikrodnetleyici tetikleme sinyelleri.

5.5. Boost Konvertör Kontrol Kartı ve Voltaj İzleyici Kartının Senkronize Çalışması İçin Gerekli Programın Matlab Programında Kodlanması ve Arayüz Tasarımı

Donanımsal tasarımlar tamamlandıktan sonra, boost konvertör ünitesini kontrol edecek olan yazılımın kodlanması ve bu yazılım için arayüz tasarımı gerçekleştirilmiştir. Matlab programı kullanılarak, voltaj izleyici devreden seri port aracılığı ile gönderilen veriler değerlendirilerek anlık olarak grafik gösterimi sağlanmıştır. Sonrasında, tasarlanan yazılım, kullanıcıya iki adet kontrol yönteminden birisini seçme şansı tanımaktadır; klasik geri beslemeli kontrol ve YSA kontrol. Kullanıcının seçimine göre yazılım, voltaj izleyici devreden aldığı veriler doğrultusunda klasik geri beslemeli kontrol veya YSA kontrol yöntemlerinden birini kullanarak, boost konvertör kontrol kartına seri port üzerinden anlık olarak yeni görev zamanı verisini göndermektedir.

Şekil 5.16, program arayüzünü göstermektedir. Program arayüzünde, kontrolör tipi seçilebilmekte, boost konvertör operasyonu başlatılıp durdurulabilmekte, voltaj set değeri girilebilmektedir. Ayrıca, önceden yapılmış deneyler gösterim ekranına yüklenebilmektedir.



Şekil 5. 16: Kontrol yazılımı kullanıcı arayüzü.

Matlab programı ile tasarlanan arayüz ve yazılım için kodlar Ek 3 de verilmiştir.

5.6. Yapay Sinir Ağı Tasarımı, Eğitimi ve Testi

YSA ile ilgili teorik bilgi 3. bölümde verilmişti. Bu bölümde, fotovoltaiik paneller ve rüzgâr türbini için tasarlanmış olan boost konvertör ünitesini kontrol etmek amacı ile geliştirilen Yapay Sinir Ağı (YSA) kontrol sistemi hakkında bilgi verilmiştir.

5.6.1. Boost Konvertör Ünitesi İçin YSA Tasarımı, Eğitimi ve Testi

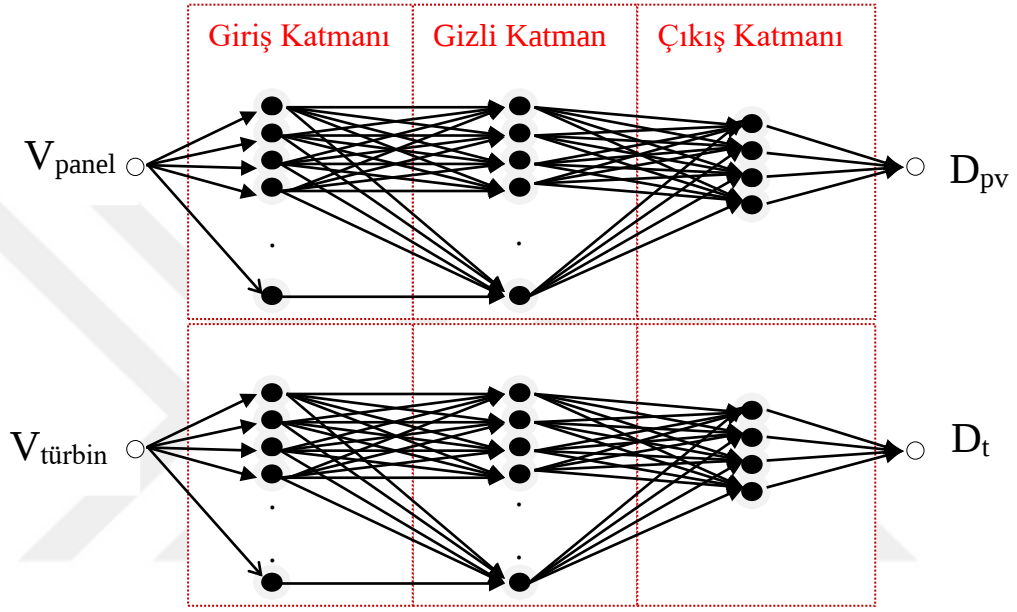
Fotovoltaiik modüllerden ve rüzgâr türbininden elde edilecek gücün kontrolü için, yapay sinir ağı modeli olarak doğrusal olmayan geriye yayılım (non-linear back propagation) mantığı ile çalışan Levenberg-Marquadt algoritması kullanan bir YSA modeli seçilmiştir. Bu tip bir YSA modeli, hatanın geriye yayılımı ile en aza indirgenmesini hedeflemektedir. YSA tasarımı yapılırken, gizli katman sayısı ve her bir gizli katmandaki nöron sayıları deneme-yanılma yöntemi ile tespit edilmiştir. Bir gizli katman ve bir nöronla başlanılarak nöron ve katman sayıları adım adım artırılarak iteratif yöntem ile ortalama karesel hatanın davranışına bakılmıştır. Çalışma için en uygun YSA tasarımı olarak bir giriş katmanı, bir gizli katman ve bir çıkış katmanı tespit edilmiştir. Yapılan simülasyon çalışmalarında, gizli katmanda 10 adet nöron kullanılması durumunda ortalama karesel hatanın minimum olduğu sonucuna varılmıştır. Çizelge 5.2, YSA tasarımı için kullanılan gizli katman ve nöron sayısına karşılık ortalama karesel hatanın değişimini vermektedir.

YSA giriş katmanında bulunan girişler fotovoltaiik modüllerin çıkış gerilimleri toplamı (V_{pv}) ve rüzgâr türbini çıkışındaki voltajdır (V_t). Çıkış katmanında ise, gizli katmanda yapılan nöral işlem karşılığında elde edilen boost konvertör görev zamanları (Duty Cycle) bulunmaktadır (D_{pv} ve D_t). Burada amaç, değişen fotovoltaiik modül ve rüzgâr türbini gerilimlerinde; konvertör çıkışını, invertör ünitesinin düzgün çalışabilmesi için gerekli sabit bir voltaj değerinde tutabilmek için uygun konvertör görev zamanının YSA tarafından üretilmesidir. Uygulama için tasarlanmış olan YSA modeli, Şekil 5.17 de verilmiştir.

Çizelge 5.2. Gizli katman sayısı ve gizli katmandaki nöron sayısına karşılık ortalama karesel hata

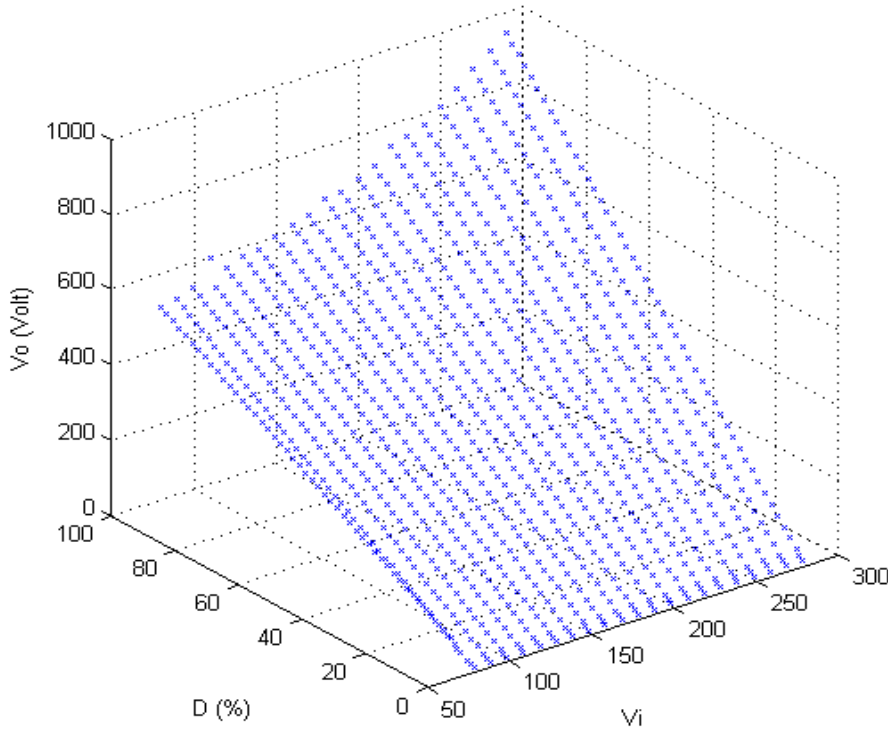
Gizli Katman Sayısı	Gizli Katmandaki Nöron Sayısı	Ortalama Karesel Hata
1	1	7.15869×10^{-3}
1	2	$5.,20842 \times 10^{-4}$
1	3	5.26849×10^{-4}
1	4	4.12849×10^{-4}
1	5	4.11256×10^{-4}
1	6	3.96849×10^{-4}
1	7	3.96889×10^{-4}
1	8	3.76509×10^{-5}
1	9	3.16849×10^{-5}
1	10	3.16849×10^{-5}
1	11	4.76849×10^{-5}
1	12	9.16849×10^{-5}
2	1	6.16849×10^{-3}
2	2	3.34879×10^{-3}
2	3	5.86869×10^{-3}
2	4	7.16849×10^{-3}
2	5	6.19649×10^{-3}
2	6	8.49849×10^{-4}
2	7	3.36835×10^{-3}
2	8	6.48848×10^{-3}

YSA' nın eğitimi için, boost konvertör test düzeneği oluşturulmuş ve hangi giriş geriliminde, hangi görev zamanında konvertör çıkış geriliminin kaç volt olacağı belirli kademeler dâhilinde test edilmiştir. Bu testler neticesinde, boost konvertör ünitesi için bir çalışma uzayı oluşturulmuştur. Çalışma uzayının genel görünümü Şekil 5.18'de verilmiştir. Boost konvertör için oluşturulan çalışma uzayının tamamı Ek 5'de verilmiştir.

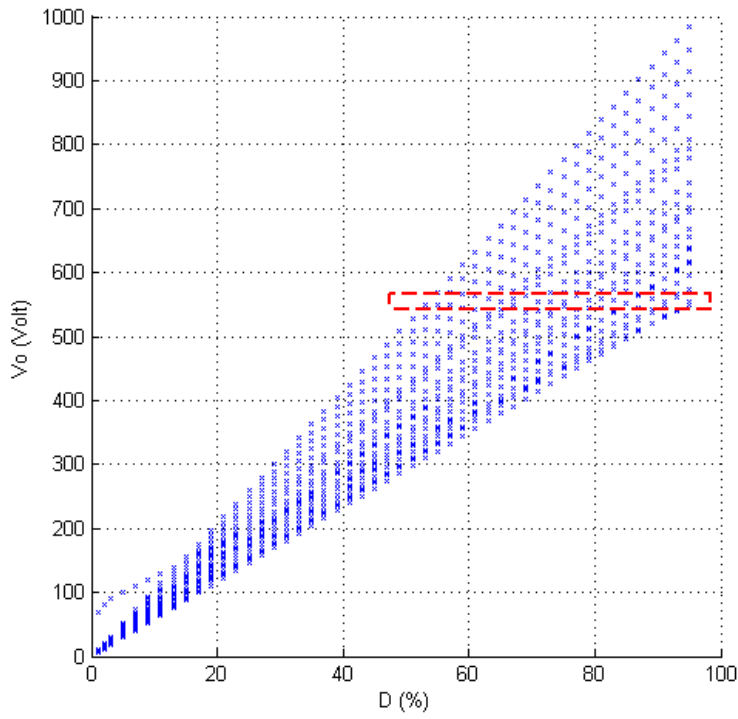


Şekil 5. 17: Fotovoltaik paneller ve rüzgâr türbini çıkış voltajını kontrol etmek için kullanılan yapay sinir ağı yapısı.

Çalışma uzayı oluşturulduktan sonra, sistemin sabit dc gerilim çıktısı vermesi için; çalışma uzayı içerisinde, değişen giriş gerilimlerinde çıkış gerilimi 550V değerinde sabit olacak şekilde elemanlar seçilmiştir. Seçilen bu çalışma uzayı elemanları ile YSA eğitim uzayı oluşturulmuştur. Şekil 5.19, YSA eğitim uzayı için seçilen veri noktalarını göstermektedir.



Şekil 5. 18: Boost konvertör için çalışma uzayı.



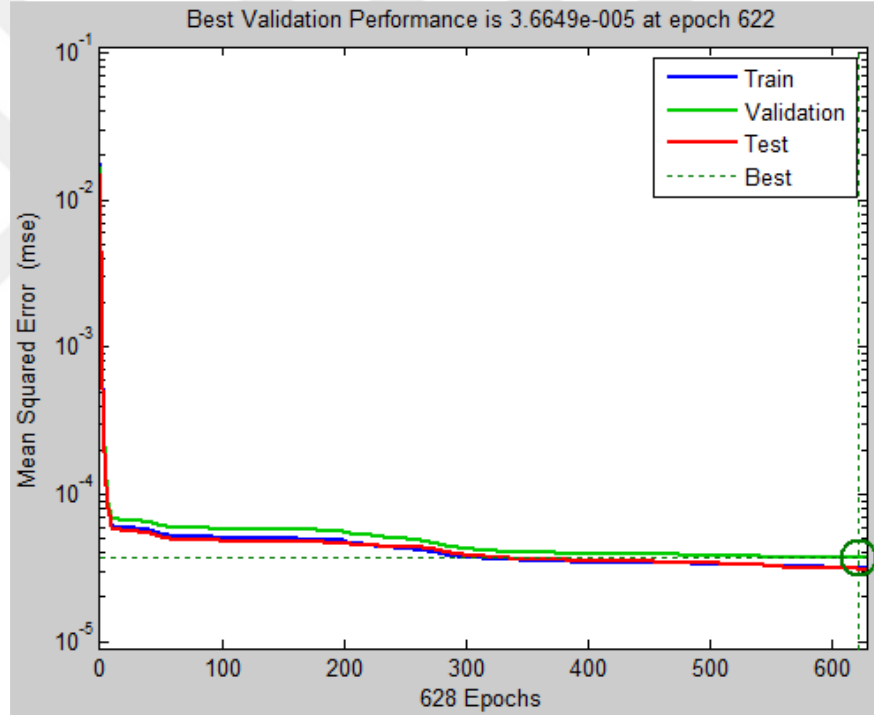
Şekil 5. 19: Boost konvertör çalışma uzayının V_o - D ekseninden görünümü.

NOT: 550V çıkış elde etmek için kullanılan veri noktaları kırmızı çerçeve ile gösterilmiştir.

Seçilmiş olan veri noktalarının %90'ı YSA'nın eğitiminde, %5'i YSA'nın testinde, %5'i ise YSA'nın sonuçlarının doğrulanmasında kullanılmıştır. YSA eğitiminin performans parametrelerini içeren bilgiler Şekil 5.20-a,b'de verilmiştir. YSA eğitiminde en iyi performansı sağlayan ağ, 622. iterasyon sonucunda elde edilmiştir.

	 Samples	 MSE	 R
 Training:	10853	3.16849e-5	9.99635e-1
 Validation:	603	3.66485e-5	9.99564e-1
 Testing:	603	3.10354e-5	9.99593e-1

Şekil 5. 20.a: YSA' nın Eğitimi, doğrulaması ve testi için kullanılan örnekleme sayıları, ortalama karesel hata değerleri ve ortalama karesel hatanın karekökü değerleri.



Şekil 5.20.b: YSA eğitim sürecinde ortalama karesel hata değerinin değişimi. En iyi doğrulama, 622. iterasyonda elde edilmiştir.

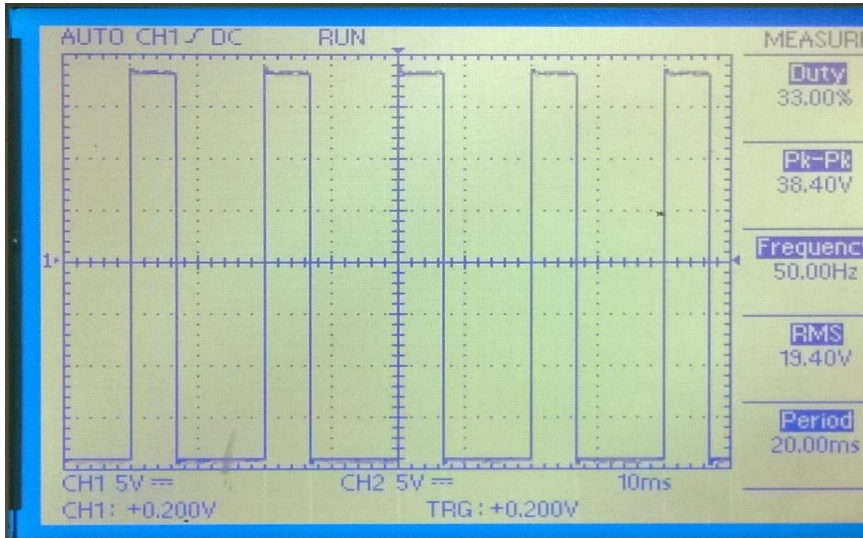
6. DENEYLER VE ALINAN SONUÇLAR

Bu bölümde, gerçek sistem üzerinde yapılan testler anlatılmıştır. Öncelikle, boost konvertör ve invertör ünitelerinde kullanılan IGBT tetikleme sinyalleri test edilmiştir. Bu sayede sistemin düzgün çalışıp çalışmadığı gözlenmiştir.

Boost konvertör ünitesi için oluşturulan YSA eğitildikten sonra, oluşturulan YSA modeli tablet bilgisayara entegre edilerek, daha önceden prototipi üretilen boost konvertör ve invertör ünitelerinde test edilmiştir. Konvertör ünitesinin istenilen gerilim değerlerini sağlamak için YSA ile entegre olarak nasıl bir performansta çalıştığı test edilmiştir.

6.1. IGBT Tetiklenme Sinyali Testi

Sistem oluşturulurken, her bir IGBT ünitesi için +18V ile - 18V arasında değişen tetikleme gerilimleri kullanılmıştır. IGBT' yi akım geçirir hale getirmek için +18V, kesime götürmek için -18V kullanılmıştır. Bu sayede sistemde kullanılan IGBT elemanları, keskin bir şekilde açılıp kapanabilmekte, ekstra bir sönümlenme devresine ihtiyaç duyulmamaktadır. Şekil 6.1, sistemdeki bir IGBT' nin Gate-Source tetikleme gerilimini göstermektedir.



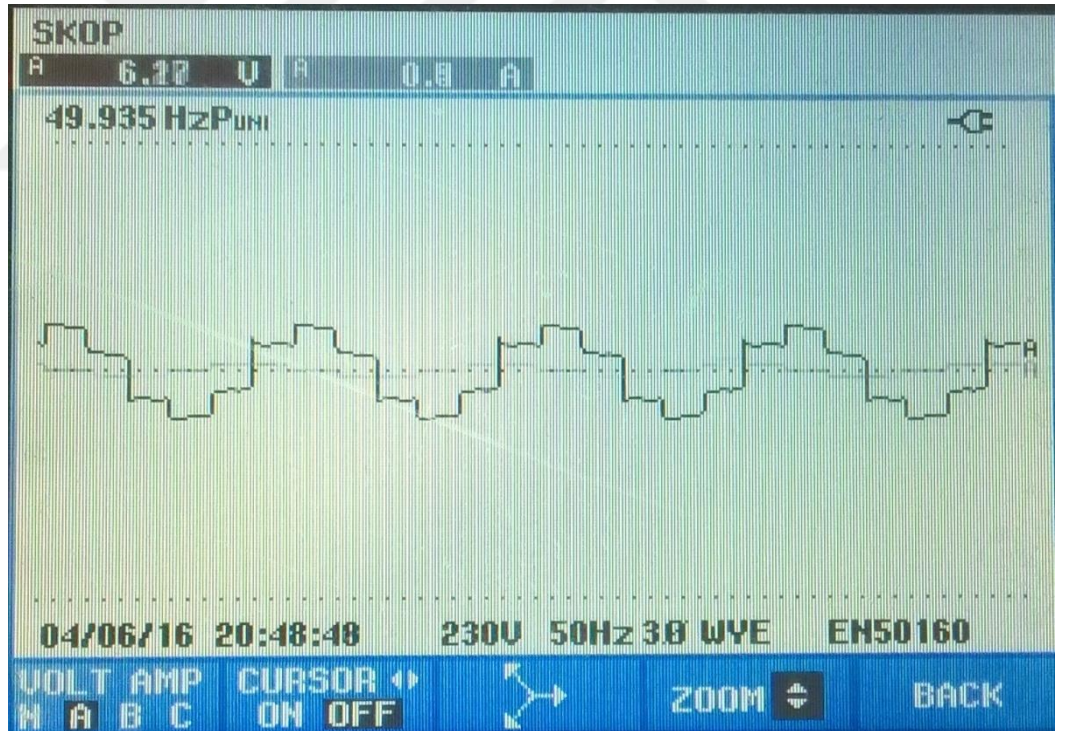
Şekil 6. 1: Sistemdeki bir IGBT elemanının Gate-Source gerilimi. Bu şekilde verilen gerilim, IGBT' nin ani açılıp kapanabilmesine olanak tanımaktadır.

6.2. Sistem Çıktı Testleri

Üretilen prototip sistem, çeşitli voltaj girdi değerlerine karşılık boşa ve yük altında teste tabi tutulmuştur.

6.2.1. Düşük Gerilimde Boşa Çalışmada İnvertör Çıkış Gerilimi Görünümü

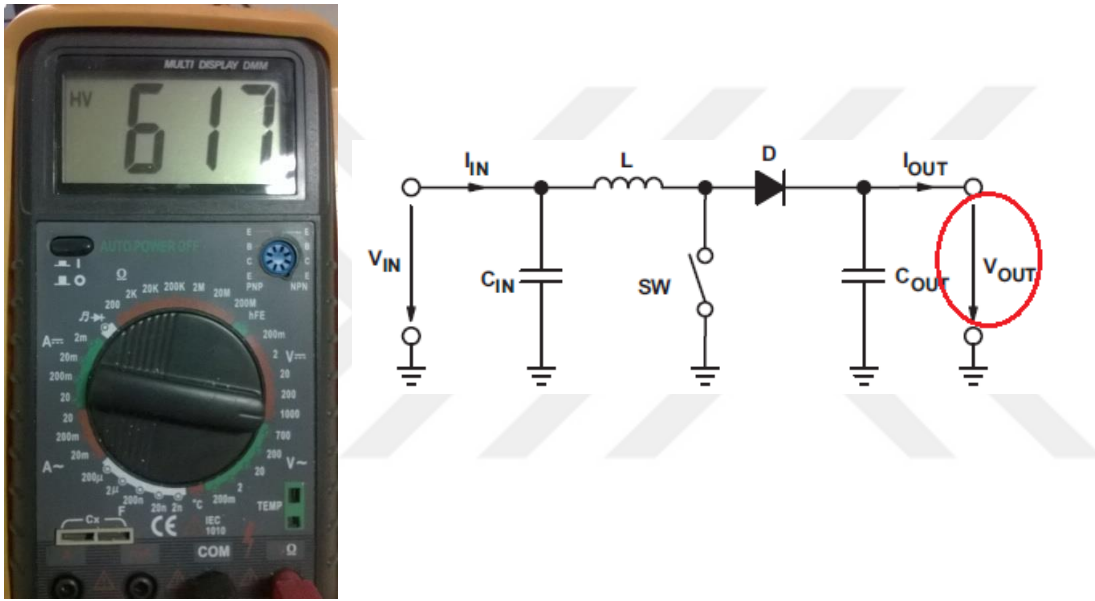
Öncelikle, boost konvertör ünitesi devrede olmadığında, düşük bir güneş ışıınımı veya düşük bir rüzgâr hızını sembolize eden bir giriş gerilimi sistemin ana girdisi olarak uygulandığında, invertör çıkış geriliminin dalga şekline bakılmıştır. Şekil 6.2, düşük gerilimdeki invertör çıkış geriliminin dalga şeklini göstermektedir. Burada dc giriş gerilimi 12V' a ayarlanmış ve invertör çıkış geriliminin dalga şeklinin düzgün olup olmadığına bakılmıştır. PWM invertör topolojisi kullanılarak imal edilen bir invertörde bu tarz bir dalga şeklinin beklenen şekilde olduğu sonucuna varılmıştır.



Şekil 6. 2: Sistem düşük gerilimde çalıştırıldığında elde edilen invertör çıkış gerilimi dalga şekli.

6.2.2. Yüksek Gerilim Boşta Çalışma Testi

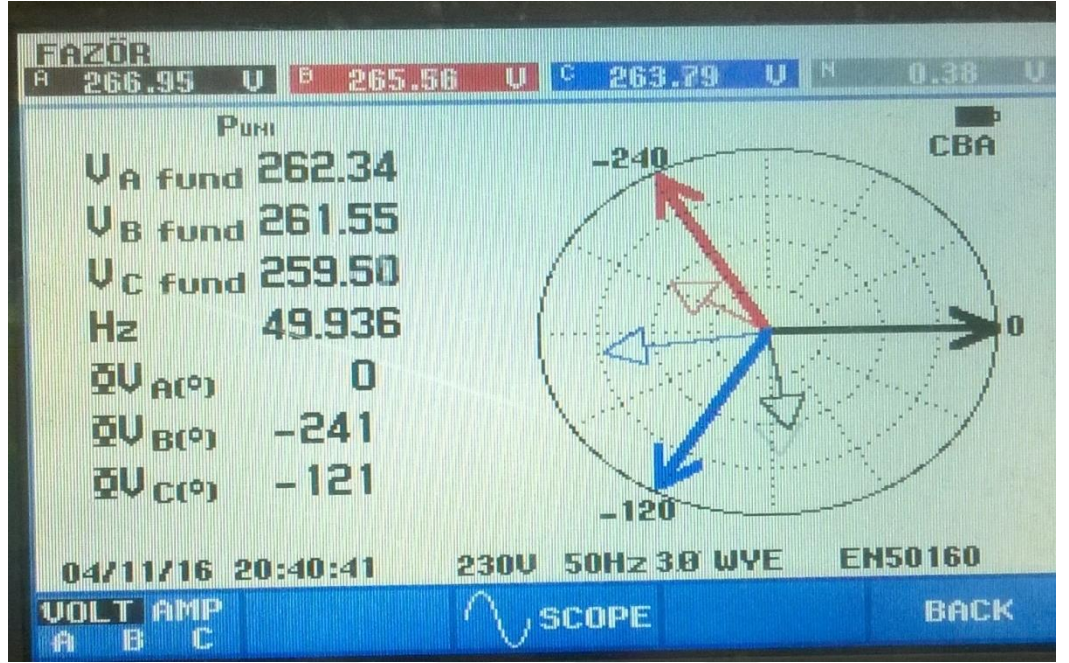
Düşük gerilimde boşta çalışma deneyinden sonra, boost konvertör ünitesinin çalışmasına izin verilerek dc giriş geriliminin 617 V seviyesine çıkarılmasına izin verilmiştir. Bu şekilde, invertör ünitesi çıkış geriliminin yüksek gerilim seviyesinde boşta çalışmada dalga şekli incelenmiştir. Şekil 6.3, 12V giriş gerilimi için boost konvertör ünitesinin %95 görev zamanı ile çalışması sonucu dc bara üzerinde 617V gerilim oluşmasını göstermektedir.



Şekil 6. 3: 12V DC giriş geriliminde boost konvertör ünitesinin %95 görev zamanı ile çalışması sonucu DC bara üzerindeki gerilim.

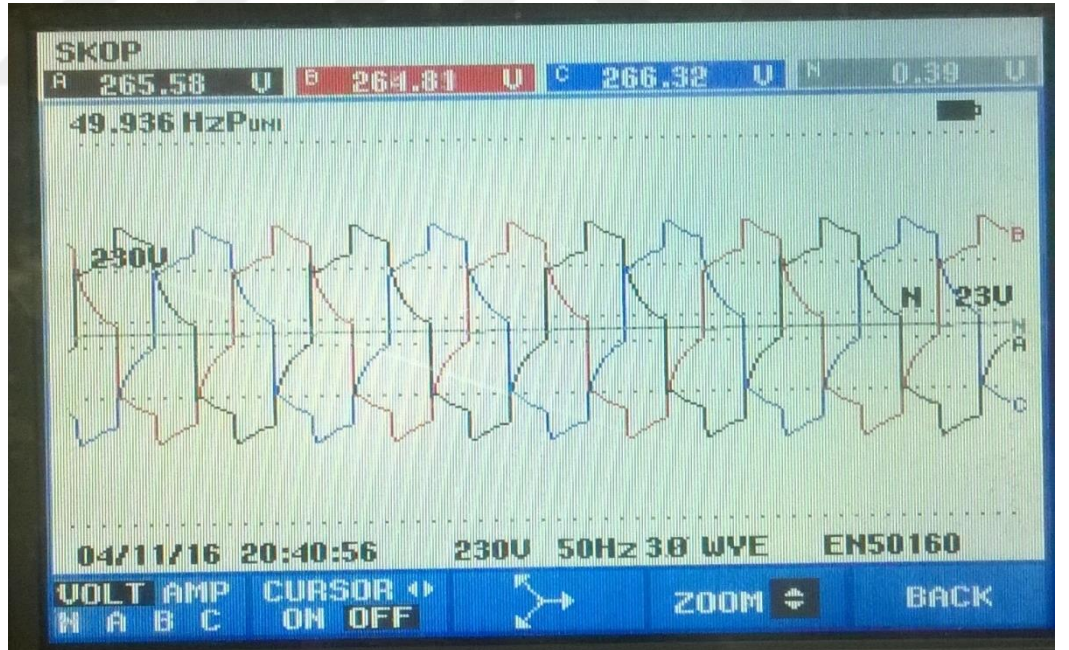
NOT: Okunan gerilimin yeri, devre şematığı üzerinde kırmızı daire ile gösterilmiştir.

DC bara üzerinde 617V elde edildikten sonra, invertör uçları üzerindeki gerilimlerin görünümü şekil 6.4a,b,c,d,e üzerinde verilmiştir. Burada, yüksüz bağlantıda sistem çıkışındaki gerilim RMS genlikleri ve faz açıları görülmektedir. Ayrıca, her bir faza ait gerilimin dalga şekli ve üç fazgerilim görünümü verilmiştir.

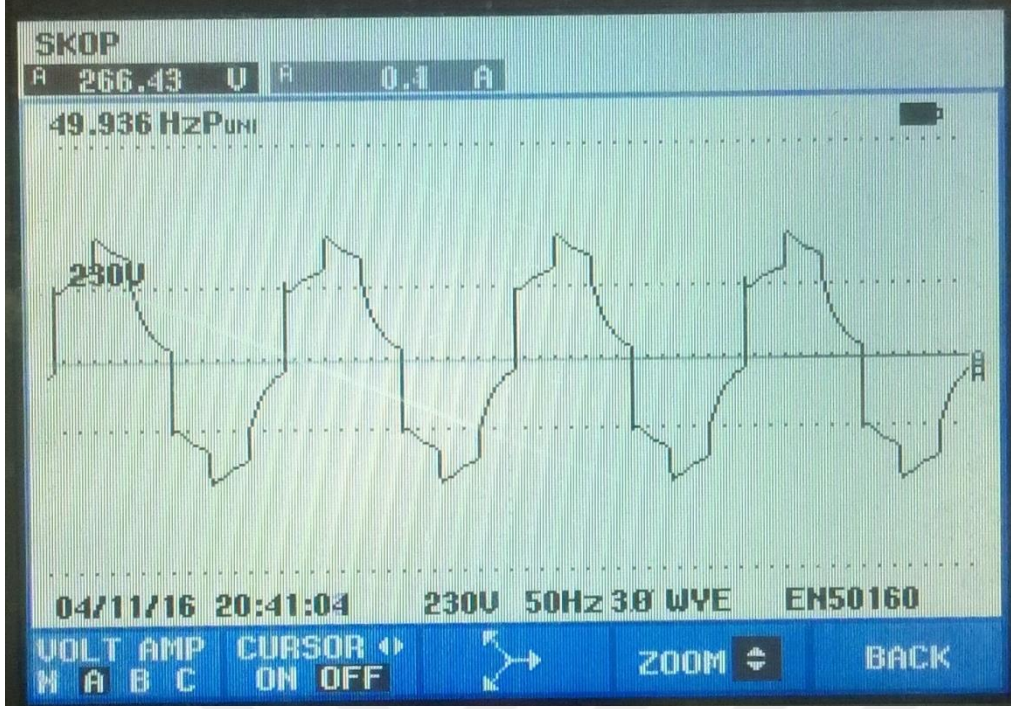


Şekil 6. 4.a: Boost konvertör ünitesi %95 görev zamanında çalışıyor iken, invertör ünitesine yük bağlı değilken (Boşta çalışmada) invertör çıkışlarındaki gerilimlerin RMS değerleri ve faz açıları.

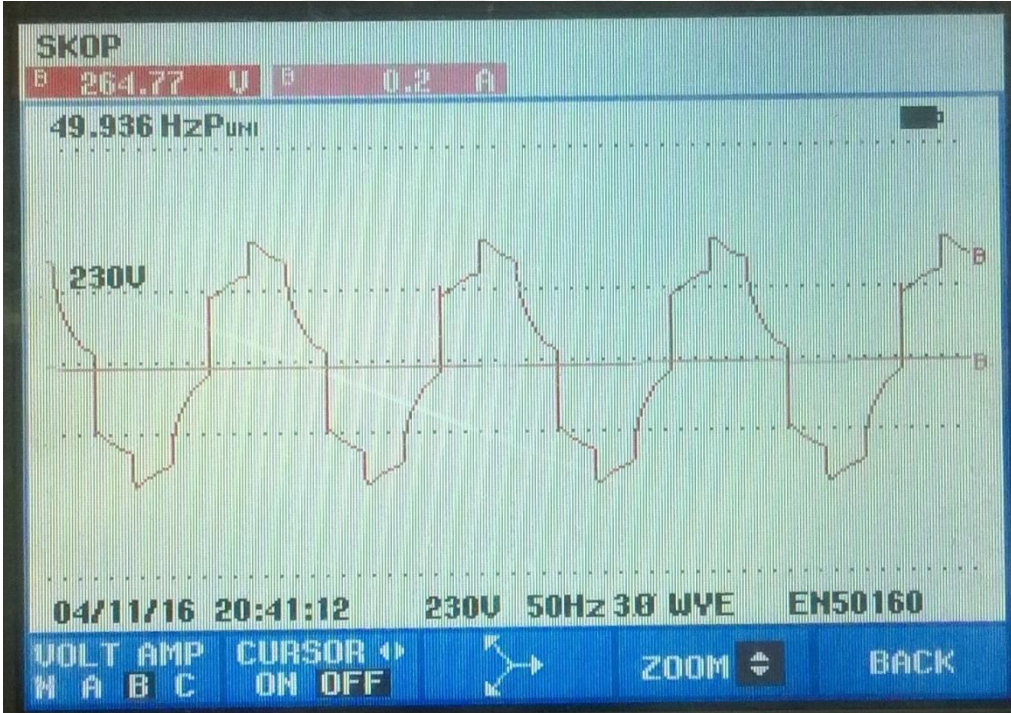
NOT: Akım gösterimi yüksüz çalışmada gerçekçi değildir.



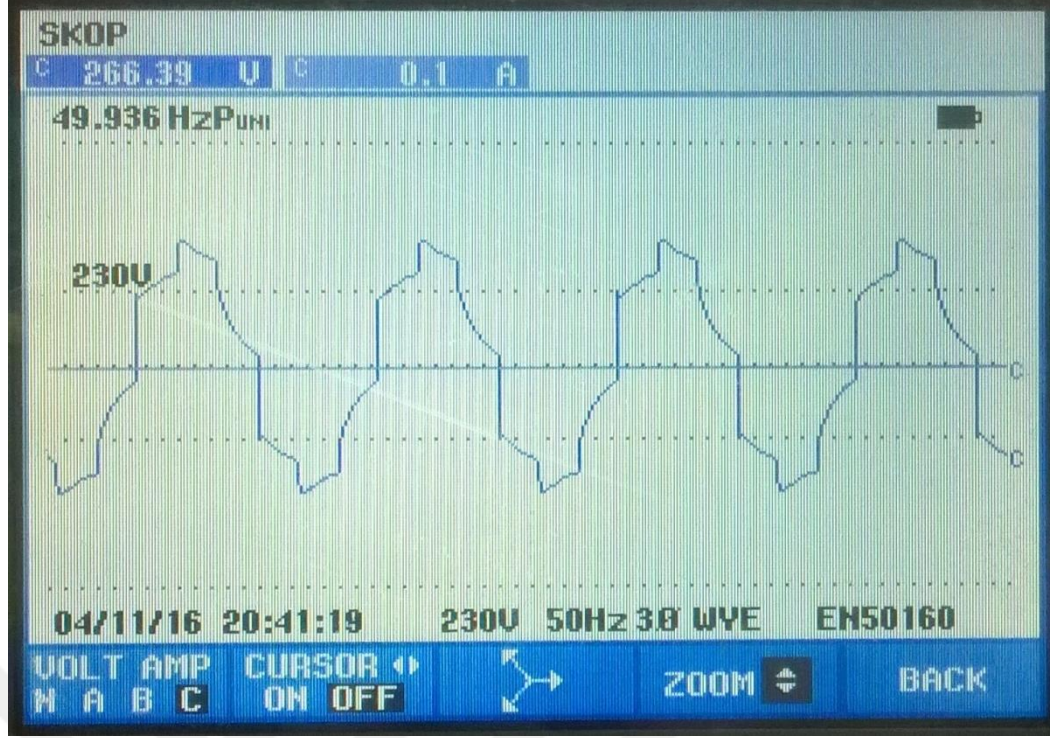
Şekil 6.4.b: Boost konvertör ünitesi %95 görev zamanında çalışıyor iken, invertör ünitesine yük bağlı değilken (boşta çalışmada) invertör çıkış geriliminin üç fazlı görünümü.



Şekil 6.4.c: Boost konvertör ünitesi %95 görev zamanında çalışıyor iken, invertör ünitesine yük bağlı değilken (boşta çalışmada) invertör R fazı çıkış geriliminin görünümü.



Şekil 6.4.d: Boost konvertör ünitesi %95 görev zamanında çalışıyor iken, invertör ünitesine yük bağlı değilken (boşta çalışmada) invertör S fazı çıkış geriliminin görünümü.



Şekil 6.4.e: Boost konvertör ünitesi %95 görev zamanında çalışıyor iken, invertör ünitesine yük bağlı değilken (boşta çalışmada) invertör T fazı çıkış geriliminin görünümü.

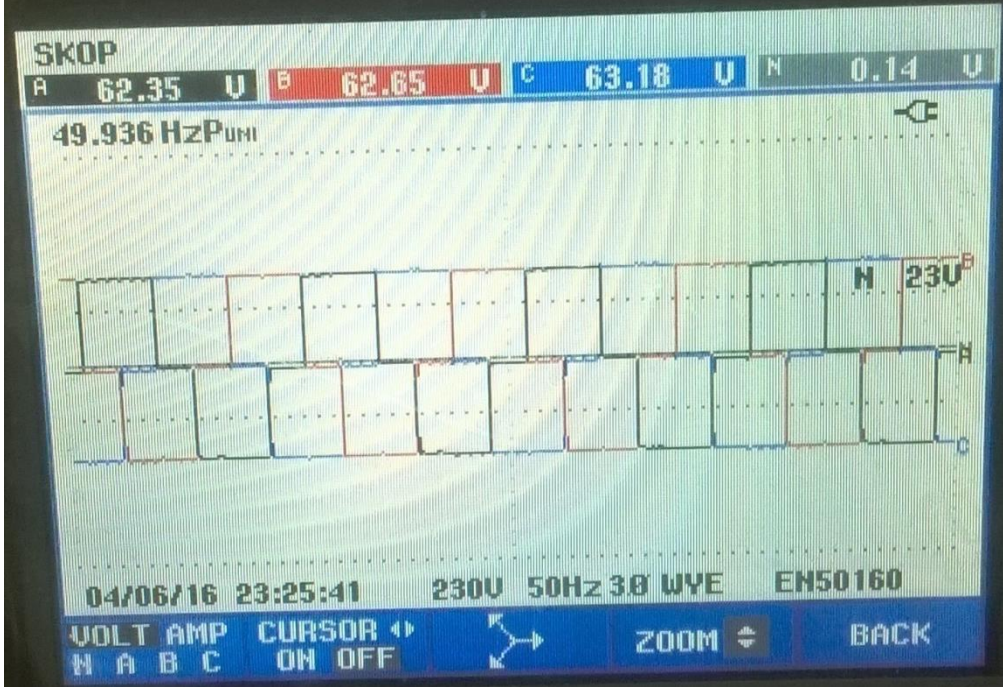
6.2.3. Yük Altında Çalışma Testi

Sistem, şebeke bağlantısı olmayan yükleri de besleyebilecek şekilde tasarlanmıştır. Bu nedenle, yük altında çeşitli giriş gerilimi ve çeşitli görev zamanlarını içeren bir dizi deney seti daha icra edilmiştir. Bu çalışmalar sonucu, değişen giriş gerilimi ve yük koşullarında sistemin nasıl çalıştığı incelenmiştir.

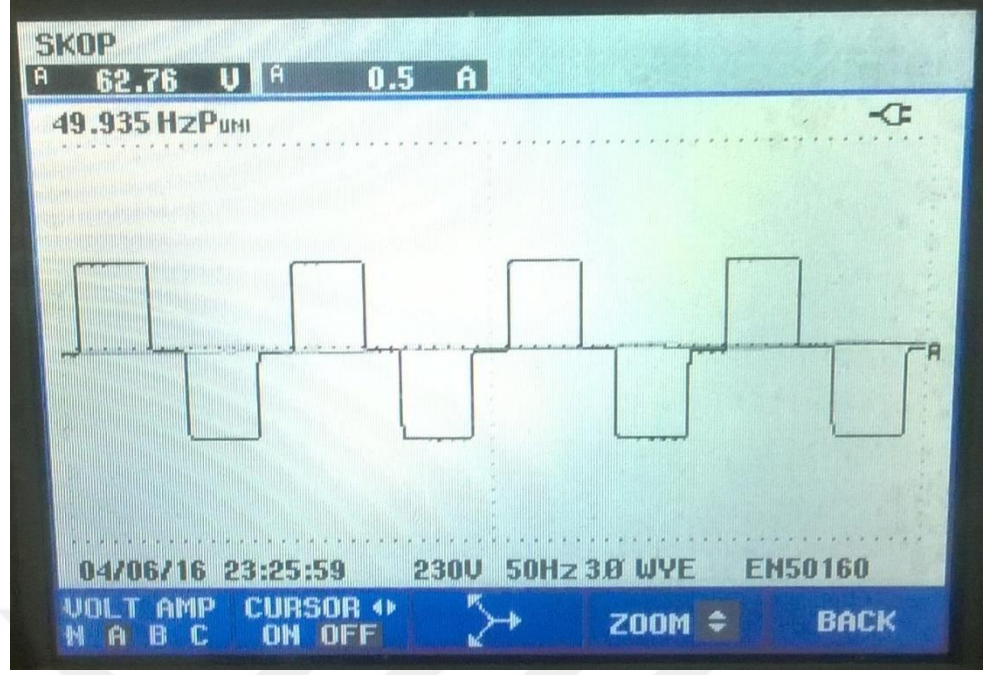
Şekil 6.5, 12V giriş gerilimine karşılık üç adet üçgenbağlı 40 watt ampul için %95 görev zamanında boost konvertör çıkış gerilimini göstermektedir. Voltmetrede okunan 154V, boost konvertör girişinin yaklaşık on üç katıdır. Zira boost konvertörler pratik uygulamalarda giriş gerilimini düzgün bir biçimde on kata kadarsorunsuzyükseltebilmektedirler.



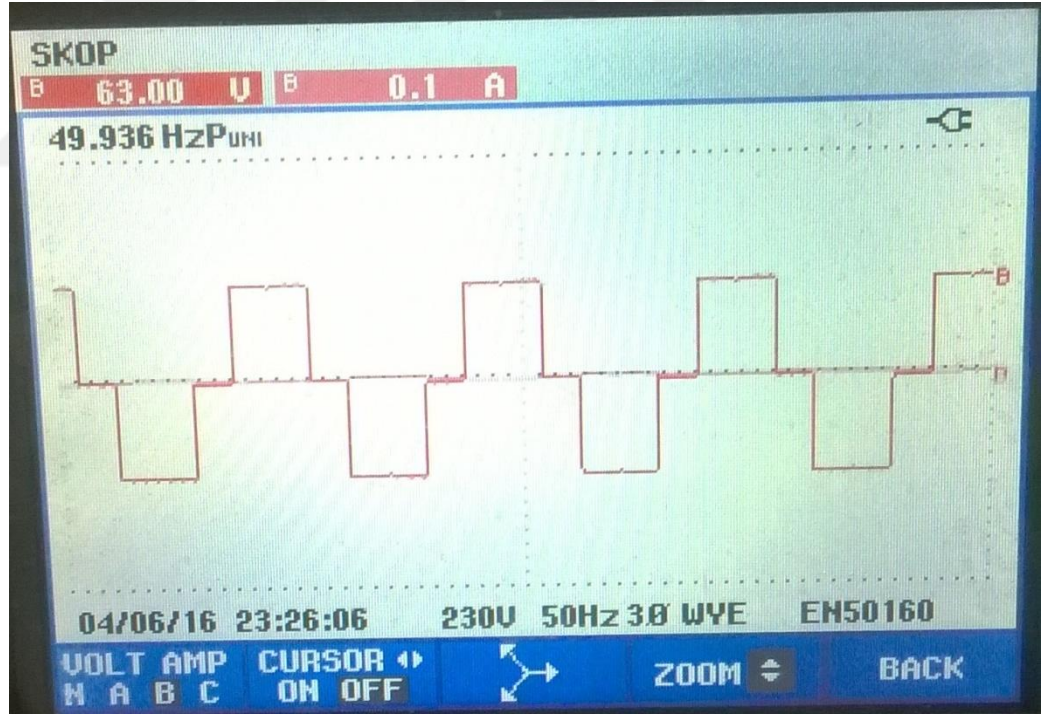
Şekil 6. 5.a: 12V giriş gerilimine karşılık %95 görev zamanında boost konvertör çıkış gerilimi (yük altında).



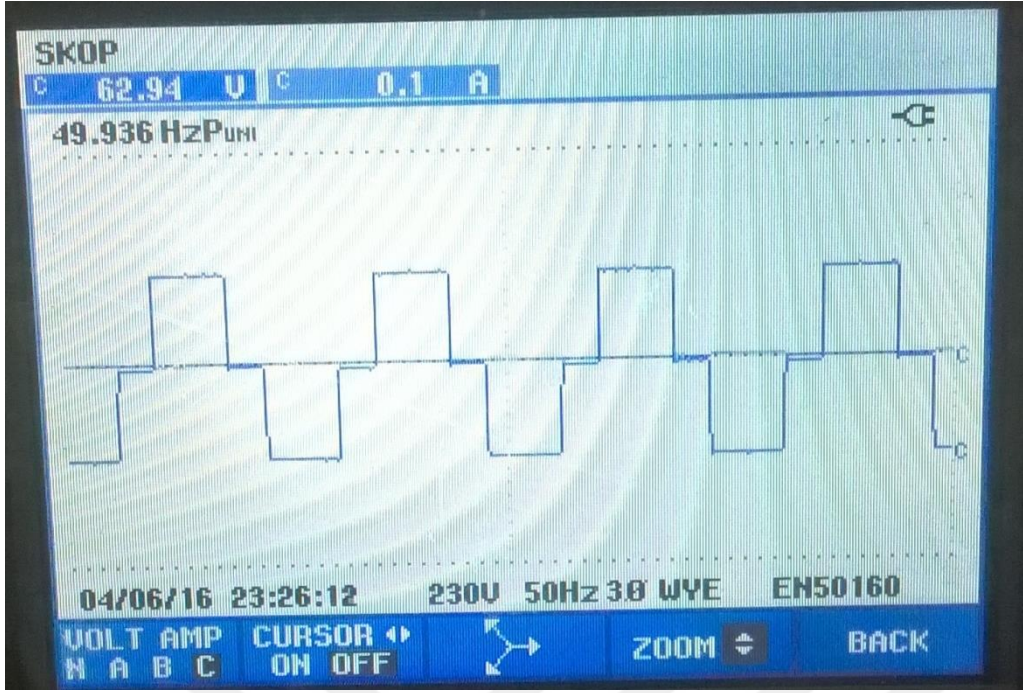
Şekil 6.5.b: 12V giriş gerilimine karşılık boost konvertör %95 görev zamanı ile çalıştığında yük altında invertör çıkış gerilimi görünümü.



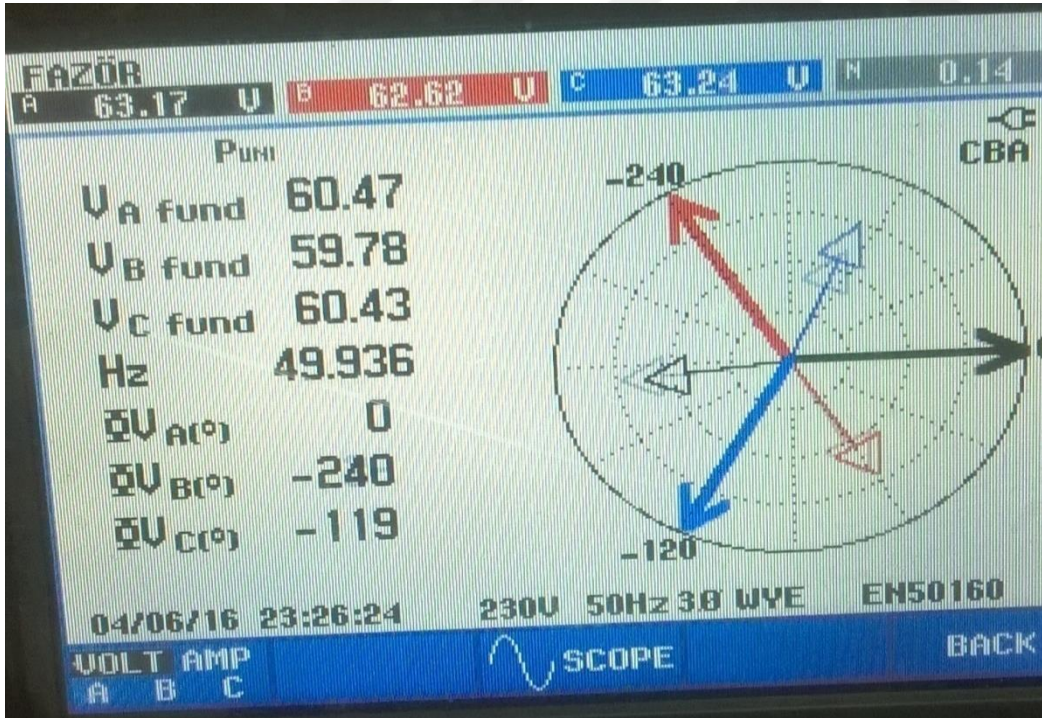
Şekil 6.5.c: 12V giriş gerilimine karşılık boost konvertör %95 görev zamanı ile çalıştığında yük altında invertör R fazı çıkış gerilimi görünümü.



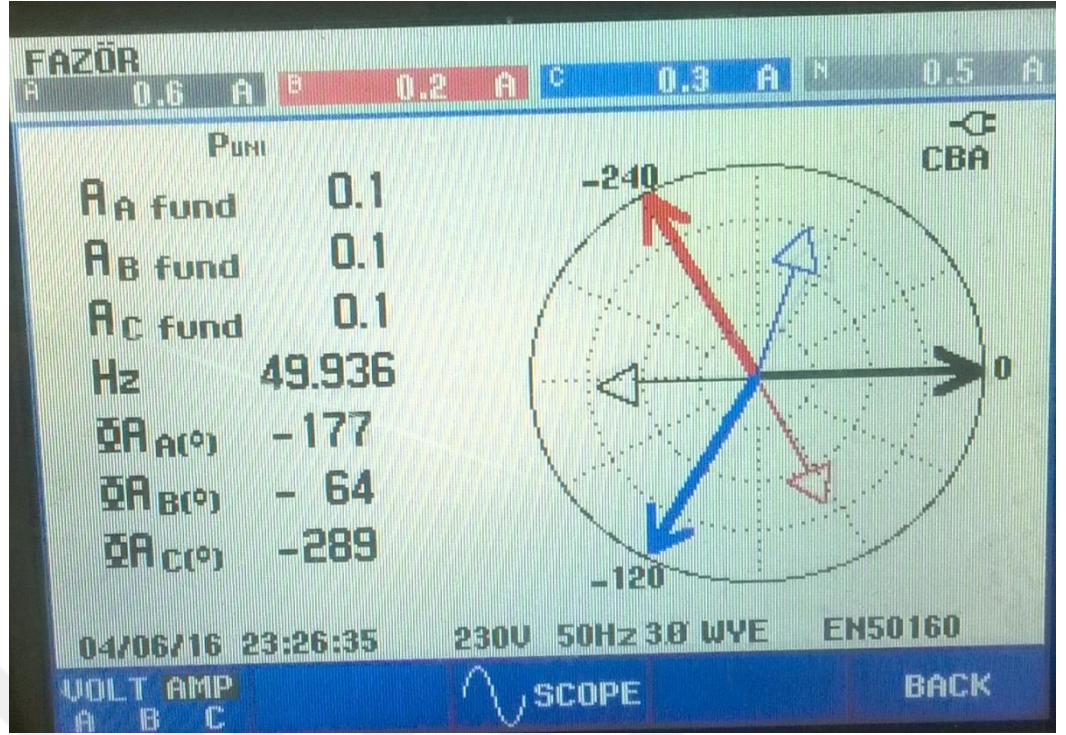
Şekil 6.5.d: 12V giriş gerilimine karşılık boost konvertör %95 görev zamanı ile çalıştığında yük altında invertör S fazı çıkış gerilimi görünümü.



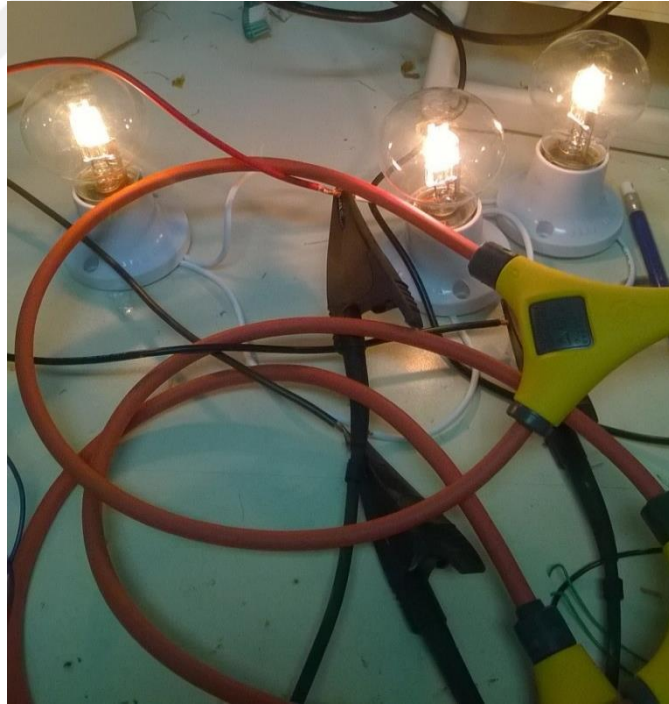
Şekil 6.5.e:12V giriş gerilimine karşılık boost konvertör %95 görev zamanı ile çalıştığında yük altında invertör T fazı çıkış gerilimi görünümü.



Şekil 6.5.f:12V giriş gerilimine karşılık boost konvertör %95 görev zamanı ile çalıştığında yük altında invertör fazör diyagramı ve gerilim değerleri.



Şekil 6.5.g:12V giriş gerilimine karşılık boost konvertör %95 görev zamanı ile çalıştığında yük altında invertör fazör diyagramı ve akım değerleri.



Şekil 6.5.h:12V giriş gerilimine karşılık boost konvertör %95 görev zamanı ile çalıştığında invertöre bağlı 3x40W ampuller.

7. DEĞERLENDİRME VE SONUÇLAR

Yenilenebilir enerji sistemleri, gelecekte fosil yakıtlara olan bağımlılığı azaltaktır. Gelecekte, yenilenebilir enerji sistemlerinin çok daha yaygınlaşacağı bir dünyada yaşacağımız şüphesiz bir biçimde öngörülmektedir. Yenilenebilir enerji kaynaklarından en çok kullanılanları ve aynı zamanda kullanımı en kolay olanları güneş enerjisinde fotovoltaiik paneller vasıtasıyla doğrudan elektrik enerjisi üretimi ve rüzgâr enerjisi çevrim sistemleridir (rüzgâr türbinleri ve güç elektroniği elemanları).

Yenilenebilir güç sistemlerinde, özellikle fotovoltaiik, rüzgâr ve hibrit güç sistemlerinde klasik kontrol yöntemleri yanısıra yapay zeka teknikleri de kullanılmaktadır. Bununla birlikte, YSA tabanlı kontrol sistemlerinin dünyanın çeşitli yerlerindeki modelleme, simülasyon ve uygulamaları mevcuttur. Bu çalışmada, YSA ile klasik kontrol metotları arasındaki farklılıklar ortaya konmuş, YSA' nın DC bara gerilimini istenilen değere sabitlemede klasik kontrolöre göre daha hızlı olduğu görülmüştür.

YSA fikri, insan beyninin yapısı taklit edilerek ortaya atılmıştır. YSA' nın tasarımında, biyolojik nöronların matematiksel modellerinin kullanılmaktadır. Nöronlar arasındaki haberleşme ve nöronların ağırlık katsayılarının ayarlanması ile mantıksal öğrenme işleminin gerçekleşmekte, yorumlama kabiliyeti sayesinde öğrenilmemiş bir veriye karşılık öğrenilmiş verilerden faydalanarak bir yorumlama yaklaşımı geliştirerek uygun çıktı üretilebilmektedir. Bu şekilde çalışan çok çeşitli ve birbirinden farklı yapay sinir ağları topolojileri bulunmaktadır.

Rüzgâr ve güneş enerjisi sistemlerinde en çok kullanılan güç elektroniği devreleri boost konvertör ve invertör devreleridir. Boost konvertör devreleri, belirli giriş gerilim aralığında çalışarak giriş gerilimini belirli bir çıkış gerilimi aralığına yükseltmek için kullanılan devrelerdir. İnvertör devreleri ise doğru akımı alternatif akıma çeviren devrelerdir. İnvertör devreleri kullanılarak rüzgâr veya güneş enerjisinden enerji, ulusal şebekeye aktarılabilir.

Tez çalışması kapsamında, güneş panellerinde ve rüzgâr türbininde kullanılmak üzere boost konvertör ünitesi tasarlanmış, hesaplamaları ile birlikte verilmiştir. Üretimi gerçekleştirilen tablet bilgisayar bağlantılı boost konvertör ünitesi prototipi detaylarıyla verilmiştir. Bunun yanında, boost konvertör çıkış

gerilimini kontrol etmek için kullanılan ve prototip üretimi gerçekleştirilmiş olan voltaj izleyici devre kartı hakkında detaylı bilgi verilmiş, tasarım esasları açıklanmış ve mikrodenetleyici kodu işaret akış şeması verilmiştir. Sonrasında, şebeke bağlantısız ve şebeke bağlantılı olmak üzere iki şekilde çalışabilen push-pull invertör ünitesi hakkında detaylı bilgi verilmiş, üretiminde kullanılan elektronik elemanlar açıklanmış ve prototip üretimi için kullanılmış olan devre şematığı ve mikrodenetleyici işaret akış şeması ayrıntılarıyla verilmiştir.

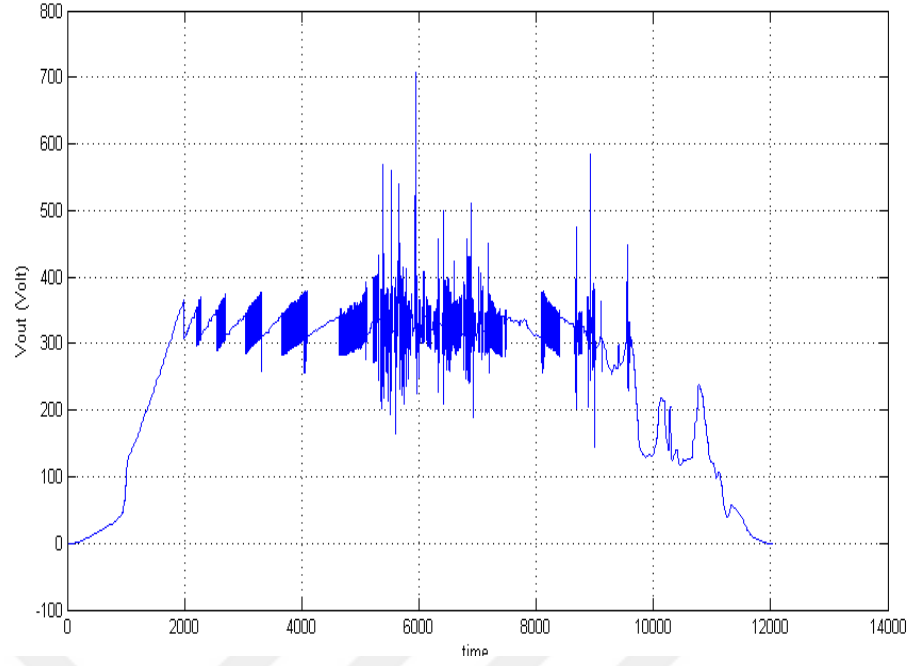
Boost konvertör ünitesini kontrol etmek için kullanılan yapay sinir ağı tabanlı kontrol sisteminin tasarlanmıştır. Bunun için öncelikle sistem doğrusal olmayan kara kutu şeklinde modellenmiş, sonrasında prototip sistemin çalışmasından elde edilen veriler yardımıyla, yapay sinir ağı tabanlı kontrol sistemi eğitilmiştir. Sistemden elde edilen veriler ile oluşturulan çalışma uzayı ve YSA eğitimi için kullanılan eğitim uzayı verilmiştir.

Prototip üretimi gerçekleştirilmiş olan konvertör ünitesi ve invertör ünitesi kombinasyonu ile bir dizi deneyler yapılmıştır. Öncelikle, düşük gerilimde boşa çalışma deneyi ile invertör çıkış geriliminin dalga şekline bakılmıştır. Sonrasında, yüksek gerilim boşa çalışma deneyine geçilmiş ve boost konvertör ünitesinin çeşitli çıkış gerilimlerine karşılık invertör ünitesinin çıkış geriliminin dalga şekli incelenmiştir. Sonrasında, yük altında YSA tabanlı kontrol sistemi kullanılarak sisteme bağlı yükler üzerindeki gerilim ve akım değerleri incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, bilimsel makaleler ve uluslararası konferanslarda bildiri olarak yayınlanmıştır.

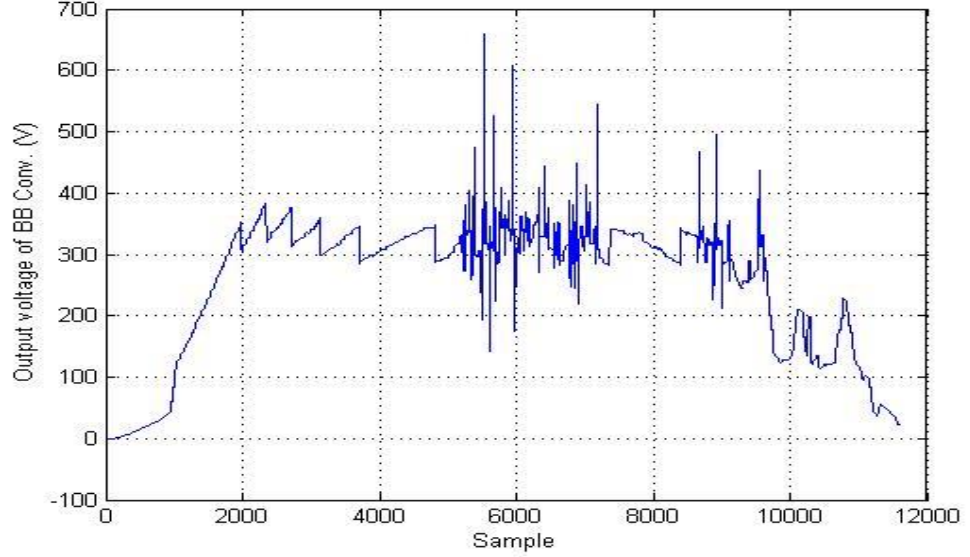
Sonuç olarak, tasarlanan ve prototip üretimi yapılan sistemin, rüzgâr-fotovoltaik hibrit güç sistemlerinde kullanımının uygun olduğu belirlenmiştir. Günümüzde yaygın olarak kullanılan fotovoltaik sistemlerde ve rüzgâr enerjisi çevrim sistemlerindeki klasik kontrol mekanizmaları ancak belirli güneş ışıınımı ve rüzgâr hızı değerlerine ulaşıldığında sistemin çalışmasına olanak vermektedir. Aksi halde şebeke gerilimi değerine ulaşamamakta ve sistem kendini durdurmaktadır. Tez çalışmasında tasarlanan YSA tabanlı kontrolörlü boost konvertör ve invertör ünitesi modülleri sayesinde, daha düşük güneş ışıınım değerlerinde ve daha düşük rüzgâr hızlarında enerji üretimi kesintiye uğramadan devam edecek ve fotovoltaik paneller ile rüzgâr türbinleri olabildiğince yüksek verimle kullanılabilir. Yakın gelecekte, yenilenebilir enerji sistemlerinde güç kontrolünde bu tür akıllı sistem uygulamaları yaygınlaşacağı düşünülmektedir.

Bu tez çalışmasının önceki çalışmalardan farklı yönleri ve bilime katkısı şu şekilde sıralanabilir:

- Öncelikle, hibrit güç sistemlerinin YSA ile kontrolü alanında gerçekleştirilmiş dünya üzerinde sınırlı sayıda çalışma mevcuttur. Türkiye’ de ise YSA kullanılarak gerçekleştirilen uygulama çalışması mevcut değildir. Tez çalışması, bu konuda Türkiye’ de yapılmış uygulamaya yönelik bir çalışma olması sebebiyle örnek bir çalışma teşkil etmektedir.
- Tez çalışması kapsamında YSA kontrol yazılımı tablet bilgisayar içerisine gömülmüştür. Bu sayede sistemin modülerliği ve çeşitli değişik sistemlere uygulanabilirliği sağlanmıştır.
- Veri toplayıcı ve kontrol kartları tez çalışması kapsamında özgün olarak tasarlanmıştır. Bu sayede sistemin bütün parametrelerine istenildiğinde müdahale edilebilme ve istenilen doğrultuda değiştirebilerek iyileştirilebilme olanağı elde edilmiştir.
- Rüzgâr türbini ve PV tarafındaki DC çıkış geriliminin YSA ile kontrol edilmesi, çeşitli çevre ve yük koşullarındaki değişim neticesinde sistemin kararlılığının daha iyi olmasını sağlamaktadır. Şekil 7.1 ve Şekil 7.2, klasik kontrolör ve YSA kontrolör yapıları uygulandığında DC çıkış gerilimindeki dalgalanmaları göstermektedir. Burada, YSA kontrolör kullanıldığında, klasik kontrole oranla çok daha iyi bir performans sağlandığı açık şekilde görünmektedir. YSA, DC bara geriliminin geçici durum süresini kısaltmaktadır.
- Sistem özgün olarak tasarlandığından, ticari uygulamalar için seri üretim haline getirildiğinde maliyeti düşük olacaktır (Yazılım ve tasarım için ekstra maliyet gerekmeyecektir).
- Sistem 5kW gücünde tasarlanmasına karşın, daha büyük güç kapasiteli güç modülleri kullanılmasıyla yüksek güçlü uygulamalara da entegre edilebilecek durumdadır.



Şekil 7. 1: Klasik kontrolör kullanıldığında DC çıkış gerilimi dalga şekli (Karabacak ve Çetin, 2014)



Şekil 7. 2: YSA kontrolör kullanıldığında DC çıkış gerilimi dalga şekli (Karabacak ve Çetin, 2014)

Tez çalışmasında, invertör modülasyon tekniği olarak, üç fazlı kare dalga PWM tekniği kullanılmıştır. Bu metod ile piyasada ucuz fiyatlara temin edilebilen basit yapıdaki mikrodnetleyiciler kullanılarak üç fazlı sistemdeki güç valfleri için anahtarlama sinyali üretilebilmektedir. Tez çalışmasının devamında, mikrodnetleyici elemanı değiştirilerek (DSPIC yapılı bir mikrodnetleyici

kullanarak) SPWM modülasyon tekniği kullanılabilir. Bu sayede invertör çıkış geriliminin ve akımının sinüzoidal sinyale daha yakın olması sağlanabilir. Bunun haricinde, tasarlanan kontrol kartı, boost konvertör, veri toplayıcı kart ve invertör ünitesi tek bir devre kartında birleştirilerek kutulanıp ticari ürün haline getirilebilir. Bu şekilde seri üretimi gerçekleştirilen YSA kontrolörlü invertör ünitesi, hibrit güç sistemlerindeki verimliliği artırma amacı ile kullanılabilir.

Bunun yanında YSA için farklı girdi parametreleri kullanılarak ağ yapısı geliştirilebilir. Güneş ışıınımı, rüzgâr hızı, PV panel çıkış akımı, Rüzgâr türbini çıkış akımı, rüzgâr esme yönü, türbin kanat açısı gibi parametreler YSA modeline eklenebilir.

Bir diğer geliştirme önerisi olarak, sistemin internet bağlantısı sağlanarak çalışmasının web üzerinden kontrolü sağlanabilir. Aynı zamanda anlık üretilen güç miktarı; saatlik, günlük ve aylık üretilen enerji miktarı; hangi hibrit güç modülünden ne kadar enerji üretildiği gibi veriler web üzerinden alınabilir ve bu verilere dayanılarak yeni analizler gerçekleştirilebilir, YSA'nın yapısı bu analizler doğrultusunda yeniden düzenlenebilir.

Tez çalışması, ileride hibrit güç sistemlerinin kontrolü alanındaki çalışmalara örnek teşkil etmektedir. İleride, YSA ile gerçekleştirilen kontrol mekanizması, farklı kontrolör tipleri ile karşılaştırılabilir ve geliştirilebilir. Örneğin, bulanık mantık kontrolör veya genetik algoritma kullanan bir çeşit kontrolör YSA ile karşılaştırılarak sonuçlar analiz edilebilir. YSA ile bulanık mantık yapısının birleştirilerek kullanıldığı nero-fuzzy sistemler kontrol mekanizması geliştirilmesi için denenebilir.

Gelecekte yenilenebilir enerjinin hayatımızın içerisine şimdiye kadar hiç olmadığı şekilde gireceği açık şekilde görünmektedir ve bu konudaki iyileştirmeler ve geliştirmelerin her geçen gün daha da artacağı açık bir şekilde öngörülmektedir. Bu çalışmadaki YSA kontrolörlü hibrit güç sistemi yapısı ile gelecekte yapılacak çalışmalara ışık tutulmuş ve hibrit yenilenebilir enerji sistemlerinin ülkemizde kullanılabilirliği ve verimliliği bir derece daha artırılmaya çalışılmıştır. İnsanlarımız bilinçlendikçe ve çevreye karşı duyarlılaştıkça, yenilenebilir enerji sistemleri üzerindeki çalışmalar ve geliştirmeler gittikçe artacaktır.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- Akkaya, R., Kulaksiz, A.A. ve Aydogdu, O.,** 2007, DSP implementation of a PV system with GA-MLP-NN based MPPT controller supplying BLDC motor drive. *Energy Convers Manage*, 48:210-218pp.
- Aimani, S.El.,**2003, Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension, These de doctorat de l'école centrale de Lille.
- Al-Moudi, A. and Zhang, L.,** 2000, Application of radial basis function networks for solar-array modeling and maximum power point prediction. *IEE Proc*, 147(5), 310–316pp.
- Ata, R.,**2015, Artificial neural networks applications in wind energysystems: a review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 49, 534-562pp.
- Bahgat, A.B.G., Helwa, N.H., Ahamd, G.E. and El Shenawy, E.T.,**2004, Estimation of the maximum power and normal operating power of a photovoltaic module by neural networks. *Renew Energy*, 29: 443–457pp.
- Bahgat, A.B.G., Helwab, N.H., Ahmad, G.E. and El Shenawy, E.T.,** 2005, Maximum power point tracking controller for PV systems using neural networks. *Renew Energy*, 30:1257–1268pp.
- Balzani, M., Reatti, A.,**2005, Neural network based model of a PV array for the optimum performance of PV system. *Res Microelectron Electron, IEEE*, 2:123–126pp.
- Bansal, RC., Bhatti, TS. and Kumar, V.,** 2007, Reactive power control of autonomous wind-diesel hybrid power systems using ANN. In: *Proceedings of the 8th international power engineering conference (IPEC 2007)*, 982–87pp.
- Barambones, O.,** 2010, A robust wind turbine control using a Neural Network based wind speed estimator, *The 2010 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN)*, 1-8pp.
- Barambones, O., de Durana, JMG. and Kremers, E.,** 2010, A neural network based wind speed estimator for a wind turbine control. In: *Proceedings of the MELECON2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 1383–8pp.

- Batman, M.A.**, 2001, Elektrik üretimi için güneş pillerinin kullanımında verimi artırıcı yeni bir yöntem, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- Cimuca, G.**,2004, Système inertiel de stockage d'énergie associé à des générateurs éoliens, These de doctorat de l'école de l'ENSAM.
- Dzung, PQ., Bao, AN. and Lee, HH.**, 2011, New artificial neural network based direct virtual torque control and direct power control for DFIG in wind energy systems. In: Proceedings of the IEEE ninth international conference on power electronics and drive systems (PEDS), 219–27pp.
- Elman, J. L.**, 1990, Finding structure in time, Cognitive Sci., vol. 14,2:179–211pp.
- El-Tamaly, HH., Elbaset, MA.**,2006, Impact of interconnection photovoltaic/wind system with utility on their reliability using a fuzzy scheme. Renew Energy, 31:2475–2491pp.
- Fargli, H. M., Fahmy, F. H. and H.EL-Sayed, M.A.**, 2009, Artificial Intelligence Techniques for Controlling PV- Wind Powered Rural Zone in Egypt, International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09)
- Giraud, F., Salameh, ZM.**,1999, Analysis of the effects of a passing cloud on a grid-interactive photovoltaic system with battery storage using neural networks. IEEE Trans Energy Convers, 14(4): 1572–1577pp.
- Gupta, M.M.,Rao, D.H.**,1994, *Neuro-Control Systems: Theory and Applications*, IEEE Press, Sponsor: IEEE Neural Networks Council, 607p.
- Haykin, S.**, 2008, Neural Networks and Learning Machines, Prentice Hall; 3 edition (November 28, 2008).
- Hiyama, T., Kitabayashi, K.**, 1997, Neural network based estimation of maximum power generation from PV module using environmental information. IEEE Trans Energy Convers, 12(3):241–247pp.
- Hiyama, T., Kouzuma, S. and Imakubo, T.**, 1995, Evaluation of Neural Network Based Real Time Maximum Power Tracking Controller for PV System, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, No. 3.
- Hussein, A., Hirasawa, K. and Hu, J.**,2004, A robust control method for a PVsupplied DC motor using universal learning networks. Sol Energy, 76:771–780pp.

- Karabacak, K., Çetin, N.**,2014, Artificial Neural Networks for controlling Wind-PV Power Systems: A review, Renewable & Sustainable Energy Reviews, 29, 804-827pp.
- Karatepe, E., Boztepe, M. ve Colak M.**, 2006, Neural network based solar cell model. Energy Convers Manage, 47:1159–1178pp.
- Kleene, S.C.**,1956, "Representation of events in nerve nets and finite automata", in Automata Studies, C. E. Shanon and J. McCarthy, Eds., Princeton University Press, Princeton, N.J., USA.
- Leithead, W.E., de la Salle, S. and Reardon, D.**,1991, Role and objectives of control for wind turbines. IEE Proc C, 138:135–148pp.
- Li, H., Shi, K.L., McLaren, P.G.**, 2005, Neural-network-based sensorless maximum windenergy capture with compensated power coefficient, IEEE Trans Ind Appl, Vol. 41, Is. 6, 1548–56pp.
- Lin, W.M., Hong, C.M. and Chen, C.H.**, 2011, Neural-network-based mppt control of a stand-alone hybrid power generation system, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 26, No. 12.
- Liu, H., Tian, H., Chen, C. and Li, Y.**, 2013, An experimental investigation of two Wavelet-MLP hybrid frameworks for wind speed prediction using GA and PSO optimization, Electr Power Energy Syst, vol. 52, 161–73pp.
- Mayosky, M.A., Cancelo, G.I.E.**, 1999, Direct adaptive control of wind energy conversion systems using gaussian networks, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 10, No. 4
- Mekhilef, S., Rabim, N.A.**,2004, Implementation of grid-connected photovoltaic system with power factor control and islanding detection. In: 35th annual IEEE power electronics specialists conference, Aachpn, Germany, 1409–1412pp.
- Mekki, H., Mellit, A.**,2007, Modeling and simulation of PV-panel based on neural network and VHDL-language. In: Proceedings of the 14th IEEE-international conference on electronics, circuits and systems, December 11–14, Marrakech (on CD-ROM).
- Mellit, A., Benghanem, M., Hadj Arab, A. and Guessoum, A.**, 2004, An adaptive radial basis function network model for prediction signals from the monitoring of stand-alone PV systems. The 12th IEEE ARTICLE IN PRESS Mediterranean electro technical conference MELCON, May 12–15, Dubronik, Croitia (on CD-ROM).

- Mellit, A., Benghanem, M., Hadj Arab, A. and Guessoum, A.,** 2004, Prediction and modeling signals from the monitoring of stand-alone PV systems using an adaptive neural network model. Proceedings of the fifth ISES European solar conference, February 20–23, Germany, 224–230pp.
- Mellit, A., Benghanem, M. and Kalogirou, SA.,** 2007, Modeling and simulation of a stand-alone photovoltaic system using an adaptive artificial neural network. *Renew Energy*, 32:285–313pp.
- Mellit, A., Benghanem, M. and Salhi, H.,** 2005, An adaptive artificial neural network for modeling and simulation of a stand-alone photovoltaic power system. *Proc IEEE (SSD'05 March 21–24, 2005 Tunisia)*, 4:258–261pp.
- Mellit, A., Benghanem, M.,**2005a, An expert structure of photovoltaic power supply system by using artificial neural network. In: *Proceedings of the international symposium of innovation intelligent system and applications*, Istanbul, Turkey, 83–88pp.
- Mellit, A., Benghanem, M.,** 2005b, Modeling and simulation of stand-alone photovoltaic power system using artificial neural network. *Solar Word Congress ISES 2005 August 6–12, FL, USA*.
- Mellit, A.,**2006, Artificial intelligence-based modeling and simulation of a stand-alone photovoltaic power supply system third international conference on artificial intelligence in engineering and technology ICAIET, 22–24 November, Malaysia.
- Mellit, A.,**2006, Development of an expert configuration of stand-alone power PV system based on adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS). In: *The 12th IEEE Mediterranean electro-technical conference on MELECON*, Malaga, Spain, vol. 1, May 16–19, 893–896pp.
- Muyeen, SM., Hasanien, HM. and Tamura, J.,** 2012, Reduction of frequency fluctuation for wind farm connected power systems by an adaptive artificial neural network controlled energy capacitor system. *Renew Power Gen IET*, vol. 6, is. 4, 226–35pp.
- Ohsawa, Y., Emurd, S. and Arai, K.,**1993, Optimal operation of photovoltaic/diesel power generation system by neural network. In: *Proceedings of the second international forum on applications of neural networks to power systems*, ANNPS 93.

- Powell, M.J.D.**, 1985, "Radial basis functions for multivariable interpolation: a review", IMA Conference on Algorithms for the Approximation of Functions and Data, pp 143-167, Shrivvenham, U.K.
- Poznyak A.S., Sanchez E.N. and Yu W.**, 2001, Differential neural networks for robust nonlinear control: identification, state estimation and trajectory tracking, World Scientific.
- Premrudeepreechacham, S., Patanapirom, N.**, 2003, Solar-array modeling and maximum power point tracking using neural networks. In: Power tech conference proceedings, vol. 2. Bologna: IEEE, 5–9pp.
- Rashid, M.H.**, 2011, Power Electronics Handbook, Elsevier, ISBN: 0123820375.
- Ren, YF., Bao, GQ.**, 2010, Control strategy of maximum wind energy capture of direct-drive wind turbine generator based on neural-network. In: Proceedings of the Asia-Pacific power and energy engineering conference (APPEEC), 1–4pp.
- Ro, K., Choi, E.**, 2005, Application of neural network controller for maximum power extraction of a grid-connected wind turbine system, Electrical Engineering, 88:45–53pp.
- Seshagiri, S., Khail, H. K.**, 2000, Output feedback control of nonlinear systems using RBF neural networks, IEEE Trans. Neural Netw., vol. 11, no. 1, 69–79pp.
- Sheeja, V., Jayaprakash, P., Singh, B. and Uma, R.**, 2010, Neural network theory based voltage and frequency controller for standalone wind energy conversion system, Proceedings of the joint international conference on power electronics, drives and energy systems (PEDES) & 2010 Power India, 1–6pp.
- Texas Instruments**, 2014, Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage, Texas Instruments Application Report.
- Theodore, A., Ocran Junyi, CAO., Binggang, CAO. and Xinghua SUN.**, 2005, Artificial neural network maximum power point tracker for solar electric vehicle, Singhua Sci Technol, 10:204–208pp.
- Todd, E.P.**, 2004, FPGA-based design of a maximum-power-point tracking system for space applications. Master thesis, University of Central Florida.
- Veerachary, M., Yadaiah, V.**, 2000, ANN based peak power tracking for PV supplied dc motors. Sol Energy 2000, 69(4):343–350pp.

Younsi, S., Jraidi, M., Hamrouni, N. and Cherif, A., 2011, Artificial neural network control of hybrid renewable energy system connected to ac grid, International Journal Of Computational Intelligence Techniques, Vol. 2, Issue 2.

Zhenkun, Y., Hui, L. and Chuanyang, S., 1993, A DSP control system for the grid-connected inverter in wind energy conversion system. IEEE Proc, 1050–1053pp.



EKLER

EK 1 Boost konvertör devresi için mikrodenetleyici kodları

```
#if defined(__PCM__)
#include <16F877.h>
#fuses XT,NOWDT,NOPROTECT,NOLVP
#use delay(clock=4000000)
#use rs232(baud=9600, xmit=PIN_C6, rcv=PIN_C7)
#include <stdlib.h>
#include <input.c>
#include <math.h>
char s[3];
int16 m=100;
#int_rda
int serial_isr()
{
    get_string(s,3);
    m=atol(s);
    return(m);
}
void main()
{
    enable_interrupts(int_rda);
    #if defined(__PCD__)
    enable_interrupts(intr_global);
    #else
    enable_interrupts(global);
    #endif
    output_d(0x01);
    while(1)
    //Sinyal frekansı 1kHz, periyod=1000us
    {
        //printf("m=%l\n\r",m);
        output_b(0x01);
        delay_us(m);
        output_b(0x00);
        delay_us(1000-m);
    }
}
```

EK 2 Voltaj izleyici devre kartı için mikrogenetleyici kodları

```
//Kerim KARABACAK
//VOLTAJ SENSÖRÜ
#if defined(__PCM__)
#include <16F877.h>
#fuses XT,NOWDT,NOPROTECT,NOLVP
#use delay(clock=4000000)
#use rs232(baud=9600, xmit=PIN_C6, rcv=PIN_C7)
#endif
float value;
void main() {
    BYTE start;
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
    setup_adc_ports(ALL_ANALOG);
    OUTPUT_B(0XC0);
do {
    //sensor 1
set_adc_channel(0);
    delay_us(10);
    value=read_adc();
    value=value*10;
    printf("%4.0f\r\n",value);
    output_b(0x01);
} while (TRUE);
}
```

EK 3 MATLAB ile geliştirilen yazılım için kodlar

```
function varargout = nn_hibrit_kontrol_1sens(varargin)
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',    mfilename, ...
'gui_Singleton', gui_Singleton, ...
'gui_OpeningFcn', @nn_hibrit_kontrol_1sens_OpeningFcn, ...
'gui_OutputFcn', @nn_hibrit_kontrol_1sens_OutputFcn, ...
'gui_LayoutFcn', [] , ...
'gui_Callback', []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargin
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
function nn_hibrit_kontrol_1sens_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = nn_hibrit_kontrol_1sens_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
varargout{1} = handles.output;

% --- Executes on button press in pushbutton1.
function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pushbutton1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

prompt = {'Dosya adi girin:'};
dlg_title = 'Dosya adi';
num_lines = 1;
def = {'deney1.mat'};
answer = inputdlg(prompt,dlg_title,num_lines,def);
dosyaadi=char(answer);
set(handles.pushbutton1,'UserData',1);

%serial port
double d1
d1=[0.2]
s = serial('COM12')%sensör
set(s,'BaudRate',9600,'TimeOut',1)
s1 = serial('COM11')%kontrolör
set(s1,'BaudRate',9600,'terminator','CR')
fopen(s);
fopen(s1);
duty=100;
%n=0;
load('network1.mat');%YSA dostasını yükle
while(get(handles.pushbutton1,'UserData')==1)
secim=get(handles.radiobutton1,'Value');
data = fgetl(s);
```

```

d2=str2num(data);
d2=d2*155/2500;
if(d2<=0)
    d2=[0.1];
end
d1=[d1;d2];
pause(0.001);
[m,n] = size(d1);
deger=str2num(get(handles.edit1,'String'));
if(secim==1)
if(d2<=deger-10)
    duty=duty+5
if(duty>=970)
    duty=970
end
    fprintf(s1,num2str(duty));
elseif (d2>=deger+10)
    duty=duty-5
if(duty<=10)
    duty=0
end
    fprintf(s1,num2str(duty));
end

if(m>100)
    plot(handles.axes1,d1((m-100):m,get(handles.popupmenu1,'Value')));
    axis([0,100,0,200])
    grid on;
    ort = mean(d1(m-100):d1(m));
if(isnan(ort))
continue;
end
set(handles.text45,'String',ort)
end
elseif(secim==0)
    dutyn=sim(network1,deger);
    dutyn=int64(dutyn)
    fprintf(s1,num2str(dutyn));
while(1)
data = fgetl(s);
d2=str2num(data);
d2=d2*155/2500;
if(d2<=0)
    d2=[0.1];
end
d1=[d1;d2];
pause(0.001);
[m,n] = size(d1);
bitirici=get(handles.pushbutton1,'UserData');
if(bitirici==0)
break;
end
if(m>100)

    plot(handles.axes1,d1((m-100):m,get(handles.popupmenu1,'Value')));
    axis([0,100,0,200])
    grid on;
    ort = mean(d1(m-100):d1(m));
if(isnan(ort))
continue;

```

```

end
set(handles.text45,'String',ort)
end
end
end
end

fclose(s);
fprintf(s1,'0');
fclose(s1);
save(dosyaadi,'d1');

% --- Executes on button press in pushbutton2.
function pushbutton2_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pushbutton2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
set(handles.pushbutton1,'UserData',0)

% --- Executes on selection change in popupmenu1.
function popupmenu1_Callback(hObject, eventdata, handles)
function popupmenu1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in pushbutton3.
function pushbutton3_Callback(hObject, eventdata, handles)
prompt = {'Dosya adi girin:'};
dlg_title = 'Dosya adi';
num_lines = 1;
def = {'deney1.mat'};
answer = inputdlg(prompt,dlg_title,num_lines,def);
dosyaadi=char(answer);
load(dosyaadi,'d1');
plot(handles.axes1,d1(:,get(handles.popupmenu1,'Value')));
grid(handles.axes1);
grid on;

% --- Executes on button press in radiobutton1.
function radiobutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)
set(handles.radiobutton2,'Value',0);

% --- Executes on button press in radiobutton2.
function radiobutton2_Callback(hObject, eventdata, handles)
set(handles.radiobutton1,'Value',0);

function edit1_Callback(hObject, eventdata, handles)
function edit1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

EK 4 Şebeke bağlantılı invertör için mikrodenetleyici kodları

```
//Kerim KARABACAK
//VOLTAJ SENSÖRÜ
#if defined(__PCM__)
#include <16F877.h>
#fuses XT,NOWDT,NOPROTECT,NOLVP
#use delay(clock=20000000)
//#use rs232(baud=9600, xmit=PIN_C6, rcv=PIN_C7)
//#endif
float v,v1;
int32 time =3333;
void main() {
setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
setup_adc_ports(ALL_ANALOG);
set_adc_channel(0);
delay_us(20);
do {
//sensor 1
v=read_adc();
delay_ms(2);
v1=read_adc();
delay_ms(2);
if(v==0 && v1>v)
{
delay_us(4500);
while(1){

//2
output_b(0x01);
output_c(0x00);
output_d(0x02);
delay_us(time);
//4
output_b(0x01);
output_c(0x02);
output_d(0x00);
delay_us(time);
//6
output_b(0x00);
output_c(0x02);
output_d(0x01);
delay_us(time);
//8
output_b(0x02);
output_c(0x00);
output_d(0x01);
delay_us(time);
//10
output_b(0x02);
```

```
        output_c(0x01);
        output_d(0x00);
        delay_us(time);
    //12
        output_b(0x00);
        output_c(0x01);
        output_d(0x02);
        delay_us(time);
    }
    }
} while (TRUE);
}
```



EK 5 Kullanılan temel güç elemanlarının datasheetleri

6MBI10S-120

IGBT Modules

IGBT MODULE (S series) 1200V / 10A 6 in one-package

■ Features

- Compact package
- P.C.board mount
- Low $V_{CE(sat)}$

■ Applications

- Inverter for motor drive
- AC and DC servo drive amplifier
- Uninterruptible power supply
- Industrial machines, such as welding machines

■ Maximum ratings and characteristics

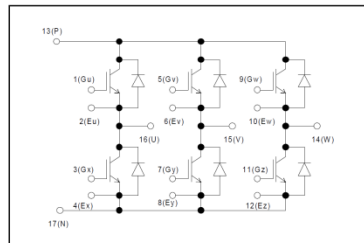
● Absolute maximum ratings ($T_c=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Item			Symbol	Rating	Unit
Collector-Emitter voltage			V _{CES}	1200	V
Gate-Emitter voltage			V _{GES}	±20	V
Collector current	Continuous	T _C =25°C	I _C	15	A
		T _C =80°C		10	
	1ms	T _C =25°C	I _C pulse	30	A
		T _C =80°C		20	
	1ms		-I _C	10	A
			-I _C pulse	20	A
Max. power dissipation (1 device)			P _C	75	W
Operating temperature			T _J	+150	°C
Storage temperature			T _{stg}	-40 to +125	°C
Isolation voltage			V _{is}	AC 2500 (1min.)	V
Screw torque			Mounting *1	3.5	N·m

*1 : Recommendable value : 2.5 to 3.5 N·m (M5)



■ Equivalent circuit



● Electrical characteristics ($T_j=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

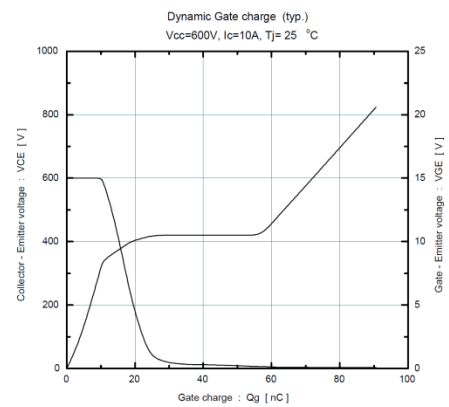
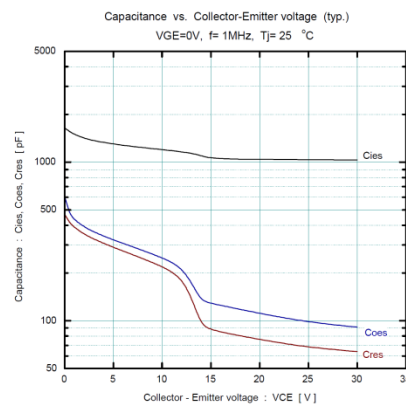
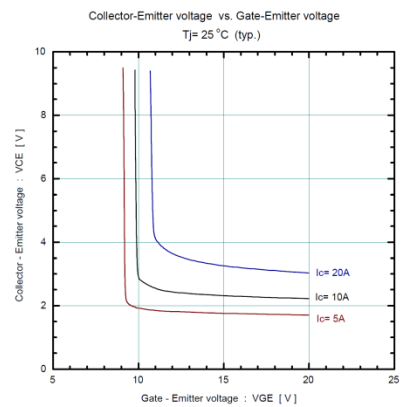
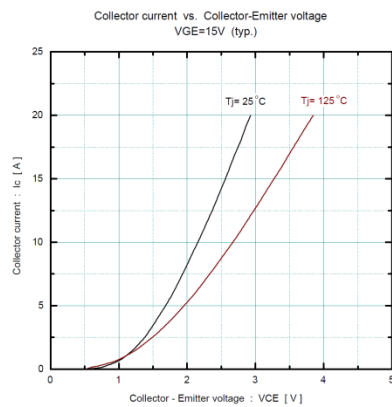
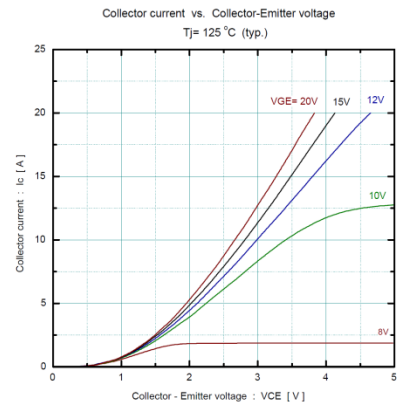
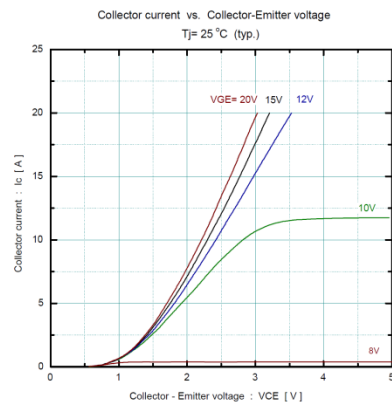
Item	Symbol	Characteristics			Conditions	Unit
		Min.	Typ.	Max.		
Zero gate voltage collector current	I_{CES}	—	—	1.0	$V_{GE}=0V$, $V_{CE}=1200V$	mA
Gate-Emitter leakage current	I_{GES}	—	—	0.2	$V_{CE}=0V$, $V_{GE}=\pm 20V$	μA
Gate-Emitter threshold voltage	$V_{GE(th)}$	5.5	7.2	8.5	$V_{CE}=20V$, $I_c=10\text{mA}$	V
Collector-Emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	—	2.3	2.6	$T_j=25^\circ\text{C}$, $V_{GE}=15V$, $I_c=10A$	V
		—	2.8	—	$T_j=125^\circ\text{C}$	
Input capacitance	C_{ies}	—	1200	—	$V_{GE}=0V$	pF
Output capacitance	C_{oes}	—	250	—	$V_{CE}=10V$	
Reverse transfer capacitance	C_{res}	—	220	—	$f=1\text{MHz}$	
Turn-on time	t_{on}	—	0.35	1.2	$V_{CC}=600V$	μs
	t_r	—	0.25	0.6	$I_c=10A$	
	$t_{r(i)}$	—	0.1	—	$V_{GE}=\pm 15V$	
Turn-off time	t_{off}	—	0.45	1.0	$R_g=120\text{ohm}$	
	t_f	—	0.08	0.3		
Diode forward on voltage	V_F	—	2.5	3.3	$T_j=25^\circ\text{C}$, $I_F=10A$, $V_{GE}=0V$	V
		—	2.0	—	$T_j=125^\circ\text{C}$	
Reverse recovery time	t_{rr}	—	—	0.35	$I_F=10A$	μs

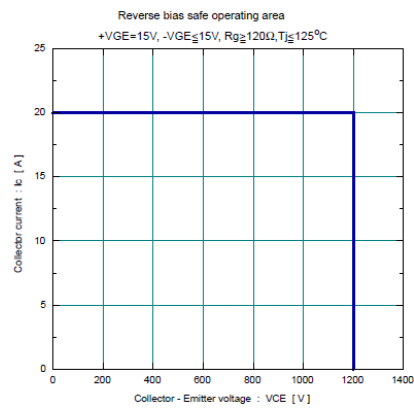
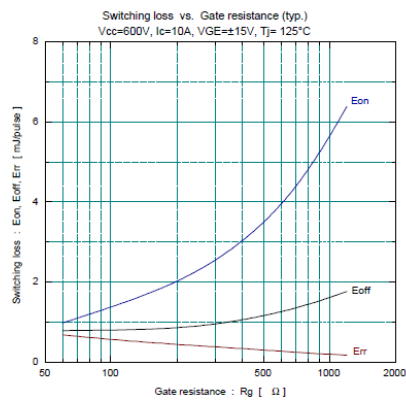
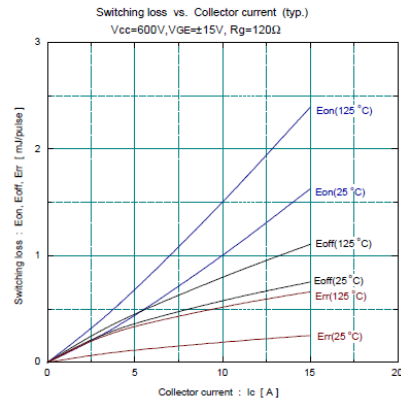
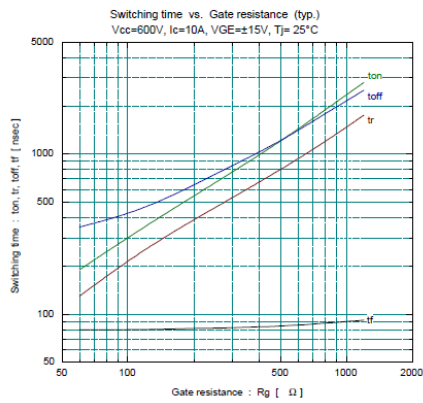
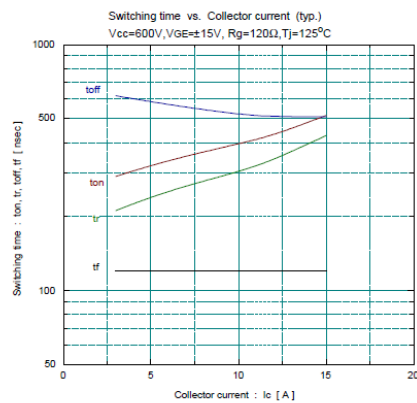
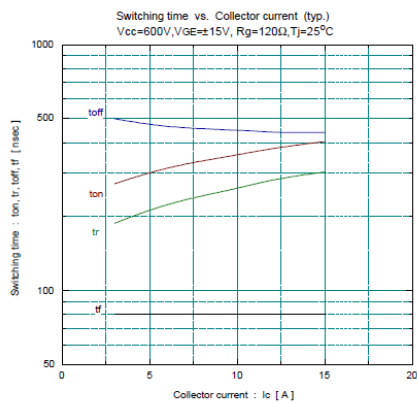
● Thermal resistance characteristics

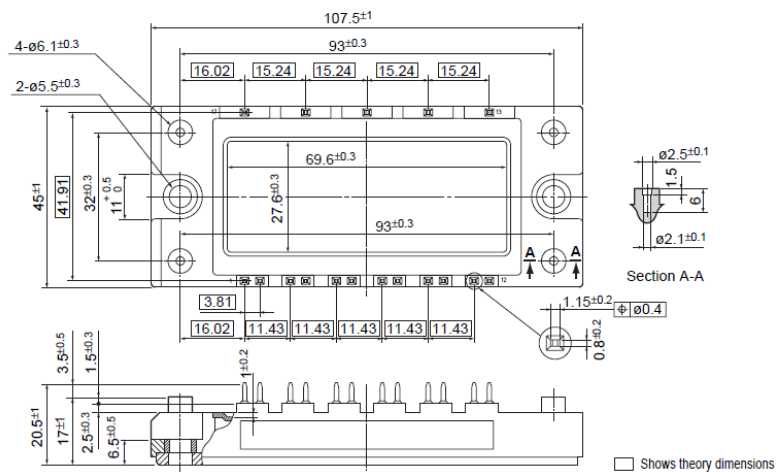
Item	Symbol	Characteristics			Conditions	Unit
		Min.	Typ.	Max.		
Thermal resistance	$R_{th(j-c)}$	—	—	1.67	IGBT	$^\circ\text{C/W}$
	$R_{th(j-c)}$	—	—	2.78	FWD	$^\circ\text{C/W}$
	$R_{th(c-f)*2}$	—	0.05	—	the base to cooling fin	$^\circ\text{C/W}$

*2 : This is the value which is defined mounting on the additional cooling fin with thermal compound

■ Characteristics







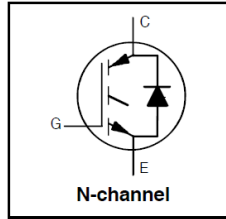
IRGP30B120KD-E

**INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE**

Motor Control Co-Pack IGBT

Features

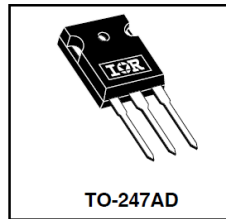
- Low $V_{CE(on)}$ Non Punch Through (NPT) Technology
- Low Diode V_F (1.76V Typical @ 25A & 25°C)
- 10 μ s Short Circuit Capability
- Square RBSOA
- Ultrasoft Diode Recovery Characteristics
- Positive $V_{CE(on)}$ Temperature Coefficient
- Extended Lead TO-247AD Package



$V_{CES} = 1200V$
$V_{CE(on)} \text{ typ.} = 2.28V$
$V_{GE} = 15V, I_C = 25A, 25^\circ C$

Benefits

- Benchmark Efficiency for Motor Control Applications
- Rugged Transient Performance
- Low EMI
- Significantly Less Snubber Required
- Excellent Current Sharing in Parallel Operation
- Longer leads for Easier Mounting



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	1200	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current (Fig.1)	60	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current (Fig.1)	30	
I_{CM}	Pulsed Collector Current (Fig.3, Fig. CT.5)	120	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current (Fig.4, Fig. CT.2)	120	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	30	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	120	V
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation (Fig.2)	300	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation (Fig.2)	120	
T_J	Operating Junction and	-55 to + 150	$^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300, (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw.	10 lb•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.42	$^\circ C/W$
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
W_t	Weight	—	6 (0.21)	—	g (oz)
$Z_{\theta JC}$	Transient Thermal Impedance Junction-to-Case (Fig.24)				

IRGP30B120KD-E

International
IR Rectifier

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	Fig.
V _{(BR)CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	1200			V	V _{GE} = 0V, I _C = 250 μA	
ΔV _{(BR)CES} / ΔT	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage		+1.2		V/°C	V _{GE} = 0V, I _C = 1 mA (25 -125 °C)	
V _{CE(on)}	Collector-to-Emitter Saturation Voltage		2.28	2.48	V	I _C = 25A, V _{GE} = 15V	6, 9
			2.46	2.66		I _C = 30A, V _{GE} = 15V	7, 9
			3.43	4.00		I _C = 60A, V _{GE} = 15V	10
			2.74	3.10		I _C = 25A, V _{GE} = 15V, T _J = 125°C	11
			2.98	3.35		I _C = 30A, V _{GE} = 15V, T _J = 125°C	
V _{GE(th)}	Gate Threshold Voltage	4.0	5.0	6.0	V	V _{CE} = V _{GE} , I _C = 250 μA	9,10,11,12
ΔV _{GE(th)} / ΔT	Temperature Coeff. of Threshold Voltage		- 1.2		mV/°C	V _{CE} = V _{GE} , I _C = 1 mA (25 -125 °C)	
g _{fe}	Forward Transconductance	14.8	16.9	19.0	S	V _{CE} = 50V, I _C = 25A, PW=80μs	
I _{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current			250	μA	V _{GE} = 0V, V _{CE} = 1200V	
			325	675		V _{GE} = 0V, V _{CE} = 1200V, T _J = 125°C	
				2000		V _{GE} = 0V, V _{CE} = 1200V, T _J = 150°C	
V _{FM}	Diode Forward Voltage Drop		1.76	2.06	V	I _C = 25A	8
			1.86	2.17		I _C = 30A	
			1.87	2.18		I _C = 25A, T _J = 125°C	
			2.01	2.40		I _C = 30A, T _J = 125°C	
I _{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current			±100	nA	V _{GE} = ±20V	

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	Fig.
Q _g	Total Gate charge (turn-on)		169	254	nC	I _C = 25A	23
Q _{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)		19	29		V _{CC} = 600V	CT 1
Q _{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)		82	123		V _{GE} = 15V	
E _{on}	Turn-On Switching Loss		1066	1250	μJ	I _C = 25A, V _{CC} = 600V	CT 4
E _{off}	Turn-Off Switching Loss		1493	1800		V _{GE} = 15V, R _g = 5Ω, L=200μH	WF1
E _{tot}	Total Switching Loss		2559	3050		T _J = 25°C, Energy losses include tail and diode reverse recovery	WF2
E _{on}	Turn-on Switching Loss		1660	1856	μJ	I _C = 25A, V _{CC} = 600V	13, 15
E _{off}	Turn-off Switching Loss		2118	2580		V _{GE} = 15V, R _g = 5Ω, L=200μH	CT 4
E _{tot}	Total Switching Loss		3778	4436		T _J = 125°C, Energy losses include tail and diode reverse recovery	WF1 & 2
t _{d(on)}	Turn - on delay time		50	65	ns	I _C = 25A, V _{CC} = 600V	14, 16
t _r	Rise time		25	35		V _{GE} = 15V, R _g = 5Ω, L=200μH	CT 4
t _{d(off)}	Turn - off delay time		210	230		T _J = 125°C,	WF1
t _f	Fall time		60	75			WF2
C _{ies}	Input Capacitance		2200		pF	V _{GE} = 0V	22
C _{oes}	Output Capacitance		210			V _{CC} = 30V	
C _{res}	Reverse Transfer Capacitance		85			f = 1.0 MHz	
RBSOA	Reverse bias safe operating area	FULL SQUARE				T _J = 150°C, I _C = 120A V _{CC} = 1000V, V _P = 1200V R _g = 5Ω, V _{GE} = +15V to 0 V	4 CT 2
SCSOA	Short Circuit Safe Operating Area	10	----	----	μs	T _J = 150°C V _{CC} = 900V, V _P = 1200V R _g = 5Ω, V _{GE} = +15V to 0 V	CT 3 WF 4
E _{rec}	Reverse recovery energy of the diode		1820	2400	μJ	T _J = 125°C	17,18,19
t _{rr}	Diode Reverse recovery time		300		ns	V _{CC} = 600V, I _C = 25A	20, 21
I _{rr}	Peak Reverse Recovery Current		34	38	A	V _{GE} = 15V, R _g = 5Ω, L=200μH	CT 4, WF3
L _e	Internal Emitter Inductance		13		nH	Measured 5 mm from the package.	

IRGP30B120KD-E

Fig.1 - Maximum DC Collector Current vs. Case Temperature

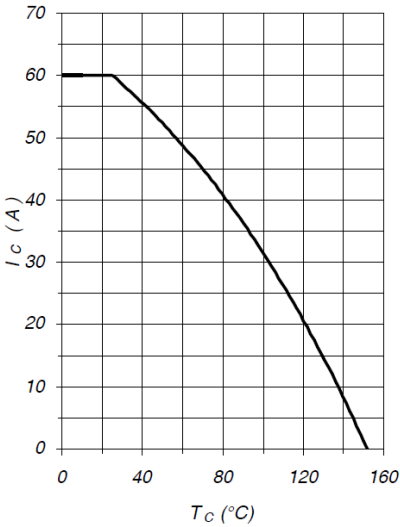


Fig.2 - Power Dissipation vs. Case Temperature

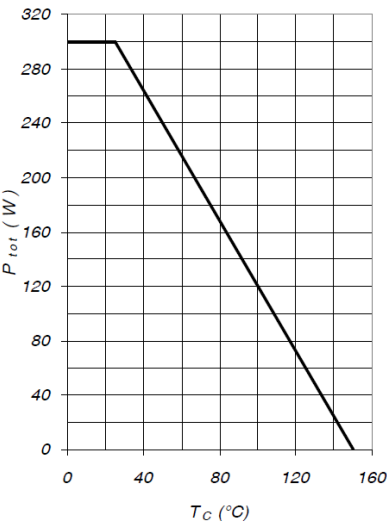


Fig.3 - Forward SOA
 $T_C=25^{\circ}\text{C}$; $T_J \leq 150^{\circ}\text{C}$

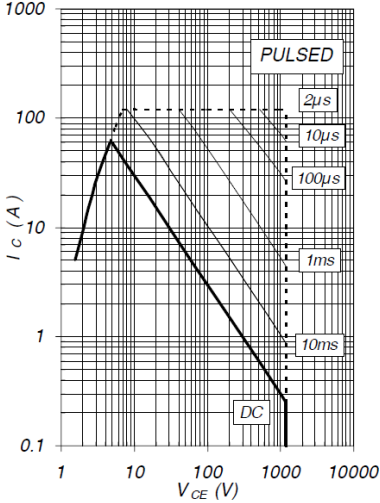


Fig.4 - Reverse Bias SOA
 $T_J = 150^{\circ}\text{C}$, $V_{GE} = 15\text{V}$

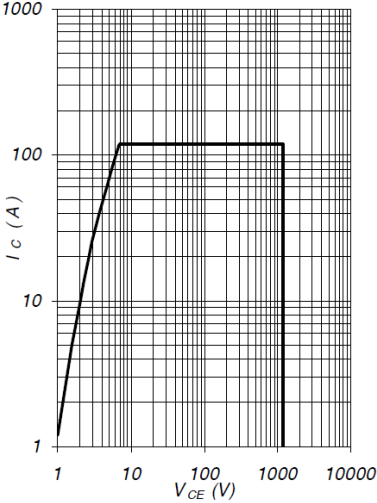


Fig.5 - Typical IGBT Output
Characteristics
 $T_J = -40^{\circ}\text{C}$; $t_p = 300\mu\text{s}$

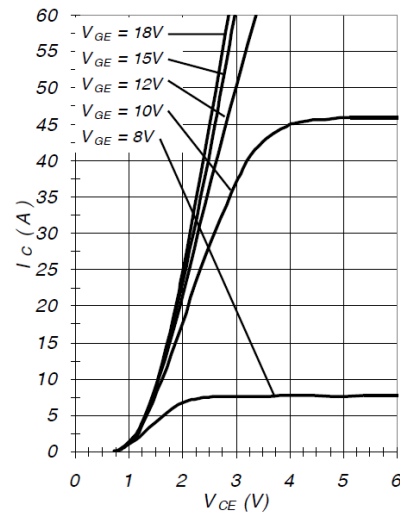


Fig.6 - Typical IGBT Output
Characteristics
 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$; $t_p = 300\mu\text{s}$

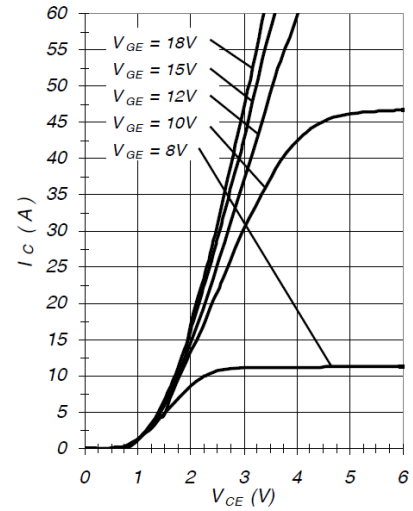


Fig.7 - Typical IGBT Output
Characteristics
 $T_J = 125^{\circ}\text{C}$; $t_p = 300\mu\text{s}$

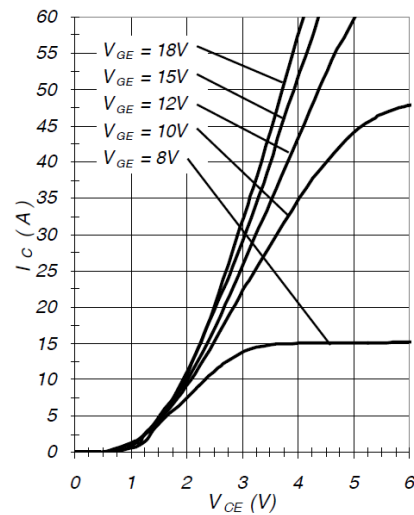
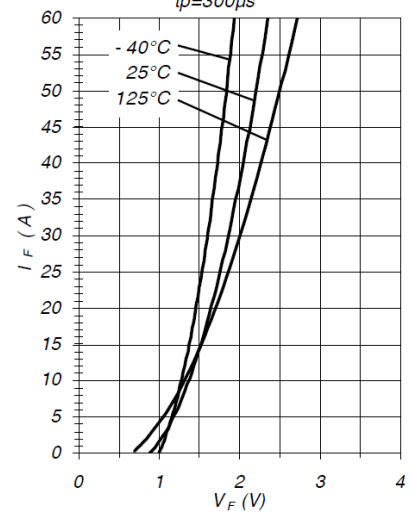


Fig.8 - Typical Diode Forward
Characteristic
 $t_p = 300\mu\text{s}$



IRGP30B120KD-E

Fig.9 - Typical V_{CE} vs V_{GE}
 $T_j = -40^{\circ}\text{C}$

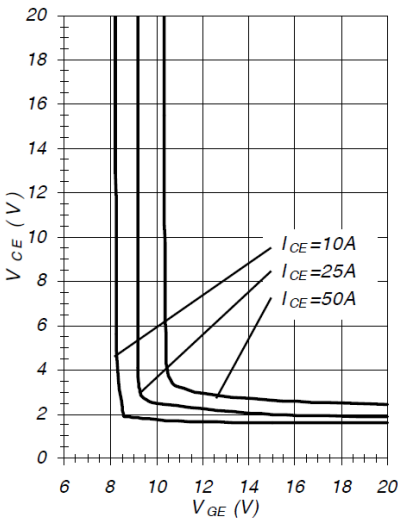


Fig.10 - Typical V_{CE} vs V_{GE}
 $T_j = 25^{\circ}\text{C}$

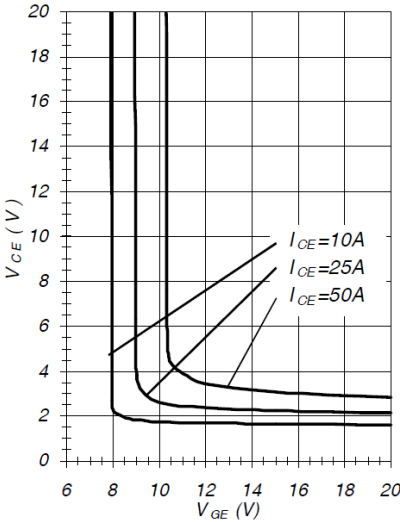


Fig.11 - Typical V_{CE} vs V_{GE}
 $T_j = 125^{\circ}\text{C}$

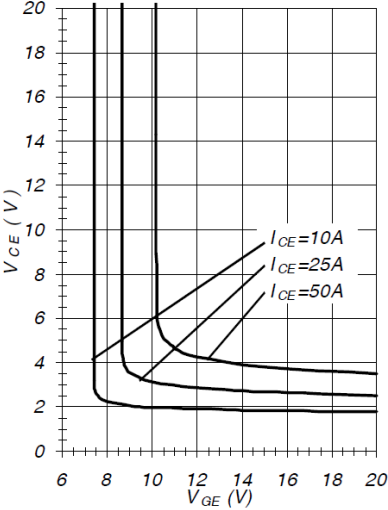
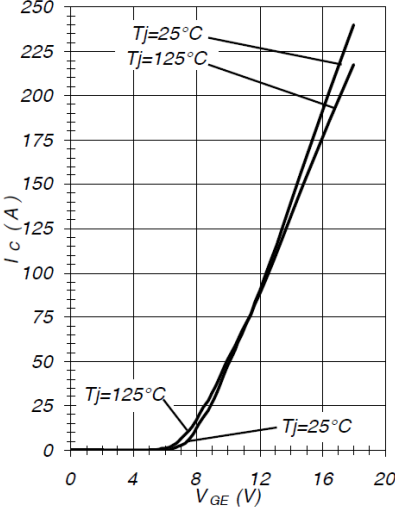


Fig.12 - Typ. Transfer Characteristics
 $V_{CE} = 20\text{V}$; $t_p = 20\mu\text{s}$



IRGP30B120KD-E

International
IR Rectifier

Fig.13 - Typical Energy Loss vs I_C
 $T_J=125^\circ\text{C}$; $L=200\mu\text{H}$; $V_{CE}=600\text{V}$;
 $R_g=22\ \Omega$; $V_{GE}=15\text{V}$

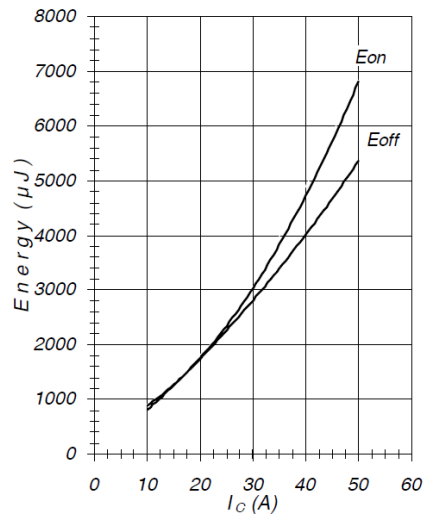


Fig.14 - Typical Switching Time vs I_C
 $T_J=125^\circ\text{C}$; $L=200\mu\text{H}$; $V_{CE}=600\text{V}$;
 $R_g=22\ \Omega$; $V_{GE}=15\text{V}$

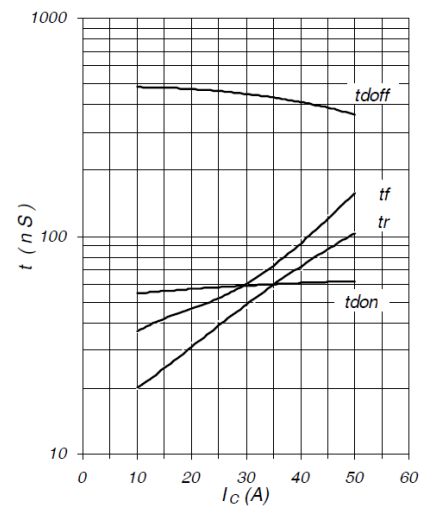


Fig.15 - Typical Energy Loss vs R_g
 $T_J=125^\circ\text{C}$; $L=200\mu\text{H}$; $V_{CE}=600\text{V}$;
 $I_{CE}=25\text{A}$; $V_{GE}=15\text{V}$

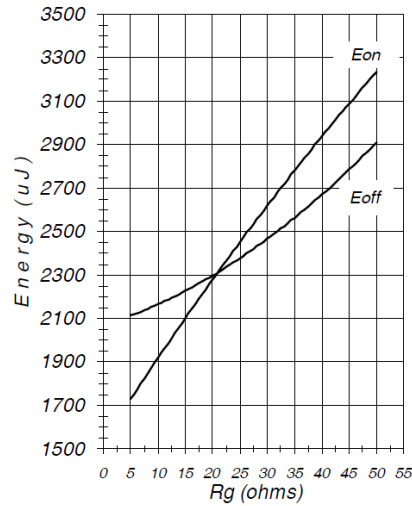
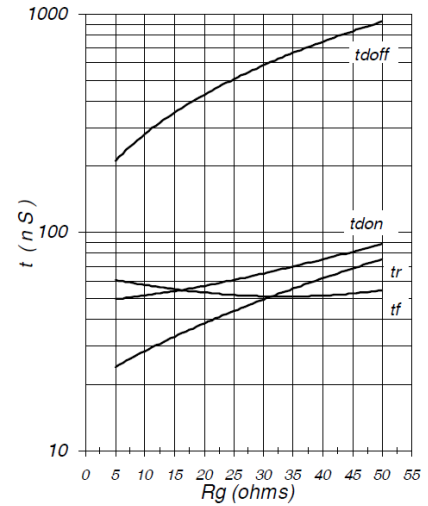


Fig.16 - Typical Switching Time vs R_g
 $T_J=125^\circ\text{C}$; $L=200\mu\text{H}$; $V_{CE}=600\text{V}$;
 $I_{CE}=25\text{A}$; $V_{GE}=15\text{V}$



IRGP30B120KD-E

Fig.17 - Typical Diode I_{RR} vs I_F
 $T_J=125^\circ\text{C}$

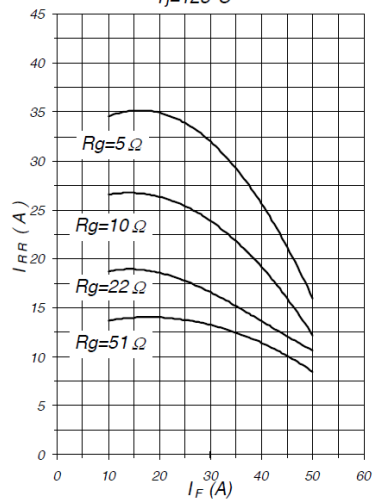


Fig.18 - Typical Diode I_{RR} vs R_g
 $T_J=125^\circ\text{C}; I_F=25\text{A}$

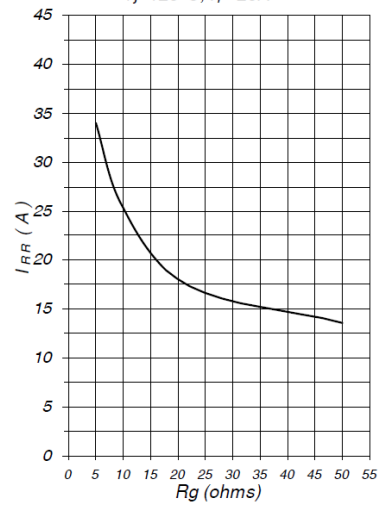


Fig.19 - Typical Diode I_{RR} vs dl_F/dt
 $V_{CC}=600\text{V}; V_{GE}=15\text{V}$
 $I_F=25\text{A}; T_J=125^\circ\text{C}$

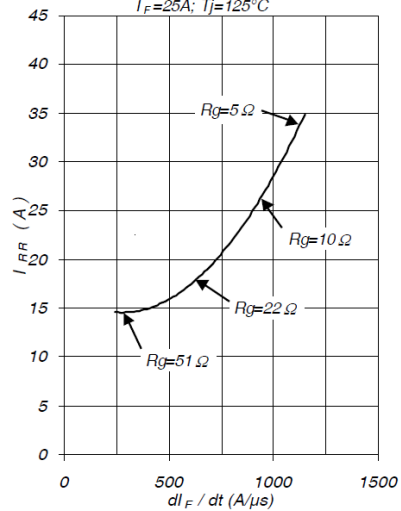


Fig.20 - Typical Diode Q_{RR}
 $V_{CC}=600\text{V}; V_{GE}=15\text{V}; T_J=125^\circ\text{C}$

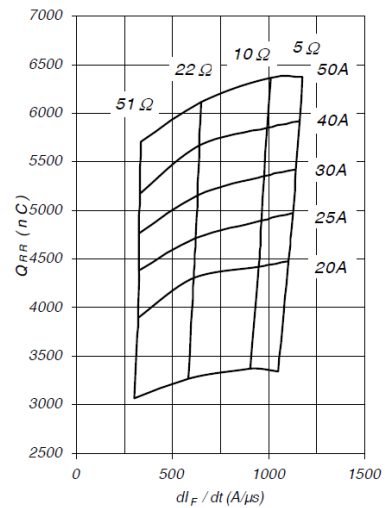


Fig.21 - Typ. Diode E_{rev} vs. I_F
 $T_j=125^\circ\text{C}$

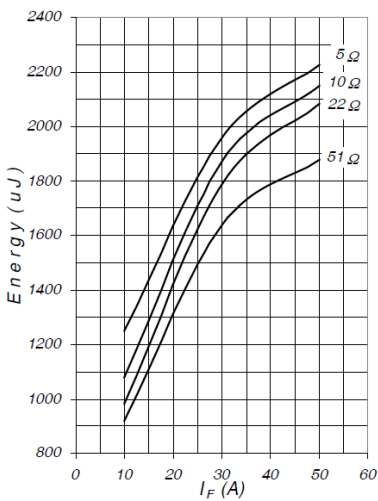


Fig.22 - Typical Capacitance vs V_{CE}
 $V_{\text{GE}}=0\text{V}$; $f=1\text{MHz}$

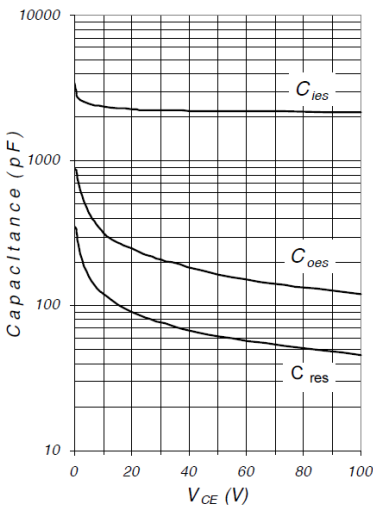


Fig.23 - Typ. Gate Charge vs. V_{GE}
 $I_C=25\text{A}$; $L=600\mu\text{H}$

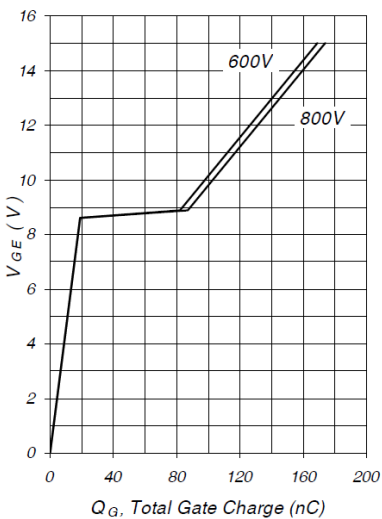
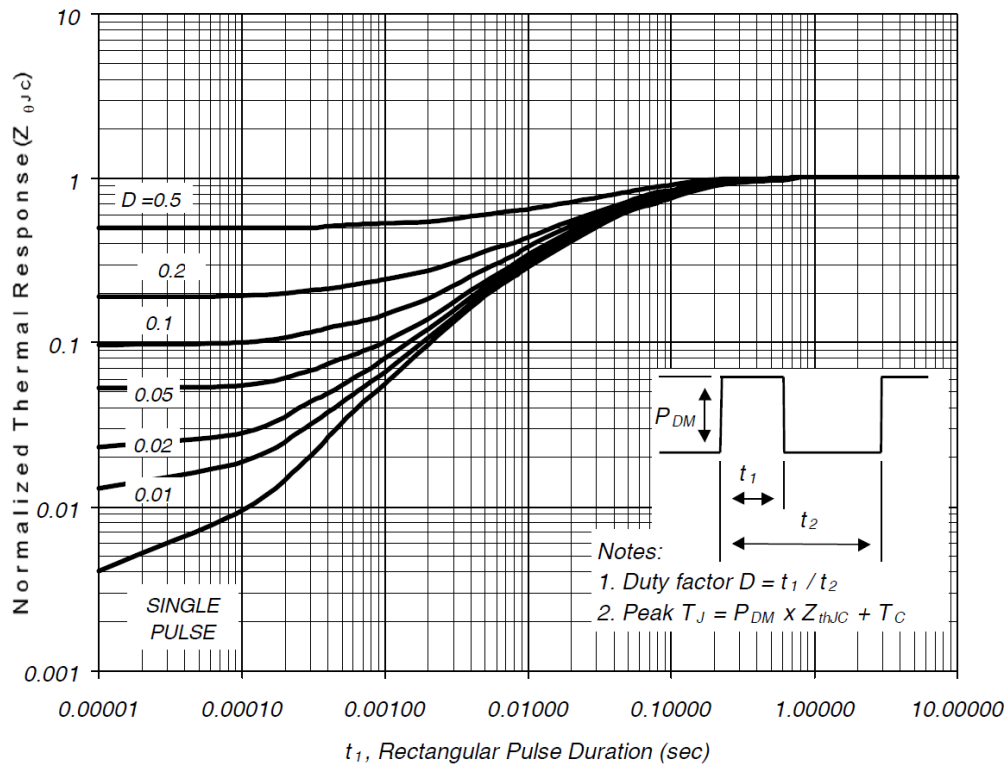


Fig.24 - Normalized Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case



IRGP30B120KD-E

International
IR Rectifier

Fig. CT.1 - Gate Charge Circuit (turn-off)

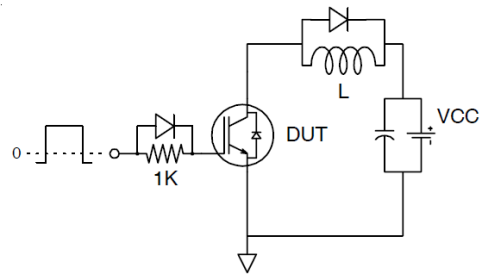


Fig. CT.2 - RBSOA Circuit

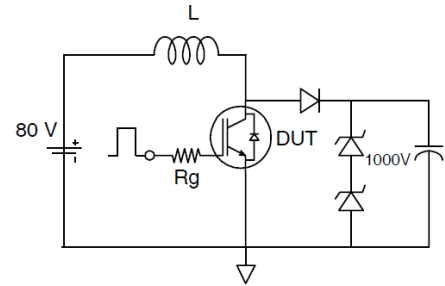


Fig. CT.3 - S.C. SOA Circuit

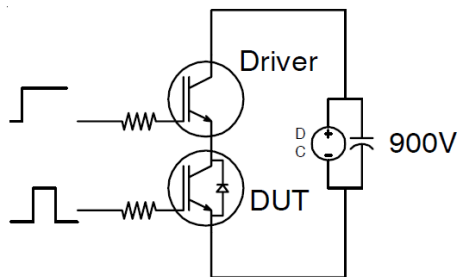


Fig. CT.4 - Switching Loss Circuit

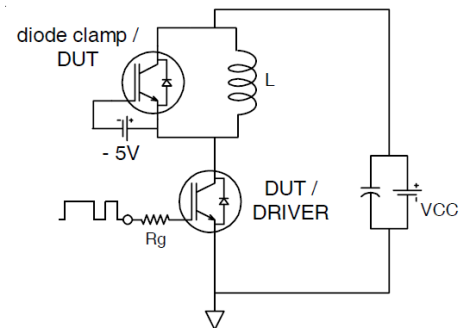
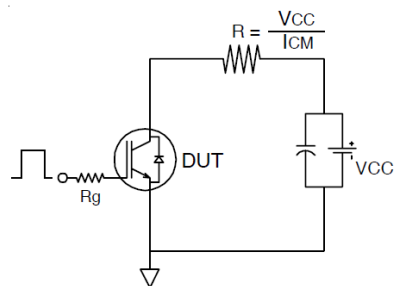


Fig. CT.5 - Resistive Load Circuit



IRGP30B120KD-E

Fig. WF.1 - Typ. Turn-off Loss Waveform
@ $T_j=125^\circ\text{C}$ using Fig. CT.4

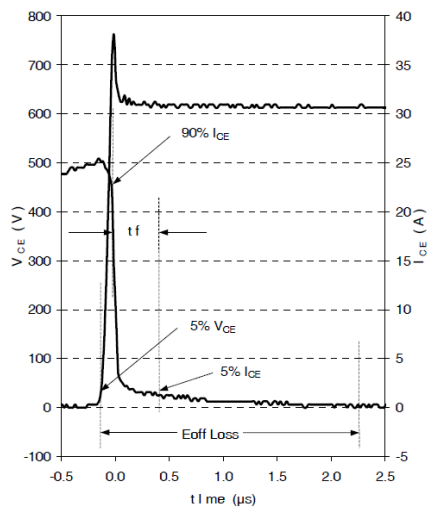


Fig. WF.2 - Typ. Turn-on Loss Waveform
@ $T_j=125^\circ\text{C}$ using Fig. CT.4

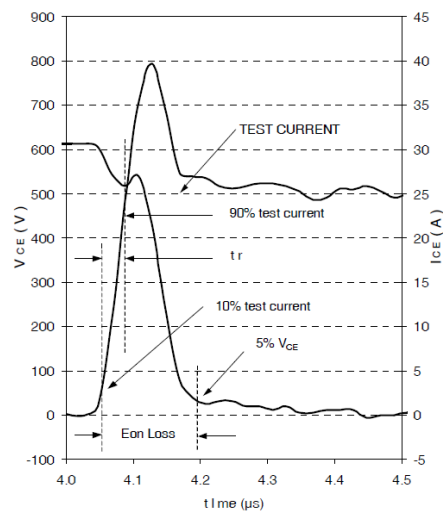


Fig. WF.3 - Typ. Diode Recovery Waveform
@ $T_j=125^\circ\text{C}$ using Fig. CT.4

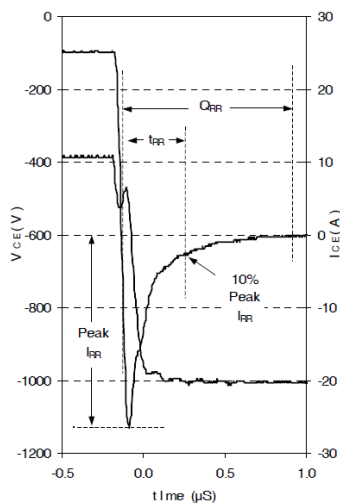
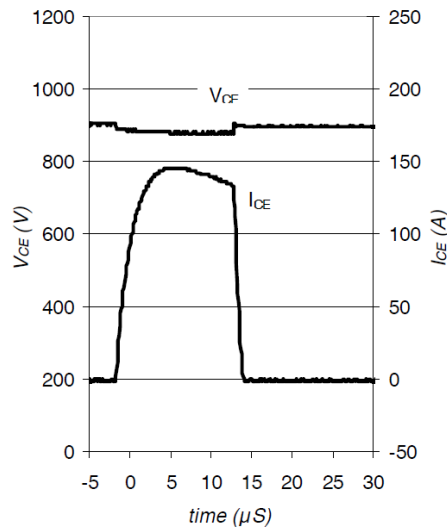


Fig. WF.4 - Typ. S.C. Waveform
@ $T_C=150^\circ\text{C}$ using Fig. CT.3



TO-247AD Package Outline (Dimensions are shown in millimeters (inches))

[illegible]

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING AS PER ASME Y14.5M 1994.
2. DIMENSIONS ARE SHOWN IN INCHES.
3. CONTOUR OF SLOT OPTIONAL.
4. DIMENSION D AND E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED .005" (0.127) PER SIDE. THESE DIMENSIONS ARE MEASURED AT THE OUTERMOST EXTREMES OF THE PLASTIC BODY.
5. THERMAL PAD CONTOUR OPTIONAL WITHIN DIMENSIONS D1 & E1.
6. LEAD FINISH UNCONTROLLED IN L1.
7. #6 TO HAVE A VARIATION OF ANGLE OF 1.5 ° TO THE TOP OF THE PART WITH A MAXIMUM HOLE DIAMETER OF .154 INCH.
8. OUTLINE CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247AD.

SYMBOL	DIMENSIONS				NOTE
	INCHES		MILLIMETERS		
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	.183	.209	4.65	5.31	
A1	.087	.102	2.21	2.59	
A2	.059	.068	1.50	1.73	
b1	.039	.055	.99	1.40	
b2	.039	.055	.99	1.35	
b3	.055	.064	1.40	1.63	
b3	.065	.092	1.65	2.34	
B4	.102	.135	2.59	3.43	
b5	.102	.135	2.59	3.43	
c	.015	.035	.38	.89	
c1	.015	.015	.38	.38	
c2	.015	.015	.38	.38	
D1	.515	—	13.08	—	4
D2	.020	.035	.51	1.35	
D3	.020	.025	.51	1.57	
E	.530	—	13.46	—	1
E1	.215	.264	5.51	6.70	
E2	.175	.216	4.52	5.49	
h	.010	—	0.25	—	
L	.780	.827	19.57	21.00	
L1	.464	.568	11.71	14.29	
LP	.140	.144	3.55	3.66	
OP1	—	.231	—	5.91	
Q	.209	.224	5.31	5.75	
Q1	.217	—	5.51	—	

LEAD ASSIGNMENTS

HEXFET

- 1.- GATE
- 2.- DRAIN
- 3.- SOURCE
- 4.- DRAIN

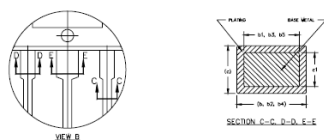
IGBTs, CoPACK

- 1.- GATE
- 2.- COLLECTOR
- 3.- EMITTER
- 4.- COLLECTOR

DIODES

1. - ANODE/OPEN
2. - CATHODE
3. - ANODE

9. For the most current drawing please refer to IR website at <http://www.irf.com/package/pkigbt.html>

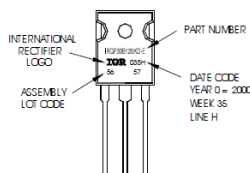


TO-247AC package is not recommended for Surface Mount Application.

TO-247AD Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRGP30B120KD-E
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 5657
ASSEMBLED ON WW35, 2000
IN THE ASSEMBLY LINE "H"

Note: "P" in assembly line position indicates "Lead/First"



International
IOR Rectifier

i Segundo, California 90245, Tel: (310) 252-7105
 ed, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020
 t, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200
 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590

IN SCHMIDT: Gutenbergstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590

IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 01111

IR JAPAN: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0868
IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 838 4630

IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673, Taiwan Tel: 886-2-2377-9936

Data and specifications subject to change without notice. 9/07

Main product characteristics

$I_{F(AV)}$	2 x 50 A
V_{RRM}	200 V
T_J (max)	150° C
V_F (typ)	0.72 V
t_{rr} (typ)	30 ns

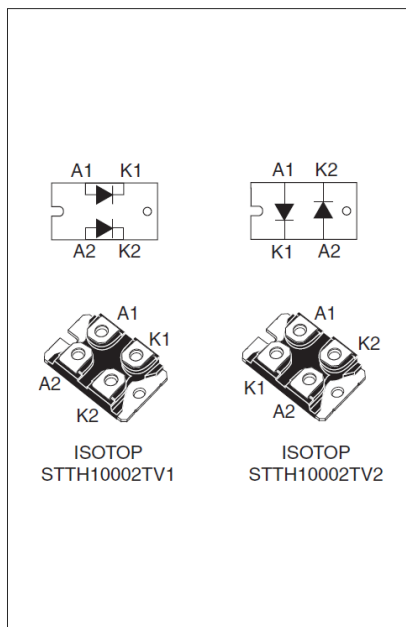
Features and benefits

- Very low forward losses
- Low recovery time
- High surge current capability
- Insulated
 - Insulating voltage = 2500 V_{rms}
 - Capacitance = 45 pF

Description

The STTH10002 is a dual rectifier suited for welding equipment, and high power industrial applications.

Packaged in ISOTOP, this device is intended for use in the secondary rectification of power converters.



Order codes

Part Number	Marking
STTH10002TV1	STTH10002TV1
STTH10002TV2	STTH10002TV2

1 Characteristics

Table 1. Absolute ratings (limiting values at $T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage		200	V
$I_{F(RMS)}$	RMS forward current	Per diode	150	A
$I_{F(AV)}$	Average forward current, $\delta = 0.5$	Per diode $T_c = 100^\circ\text{C}$	50	A
		Per device $T_c = 95^\circ\text{C}$		
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10\text{ ms}$ Sinusoidal	750	A
T_{stg}	Storage temperature range		-55 to + 175	$^\circ\text{C}$
T_j	Maximum operating junction temperature		150	$^\circ\text{C}$

Table 2. Thermal parameters

Symbol	Parameter		Value	Unit
$R_{th(j-c)}$	Junction to case	Per diode	1	$^\circ\text{C/W}$
		Total	0.55	
$R_{th(c)}$	Coupling		0.1	

When the two diodes 1 and 2 are used simultaneously:

$$\Delta T_j(\text{diode } 1) = P(\text{diode } 1) \times R_{th(j-c)} (\text{Per diode}) + P(\text{diode } 2) \times R_{th(c)}$$

Table 3. Static electrical characteristics

Symbol	Parameter	Test conditions		Min.	Typ	Max.	Unit
$I_R^{(1)}$	Reverse leakage current	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$V_R = V_{RRM}$			50	μA
		$T_j = 125^\circ\text{C}$			50	500	
$V_F^{(2)}$	Forward voltage drop	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 50\text{ A}$			1	V
			$I_F = 100\text{ A}$			1.15	
		$T_j = 125^\circ\text{C}$	$I_F = 100\text{ A}$		0.90	1.0	
			$I_F = 50\text{ A}$		0.72	0.80	
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	$I_F = 100\text{ A}$		0.86	0.97	

1. Pulse test: $t_p = 5\text{ ms}$, $\delta < 2\%$

2. Pulse test: $t_p = 380\text{ }\mu\text{s}$, $\delta < 2\%$

To evaluate the conduction losses use the following equation:

$$P = 0.63 \times I_{F(AV)} + 0.0034 I_{F(RMS)}^2$$

Table 4. Dynamic characteristics

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ	Max.	Unit
t_{rr}	Reverse recovery time	$I_F = 1\text{ A}$, $dI_F/dt = -50\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_R = 30\text{ V}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		53	65	ns
		$I_F = 1\text{ A}$, $dI_F/dt = -200\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_R = 30\text{ V}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		30	37	
I_{RM}	Reverse recovery current	$I_F = 50\text{ A}$, $dI_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_R = 160\text{ V}$, $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$		10	13	A
t_{fr}	Forward recovery time	$I_F = 50\text{ A}$, $dI_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{FR} = 1.1 \times V_{Fmax}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		180		ns
V_{FP}	Forward recovery voltage	$I_F = 50\text{ A}$, $dI_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.6		V

Figure 1. Peak current versus duty cycle

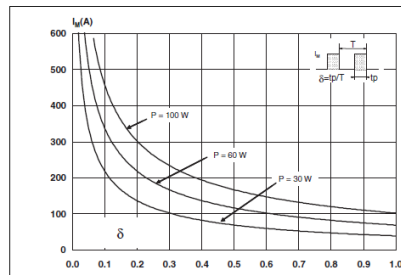


Figure 2. Forward voltage drop versus forward current (typical values, per diode)

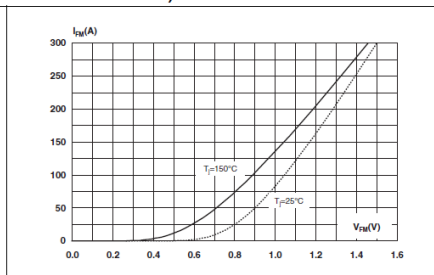


Figure 3. Forward voltage drop versus forward current (maximum values, per diode)

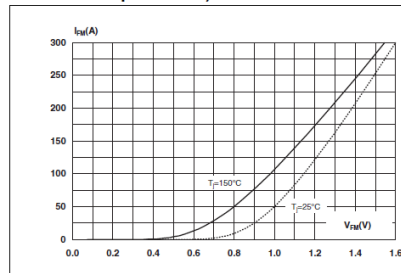


Figure 4. Relative variation of thermal impedance, junction to case, versus pulse duration

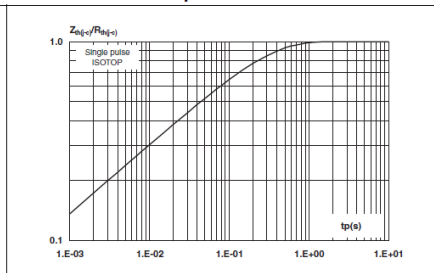


Figure 5. Junction capacitance versus reverse applied voltage (typical values)

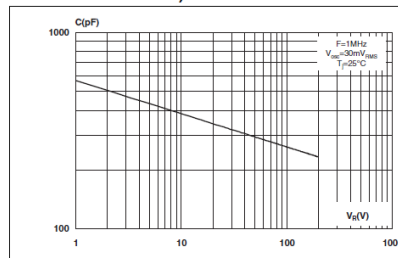


Figure 6. Reverse recovery charges versus di_F/dt (typical values)

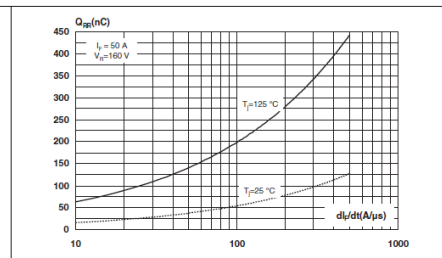


Figure 7. Reverse recovery time versus di_F/dt (typical values)

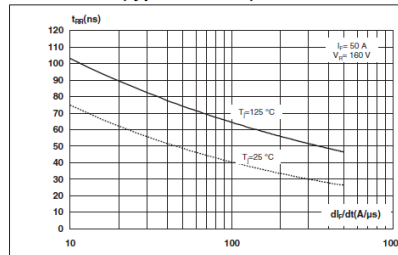


Figure 8. Peak reverse recovery current versus di_F/dt (typical values)

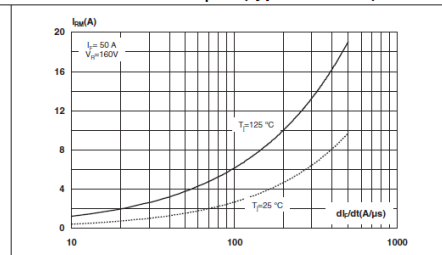
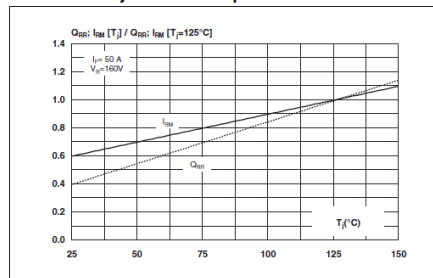
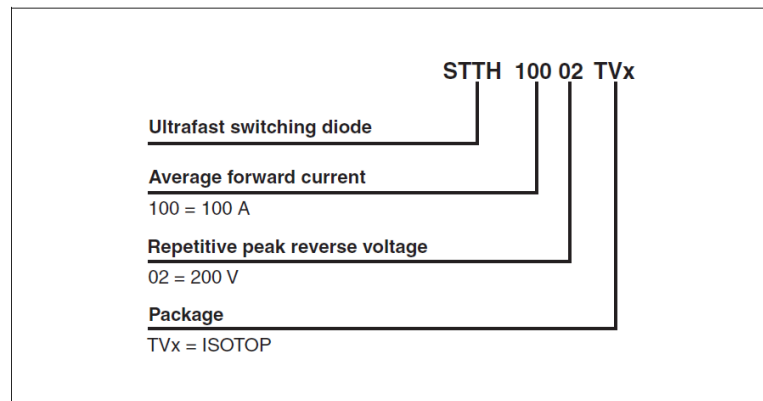


Figure 9. Dynamic parameters versus junction temperature



2 Ordering information scheme



3 Package information

Table 5. ISOTOP dimensions

REF.	DIMENSIONS			
	Millimeters		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	11.80	12.20	0.465	0.480
A1	8.90	9.10	0.350	0.358
B	7.8	8.20	0.307	0.323
C	0.75	0.85	0.030	0.033
C2	1.95	2.05	0.077	0.081
D	37.80	38.20	1.488	1.504
D1	31.50	31.70	1.240	1.248
E	25.15	25.50	0.990	1.004
E1	23.85	24.15	0.939	0.951
E2	24.80 typ.		0.976 typ.	
G	14.90	15.10	0.587	0.594
G1	12.60	12.80	0.496	0.504
G2	3.50	4.30	0.138	0.169
F	4.10	4.30	0.161	0.169
F1	4.60	5.00	0.181	0.197
P	4.00	4.30	0.157	0.69
P1	4.00	4.40	0.157	0.173
S	30.10	30.30	1.185	1.193

In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in ECOPACK® packages. These packages have a lead-free second level interconnect. The category of second level interconnect is marked on the package and on the inner box label, in compliance with JEDEC Standard JESD97. The maximum ratings related to soldering conditions are also marked on the inner box label. ECOPACK is an ST trademark. ECOPACK specifications are available at: www.st.com.

4 Ordering information

Part Number	Marking	Package	Weight	Base qty	Delivery mode
STTH10002TV1	STTH10002TV1	ISOTOP	27 g	10	Tube
STTH10002TV2	STTH10002TV2	ISOTOP	27 g	10	Tube

5 Revision history

Date	Revision	Description of Changes
05-Apr-2006	1	First issue

Type 947C Polypropylene, DC Link Capacitors

High Current, High Capacitance for Inverter Applications



Type 947C series uses the most advanced metallized film technology for long life, high reliability in DC Link applications. This series delivers high capacitance, high voltage and high ripple current handling capabilities required for inverters used in wind, solar, fuel cell applications and more.

Highlights

- Non-polar dielectric
- Dry, resin filled
- High reliability and life expectancy
- Replacement for aluminum electrolytic capacitors (lower capacitance, higher current)
- High current to 100 Amps
- Low ESR
- Low Inductance

Specifications

Capacitance Range	110 to 1500 μ F
Capacitance Tolerance	$\pm 10\%$ standard, $\pm 5\%$ optional
Rated Voltage	800 to 1300 Vdc
Operating Temperature Range	-40 °C to 85 °C (ambient)
Maximum rms Current	see data tables
Maximum rms Voltage	230 Vac
Test Voltage between Terminals @ 25 °C	150% rated DC voltage for 10 s
Test Voltage between Terminals & Case @ 25 °C	4 kVac @ 50/60 Hz for 60 s
Life Test	5000 h @ 85 °C, rated voltage
Life Expectancy	200,000 h @ 60 °C, rated voltage
Reliability	100 FIT typical (medium size capacitor)
Standards	IEC 61071, IEC 61881
RoHS Compliant	

Dimensions

Construction Details

Case Material	Aluminum with Black PVC Sleeve
Resin Material	Dry Resin UL94V-0
Terminal Material	Tin Plated Brass

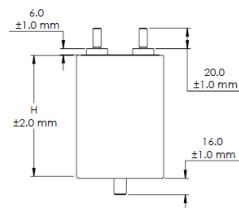
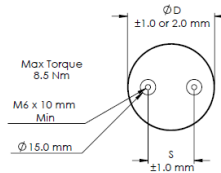
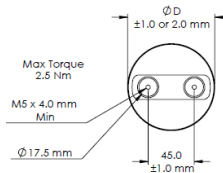
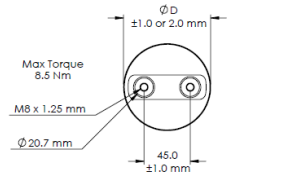


Figure 1

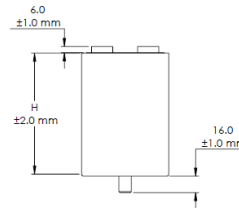


Figure 2

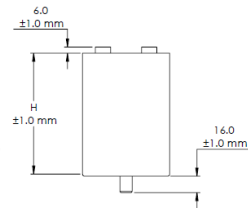


Figure 3

All Shown with Optional M12 x 1.75 THD Stud

Type 947C Polypropylene, DC Link Capacitors

High Current, High Capacitance for Inverter Applications

Part Numbering System

947C	361	K	801	C	A	M	S	-NS
Type	Capacitance	Tolerance	Voltage	Diameter D	Height H	Terminal	Mounting	Sleeving
947C	361 = 360 µF 731 = 730 µF 152 = 1500 µF	K = ±10 % J = ±5 %	801 = 800 Vdc 901 = 900 Vdc 102 = 1000 Vdc 112 = 1100 Vdc 122 = 1200 Vdc 132 = 1300 Vdc	C = 90 mm B = 85 mm D = 116 mm	T = 85 mm A = 97 mm B = 120 mm G = 140 mm C = 145 mm L = 165 mm D = 170 mm	I = M5 Insert Threaded M = M8 Stud Threaded H = M6 Insert Threaded	blank = no stud S = M12 Stud Threaded	Specify -NS for Bare Can

Ratings

NOTE: Other ratings, sizes and performance specifications are available. Contact us.

Part Number	Rated		Can	Can	Lead	Current				Thermal Resistance			
	Cap.	Voltage	Diameter	Height	Spacing	Case	ΔT = 40	Typ	Typ	Θcc	Θca	Mass	Fig
	C (µF)	Vr (Vdc)	D (mm)	H (mm)	S (mm)	Area (mm ²)	Irms (A)	ESR (mΩ)	ESL (nH)	(°C/W)	(°C/W)	(kg)	
947C311K801BTHS	310	800	85	85	31.7	34000	61	1.9	29	2.9	3.4	0.6	3
947C341K801CTMS	340	800	90	85	45.0	36800	66	1.7	29	2.8	3.1	0.7	1
947C341K801CTIS	340	800	90	85	45.0	36800	66	1.7	29	2.8	3.1	0.7	2
947C361K801CAMS	360	800	90	97	45.0	40100	65	1.9	33	3.0	2.9	0.9	1
947C361K801CAIS	360	800	90	97	45.0	40100	65	1.9	33	3.0	2.9	0.9	2
947C381K801BAHS	380	800	85	97	31.7	37300	61	2.0	33	2.7	3.1	0.7	3
947C411K801CAMS	410	800	90	97	45.0	40100	65	1.9	33	2.7	2.9	0.7	1
947C411K801CAIS	410	800	90	97	45.0	40100	65	1.9	33	2.7	2.9	0.7	2
947C491K801CBMS	490	800	90	120	45.0	46700	59	2.6	41	2.6	2.5	1.0	1
947C491K801CBIS	490	800	90	120	45.0	46700	59	2.6	41	2.6	2.5	1.0	2
947C511K801BBHS	510	800	85	120	31.7	43400	59	2.5	41	2.3	2.6	0.8	3
947C561K801CBMS	560	800	90	120	45.0	46700	64	2.3	41	2.3	2.5	0.9	1
947C561K801CBIS	560	800	90	120	45.0	46700	64	2.3	41	2.3	2.5	0.9	2
947C601K801CCMS	600	800	90	145	45.0	53700	58	3.1	49	2.2	2.1	1.2	1
947C601K801CCIS	600	800	90	145	45.0	53700	58	3.1	49	2.2	2.1	1.2	2
947C621K801DTHS	620	800	116	85	50.0	52100	103	1.0	35	2.1	2.2	1.1	3
947C651K801BGHS	650	800	85	140	31.7	48700	59	2.9	49	2.0	2.4	0.9	3
947C701K801CCMS	700	800	90	145	45.0	53700	63	2.7	49	2.0	2.1	1.1	1
947C701K801CCIS	700	800	90	145	45.0	53700	63	2.7	49	2.0	2.1	1.1	2
947C731K801CDMS	730	800	90	170	45.0	60800	58	3.5	58	1.9	1.9	1.3	1
947C731K801CDIS	730	800	90	170	45.0	60800	58	3.5	58	1.9	1.9	1.3	2
947C751K801DAHS	750	800	116	97	50.0	56500	101	1.1	40	2.1	2	1.2	3
947C791K801BDHS	790	800	85	170	31.7	56700	59	3.3	58	1.7	2	1.1	3
947C851K801CDMS	850	800	90	170	45.0	60800	63	3.0	58	1.7	1.9	1.2	1
947C851K801CDIS	850	800	90	170	45.0	60800	63	3.0	58	1.7	1.9	1.2	2
947C102K801DBHS	1000	800	116	120	50.0	64900	97	1.3	50	2.0	1.8	1.4	3
947C122K801DCHS	1200	800	116	145	50.0	74000	92	1.6	60	1.9	1.6	1.7	3
947C152K801DLHS	1500	800	116	165	50.0	81300	93	1.8	70	1.7	1.4	1.9	3
947C241K901BTHS	240	900	85	85	31.7	34000	57	2.1	29	2.9	3.4	0.6	3

CDE Cornell Dubilier • 1605 E. Rodney French Blvd. • New Bedford, MA 02744 • Phone: (508)996-8561 • Fax: (508)996-3830

Type 947C Polypropylene, DC Link Capacitors

High Current, High Capacitance for Inverter Applications

Part Number	Rated		Can	Can	Lead	Current				Thermal Resistance		Mass	Fig
	Cap.	Voltage	Diameter	Height	Spacing	Case	$\Delta T = 40$	Typ	Typ				
	C (μF)	Vr (Vdc)	D (mm)	H (mm)	S (mm)	Area (mm ²)	Irms (A)	ESR (m Ω)	ESL (nH)	θ_{cc} ($^{\circ}C/W$)	θ_{ca} ($^{\circ}C/W$)		
947C261K901CTMS	260	900	90	85	45.0	36800	61	2.0	29	2.9	3.1	0.7	1
947C261K901CTIS	260	900	90	85	45.0	36800	61	2.0	29	2.9	3.1	0.7	2
947C291K901BAHS	290	900	85	97	31.7	37300	56	2.3	33	2.7	3.1	0.7	3
947C321K901CAMS	320	900	90	97	45.0	40100	61	2.1	33	2.7	2.9	0.7	1
947C321K901CAIS	320	900	90	97	45.0	40100	61	2.1	33	2.7	2.9	0.7	2
947C401K901BBHS	400	900	85	120	31.7	43400	56	2.8	41	2.3	2.6	0.8	3
947C431K901CBMS	430	900	90	120	45.0	46700	59	2.6	41	2.3	2.5	0.9	1
947C431K901CBIS	430	900	90	120	45.0	46700	59	2.6	41	2.3	2.5	0.9	2
947C481K901DTHS	480	900	116	85	50.0	52100	96	1.1	35	2.1	2.2	1.1	3
947C511K901BGHS	510	900	85	140	31.7	48700	56	3.2	49	2.0	2.4	0.9	3
947C551K901CCMS	550	900	90	145	45.0	53700	59	3.0	49	2.0	2.1	1.0	1
947C551K901CCIS	550	900	90	145	45.0	53700	59	3.0	49	2.0	2.1	1.0	2
947C581K901DAHS	580	900	116	97	50.0	56500	94	1.3	35	2.1	2	1.2	3
947C611K901BDHS	610	900	85	170	31.7	56700	56	3.7	58	1.7	2	1.1	3
947C661K901CDMS	660	900	90	170	45.0	60800	59	3.4	58	1.8	1.9	1.2	1
947C661K901CDIS	660	900	90	170	45.0	60800	59	3.4	58	1.8	1.9	1.2	2
947C791K901DBHS	790	900	116	120	50.0	64900	91	1.5	50	2.0	1.8	1.4	3
947C102K901DCHS	1000	900	116	145	50.0	74000	89	1.7	60	1.8	1.6	1.7	3
947C122K901DLHS	1200	900	116	165	50.0	81300	89	2.0	70	1.6	1.4	1.9	3
947C191K102BTHS	190	1000	85	85	31.7	34000	53	2.4	29	2.9	3.4	0.6	3
947C211K102CTMS	210	1000	90	85	45.0	36800	58	2.2	29	2.9	3.1	0.7	1
947C211K102CTIS	210	1000	90	85	45.0	36800	58	2.2	29	2.9	3.1	0.7	2
947C231K102CAMS	230	1000	90	97	45.0	40100	54	2.6	33	3.0	2.9	0.9	1
947C231K102CAIS	230	1000	90	97	45.0	40100	54	2.6	33	3.0	2.9	0.9	2
947C241K102BAHS	240	1000	85	97	31.7	37300	54	2.5	33	2.7	3.1	0.7	3
947C251K102CAMS	250	1000	90	97	45.0	40100	56	2.4	33	2.7	2.9	0.8	1
947C251K102CAIS	250	1000	90	97	45.0	40100	56	2.4	33	2.7	2.9	0.8	2
947C311K102CBMS	310	1000	90	120	45.0	46700	53	3.2	41	2.6	2.5	1.0	1
947C311K102CBIS	310	1000	90	120	45.0	46700	53	3.2	41	2.6	2.5	1.0	2
947C321K102BBHS	320	1000	85	120	31.7	43400	53	3.1	41	2.3	2.6	0.8	3
947C351K102CBMS	350	1000	90	120	45.0	46700	57	2.8	41	2.3	2.5	0.9	1
947C351K102CBIS	350	1000	90	120	45.0	46700	57	2.8	41	2.3	2.5	0.9	2
947C381K102DTHS	380	1000	116	85	50.0	52100	90	1.3	35	2.2	2.2	1.1	3
947C391K102CCMS	390	1000	90	145	45.0	53700	53	3.7	49	2.2	2.1	1.2	1
947C391K102CCIS	390	1000	90	145	45.0	53700	53	3.7	49	2.2	2.1	1.2	2
947C411K102BGHS	410	1000	85	140	31.7	48700	53	3.5	49	2.0	2.4	0.9	3
947C441K102CCMS	440	1000	90	145	45.0	53700	56	3.3	49	2.0	2.1	1.1	1
947C441K102CCIS	440	1000	90	145	45.0	53700	56	3.3	49	2.0	2.1	1.1	2
947C471K102DAHS	470	1000	116	97	50.0	56500	90	1.4	40	2.1	2	1.2	3
947C471K102CDMS	470	1000	90	170	45.0	60800	52	4.3	38	1.9	1.9	1.3	1
947C471K102CDIS	470	1000	90	170	45.0	60800	52	4.3	38	1.9	1.9	1.3	2
947C491K102BDHS	490	1000	85	170	31.7	56700	53	4.1	49	1.7	2	1.1	3

Type 947C Polypropylene, DC Link Capacitors

High Current, High Capacitance for Inverter Applications

Part Number	Rated		Can	Can	Lead	Current				Thermal Resistance		Mass	Fig
	Cap.	Voltage	Diameter	Height	Spacing	Case	$\Delta T = 40$	Typ	Typ				
	C	Vr	D	H	S	Area	Irms	ESR	ESL	θ_{cc}	θ_{ca}		
	(μF)	(Vdc)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm ²)	(A)	(m Ω)	(nH)	($^{\circ}C/W$)	($^{\circ}C/W$)	(kg)	
947C531K102CDMS	530	1000	90	170	45.0	60800	56	3.8	58	1.8	1.9	1.2	1
947C531K102CDIS	530	1000	90	170	45.0	60800	56	3.8	58	1.8	1.9	1.2	2
947C641K102DBHS	640	1000	116	120	50.0	64900	87	1.6	50	2.0	1.8	1.4	3
947C801K102DCHS	800	1000	116	145	50.0	74000	85	1.9	60	1.8	1.6	1.7	3
947C971K102DLHS	970	1000	116	165	50.0	81300	84	2.2	70	1.6	1.4	1.9	3
947C161K112BTHS	160	1100	85	85	31.7	34000	51	2.6	29	2.9	3.4	0.6	3
947C171K112CTMS	170	1100	90	85	45.0	36800	54	2.4	29	2.9	3.1	0.7	1
947C171K112CTIS	170	1100	90	85	45.0	36800	54	2.4	29	2.9	3.1	0.7	2
947C191K112BAHS	190	1100	85	97	31.7	37300	50	2.9	33	2.7	3.1	0.7	3
947C211K112CAMS	210	1100	90	97	45.0	40100	54	2.6	33	2.7	2.9	0.8	1
947C211K112CAIS	210	1100	90	97	45.0	40100	54	2.6	33	2.7	2.9	0.8	2
947C261K112BBHS	260	1100	85	120	31.7	43400	50	3.4	41	2.3	2.6	0.8	3
947C281K112CBMS	280	1100	90	120	45.0	46700	53	3.2	41	2.3	2.5	0.9	1
947C281K112CBIS	280	1100	90	120	45.0	46700	53	3.2	41	2.3	2.5	0.9	2
947C311K112DTHS	310	1100	116	85	50.0	52100	85	1.4	35	2.2	2.2	1.1	3
947C331K112BCHS	330	1100	85	145	31.7	50100	50	4.0	49	2.0	2.3	0.9	3
947C361K112CCMS	360	1100	90	145	45.0	53700	53	3.7	49	2.0	2.1	1.1	1
947C361K112CCIS	360	1100	90	145	45.0	53700	53	3.7	49	2.0	2.1	1.1	2
947C381K112DAHS	380	1100	116	97	50.0	56500	84	1.5	40	2.2	2	1.2	3
947C401K112BDHS	400	1100	85	170	31.7	56700	50	4.5	58	1.7	2	1.1	3
947C431K112CDMS	430	1100	90	170	45.0	60800	53	4.2	58	1.8	1.9	1.2	1
947C431K112CDIS	430	1100	90	170	45.0	60800	53	4.2	58	1.8	1.9	1.2	2
947C521K112DBHS	520	1100	116	120	50.0	64900	82	1.8	50	2.0	1.8	1.4	3
947C661K112DCHS	660	1100	116	145	50.0	74000	81	2.1	60	1.8	1.6	1.7	3
947C801K112DLHS	800	1100	116	165	50.0	81300	81	2.4	70	1.6	1.4	1.9	3
947C131K122BTHS	130	1200	85	85	31.7	34000	48	2.9	29	2.9	3.4	0.6	3
947C141K122CTIS	140	1200	90	85	45.0	36800	51	2.7	29	2.9	3.1	0.7	1
947C141K122CTIS	140	1200	90	85	45.0	36800	51	2.7	29	2.9	3.1	0.7	2
947C161K122BAHS	160	1200	85	97	31.7	37300	48	3.1	33	2.7	3.1	0.7	3
947C161K122CAMS	160	1200	90	97	45.0	40100	49	3.1	33	3.0	2.9	0.9	1
947C161K122CAIS	160	1200	90	97	45.0	40100	49	3.1	33	3.0	2.9	0.9	2
947C171K122CAMS	170	1200	90	97	45.0	40100	51	3.0	33	2.8	2.9	0.8	1
947C171K122CAIS	170	1200	90	97	45.0	40100	51	3.0	33	2.8	2.9	0.8	2
947C211K122CBMS	210	1200	90	120	45.0	46700	48	3.9	41	2.6	2.5	1.0	1
947C211K122CBIS	210	1200	90	120	45.0	46700	48	3.9	41	2.6	2.5	1.0	2
947C221K122BBHS	220	1200	85	120	31.7	43400	48	3.7	41	2.3	2.6	0.8	3
947C241K122CBMS	240	1200	90	120	45.0	46700	51	4.0	49	2.3	2.5	0.9	1
947C241K122CBIS	240	1200	90	120	45.0	46700	51	4.0	49	2.3	2.5	0.9	2
947C261K122DTHS	260	1200	116	85	50.0	52100	82	1.5	35	2.2	2.2	1.1	3
947C271K122CCMS	270	1200	90	145	45.0	53700	48	4.4	49	2.2	2.1	1.2	1
947C271K122CCIS	270	1200	90	145	45.0	53700	48	4.4	49	2.2	2.1	1.2	2
947C281K122BGHS	280	1200	85	140	31.7	48700	48	4.3	49	2.0	2.4	0.9	3

Type 947C Polypropylene, DC Link Capacitors

High Current, High Capacitance for Inverter Applications

Part Number	Rated		Can	Can	Lead	Current							
	Cap.	Voltage	Diameter	Height	Spacing	Case	$\Delta T = 40$	Typ	Typ	Thermal Resistance			
	C	Vr	D	H	S	Area	Irms	ESR	ESL	θ_{cc}	θ_{ca}	Mass	Fig
	(μF)	(Vdc)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm ²)	(A)	(m Ω)	(nH)	($^{\circ}C/W$)	($^{\circ}C/W$)	(kg)	
947C301K122CCMS	300	1200	90	145	45.0	53700	51	4.0	49	2.0	2.1	1.1	1
947C301K122CCIS	300	1200	90	145	45.0	53700	51	4.0	49	2.0	2.1	1.1	2
947C321K122DAHS	320	1200	116	97	50.0	56500	81	1.7	40	2.1	2	1.2	3
947C321K122CDMS	320	1200	90	170	45.0	60800	47	5.1	58	1.9	1.9	1.3	1
947C321K122CDIS	320	1200	90	170	45.0	60800	47	5.1	58	1.9	1.9	1.3	2
947C331K122BDHS	330	1200	85	170	31.7	56700	47	5.0	58	1.7	2	1.1	3
947C361K122CDMS	360	1200	90	170	45.0	60800	51	4.6	58	1.8	1.9	1.2	1
947C361K122CDIS	360	1200	90	170	45.0	60800	51	4.6	58	1.8	1.9	1.2	2
947C431K132DBHS	430	1200	116	120	50.0	64900	78	2.0	50	2.0	1.8	1.4	3
947C551K122DCHS	550	1200	116	145	50.0	74000	78	2.3	60	1.8	1.6	1.7	3
947C661K122DLHS	660	1200	116	165	50.0	81300	76	2.6	70	1.6	1.4	1.9	3
947C111K132BTHS	110	1300	85	85	31.7	34000	46	3.2	29	2.9	3.4	0.6	3
947C121K132CTMS	120	1300	90	85	45.0	36800	49	2.9	29	2.9	3.1	0.7	1
947C121K132CTIS	120	1300	90	85	45.0	36800	49	2.9	29	2.9	3.1	0.7	2
947C131K132BAHS	130	1300	85	97	31.7	37300	45	3.6	33	2.8	3.1	0.7	3
947C151K132CAMS	150	1300	90	97	45.0	40100	50	3.1	33	2.7	2.9	0.7	1
947C151K132CAIS	150	1300	90	97	45.0	40100	50	3.1	33	2.7	2.9	0.7	2
947C181K132BBHS	180	1300	85	120	31.7	43400	45	4.1	41	2.3	2.6	0.8	3
947C201K132CBMS	200	1300	90	120	45.0	46700	49	3.8	41	2.3	2.5	0.9	1
947C201K132CBIS	200	1300	90	120	45.0	46700	49	3.8	41	2.3	2.5	0.9	2
947C221K132DTHS	220	1300	116	85	50.0	52100	78	1.7	35	2.2	2.2	1.1	3
947C231K132BGHS	230	1300	85	140	31.7	48700	45	4.8	49	2.0	2.4	0.9	3
947C251K132CCMS	250	1300	90	145	45.0	53700	48	4.4	49	2.0	2.1	1.1	1
947C251K132CCIS	250	1300	90	145	45.0	53700	48	4.4	49	2.0	2.1	1.1	2
947C271K132DAHS	270	1300	116	97	50.0	56500	77	1.8	40	2.1	2	1.2	3
947C281K132BDHS	280	1300	85	170	31.7	56700	45	5.4	49	1.7	2	1.1	3
947C311K132CDMS	310	1300	90	170	45.0	60800	49	4.9	58	1.7	1.9	1.2	1
947C311K132CDIS	310	1300	90	170	45.0	60800	49	4.9	58	1.7	1.9	1.2	2
947C371K132DBHS	370	1300	116	120	50.0	64900	76	2.1	50	2.0	1.8	1.4	3
947C461K132DCHS	460	1300	116	145	50.0	74000	74	2.5	60	1.8	1.6	1.7	3
947C561K132DLHS	560	1300	116	165	50.0	81300	73	2.8	70	1.6	1.4	1.9	3

1. Rated Current is for temperature rise of +40 °C at 1–20 kHz.
2. θ_{cc} is core-to-case thermal resistance at 0–10 kHz. For higher frequency see [Expected Lifetime Predictions](#).
3. θ_{ca} is case-to-ambient thermal resistance for still air. For moving air see [Expected Lifetime Predictions](#).

Type 947C Polypropylene, DC Link Capacitors

High Current, High Capacitance for Inverter Applications

Expected Lifetime Predictions

To use the Expected Lifetime curves calculate V_a/V_r and core temperature T . Start by estimating:

Applied dc voltage V_a

Ripple Current I

Ripple Frequency f

Ambient Temperature T_a

Airflow speed v

Units:

$A = m^2$

$C = \mu F$

$ESR = m\Omega$

$f = kHz$

$I = A$

$T, T_a \text{ \& } T_c = ^\circ C$

$\theta, \theta_{ca} \text{ \& } \theta_{cc} = ^\circ C/W$

$v = m/s$

$V_a \text{ \& } V_r = V_{dc}$

NOTE: The temperature rise in the 947C is $I^2(ESR)$ times the thermal resistance θ . The ESR is mainly the metal resistance; the metal resistance is the 10 kHz ESR. The dielectric resistance needs to be considered for operation below 10kHz.

1. Start with the 10kHz ESR from the ratings table. If frequency is less than 10kHz, use the following equation: $ESR = 31.83/(10C) + 31.83/(fC)$.

2. Compute total thermal resistance θ as the sum of core-to-case thermal resistance θ_{cc} and case-to-ambient thermal resistance θ_{ca} . Both are in the Ratings table but θ_{ca} is for still air. For moving air use the capacitor surface area A and airflow speed v to calculate $\theta_{ca} = 1/[A(5+17(v+0.1)^{0.66})]$.

Please note that the θ_{cc} for all designs built to figures 1 and 2; θ_{cc} is for 10 kHz or less. For frequency > 10 kHz multiply θ_{cc} by $[1+(f-10)/100]$, e.g., for 75 kHz multiply θ_{cc} by 1.65.

3. Compute V_a/V_r and the core temperature T .

$$T = T_a + I^2(ESR)\theta$$

4. Look up estimated lifetime from the Expected Lifetime curves.

5. If you want a longer expected lifetime, choose a capacitor with higher voltage rating or consider using multiple capacitors in

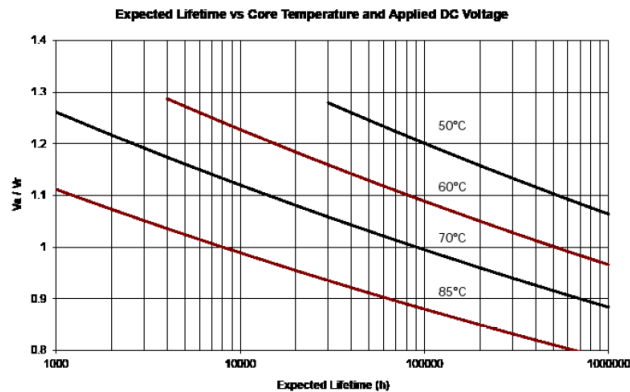
The expected lifetime predictions assume no exposure to overvoltage transients.

Expected lifetime can be calculated for varying exposure to overvoltage transients.

As an illustration at 50 °C the expected lifetime is 100,000 h with the 24-hour V_a/V_r profile below:

V_a / V_r	Duration
1.67	100 ms
1.50	5 minutes
1.30	2.5 hours
1.10	9.6 hours
1.00	11.9 hours

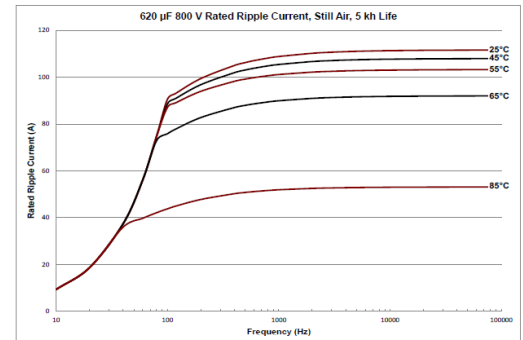
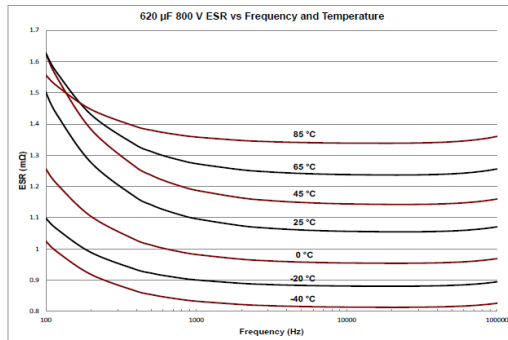
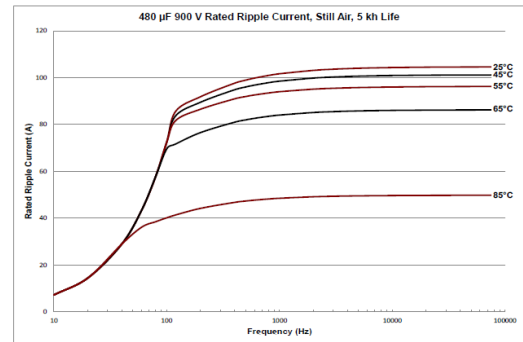
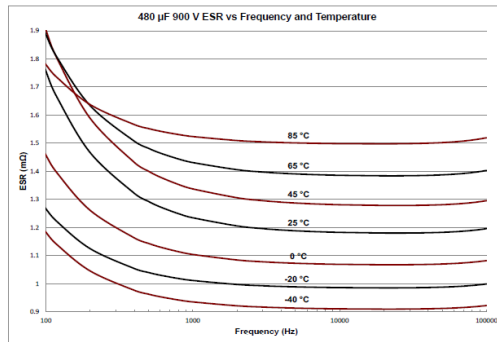
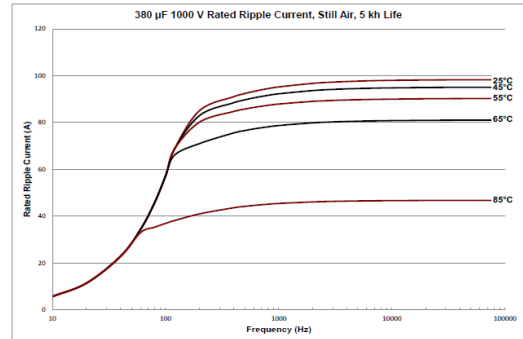
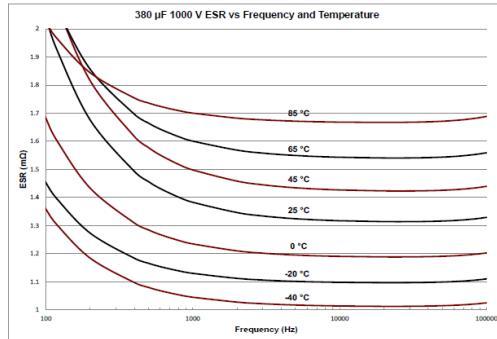
For applications with more severe 24-hour profiles, contact us.



Type 947C Polypropylene, DC Link Capacitors

High Current, High Capacitance for Inverter Applications

Typical Performance Curves



EK 6 Ölçümlerde kullanılan ölçü aletlerinin model ve özellikleri

Fluke 435 II: Güç analizörü

IEC 61000-4-30 ölçme standartlarına uyumludur.

Teknik Veriler	
Girisler	Adet: 4 voltaj ve akım (3 faz + nötr) Maksimum voltaj: 1000 V _{rms} (6 kV tepe) Maksimum örnekleme hızı: Aynı anda her bir kanalda 200 kS/s
Volt/Amper/Hertz	V _{rms} (AC + DC) Ölçüm kademesi: 1 ... 1000 V Doğruluk: V _{nom} 'un %0.1'i
	V _{tepe} Ölçüm kademesi: 1 ... 1400 V Doğruluk: V _{nom} 'un %5'i
	Crest faktörü, voltaj Ölçüm kademesi: 1.0 ... >2.8 Doğruluk: ±5%
	A _{rms} (AC + DC) Ölçüm kademesi: 0 ... 20 kA Doğruluk: ±%0.5 ± 5 sayım
	A _{tepe} Ölçüm kademesi: 0 ... 5.5 kA Doğruluk: 5%
	Crest faktörü, A Ölçüm kademesi: 1 ... 10 Doğruluk: ±5%
	Hz : 50 Hz nominal Ölçüm kademesi: 42.50 ... 57.50 Hz Doğruluk: ±0.01 Hz
Çökmeler ve şişmeler	V _{rms} (AC+DC) ² Ölçüm kademesi: V _{nom} 'un %0.0'i ile %100'ü arası Doğruluk: nominal voltajın ±%0.2'si A _{rms} (AC+DC) ² Ölçüm kademesi: 0 ... 20 kA .

	Doğruluk: $\pm 1 \pm 5$ sayım
Harmonikler	Harmonik (harmonikler arası) (n) Ölçüm kademesi: DC, 1..50; (Kapalı, 1..49) IEC 61000-4-7 uygun olarak ölçülmüştür V_{rms} Ölçüm kademesi: 0.0 ... 1000 V Doğruluk: nominal voltajın $\pm 0.05\%$'i A_{rms} Ölçüm kademesi: 0.0 ... 4000 mV x pens ölçekli Doğruluk: $\pm 5 \pm 5$ sayım Watt Ölçüm kademesi: Pens ölçeğine ve voltajına bağlıdır Doğruluk: $\pm 5 \pm n \times 2\%$ veya okuma, ± 10 sayım DC Voltaj Ölçüm kademesi: 0.0 ... 1000 V Doğruluk: nominal voltajın $\pm 0.2\%$'si THD Ölçüm kademesi: 0.0 ... 100.0% Doğruluk: ± 2.5 V ve A (± 5 Watt) Hz Ölçüm kademesi: 0 ... 3500 Hz Doğruluk: ± 1 Hz Faz açısı Ölçüm kademesi: $-360^\circ \dots +360^\circ$ Doğruluk: $\pm n \times 1.5^\circ$
Güç ve enerji	Watt, VA, VAR Ölçüm kademesi: 1.0 ... 20.00 MVA¹ Doğruluk: $\pm 1 \pm$ sayım kWh, kVAh, kVARh Ölçüm kademesi: 00.00 ... 200.0 GVAh¹ Doğruluk: $\pm 1.5 \pm 10$ sayım Güç Faktörü/ Cosϕ / D_{PF} Ölçüm kademesi: 0 ... 1 Doğruluk: ± 0.03
Kırpışma	P_{st} (1 min), P_{st}, Plt, P_{F5} Ölçüm kademesi: 0.00 ... 20.00

	Doğruluk: $\pm 5\%$
Dengesizlik	Volt Ölçüm kademesi: 0.0 ... 5.0% Doğruluk: $\pm 0.5\%$ Akim Ölçüm kademesi: 0.0 ... 20% Doğruluk: $\pm 1\%$
Geçici Gerilim Yakalama	Volt Ölçüm kademesi: $\pm 6000 \text{ V}$ Doğruluk: V_{rms}'in $\pm 2.5\%$'i Minimum algılama süresi 5 μs (200kS/s örnekleme)
Yığılma modu	A_{rms} (AC+DC) Ölçüm kademesi: 0.000 ... 20.00 kA¹ Doğruluk: ölçümün $\pm 1\%$'i ± 5 sayım Yığılma süresi (seçilebilir) Ölçüm kademesi: 7.5 s ... 30 dakika Doğruluk: $\pm 20 \text{ ms}$ ($F_{\text{nom}} = 50 \text{ Hz}$)
Otomatik trend kaydetme	Örnekleme: Kanal başına 5 okuma/san sürekli örnekleme Bellek: 1800 adet her okuma için min, maks ve ort noktası Kayıt süresi: 450 güne kadar Zoom (yakınlaşma): 12x yatay zoom
Bellek	Ekranlar ve veriler: 50, veri toplama, ekranlar ve veri setleri için ortak bellek
Notlar	¹ Pens ölçüğüne bağlı olarak ² Temel sıfır geçişinden başlayarak, 1 periyot süresince değer ölçülür ve her yarım periyotta bir yenilenir

Çevresel Özellikler	
Çalışma Sıcaklığı	0 °C ile +50 °C arası

Güvenlik Özellikleri	
Güvenlik	EN61010-1 (2. basım) kirlilik derecesi 2; 1000 V CAT III / 600 V CAT IV ANSI/ISA S82.01

Mekanik ve Genel Özellikler	
Boyut	256 x 169 x 64 mm
Ağırlık	2 kg
Pil Ömrü	Sarj edilebilir NiMH paket (takılı durumda): > 7 saat Pil sarj süresi: tipik olarak 4 saat
Sok ve Sarsıntı	Sok: 30 g Sarsinti: MIL-PRF-28800F Sinif 2'ye uygun olarak 3 g
Çanta	Sağlam, tümlesik, koruyucu kilif sayesinde darbelere dayanikli, IP51 (damlaya ve toza karsi korumali)
Garanti	3 yıl

TT T-ECHNI-C MY 62 Digital Ölçü Aleti

Okuma	1999Count
Çözünürlük	3 ½Dijit
DC Voltaj	1000V
DC Voltaj Kademe	200mV, 2V, 20V, 200V, 1000V... [$\pm 0.8\% + 1$]
AC Voltaj	700V
AC Voltaj Kademe	200mV, 2V, 20V, 200V, 700V... [$\pm 1.2\% + 3$]
DC Akım	10A
DC Akım Kademe	2mA, 20mA, 200mA, 10A... [$\pm 2\% + 5$]
AC Akım	10A
AC Akım Kademe	2mA, 20mA, 200mA, 10A... [$\pm 3\% + 7$]
Direnç	200M Ω
Direnç Kademe	200 Ω , 2k Ω , 20k Ω , 200k Ω , 2M Ω , 20M Ω , 200M Ω ... [$\pm 5\% + 10$]
Kapasite	20 μ F
Kapasite Kademe	2nF, 20nF, 200nF, 2 μ F, 200 μ F... [$\pm 4\% + 3$]
Frekans	-
Frekans Kademe	-
Sıcaklık	-20 ... 1000°C

Diod Testi

Transistor Testi

Sesli İkaz

Autorange	-
RS-232	-
Boyut	91 X 189 X 31.5mm
Pil	9V
Standart Donanım	Test Probları, Kullanım Kitapçığı, Taşıma Çantası

