



DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON KONTROLLÜ

ÜÇ FAZLI AA KIYICISININ TASARIMI

Nurbanu MACİT

Yüksek Lisans Tezi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Sedat SÜNTER

EYLÜL-2018

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON KONTROLLÜ ÜÇ FAZLI AA KIYICISININ
TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Nurbanu MACİT
(151113112)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 14.08.2018

Tezin Savunulduğu Tarih : 07.09.2018

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Sedat SÜNTER (F. Ü.)

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Yetkin TATAR (F. Ü.)

Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ (D. Ü.)

EYLÜL-2018

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım süresince beni, kıymetli bilgileriyle ve yardımlarıyla yönlendiren değerli danışman hocam Sayın Prof. Dr. Sedat SÜNTER'e en içten teşekkürlerimi sunarım.

Tezimin temelini oluşturan devrenin benzetimini oluşturmamda yardımlarını esirgemeyen Sayın Doç. Dr. Murat KARABACAK'a çok teşekkür ederim.

Tezin konusu olan devrenin tasarım süresince desteklerini ve bilgilerini esirgemeyen Sayın Arş. Gör. Güllü BOZTAŞ'a, Sayın Doç. Dr. Ömür AYDOĞMUŞ'a ve kıymetli mezun öğrencimiz Elektrik Elektronik Mühendisi Sayın Ferhat YOL'a çok teşekkür ederim.

Yaşamım boyunca hiçbir konuda desteklerini esirgemeyen ve eğitim hayatım boyunca bana ayrı sabır gösteren değerli aileme çok teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.

Gerek akademik çalışmalarımda olan desteği, gerekse hayat görüşleri ile ilgili yaşantıma güzel bir yön veren, en ufak desteğini ve sabrını esirgemeyen ve fikirleri ile tez çalışmama katkı sağlayan kıymetli nişanlım Sayın Arş. Gör. Mehmet Cem ÇATALBAŞ'a teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.

MF.17.28 nolu proje ile vermiş oldukları finansal destekten dolayı Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Birimine (FÜBAP) teşekkür ederim.

Nurbanu MACİT
ELAZIĞ-2018

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ÖZET.....	v
SUMMARY.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vii
TABLolar LİSTESİ.....	x
SEMBOLLER LİSTESİ.....	xii
KISALTMALAR LİSTESİ.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Literatür Taraması.....	3
1.2. Tezin Amacı.....	7
1.3. Tezin Organizasyonu.....	7
2. AA KIYICILARI.....	10
2.2. AA Kıyıcılarında Kullanılan Kontrol Devrelerinin Temel Özellikleri.....	14
2.3. Tek Fazlı AA Kıyıcıları.....	15
2.4. Üç Fazlı AA Kıyıcıları.....	19
2.5. PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) Kontrollü AA Kıyıcıları.....	20
3. ÜÇ FAZLI PWM KONTROLLÜ AA KIYICI SİSTEMİNİN BENZETİMİ	22
3.1. Üç Fazlı AA Kıyıcısı için Histerezis Bantlı Akım Kontrolör Benzetim Modeli.....	24
3.1.1. Anahtarlama Durumları.....	25
3.1.2. Girişine Şebeke Gerilim Seti Uygulanan Sistemin Analizi.....	28
3.1.3. Girişine Üç Fazlı Dengesiz Gerilim Seti Uygulanan Sistemin Analizi.....	29
3.1.4. Girişine Harmonikli Üç Fazlı Gerilim Seti Uygulanan Üç Fazlı Yıldız Bağlı R-L Yüklü Devrenin Analizi.....	31
3.1.5. Besleme Geriliminde Harmonikler Olması Durumunda Önerilen Sistemin Analizi.....	34
4. ÜÇ FAZLI AA KIYICI SİSTEMİNİN TASARLANMASI VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	37
4.1. Donanımsal Tasarım.....	37
4.1.1. Sürücü Devresinin Tasarımı.....	38
4.1.2. Ölü Zaman Devresi.....	41
4.1.3. Dijital Sinyal İşlemcisi (Digital Signal Processor-DSP).....	43
4.1.4. Güç Devresinin Tasarımı.....	45

4.2.	Deneysel Sonuçlar	46
4.2.1.	Yıldız Bağlı R Yükü ile Elde Edilen Deneysel Sonuçlar	49
4.2.1.	Yıldız Bağlı R-L Yükü ile Elde Edilen Deneysel Sonuçlar	50
4.2.2.	Üçgen Bağlı R-L Yükü İle Elde Edilen Deneysel Sonuçlar	52
5.	SONUÇLAR.....	55
	KAYNAKLAR.....	57
	EKLER.....	59
	EK 1 : FGA20S120M IGBT Veri Sayfası.....	59
	EK 2 : IGBT Sürücüsü	62
	EK 3 : DA-DA Dönüştürücü	64
	EK 4 : DSP TMS320F28335	66
	EK 5 : IXDP630 l Zaman Entegresi	71
	EK 6 : Baskı Devre şemaları	73
	ZGEMİş	74

ÖZET

Güç elektroniği alanı, yarıiletken anahtarlama elemanlarının gelişimine paralel olarak popülaritesini her geçen gün artırmaktadır. Öyle ki, elektrik ve elektronik ile alakalı olan tüm sistemlerde güç elektroniği alanına ait farklı uygulamalar kullanılmaktadır.

Bu tezin kapsamı, güç elektroniği devrelerinden biri olan üç fazlı PWM alternatif akım kıyıcısının tasarımıdır. AA kıyıcı devreleri temel tanımıyla, sabit bir frekanstaki AA gerilimin frekansını değiştirmeden istenilen genlikte başka bir AA gerilime dönüştürebilen güç elektroniği devreleridir. Doğal komütasyonlu oluşu gibi avantajlı özelliğe sahipken şebeke ve yük tarafında yüksek harmonikler oluşturması gibi dezavantajları da bulunmaktadır. AA kıyıcılar; universal motorların yol verme ve hız denetiminde, elektrikli ısıtma gibi endüstriyel sistemlerde sıkça kullanılmaktadır. Ancak bu tarz güç elektroniği devrelerinin belirtilen alanlarda kullanımının artması sonucunda enerji sistemlerinde çeşitli harmonik nedenli kalitesizlikler ortaya çıkmıştır. Yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler ile birlikte, kıyıcı devrelerinde önemli gelişmeler sağlamıştır. Yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilen güç elektroniği elemanlarının kullanılması ile kıyıcı devrelerinde Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) metodu kullanılmaya başlanmıştır. PWM kontrollü AA kıyıcı devreleri, bu kıyıcıların olumsuzluklarını azaltmıştır.

Bu tezde, yarıiletken güç anahtarlarından IGBT kullanılarak oluşturulan Üç Fazlı PWM AA Kıyıcı benzetimi için verimli bir Histerezis Bant Akım Kontrolörü (HBCC) kullanılarak daha az harmoniğe sahip yük akımları elde edilmiştir. MATLAB yazılımı kullanılarak elde edilen benzetimde kullanılan bu yaklaşım ile olumlu sonuçlar elde edilmiştir. Üç Fazlı PWM AA kıyıcı tasarımında ise üç fazlı kaynak gerilimine bağlı AA kıyıcı devresinden üretilen yük akım ve gerilim dalga şekilleri elde edilmektedir. Toplam harmonik bozulma değerlerinin sonuçları benzetim ve AA kıyıcı devre tasarımından elde edilmiştir. Bu sonuçlar, algoritmanın performansının analiz edilmesi için birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Alternatif Akım (AA) Kıyıcıları, Histerezis Bant Akım Kontrolörü (HBCC), Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM).

SUMMARY
DESIGN OF THREE PHASE AC CHOPPER WITH PULSE WIDTH
MODULATION

The popularity of power electronic is increasing day by day in parallel with the development of semiconductor switching elements. Thus, in all systems related to electricity and electronics, different applications belonging to the field of power electronics are used.

The scope of this thesis is design three-phase PWM AC choppers system which is foremost power electronic circuits. AC chopper circuit is basically a power electronic circuit that can convert constant AC voltage (mainly supply) to another AC voltage with a desired amplitude without changing the frequency. It has a disadvantage of having high harmonics on the grid and load sides while having the advantageous feature of natural commutation formation. AC choppers are frequently used in industrial systems such as start-up and speed control of universal motors, electrical heating. However, as the use of such power electronic circuits in the specified areas has increased, various harmonic-based poor quality of the energy systems have emerged. With the developments in semiconductor technology has made considerable improvements in the chopper circuits. Pulse Width Modulation (PWM) method has begun to be used in the chopper circuits with the use of power electronic elements operating at high switching frequencies. PWM controlled AC chopper circuits have also reduced disadvantages of the choppers.

In this thesis, load currents with less harmonics are obtained by using an efficient Hysteresis Band Current Controller (HBCC) for Three-Phase PWM AA Chopper simulations using IGBTs from semiconductor power switches. This approach, which is used in simulations using MATLAB software, has resulted in positive results. In the three-phase PWM AA chopper design, the waveforms of the load currents and voltages generated from the AA chopper circuit connected to the three-phase source voltage are obtained. The results of total harmonic distortion values are obtained from simulation and designed AC chopper circuit. These are compared to each other for analysing performance of algorithm.

Keywords: Alternative Current (AC) Choppers, Hysteresis Band Current Controller (HBCC), Pulse Width Modulation (PWM).

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1	Güç elektroniği sistemi..... 1
Şekil 2.1	AA kıyıcı sistemi..... 10
Şekil 2.2	Doğal örneklemeli PWM sinyalinin üretildiği devrenin MATLAB/Simulink modeli..... 12
Şekil 2.3	Doğal örneklemeli PWM ile sürme sinyallerinin elde edilişi 13
Şekil 2.4	(a) Tristörlü bir AA kıyıcı devresi (b) Triyaklı bir AA kıyıcı devresi 14
Şekil 2.5	Tek-fazlı AA kıyıcı devresi..... 16
Şekil 2.6	Yük rezistif iken oluşan (a) Gerilim ve akım dalga şekli (b) Akıma ait bileşenlerin dalga şekli 17
Şekil 2.7	Tek fazlı AA kıyıcı devresinin Simulink modeli 18
Şekil 2.8	(a) 1. anahtara uygulanan anahtarlama sinyali (b) Yük gerilimi (c) Yük akımı 18
Şekil 2.9	(a) Yıldız bağlı AA kıyıcı devresi (b) Üçgen bağlı AA kıyıcı devresi 19
Şekil 2.10	PWM sinyalleri 20
Şekil 3.1	Üç Fazlı PWM AA kıyıcısının güç şeması 22
Şekil 3.2	Üç fazlı PWM AA kıyıcısının Simulink modeli 23
Şekil 3.3	Önerilen HBCC tekniğinin gerçek zamanlı uygulaması 24
Şekil 3.4	PLL bloğunun temel diyagramı..... 24
Şekil 3.5	Minimum gerilim algoritması ile elde edilen A fazı anahtarlama sinyalleri.. 27
Şekil 3.6	A fazı için Tablo 1'de verilen anahtarlama durumlarına ait akım yolları 27
Şekil 3.7	(a) Kaynak gerilimi (b) Anahtarlama (c) Yük gerilimi (d) Kaynak akımı (e) Yük akımı..... 28
Şekil 3.8	(a) Yük geriliminin harmonik analizi (b) Yük akımının harmonik analizi 29
Şekil 3.9	(a) Kaynak gerilimi, (b) Anahtarlama, (c) Yük gerilimi, (d) Kaynak akımı, (e) Yük akımı..... 30
Şekil 3.10	(a) Yük geriliminin harmonik analizi, (b) Yük akımının harmonik analizi ... 31
Şekil 3.11	Girişine harmonikli gerilim uygulanan yıldız bağlı üç fazlı bir sistem..... 32
Şekil 3.12	5. ve 7. harmoniklere sahip üç fazlı bir kaynaktan beslenen yıldız bağlı R-L yüklü devrenin Simulink modeli 32

Şekil 3.13	Harmonikli Üç Fazlı bir şebekeden beslenen yıldız bağlı Üç Fazlı yüke ait benzetim sonuçları, (a) Yük gerilimi (b) Yük akımı (c) Yük geriliminin harmonik analizi (d) Yük akımının harmonik analizi	33
Şekil 3.14	Üç Fazlı PWM AA kıyıcısının harmonikli bir şebekeden beslenmesi durumu için Simulink modeli	34
Şekil 3.15	(a) Kaynak gerilimi, (b) Anahtarlama, (c) Yük gerilimi, (d) Kaynak akımı, (e) Yük akımı.....	35
Şekil 3.16	(a) Yük geriliminin harmonik analizi, (b) Yük akımının harmonik analizi ...	36
Şekil 4.1	AA kıyıcı sisteminin genel blok şeması.....	37
Şekil 4.2	(a) IGBT eş değer devresi, (b) IGBT basitleştirilmiş devre.....	38
Şekil 4.3	IGBT sürücü ve anahtar devresi.....	39
Şekil 4.4	Devre tasarımında kullanılan IGBT sürücü devre şeması.....	40
Şekil 4.5	Devre tasarımında kullanılan IGBT sürücü baskı devresi	40
Şekil 4.6	Ölü zaman üretimi.....	41
Şekil 4.7	Ölü zaman devre şeması ve tasarımı	42
Şekil 4.8	Ölü zaman devresinin sinyali	43
Şekil 4.9	DSP kartı	44
Şekil 4.10	IGBT'lere uygulanan anahtarlama sinyalleri.....	44
Şekil 4.11	Bastırıcı devre şeması.....	45
Şekil 4.12	Üç fazlı AA kıyıcı devresinin bütün hali	46
Şekil 4.13	AA kıyıcı devresi deneyi laboratuvar ortamı	46
Şekil 4.14	Akım sensörü (ACS712T ELC 30 A)	47
Şekil 4.15	Ölçüm devresi	47
Şekil 4.16	2 A değerinde akım geçerken sensör davranışı.....	48
Şekil 4.17	30 V kaynak gerilimi ile ölçülen gerilim sensör sinyali.....	48
Şekil 4.18	R-L yükü üzerindeki akım sinyali.....	49
Şekil 4.19	Güç analizörü ile ölçülen üç fazlı R yükü gerilimi	49
Şekil 4.20	(a) R-S fazları arası gerilim (b) R yükü akımı	50
Şekil 4.21	(a) Fazlar arası gerilim (b) Faz-nötr arası gerilim (c) Yük akımı (d) R ve S fazlarının gerilimleri.....	50
Şekil 4.22	(a) R fazı harmonik spektrumu (b) S fazı harmonik spektrumu (c) T fazı harmonik spektrumu.....	51
Şekil 4.23	Yük akımının harmonik spektrumu.....	52

Şekil 4.24	Hat gerilimi	52
Şekil 4.25	(a) Hat akımı (c) Faz akımı	53
Şekil 4.26	Hat gerilimi harmonik spektrumu	53
Şekil 4.27	(a) Hat akımı harmonik spektrumu (b) Faz akımı harmonik spektrumu.....	54



TABLÖLAR LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 3.1. Benzetimde kullanılan sistem parametreleri	25
Tablo 3.2. Benzetimde kullanılan anahtarlama durumları.....	26
Tablo 4.1. Farklı direnç değerlerine göre ölü zaman süreleri.....	41



SEMBOLLER LİSTESİ

U_i	: Giriş gerilimi
U_0	: Çıkış gerilimi
I_i	: Giriş akımı
I_0	: Çıkış akımı
f_i	: Giriş frekansı
f_0	: Çıkış frekansı
Y_{ort}	: Sürme sinyalinin ortalama değeri
τ	: Periyot
D	: Doluluk oranı

KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif Akım
BJT	: Bipolar Junction Transistor (Bipolar Jonksiyonlu Transistör)
DA	: Doğru Akım
DSP	: Digital Signal Processor (Dijital Sinyal İşlemcisi)
FHBC	: Fixed Hysteresis Band Current Controller(Sabit Histerezis Bant Akım Kontrolörü)
GTO	: Gate Turn-Off Thyristor (Kapıdan Kesmeli Tristör)
HBCC	: Hysteresis Band Current Controller (Histerezis Bant Akım Kontrolörü)
IGBT	: Kapısı İzoleli Bipolar Jonksiyon Transistör
MCT	: MOSFET Controlled Thyristor (Mos Kontrollü Tristör)
MOSFET	: Metal Oksit Yarıiletken Alan-Etkili Transistör
PLL	: Phase Locked Loop (Faz Kilitlemeli Döngü)
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
RMPS	: Resonance Mode Power Supply (Rezonanslı Güç Kaynağı)
SCR	: Silicon Controlled Rectifier (Silikon Kontrollü Doğrultucu)
SMPS	: Switch Mode Power Supply (Anahtarlama Güç Kaynağı)
THD	: Total Harmonic Distortion (Toplam Harmonik Bozulma)
UPS	: Uninterruptable Power Supply (Kesintisiz Güç Kaynağı)
ZCD	: Zero Crossing Detection (Sıfır Geçiş Belirleme)

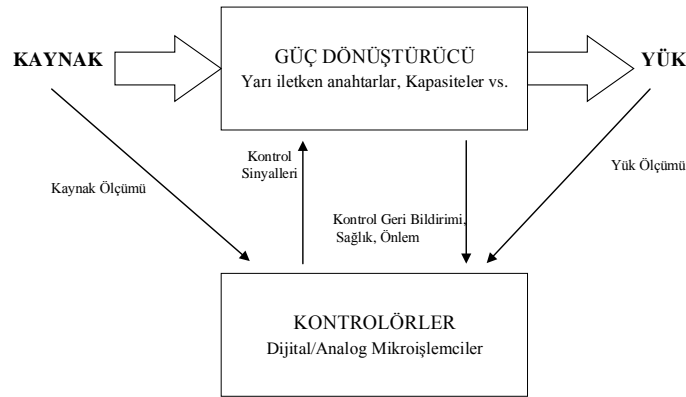
1. GİRİŞ

Güç elektroniği, temel tanımıyla herhangi bir kaynaktan alınan elektrik enerjisinin çeşitli elektronik yöntemlerle ve kontrol yöntemleriyle dönüştürülerek veya işlenerek yüke aktarılması işlemidir. Güç elektroniği devrelerinin verimi oldukça yüksektir. Günümüzde birçok elektrik ve elektronik uygulamasında tercih edilmektedir. Kullanıldığı devrenin türüne göre, güç elektroniği devresinde kullanılan yarıiletken anahtarlar değişkenlik gösterebilir. Teknolojinin gelişimi ile beraber daha yüksek güçlere dayanan, daha yüksek hızlarda anahtarlama yapabilen anahtarlar kullanılmaya başlanmıştır.

Bir güç elektroniği devresi, güç ve kontrol devresi olmak üzere iki kısımdan oluşur. Güç devresini barındıran kısım, yük ve kaynak türüne göre farklılık gösterebilir. Bir güç elektroniği devresinde istenen anahtarlama frekans değerlerine göre farklı tiplerde yarıiletken anahtarlar kullanılabilirken bu anahtarlar tek veya çift yönlü iletimi sağlayan anahtarlar olabilir.

Güç elektroniğinin temel güç devreleri ise şunlardır: AA-DA Dönüştürücüler (Doğrultucular), AA-AA Dönüştürücüler (AA Kıyıcılar), DA-DA Dönüştürücüler (DA Kıyıcılar) ve DA-AA Dönüştürücüler (Eviriciler). Güç elektroniği temel devrelerinden uygun olanı tüm yük ve kaynak tipleri için (AA, DA, tek-fazlı, çok-fazlı, sabit frekanslı, sabit ve değişken gerilimli vs.) bulunmaktadır.

Şekil 1.1’de güç elektroniği sistemi görülmektedir. Güç akışı şekilde de görüldüğü gibi, dönüştürücü tipine göre çift yönlü veya tek yönlü olabilir. Anahtarlama teknolojisine bağlı olarak çok etkin güç dönüşümü sağlanabilmektedir.



Şekil 1.1 Güç elektroniği sistemi

Güç elektroniği devreleri birçok endüstriyel alanda kullanılmaktadır. Bu alanlardan bazıları; kesintisiz güç kaynakları (UPS), anahtarlamalı güç kaynakları (SMPS), rezonanslı güç kaynakları (RMPS) gibi temel statik uygulamalarıdır. Bunun yanı sıra DA motor kontrolü, AA motor kontrolü (sincap kafesli asenkron motor, bilezikli asenkron motor vs) gibi temel dinamik uygulamaları da vardır. Ayrıca robotik, mekanik ve endüstriyel otomasyon gibi disiplinler arası bilimlerde de uygulanmaktadır [1].

Bu tezde, güç elektroniği devrelerinden biri olan alternatif akım kısıyıcılarının bir uygulaması gerçekleştirilmiştir. Öncelikle devrenin MATLAB programında benzetimi yapılmış, daha sonra tasarıma geçilmiştir. Güç elektroniği devrelerinin benzetiminin yapılması önemlidir, çünkü devrenin dinamik davranışları, verimi, performansı ile ilgili tahminler yapılması ve eğer mevcut ise meydana gelebilecek hataların önceden öngörülebilmesi mümkün olur [2].

Tezin konusu olan alternatif akım kısıyıcısı, sabit bir alternatif akım kaynağından değişken genlikli bir alternatif sinyal elde etmek için kullanılan bir güç elektroniği devresidir. Bu devrede, AA geriliminin her iki yarım periyodu belli açılarda kesilerek çıkış geriliminin efektif değeri değiştirilir. Böylece istenilen değerde bir AA gerilimi elde edilmiş olur. Hem tek fazlı hem de üç fazlı olarak uygulanabilirler. Bu dönüşüm gerçekleştirilirken frekans sabit tutulur ve başarımlı doğal komütasyonla gerçekleştirilir. Bu devreler bu tip olumlu özelliklere sahipken yük ve kaynak tarafında harmonik meydana getirme gibi önemli bir olumsuz özelliğe de sahiptir. Bu tarz bir sonuç, güç elektroniği devrelerinde istenmeyen bir durumdur. Çünkü meydana gelen harmonik, içinde istenmeyen bileşenlerin (gürültü gibi) ihtiva edildiği bir sinyaldir ve istenilen veya hedeflenen frekans değerinden sapmalara neden olmaktadır. Güç elektroniği devreleri hali hazırda endüstriyel sistemlerde yaygın olarak kullanıldığından bu harmonik oluşumu da önemli bir sorun teşkil etmektedir. Harmoniklerden dolayı meydana gelen olumsuzlukların hem teknik, hem de ticari açıdan birçok olumsuz etkisi vardır. Harmoniklerin teknik olarak beraberinde getireceği olumsuzluklardan bazıları; nötr akımının artması, mikroişlemcilerin hatalı çalışması, kompanzasyon sistemlerinin aşırı yüklenerek arızalanması, transformatörlerin aşırı ısınması ve aşırı sesli çalışması, kaynak geriliminin dalga şeklinin bozulması ve kayıpları artırmasıdır. Bu olumsuzluklardan kurtulmak için yapılması gereken harmonik filtrelerinin kullanılmasıdır. Bu filtreler, sistemdeki gürültüleri gidererek veya azaltarak bu tip sorunların önüne geçer.

Alternatif akım kıyıcı sisteminde, harmoniklerden kurtulma noktasında filtrelerin yanında, devredeki anahtarları farklı kontrol sistemleri ile anahtarlama da etkili olabilir. Yine darbe genişlik modülasyon (Pulse Width Modulation-PWM) tekniği bu gürültülerin etkisini söndürmek için kullanılan bir tekniktir. PWM tekniği yarıiletken elemanların anahtarlanma durumlarına göre elde edilir. Bu teknik, sinyal bilgisinin aktarım için uygun hale çevrilmesinin yanında güç kontrolünü sağlamak ve yüksek frekansa sahip güç elektroniği devrelerine destek amaçlı kullanılır. Genellikle güç kaybını azaltır ve kontrolü kolaydır.

Bu tezin amacı, farklı bir anahtarlama kontrol tekniği ile harmonikleri azaltılmış bir AA kıyıcı benzetiminin elde edilmesi ve üç fazlı bir PWM AA kıyıcı devresinin tasarlanmasıdır.

1.1. Literatür Taraması

AA kıyıcıları, birçok endüstriyel alanda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Isıtma, soğutma, kompanzasyon, motorların kontrolü gibi dinamik uygulamalar buna örnek gösterilebilir. AA kıyıcılardan kaynaklı bazı problemler (harmonik, gürültü vb.) meydana gelebilir. Bu problemlerin üstesinden gelmek için AA kıyıcıları da geliştirmek zaman içinde mümkün olmuştur.

AA kıyıcılarında, yük tarafındaki dalga şekillerinde oluşan harmoniklerden kurtulmak için bazı yöntemler mevcuttur. Bu yöntemlerden bazıları filtre kullanmak ya da kullanılan anahtarların farklı şekillerde kontrollerini sağlamak olabilir. Bu tezde, anahtarların farklı şekilde kontrol edilmesiyle çıkışta daha az harmoniklere sahip dalga şekillerinin elde edilmesi amaçlanmıştır. Tezde gerek devre benzetiminde ve gerekse de devre tasarımında anahtar olarak IGBT kullanılmıştır. IGBT, MOSFET ve BJT transistörlerinin bir kombinasyonudur. MOSFET'in hızlı anahtarlama ve gerilim kontrollü olma özelliğine, güç transistörünün yüksek güç özelliklerine sahiptir. 250 V'tan 6500 V'a kadar ve 2400 A'e kadar üretilirler. Anahtarlama hızları 400-1000 ns arasındadır. 5 kW- 1 MW arasındaki motor sürücülerinde kullanımları oldukça popülerdir. 600 A, 6,5 kV'luk IGBT'ler günümüzde piyasada bulunmaktadır [3].

Alternatif akım kıyıcılarının çıkışında, kullanılan bazı elemanlardan kaynaklanan gürültülerden kurtulmak için uygulanacak kontrol sistemi de Histerezis Bant Akım

Kontrolörü (Hysteresis Band Current Control-HBCC)'dür. AA kıyıcılarında düzgün (harmoniksiz) yük akımı elde etmek için kullanılan HBCC tekniği 1990'lı yılların başında ortaya atılmıştır.

Daha önce yapılan çalışmalarda, AA kıyıcılardaki harmonik problemini çözmek için farklı yollar denenmiştir. Bunlardan bir tanesi L. Salazar, C. Vasquez F. ve E. Wiechmann'ın önerdiği RC bypass snubber (bastırıcı) kullanımındır [4]. Ancak bu snubber devreleri küçük güçteki yükler için ideal olsa da büyük güçteki yükler için dezavantaj oluşturmuştur. Büyük güçteki yüklerde güç kaybına neden olduğundan bu tarz topolojiler yüksek maliyetli, büyük hacimli ve verimsiz olduklarından yüksek güçteki uygulamalar için önerilmemektedir.

BH. Kwon, BD. Min ve JH. Kim yayınlarında AA kıyıcıların çalışmasıyla ilgili yeni topolojiler ortaya koymuştur [5]. Bu topolojilerden bir tanesi, farklı bir PWM AA kıyıcısının kullanılmasıdır. AA kıyıcılarda oluşan hat akımı harmoniklerinin büyük değerde olmasından dolayı, pasif filtre devresinin de boyutu büyük olur. Bu durum; ateşleme açısının artması ve güç faktörünün azalması gibi dezavantajlara neden olmaktadır. Bu eksiklikleri gidermek amacıyla PWM AA kıyıcısının kullanılması önerilir. Çünkü PWM metodunda bulunan anahtarlama örnekleri hassas olup kıyıcıda bulunan anahtarlar kesimde olduğundan akım için alternatif bir yolun sağlanması gerekmektedir [5]. Bu çalışmadaki PWM uygulaması; yüksek güç faktörü, düşük harmonikler, yüksek etki, yüksek güvenilirlik, hızlı dinamikler, kolay uygulama, yüksek güç kapasitesi ve küçük boyutlu pasif filtreler gibi birçok avantaja sahiptir. Çalışmada, AA kıyıcıların düşüren (buck), yükselten (boost) tiplerindeki devreleri için topolojiler önerilmiştir. Önerilen topolojilerde güç kaybına neden olan pasif hiçbir devre kullanılmadan komütasyon problemleri çözülmüştür. Tek-fazlı sistemler için giriş/çıkış gerilim polaritelerini, üç fazlı sistem için de giriş/çıkış genlikleri kullanılmıştır ve anahtarlama modelleri bütün işlemsel modlar için sürekli bir akım yolu oluşturmuştur. Anahtarlar daima bir yarı-periyot için açılmış olup, sadece bu anahtarlar modüle edildiğinden anahtarlama kayıpları, önerilen bu topolojide önemli ölçüde azaltılmıştır [5]. Bunlar, [4]'teki çalışmaya göre avantaj sağlamıştır. Önerilen PWM sisteminin analizleri ve deneysel sonuçları da iyi bir performans sergilediğini göstermektedir.

B. K., Derradji ve A. Moussi tarafından AA kıyıcılar için yapılan bir çalışmada, AA kıyıcılardan yüksek performanslı bir sonuç elde etmek amacıyla Sabit Histerezis Bantlı Akım Denetleyicisi (FHBCC) kullanılmıştır [6]. Bu denetleyici, AA kıyıcısı için uygulanmış ve olumlu benzetim sonuçları elde edilmiştir. Bu kontrolörün tercih edilme sebebi AA kıyıcıdan daha iyi bir performans sağlandığının düşünülmesidir. Bu performans ile geciken bir tetikleme açısı, süreksizlik ve yük akımlarında meydana gelen harmonikler, geri güç faktörü gibi olumsuz özelliklerin elimine edildiği iddia edilmiştir.

N. Belhaoucheta ve L. Rahmania tarafından yapılan çalışma, AA kıyıcılarının çıkış akımlarındaki harmonikleri minimize etmek konusunda yapılan farklı bir çalışmadır [7]. Burada, histerezis akım kontrolünün yüksek hız sürücü sistemlerinde uygulanmasının temel olarak kolay olduğu vurgulanmaktadır. Bundan dolayı sistem, hızlı akım kontrol cevabı ve doğal tepe akımı sınırlama yeteneğine sahiptir. Bu nedenle, üç fazlı motor akımlarının faz açısı ve kontrol genliğini kullanan en kolay tekniklerden biri olduğu iddia edilmektedir. Geleneksel FHBCC tekniği, temel periyot boyunca değişken bir anahtarlama frekansına sahiptir ve sonuç olarak yük akımı harmonik dalgacığı için optimum olmaz [7]. Bu çalışmada; kolay, yeni bir uyarlamalı histerezis bant akım kontrol tekniği önerilmiştir ve burada histerezis bandının giriş gerilimi çıkış geriliminin değişkeni olmaktadır. Her bir işlem şartında sabit anahtarlama frekansını elde etmek için akım hatasının eğrisi kontrol edilmektedir.

Günümüze kadar AA güç kontrolü, ekonomik olarak başarılıdır, basit olarak tristör ve triyakların kullanımıyla doğal komütasyonlu AA kıyıcılarla faz kontrol tekniği kullanılarak çok yüksek güçlere ulaşılabilmektedir [7]. Bu teknikteki güç kontrolünde, kontrolörün faz açısına bağlı olmasının yanında, yük gerilim harmonikleri artmakta, yük akımında kesiklikler meydana gelmekte ve AA ana güç faktörü azalmaktadır.

Akım kontrol teknikleri arasında, histerezis akım kontrolü genlik kontrolü kullanımı ve uygulamanın kolaylığından dolayı AA motor sürücü sistemleri için motor faz akımları, hız akım kontrol cevabı ve doğal tepe akımı sınırlaması teknikleri arasında en kolaydır [8].

HBCC tekniği, anlık geri beslemede kapalı çevrim kontrollüdür. Güç elektroniğinin çoğu uygulamalarındaki HBCC tekniğini ile oluşturulan kontrolörler, anahtar sürücülerinin PWM sinyal kontrolü sağlaması için özen göstermektedir [9]. İlgili çalışmada anlatılan tekniğin, DA/AA dönüştürücüler (eviriciler) için yüksek performans gösterdiği ve AA

kıyıcılarda da uygulanabileceği öne sürülmüştür [9]. Çalışmada, üç fazlı AA kıyıcının HBCC tekniğinin işlemsel prensibinin üç fazlı bir evirici devresi ile benzer olduğu ve burada her bir faz için yük akımının sinüsoidal referans akımı ile karşılaştırılması için ölçüldüğü belirtilmektedir. Histerezis karşılaştırıcı ile akım hatası histerezis bant ile karşılaştırılır ve bu karşılaştırmaya göre anahtarlama yapılır.

[9]'da belirtilen bu çalışmada sabit anahtarlama frekansı ile işlem yapılmış bir üç fazlı PWM AA kıyıcı için yeni bir uyarlamalı HBCC tekniği tanımlanmıştır. Bu teknik, değişken bir histerezis bant zarfı oluşturarak fazlar arasında motorun doğal yükü (sürekli durumdaki yük) değiştiği zaman oluşan fazlar arası etkileşimi düzenler. Bu tekniğin uygulanmasıyla sistemin benzetiminden yük akımı kalitesinde önemli bir gelişme olduğu gösterilmiştir. Geleneksel FHBCC tekniği ile karşılaştırıldığında yük akımının genliğinin daha iyi bir düzene sahip olduğu öne sürülmüştür. Önerilen bu teknik; kolaylığı, maliyeti ve endüstriyel düzenin güvenilirliğini tanımlayan faktörlerle oluşturulduğu için pratik olarak da önem arz etmektedir. Dahası, güncel teknolojik gelişim ile birlikte, bu yeni tekniğin kolaylığı MATLAB/Simulink ile kanıtlanmıştır. Bu tezde MATLAB ile yapılan benzetim baz alınarak devrenin tasarımı da gerçekleştirilmiştir.

T. Chun ve M. Choi, yapılan önceki çalışmalardan yola çıkılarak yeni bir çalışma yapmışlardır [8]. Bu çalışmada ifade edilen, *“üç fazlı bir AA kıyıcı devresinin çalışma prensibi üç fazlı evirici devresinin çalışma prensibiyle aynıdır, orada da her bir faz için yük akımı sinüsoidal referans akımıyla karşılaştırılmak için ölçülür.”* cümlesi bu çalışmanın temelini oluşturmaktadır. Yani bu ifadeye göre üç fazlı AA kıyıcıya uygulanan HBCC tekniği üç fazlı AA eviriciye uygulanan HBCC tekniği ile aynıdır. Ancak başka bir çalışmada, öne sürülen eviriciye uygulanan HBCC tekniğinin AA kıyıcısına doğrudan uygulanması ile başarılı bir sonuç elde edilemeyeceği, dengeli üç fazlı sinüsoidal bir akım elde edilemeyeceği iddia edilmiştir [10]. Yüksek lisans tezimin de konusunu oluşturan bu çalışma ile bu durum, MATLAB/Simulink programından ve devrenin pratik uygulamasından elde edilen sonuçlar ile ispat edilmeye çalışılmaktadır. Eviricilerde yük akımını kontrol etmek için, çeşitli PWM teknikleri arasından HBCC, hız dinamik cevabı ve kolaylığından dolayı yaygınlıkla kullanılmaktadır [10].

Başka bir çalışmada [8] bahsedilen üç fazlı bir AA kıyıcının çalışma prensibinin üç fazlı eviricinin çalışma prensibi ile aynı olması durumu ve uyarlamalı HBCC tekniğinin üç fazlı

PWM AA kıyıcı için önerilmesi bu çalışmada göz önüne alınmamıştır. Onun yerine HBCC tekniği üç fazlı eviricinin başka bir benzeri olarak üç fazlı AA kıyıcının HBCC tekniğinin işlemsel prensibi olarak öne sürülmüştür. İki sistemde de kullanılan HBCC tekniği yapısal olarak farklı olmak zorundadır. Eğer aynı teknik kullanılırsa yük akımının sürekliliği sağlanamaz ve bu durumda üç fazlı PWM AA kıyıcıda kullanılan IGBT, MOSFET gibi güç anahtarları bazı ciddi olumsuzluklara maruz kalabilir. Bu yüzden [8]'de ifade edilen bu tekniğin kullanımı dezavantaj oluşturmaktadır.

Histerezis bant kontrollü çalışmalara ek olarak yine AA kıyıcılarında harmonikleri elimine etmek adına yapay sinir ağı, mikrodenetleyici gibi farklı algoritmalar kullanılarak da bu tarz olumsuzluklardan kurtulunabilir [11].

1.2. Tezin Amacı

Bu tez çalışması, histerezis bant kontrolü üzerine olmakla birlikte [10]'daki çalışmanın detaylı bir analizini sunmakta ve oluşabilecek harmonikleri HBCC tekniği ile elimine etmeyi amaçlamaktadır. Çalışmada, üç fazlı AA kıyıcı için önerilen HBCC tekniğinin MATLAB/Simulink ile benzetimi yapılmıştır. Detaylı analiz sonuçları dengesiz kaynak durumunu barındıran farklı çalışma noktaları için elde edilmiştir. Oluşabilecek çoğu yüksek orandaki harmonikler elimine edilebildiği için, tüm bu işlevsel şartlarda yük gerilim ve akımlarının sabit bir şekilde dengeli kalacağı yapılan benzetim ile ispat edilmiştir [10].

Sonraki aşamada, üç fazlı PWM AA kıyıcı devresinin deneysel tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarımda kontrol devresini barındıran DSP, akım ve gerilim değerlerini anlık ölçmek için ölçüm devresi, giriş gerilimi olarak üç adet tek fazlı trafolar kullanılmıştır. Oluşturulan AA kıyıcı devresinin akım ve gerilim değerleri R ve R-L yükleri üzerinden elde edilmiştir. Bu akım ve gerilim değerlerinin farklı yük türleri için toplam harmonik bozulma analizi gerçekleştirilmiştir.

1.3. Tezin Organizasyonu

Tezin bölümleri ile ilgili açıklamalar aşağıdaki gibidir:

İlk bölümde, öncelikle tezin amacı ile ilgili bilgiler verilmiştir. Bunun yanı sıra güç elektroniği devrelerinde meydana gelebilen harmonikleri elimine etmek için kullanılan

kontrol sistemleri hakkında literatürde daha önce yapılan bazı çalışmalara yer verilmiştir. Tezde gerçekleştirilen devre tasarımı ile ilgili bazı noktalara değinilmiştir.

İkinci bölümde, AA kıyıcıları hakkında detaylı bilgiler verilmiştir. Öncelikle tek fazlı ve üç fazlı AA kıyıcılarına değinilmiştir. AA kıyıcılarındaki anahtarların kontrolü için kullanılan kontrol yöntemlerinden kısaca bahsedilmiştir. Daha sonra çalışmada kullanılacak olan üç fazlı PWM AA kıyıcılarından bahsedilmiştir. AA kıyıcıları için kullanılan kontrol ve anahtarları tetiklemek için kullanılan devrelerin özelliklerine ilişkin bilgiler verilmiştir. AA kıyıcı devresini oluşturan yarıiletken anahtarların yapıları ve anahtarlama durumlarına yer verilmiştir.

Üçüncü bölümde, öncelikle üç fazlı AA kıyıcısının histerezis bant akım kontrolörünün kullanımıyla çalışmasını sağlayan sistemin MATLAB/Simulink ortamında benzetimi yapılmıştır. Bu sistemin benzetimi için Sim-Power Systems blokları kullanılarak gerçeğine yakın bir model oluşturulmuştur. Oluşturulan bu modelden elde edilen algoritma blokları sistemin tasarımında kullanılmış olan DSP'nin programlanması için bir ön adım oluşturmuştur. Sisteme ilk olarak sadece üç fazlı şebeke gerilimine sahip kaynak gerilimi uygulanmış, daha sonra üç fazlı şebeke gerilimine harmonikler eklenerek oluşturulan kaynak gerilimi uygulanmıştır. Modelde, yük olarak R-L kullanılmış ve bu yük için yapılan deneyde çıkışa ait akım-gerilim dalga şekilleri ve FFT harmonik analizleri elde edilmiş ve yorumlanmıştır.

Dördüncü bölümde, üç fazlı PWM AA kıyıcı sisteminin tasarımı yapılmıştır. AA kıyıcısının tasarımında oluşturulan güç devresi ve kullanılan IGBT'lerin sürme devreleri ve DSP hakkında bilgi verilmiştir. Kıyıcıda, güç devresindeki anahtarlara uygulanan sürme işaretlerinin aynı faza bağlı anahtarları aynı anda iletme sokmaması ve anahtarların kısa devre olmalarını önlemesi için ölü zaman devresi kullanılmıştır. Kullanılan ölü zaman devresi ile ilgili bilgiler verilmiştir. Tasarımın diğer kısımlarını oluşturan koruma ve bastırıcı devreleri açıklanmıştır. Devre, üç fazlı AA güç kaynağı ile elde edilen farklı gerilim setleri ile R ve R-L yükü için test edilmiştir. Yükün akım ve gerilim dalga şekilleri ve bu dalga şekillerine ait harmonik spektrumları gözlemlenmiştir.

Tasarlanan üç fazlı AA kıyıcıya şebekeye bağlı tek fazlı üç adet transformatörden elde edilen gerilim ve DSP aracılığıyla elde edilen kontrol sinyalleri uygulanmıştır. Elde edilen

sonuçların, yapılan ve yapılacak olan tüm güç elektroniği uygulamaları temelli sistemler için avantajlı bir durum olacağı düşünülmektedir.

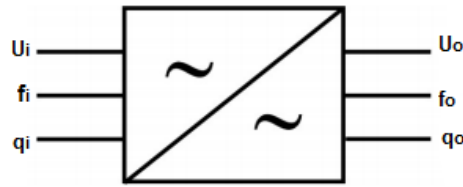
Bu tez alışması, Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi (FÜBAP) Koordinasyon Birimi tarafından desteklenmiştir. (FÜBAP Proje No: MF.17.28)



2. AA KIYICILARI

2.1. Giriş

AA kıyıcıları; sabit frekansa ve genliğe sahip olan bir AA geriliminden, istenilen genlikte farklı bir AA gerilimine dönüştüren güç elektroniği devreleridir (Şekil 2.1). AA kıyıcısında, AA gerilimin her iki yarı periyodu da belirli açılarda kıyılır ve çıkış geriliminin efektif değeri değiştirilir. Bu şekilde de istenilen değerde AA gerilimi elde edilmiş olur. AA kıyıcı devresi birbirine ters paralel bağlanmış iki tristörden ya da farklı yarıiletken anahtarlar olarak MOSFET, IGBT veya triyak kullanılarak oluşturulabilir. AA kıyıcılar, doğal komütasyonludur ve düşük anahtarlama hızlarında kontrol edilebilirler. Doğal komütasyon; tristör, triyak gibi tek yönde iletim sağlayan anahtarların anot ve katot uçlarına alternatif bir gerilim uygulandığında periyodun yarısında gerilimin polaritesinin yön değiştirmesiyle anahtarın da polaritesinin kendiliğinden yön değiştirmesi ve bu şekilde kesime girmesi olayıdır. Doğal komütasyon AA kıyıcı devrelerinde gerçekleşmektedir. Bu yüzden AA kıyıcı devrelerinde kullanılan anahtarlar doğal komütasyonla iletme ya da kesime girerler.



Şekil 2.1 AA kıyıcı sistemi

AA kıyıcılar hassas kontrol imkanı sağlayamadıkları için, bu kıyıcıların kontrolleri farklı kontrol yöntemleriyle sağlanabilir. Bunlar aç-kapa (on-off) kontrol ve faz kontrol yöntemleridir. Aç-kapa kontrol yöntemi, GTO'lar, güç transistörleri, IGBT'ler, MCT'ler gibi tamamen kendiliğinden komütasyonlu anahtarların kullanılması ile gerçekleştirilir. Faz kontrol yönteminde ise, SCR (tristör) ya da triyak çiftleri kullanılarak doğal komütasyon ile gerilim sıfırdan tepe değerine kadar istenen değere ayarlanabilir [12]. Belli bir açı değeri ile anahtar tetiklenerek iletme sokulur ve dalga şekilleri ona göre kıyılır. Genellikle AA kıyıcı devrelerinde bu kontrol yöntemi kullanılmaktadır. Bu yöntemde, periyodu ayarlarken gerilim sıfırdan tepe değerine kadar kademeli olarak değiştirilebilir ve yüksek değerde harmonikleri bulunmadığından sistemde herhangi bir sorun oluşturmaz

[12]. Bu teknik ile yapılan güç kontrolünde ayrıca, faz kontrol açısına bağlı olarak yük geriliminde ve yük akımında harmoniklerin arttığı ve akımda bazı kesintilerin olduğu ve AA şebekesinin güç faktörünün düştüğü bilinmektedir [13].

Tristörler de, ideal olarak tetiklendikleri zaman iki taraftan da iletimi sağlayan açma kapama yapan basit anahtar gibi görev yaparlar. Bu çalışma karakteristiğinden yararlanılarak tristörler birçok yerde alternatif ve doğru akım özellikli güç kontrolünde kullanılırlar [14].

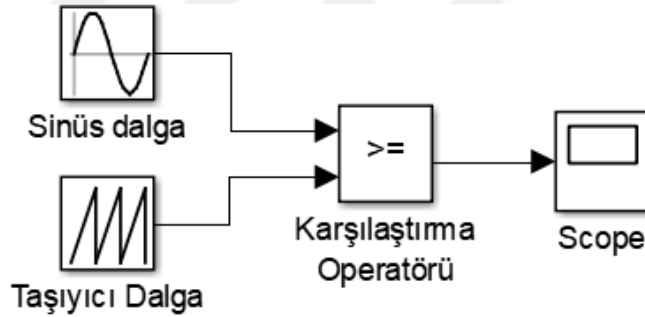
AA kıyıcılarının harmonik üretmesi gibi bazı olumsuz özellikleri vardır. Günümüzde harmoniklerin oluşmasının temel nedenlerinden biri enerji dönüşüm tekniklerinde kullanılan güç elektroniği devrelerinin verimlilik ve kontrol olanakları gibi nedenlerden dolayı elektrik motor sürücülerinde kullanılmasıdır. Harmonik, gerilim ve akım dalga şeklinin ideal şeklinden (sinüsoidallikten) uzaklaşmasına neden olur. Şebekeden akan harmonik akımları şebeke empedansı üzerine bir gerilim düşümü meydana getirir ve bu yüzden gerilim dalgasının şekli bozulur, kayıplar artar, şebekede kullanılan cihazlarda da bazı olumsuzluklar meydana getirir. Harmoniklerin mevcudiyeti, elektrik sistemlerinin çalışmayacağı manasına gelmez ancak bu şekilde çalışmanın sürekliliği, var olan donanımın duyarlılığına ve güç iletim sistemlerinin dayanıklılığına bağlıdır [15]. Uluslararası standartlara göre kabul edilen harmonik bozulma değerleri gerilim için % 3 ve akım için % 5 olarak belirlenmiştir. [15]. Harmonikleri elimine etmek amacıyla pasif ve aktif filtreli kompanzasyonlar kullanılabilir. Pasif filtreler kısaca empedansı sifıra eşitleme prensibine dayalı olarak çalışır. Aktif filtreler ise empedanstan bağımsız ve üretilen harmonik akımlarının tersinin üretilmesiyle harmonik akımlarının söndürülmesi prensibini uygulamaktadır.

AA kıyıcının harmonikler ve güç faktörünü azaltma gibi olumsuzluklarından kurtulmak için kontrolünde kullanılan tekniklerden biri PWM tekniğidir. PWM tekniği ile bazı kontrol algoritmaları kullanılarak (yapay sinir ağları, mikrodenetleyici, histerezis bant kontrolü vb. gibi) harmonikleri azaltacak sistemler tasarlanabilir. PWM, üretilecek olan darbelerin genişliklerini kontrol ederek, çıkışta üretilmek istenen analog elektriksel sinyalin elde edilmesi tekniğidir. Elektriksel sinyal bilgisinin aktarılması için uygun hale çevrilmesi amacını taşır. Genel olarak bazı özellikleri şunlardır: Güç kontrolünü sağlar, elektrik makineleri, güneş paneli şarj üniteleri gibi özel devrelere destek olma amacı taşır.

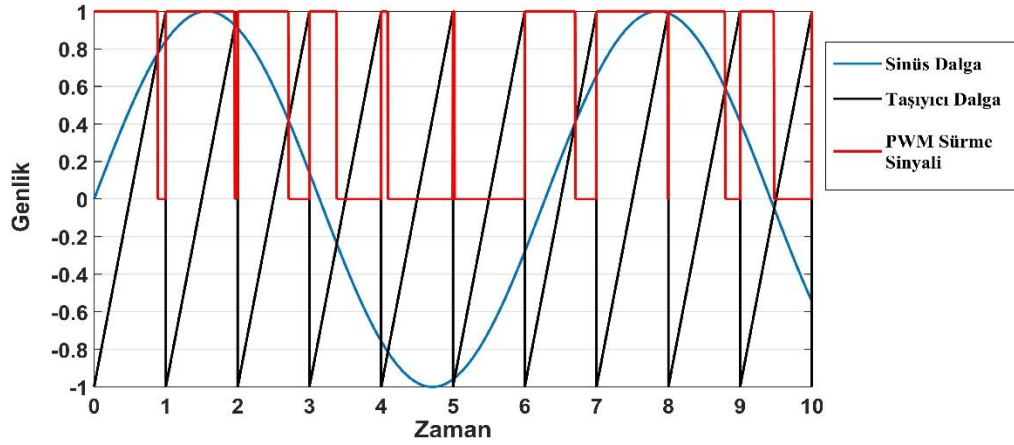
Burada, kontrol tamamen anahtarlama ile sağlanır. Anahtarlama sinyali ne kadar hızlı yapılırsa PWM ile aktarılan sinyalin kalitesi de o kadar fazla olur. Anahtarlama kayıpları PWM tekniğinde oldukça az bir seviyededir. Simetrik ve asimetrik PWM olarak iki ana başlığa ayrılabilir.

Kısaca açıklanacak olursa, simetrik PWM metodunda yük gerilimi ve akımı sinüsoidal dalga şekline yakınsatılır, ancak şebeke güç faktörü düzeltilememektedir. Asimetrik metotta ise yük gerilimi şebeke gerilimine göre ileri alınır, güç faktörü bu şekilde artırılabilirken çok az harmoniğe sebep olur [13].

PWM'in elde edilmesi konusunda birkaç yöntem bulunmaktadır. Bunların en temeli, bir AA geriliminin testere dişli bir dalgayla karşılaştırılması yöntemidir. Karşılaştırma işlemi sonunda ortaya kare dalgaya sahip bir gerilim sinyali çıkar. Bu üretilen kare dalga darbe sinyallerinin genişliklerinin ortalaması, çıkışta üretilecek olan analog değer elde edilmesini sağlar. Şekil 2.2'de PWM elde etme yöntemlerinden olan doğal örnekleme yönteminin MATLAB/Simulink modeli görülmektedir. Şekil 2.3'te ise gözlemlenen dalga şekli verilmiştir.



Şekil 2.2 Doğal örnekleme yönteminin MATLAB/Simulink modeli



Şekil 2.3 Doğal örneklemele PWM ile sürme sinyallerinin elde edilişi

PWM sürme sinyalinin ortalama değeri ise şu şekildedir:

$$Y_{ort} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = Y_{max} D \quad (2.1)$$

Burada D : Doluluk oranını ifade etmektedir.

PWM genel manada elektrik ve elektronikte birçok alanda, farklı amaçlar için kullanılmaktadır. Motor sürücüleri, güç devreleri, kodlama ve kod çözme teknikleri gibi alanlarda kullanılmaktadır.

AA kısıcılarının hem şebeke hem de yük tarafında yüksek değerli harmoniklere neden olmaları ve hassas kontrol imkanı sağlayamamaları gibi bazı olumsuz yanları yukarda da belirtilmiştir. Elektrik dağıtım şebekelerinde gerilim sinüs dalga şeklindedir ve bu yüzden şebekeden çekilen akımın da sinüsoidal olması beklenmektedir. Harmonik, günümüzde gerilim ve akım dalga şekillerinin sinüsoidal durumdan farklı bir duruma gelmesine neden olur. Harmonik oluşmasının temel nedenlerinden bir tanesi güç elektroniği cihazlarının artışı ve kullanımının yaygınlaşması olabilir. Birçok uygulamada verimlilik ve kontrol olanakları gibi nedenlerle elektrik motorları motor sürücüleri tarafından kontrol edilmektedir. Bir güç elektroniği cihazı olan motor sürücüsü şebekeden harmonik içerikli akımlar çeker. Ancak gelişen yarı iletken teknolojisi ile harmonik ve kontrol problemlerini ortadan kaldırmak mümkündür.

Yüksek frekanslarda çalışabilen güç elektroniği elemanlarının yaygınlaşmasıyla bu tarz devrelerde PWM tekniği kullanılmaya başlanmıştır. PWM metodu kullanılarak oluşturulan AA kıyıcı devrelerinde amaç yukarıda da belirtildiği gibi devrenin oluşturduğu harmonik etkileri minimuma indirmektir. Yani çıkış akım ve gerilim dalga şekillerini sinüsoidal formdan olabildiğince daha az uzaklaştırmaktır. Bunların yanı sıra üretim kalitesini yükseltmek ve daha hassas kontrol imkanı sağlamak gibi yararları mevcuttur. Burada diğer bir önemli nokta ise bu devrelerde kullanılan anahtarların durumudur. PWM sinyali yüksek frekanslı bir sinyal olduğu için bu frekansa cevap verebilecek bir yarıiletken anahtarın seçilmesi gerekmektedir.

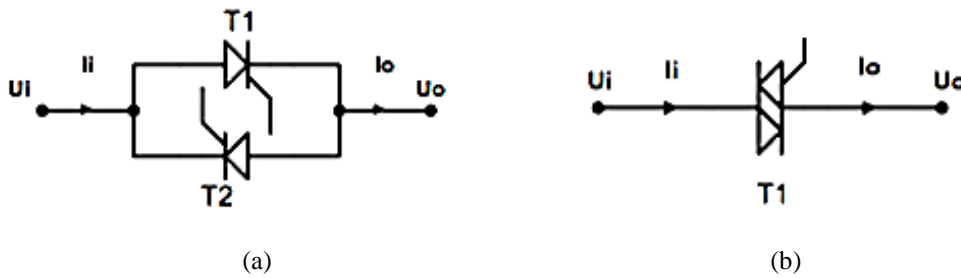
Bu çalışmada yarıiletken anahtar olarak IGBT elemanlarının üç fazlı PWM AA kıyıcı devresinde kullanılması hedeflenmektedir.

2.2. AA Kıyıcılarında Kullanılan Kontrol Devrelerinin Temel Özellikleri

AA kıyıcı devrelerinde kullanılan anahtarların denetimi bir kontrol devresiyle yapılmaktadır. Kontrolörün amacı; hem giriş hem de çıkış tarafındaki harmonik içerikleri optimize etmektir. Bu sayede AA kıyıcısındaki kayıplar kabul edilebilir seviyede olur ve temel çıkış gerilimi geniş kapsamda kontrol edilebilir [6].

AA kıyıcı kontrol devreleri, temel olarak bir AA geriliminin sıfır noktalarını ve pozitif-negatif aralıklarını algılayabilen ve bu aralıklarda da bir kontrol açısı ile ayarlanabilen pozitif ve negatif sinyaller üretir. AA kıyıcılarda da doğrultucularda da pozitif sinyal ilgili fazın pozitif elemanına, negatif sinyal de ilgili fazın negatif elemanına uygulanır.

Örneğin; Şekil 2.4'teki tristörlü temel AA kıyıcı devresinde U_i gerilimini algılayan kontrol devresi, bu gerilimin + ve - periyotlarında olmak üzere iki sinyal üretir ve bu sinyallerden + olanı T_1 tristörünü, - olanı T_2 tristörünü tetikler.



Şekil 2.4 (a) Tristörlü bir AA kıyıcı devresi (b) Triyaklı bir AA kıyıcı devresi

Triyak ters paralel bağlı iki tristöre eşdeğerdir. Ancak sadece bir kapıya sahiptir. AA kıyıcı devrelerinde triyak gücünün sınırlarında, aynı faza ait ters paralel bağlı iki tristör yerine her zaman bir tane triyak kullanılabilir. Bu şekilde bu anahtarlar AA kıyıcılara, hem maliyet açısından avantaj, hem de kontrol açısından kolaylık sağlarlar. Şekil 2.4'teki triyaklı temel AA kıyıcı devresindeki kontrolde, bir faza ait + ve – sinyallerin her ikisi de o faza ait triyakın kapısına uygulanır.

Bu tezde kullanılacak olan anahtar ise IGBT'dir (Insulated Gate Bipolar Transistor). IGBT'ler anahtarlama işlemlerini hızlı yapan elemanlardır, kayıpları oldukça azdır ve maliyeti yüksektir. MOSFET ile bipolar transistörün olumlu özelliklerinden yararlanılarak yapılmıştır. Çıkış (Kollektör-emitter) karakteristiği transistöre benzerdir. MOSFET gibi gerilim kontrollü olan IGBT'ler, BJT (transistör)'ler gibi yüksek akım ve düşük gerilim doyum kapasitesini bünyesinde barındırır. IGBT gibi elemanların kontrolü faz kontrol yöntemi ile yapılmaktadır.

Bu kontrol devrelerinin bazı temel özellikleri aşağıda sıralanmıştır:

- Şebeke gerilimi ile senkronize çalışmalıdır. Şebeke geriliminin sıfır noktalarını görerek bu noktalarda resetlenmeli ve zaman saymaya başlamalıdır [1].
- Omik yüklerde α anında kısa süreli (birkaç 10 μ s), omik endüktif yüklerde ise $\alpha-T_1$ aralığında sürekli olarak yeterli tetikleme akımı sağlamalıdır [1].
- Gerektiğinde sinyaller izole edilmeli, yükseltilmeli ve kesilebilmelidir.
- Ekonomik olarak büyük güçleri kontrol etme yeteneği ve kolaylık gibi avantajlara sahiptir [6].

Faz açısı kontrol tekniğinde dikkat edilmesi gereken hususlardan biri tetikleme açısının gecikmemesidir. Çünkü tetikleme açısının gecikmesi süreksizliğe ve yük akımında önemli harmoniklere sebep olur.

AA kıyıcı devreleri genel olarak tek fazlı ve üç fazlı olmak üzere 2 grupta sınıflandırılabilir.

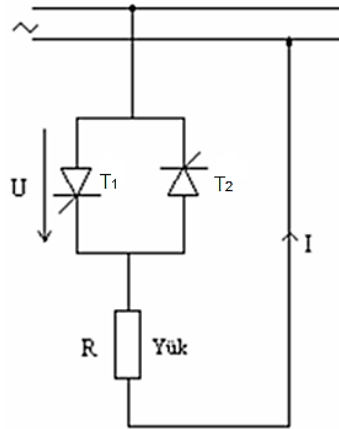
2.3. Tek Fazlı AA Kıyıcıları

Tek-fazlı AA kıyıcılar genel olarak hem tristör hem de triyak kullanılarak yapılabilir. Öncesinde de kısmen anlatıldığı gibi tek fazlı AA kıyıcısında tristör kullanıldığında darbe

üretici alternans bazında darbe üretecek şekilde ayarlanıp, sistem girişi bir PWM sinyali ile kontrol edilmektedir. Triyak kullanıldığında ise PWM sinyali doğrudan triyak girişine uygulanabilmekte ve açma-kapama kontrolü sağlanmaktadır.

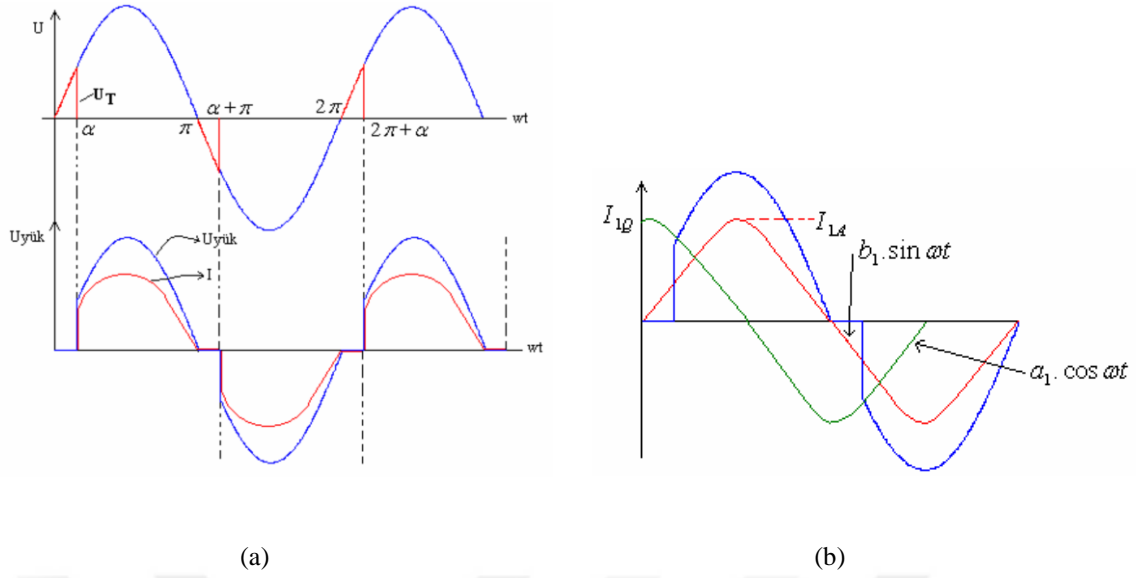
Tristörler tetiklenmeseler sürekli kesimde kalırlar. Tetikleme açısı α her periyot için farklı bir değer olabilir. Bizim amacımız burada ortalama değeri sıfırda tutmaktır. α 'nın fazla artırılması devrenin akım ve geriliminin efektif değerini azaltacaktır.

Tek fazlı AA kıyıcılar düşük güçlü ısıtıcı kontrolü, ışık kontrolü ve motor kontrolünde kullanılmaktadır. Tek-fazlı ve omik yüklü AA kıyıcı devresi Şekil 2.5'te verilmiştir. Bu devre tristörler kullanılarak oluşturulmuştur. Devrede, güç akışı giriş gerilimin pozitif yarı periyodu süresince T_1 tristörünün, negatif yarı periyodu süresince T_2 tristörünün tetikleme açısı değiştirilerek kontrol edilmektedir. T_1 ve T_2 tristörlerinin tetiklenme darbeleri arasında 180° faz farkı bulunmaktadır. α , 0 'dan π 'ye kadar değiştirildiğinde U değerini $U_{yük}$ 'ten 0 'a kadar ayarlamak mümkündür.



Şekil 2.5 Tek-fazlı AA kıyıcı devresi [16]

Bu kıyıcıya ait giriş ve çıkış gerilimlerinin zamana göre değişimi Şekil 2.6'da verilmiştir:



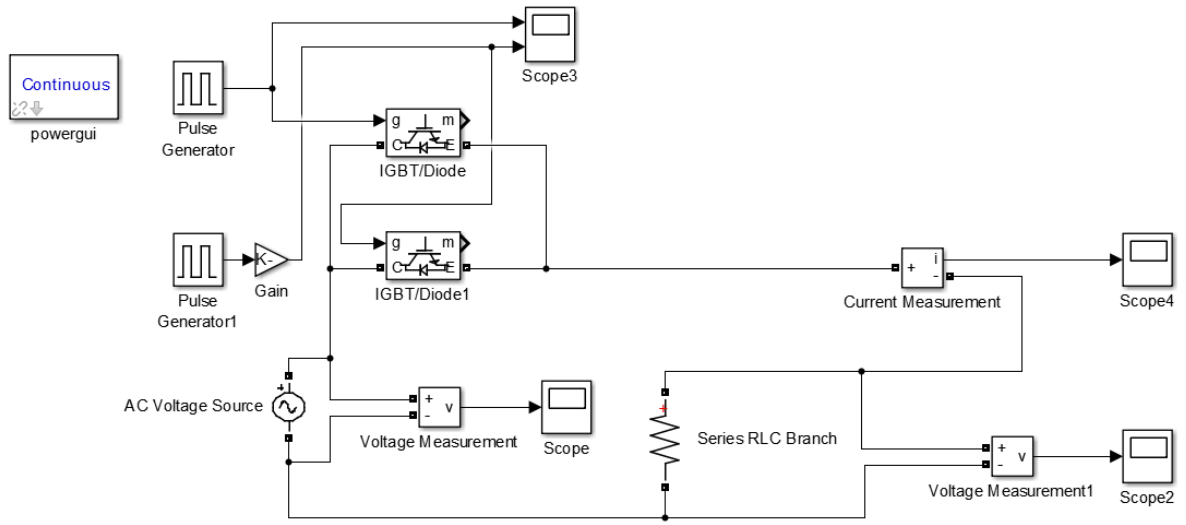
Şekil 2.6 Yük rezistif iken oluşan (a) Gerilim ve akım dalga şekli (b) Akıma ait bileşenlerin dalga şekli [16]

Çıkış gerilimi AA kıyıcıda faz gerilimi ile belirlenir. Rezistif yükte, genellikle α anında tetiklenerek iletme giren tristör, π anında akımın sıfır olması durumunda kesime girer. α açısına bağlı olarak elemanın iletiminde ve çıkış geriliminde boşluklar oluşur. Yük rezistif de olsa indüktif de olsa AA şebekeden çekilen akımın DA bileşeni yoktur. α açısı kontrol edilerek yük geriliminin ve dolayısıyla yük akımının efektif değeri değiştirilerek yükün gücü kontrol edilir. Ancak akım tam sinüsoidal olmadığı için α açısına bağlı olarak farklı harmonikler oluşur. Tek fazlı AA kıyıcılarda güç elemanları faz gerilimine maruz kalır.

R yükü bağlı devrenin formülleri Denklem (2)'de belirtilmiştir:

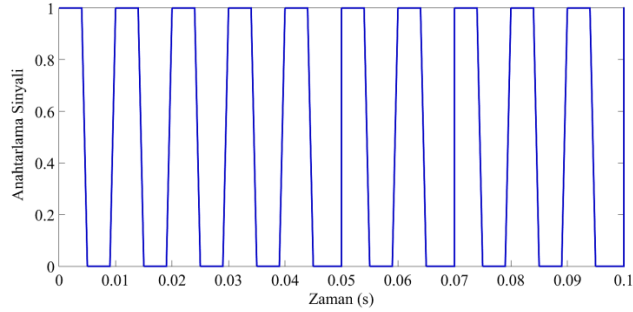
$$\begin{aligned}
 \text{Kaynak gerilimi} & : U_s = \sqrt{2}U \cdot \sin \omega t \\
 \text{RMS çıkış gerilimi} & : U_o = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2 \cdot U_s^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t) \right]^{1/2} = U_s \left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \\
 \text{Yük akımının RMS değeri} & : I = \frac{U_o}{R} \quad (2.2) \\
 \text{Giriş Güç Faktörü} & : \frac{P_o}{VA} = \frac{V_o}{V_s} = \left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \\
 \text{Her bir SCR'nin RMS akımı} & : I_{o_{SCR}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}}
 \end{aligned}$$

Şekil 2.7'de de tek fazlı AA kıyıcısının MATLAB programındaki Simulink modeli verilmiştir.

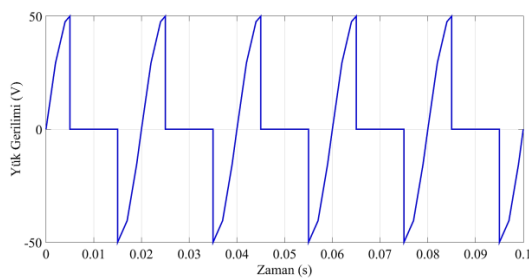


Şekil 2.7 Tek fazlı AA kıyıcı devresinin Simulink modeli

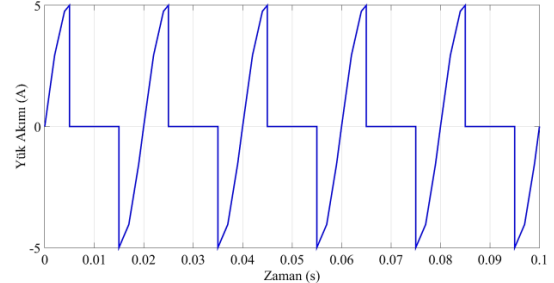
Şekil 2.8’de bu benzetime ait anahtarlama grafikleri, yük gerilim ve akım grafikleri verilmektedir. Modeldeki "Pulse Generator" blokları tristörlere anahtarlama sinyalleri üretmektedir. Verilen anahtarlama sinyallerine göre tristörler iletme geçerek devreye bağlı R yükünü beslerler. Direnç değeri değiştirilerek yük akımı da istenilen şekilde değiştirilebilir.



(a)



(b)



(c)

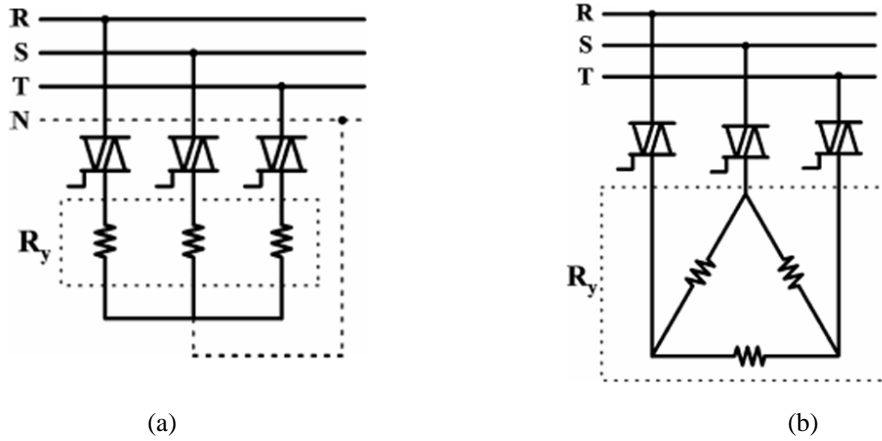
Şekil 2.8 (a) 1. anahtara uygulanan anahtarlama sinyali (b) Yük gerilimi (c) Yük akımı

Şekil 2.8’de görüldüğü gibi R yüklü tek fazlı basit bir AA kıyıcı sisteminde gerilim ve akım sinyalleri aynı fazda kıyılmaktadır.

2.4. Üç Fazlı AA Kıyıcıları

Üç fazlı AA kıyıcıları orta ve yüksek güçteki sistemlerde kullanılmaktadır. Üç fazlı AA kıyıcılar için birkaç tane devre konfigürasyonu mevcuttur. Bu kıyıcılara bağlı olan yükler (dengeli) üçgen veya yıldız bağlı olabilirler ve iki tristör, triyak vb. art arda bağlanır ve her bir faz için bu durum uygulanır. Bunların devre şemaları Şekil 2.9'da verilmiştir.

Üç fazlı AA kıyıcılarda çıkış gerilimleri, iletimde olan elemanlara göre faz veya fazlar arası gerilimler kullanılarak belirlenir. Faz başına iki tristör ya da tek triyak bağlanılarak oluşturulabilir. Yıldız veya üçgen bağlı olabilen rezistif yük, maliyet ve kontrol kolaylığı bakımından farklı devre yapıları ile oluşturabilmektedir. Bu devrelerde güç elemanları genellikle fazlar arası gerilimlere maruz kalmaktadır.



Şekil 2.9 (a) Yıldız bağlı AA kıyıcı devresi (b) Üçgen bağlı AA kıyıcı devresi

Şekil 2.9'daki kıyıcı devreleri triyaklarla yapılmıştır ve devrelere bağlı tüm yük dirençleri eşit değerdedir. Bu devreler büyük güçlerde tristörlerle de oluşturulur. Yıldız bağlantıda tristörler kullanıldığında giriş bir PWM sinyalle kontrol edilir. Triyak kullanıldığında bu PWM sinyali tek fazlı AA kıyıcılarda olduğu gibi doğrudan girişe verilmekte ve açma-kapama kontrolü yapılmaktadır.

Üçgen bağlantılı AA kıyıcı daha çok yüksek güç elde etmek için kullanılır. Bu kıyıcıda güç elemanları AA şebekenin faz girişlerine bağlıdır. Üçgen yükte açma-kapama kontrollü AA gerilim kontrol devresi hem birbirine ters paralel bağlanmış tristörlerle hem de triyak kullanarak yapılabilmektedir [12]. Bu bağlantıda da tristörler kullanıldığında giriş bir PWM sinyalle kontrol edilir. Triyak kullanıldığında ise PWM sinyali doğrudan triyak girişine uygulanabilmekte ve açma-kapama kontrolü olmaktadır.

Üçgen bağlantıda önemli bir husus daha vardır. Bu bağlantıda kullanılan güç elemanları doğrudan hat gerilimine maruz kalır. Bu yüzden elemanlara uygulanacak akım ve gerilim tespiti yapılırken hat gerilimi dikkate alınmalıdır.

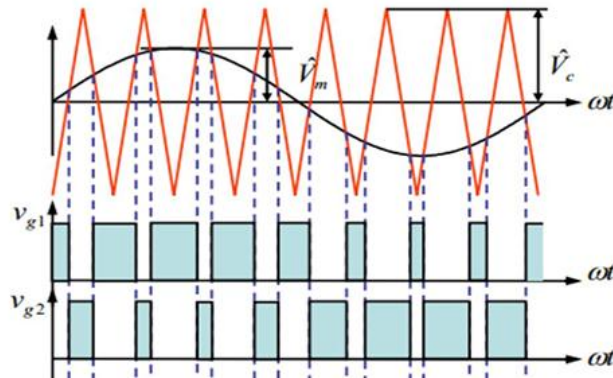
AA kıyıcılar (tek ya da üç fazlı) RMS gerilim kontrolü için; fan, pompa ve vinç sürücülerinin hız kontrolünde, indüksiyon motorlarının yumuşak yol vermelerinde kullanılır. RMS akım kontrolü için; ışık kontrolü, iç ortam ve endüstriyel ısıtmada kullanılır. Statik AA anahtar olarak da sıcaklık kontrolü gibi uygulamalarda kullanılırlar.

2.5. PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) Kontrollü AA Kıyıcıları

Darbe genişlik modülasyonu (PWM), üretilecek olan darbe gerilimlerinin genişliklerini kontrol edilerek çıkışta elde edilmek istenen analog elektriksel değerin veya sinyalin elde edilmesidir.

PWM'de amaç, darbelerin genişliğini değiştirerek çıkıştaki dalganın temel bileşenini değiştirmektir [17]. PWM'lerin kullanım yeri olarak elektrik ve elektronikte birçok alanda, endüstriyel uygulamalarda geniş bir alanda farklı amaçlar için kullanılmaktadır. Bu alanlardan bazıları değişken hızlı AA motor sürücüler, indüksiyon ile ısıtma, ayarlı güç kaynakları, kesintisiz güç kaynakları, güneş enerjisi uygulamaları, adım motor kontrolü vb. endüstriyel alanlardır [17].

PWM, aynı zamanda yarıiletken araçlarının gelişmesine katkı sağlayan bir tekniktir [16]. En kolay ve yaygın PWM elde etme yöntemi bir sinüsoidal dalga ile üçgen dalganın karşılaştırılması şeklindedir (Şekil 2.2). Bu karşılaştırma sonucu elde edilen işaret, bir kare dalga PWM sinyalidir. Bu durum Şekil 2.10'da görülmektedir.



Şekil 2.10 PWM sinyalleri

Tezin de konusunu oluşturan PWM kontrollü AA kıyıcıları, anahtarlama elemanı olarak tristör, IGBT gibi yarıiletken anahtarlar kullanılarak oluşturulabilir. Bu kıyıcılar, diğer kıyıcılara göre anahtarlama bakımından biraz daha avantajlıdır. Yarıiletken ve mikroişlemcilerin de gelişmesiyle yüksek mertebelerdeki anahtarlama frekansına sahip PWM'ler kullanılarak büyük ve maliyetli filtre barındırmayan devreler tasarlamak mümkün hale gelmiştir [18]. Bu kıyıcılar, tüm AA gerilim kontrollü uygulama alanlarında kullanılabilir. Örneğin; asenkron motor sürücüsünün rejeneratif kontrolü, dengesiz bir kaynağın kompanzasyonu, en baskın harmoniklerin aktif olarak filtrelenmesi, fırçasız motorun tahrik sistemi gibi [19].

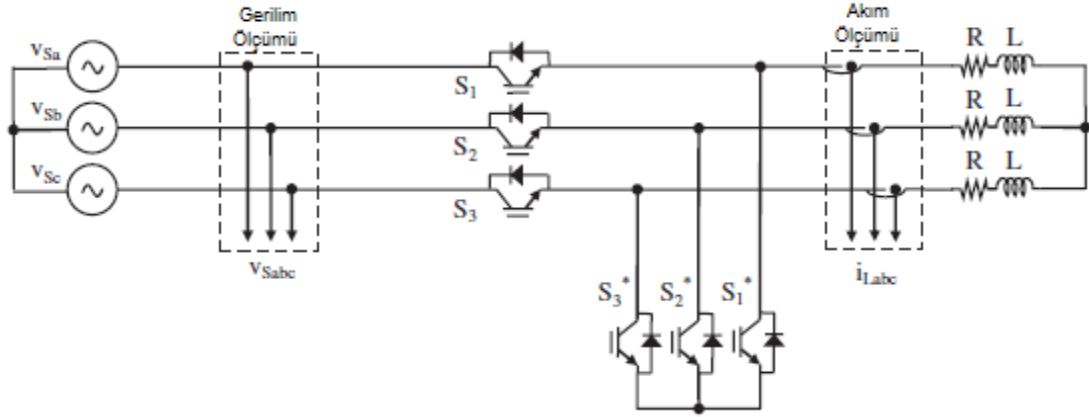
AA PWM kontrolü birkaç şekilde yapılmaktadır. Bunlar düzenli örneklenmiş, sinüsoidal ve harmonik eliminasyonlu olarak 3'e ayrılmaktadır. Bunlardan en çok kullanılan sinüsoidal PWM tekniğidir. Sinüsoidal PWM tekniğinde, bir sinüs dalgası ile bir üçgen dalga karşılaştırılır ve çıkış sinyali olarak kare dalga elde edilir. Bu karşılaştırma sonucu elde edilen pozitif sinyal $0- \pi$ aralığında pozitif gruptaki anahtarlara, $\pi-2\pi$ aralığında ise negatif gruptaki anahtarlara uygulanmaktadır. Taşıyıcı olarak nitelendirilen üçgen sinyalin frekansı genellikle sabit tutulur ve bu sinyalin frekansı anahtarlama frekansını belirler. Sinüsoidal sinyalin genliği ve frekansı değiştirilerek çıkış geriliminin ve frekansının kontrolü de sağlanabilmektedir.

Tezde tasarlanan devrede de PWM kontrol tekniği uygulanmaktadır. Bu yöntem ile geliştirilen kontrol devresi, yüke güç sağlayan güç kartının birbirinden bağımsız olarak çalışmasını sağlayıp üretilen PWM sinyali ile devredeki anahtarların (IGBT'lerin) sürülmesini sağlar.

Tezin de konusunu oluşturan üç fazlı PWM AA kıyıcılarla ilgili gerekli olan diğer bilgiler ilerleyen başlıklarda da verilmiştir.

3. ÜÇ FAZLI PWM KONTROLLÜ AA KIYICI SİSTEMİNİN BENZETİMİ

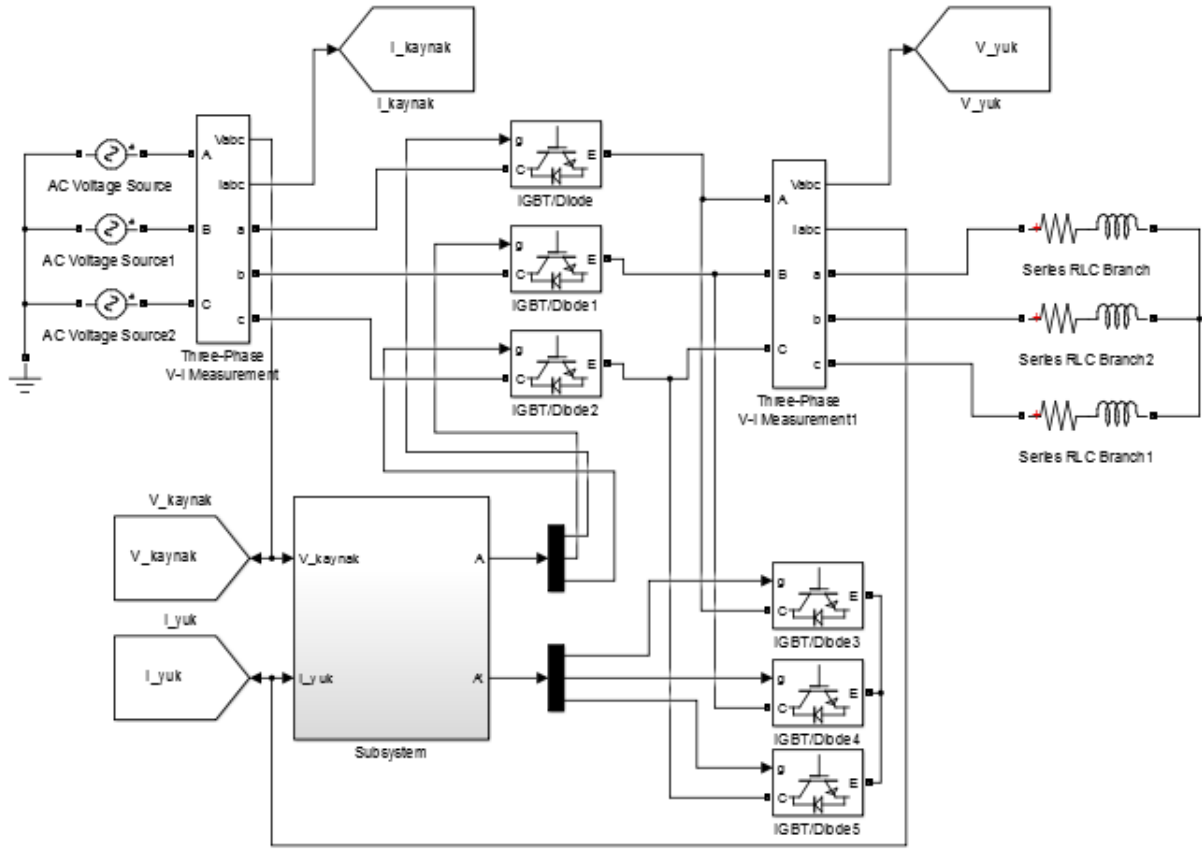
Bu bölümde Şekil 3.1’de verilen üç fazlı bir AA kıyıcısı için [9]’da anlatılan histerezis bant akım kontrolörünün MATLAB/Simulink kullanılarak benzetimi yapılmıştır. Simulink modeli Şekil 3.2’de gösterilmektedir. Benzetimde yarıiletken anahtar olarak IGBT, yük olarak da yıldız bağlı R-L yükü kullanılmıştır.



Şekil 3.1 Üç Fazlı PWM AA kıyıcısının güç şeması [10]

Şekil 3.2’deki Simulink modelinde Şekil 3.1’deki şemanın ayrıntılı hali gösterilmektedir. Burada kullanılan anahtarlar ideal seçilmeyip gerçeğe yakın model kullanılmıştır. Kullanılan Scope bloğuyla anlık kaynak akımı ve gerilimi, yük akımı ve gerilim ölçümleri alınmış ve harmonik analizleri yapılmıştır. Subsystem alt bloğunda ise kullanılan histerezis bant akım kontrolörünün (HBCC) ayrıntılı durumu oluşturulmuştur. Referans akımı, yük açısı, minimum gerilim algoritması, anahtarların tetiklenme durumları, oluşturulan histerezis kontrolörü bu alt sistem bloğunda gerçekleştirilmiştir.

Minimum gerilim algoritmasını oluştururken yük senkronizasyonu da gerçekleştirilmektedir. Yük senkronizasyonu için yük akımı, referans akımı ve faz açısı arasında abc-dq0 (Park ve Clark dönüşümü) dönüşümü uygulanır ve bu sayede üç faza ait büyüklükler referans eksen sisteminde iki boyuta taşınır. Bu sayede devre benzetiminde bu iki boyutlu sinyal filtrelenir ve elde edilen sonucun *arctanjantı* alınarak açı değeri elde edilir. Bu açı değeri ile elde edilen diğer bir açı değeri karşılaştırılır. Referans akım değeri ile yük akımı karşılaştırılıp, relay bloğu ile bir araya getirilerek darbe gerilimi elde edilir ve bu darbe gerilimi IGBT’lere uygulanır.

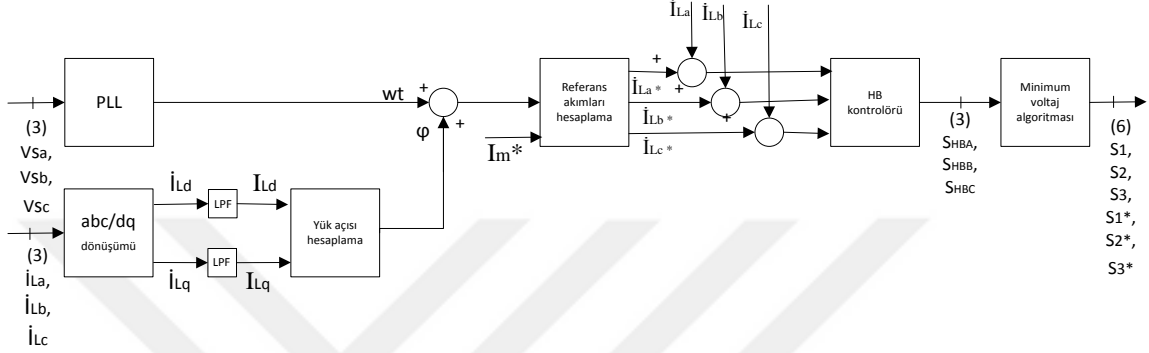


Şekil 3.2 Üç fazlı PWM AA kıyıcısının Simulink modeli

Alt başlıklarda da gösterilecek olan bu benzetimler oluşturulurken sistemin girişine 3 farklı durum uygulanmıştır. Benzetimde ilk önce sistemin girişine harmoniksiz ve dengeli üç fazlı bir gerilim seti uygulanmıştır. Bu durumda çıkışta da harmoniksiz dengeli bir yük akımı beklenmektedir. Kullanılan anahtarların kontrolör sayesinde uygun bir şekilde anahtarlanmasıyla çıkış gerilimi ve yük akımı oldukça düzgün dalga şekillerine sahip olarak elde edilmiştir. İkinci bir durum olarak girişe genlik olarak dengesiz bir gerilim seti uygulanmıştır. Bu şartlarda beklenenden daha düzgün bir yük akımı elde edilmiştir. Üçüncü ve son durum olarak da sistem girişine harmonikli bir üç fazlı bir gerilim seti uygulanmıştır ve sonuçta yine düzgün bir yük akımı elde edilmiştir. Bu benzetimin sonuçları ile sistemin pratik çalışmaya da uygulanabileceği görülmektedir. Benzetimde yeni bir kontrolör kullanılmasıyla birlikte, sistemin giriş gerilimi her ne olursa olsun yük akımlarında olabildiğince az harmonik ortaya çıkmıştır.

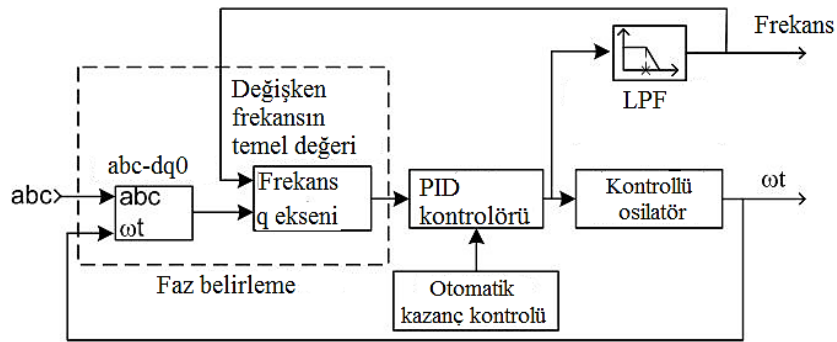
3.1.Üç Fazlı AA Kırıyıcısı için Histerezis Bantlı Akım Kontrolör Benzetim Modeli

Şekil 3.3'te gösterilen model baz alınarak sistemin girişine farklı durumlardaki gerilimler uygulanarak sonuçlar elde edilmiştir. MATLAB/Simulink kütüphanesi kullanılarak modelin benzetimi yapılmış ve sonuçlar elde edilmiştir. Giriş gerilimi olarak şebeke gerilim değeri ve yük olarak üç fazlı R-L yükü kullanılmıştır.



Şekil 3.3 Önerilen HBCC tekniğinin gerçek zamanlı uygulaması [10]

Modelde üç fazlı şebekeye bağlı bir güç elektroniği çeviricisi ile herhangi bir yük kontrol edilebilmektedir. Şemada görülen PLL (Phase Locked Loop) bloğu kaynak frekansını ayarlamak için kullanılmaktadır. Şekil 3.4'te PLL'in temel diyagramı verilmiştir. Bu diyagramda da görüldüğü gibi amaç frekans değerlerini elde etmektir.



Şekil 3.4 PLL bloğunun temel diyagramı

Pratik uygulamada PLL bazlı kapalı çevrim, kolaylığı ve esnekliğinden dolayı en yaygın şebeke senkronizasyon algoritmasıdır [20]. Yaygın olarak şebekeye bağlı güç dönüştürücülerinin senkronizasyonu için kullanılır [21]. PLL, çıkış olarak şebeke

geriliminin genlik, faz ve/veya frekansını, giriş olarak da sinyalini alır [22]. İdeal sinüsoidal şebeke şartlarında PLL, etkili bir şekilde yüksek bir bant aralığı ve hızlı, doğru faz açısı uygular [20]. Zero-crossing detection (ZCD-Sıfır geçiş belirlemesi), özellikle PLL için önem arz etmektedir. Standart PLL yapısı, gerilim harmonikleri, dengesizlikler ya da ölçülen gerilimdeki DA bileşenler gibi şebeke bozukluklarını göz ardı edemez [21]. Güç dönüştürücülerinin cevabı da şebeke fazı izlemesine bağlı olduğu için bozulmuş şartlar altında bile doğru bir senkronizasyon sağlamak için geçerlidir [21].

abc-dq0 (Park Clark Dönüşümü) dönüşüm bloğu da yükün fazını ayarlamak için kullanılmıştır. Üretilen referans akımlarının sadece genlikleri talep akıma bağlı olarak dışarıdan girilmiştir.

Minimum gerilim algoritması ise şunun için kullanılmıştır: Örneğin; üç fazlı eviricide üç fazı kıyma işlemi birbirinden bağımsız yapıldığı için akım akışı sürekli (kesiksiz) olmaktadır. Önerilen bu topolojide ise fazlardaki kıyma işlemleri birbirine bağımlıdır ve faz kıyma işlemi sırasında akım yolları birbirinden ayrılır. Bunu engellemek adına minimum gerilim algoritması kullanılmaktadır. Zamanın her anında minimum gerilime sahip olan anahtar kapalı tutulur veya kesime sokulur, diğer iki fazda kıyıcı çalışmaya devam ederek bu akımların toplamı da minimum gerilime sahip olan fazdan geri döner.

Tablo 3.1’de benzetimde kullanılan sistem parametreleri gösterilmiştir:

Tablo 3.1. Benzetimde kullanılan sistem parametreleri

	PARAMETRELER	DEĞERLER
KAYNAK	Gerilim ($U_{s,\alpha}$)	220 V (RMS)
	Frekans (f)	50 Hz
YÜK	Üç Fazlı Yük indüktansı, (L)	20 mH
	Üç Fazlı Yük direnci, (R)	10 Ω

Dengeli, dengesiz ve harmonikli besleme durumları için alt başlıklarda verilen veriler elde edilmiştir.

3.1.1. Anahtarlama Durumları

Sistemdeki anahtarların iletme kesime girme durumları sadece A fazının 4 durumu için verilmiştir. Diğer fazlardaki anahtarlama durumları bu durumlara benzerlik göstermektedir.

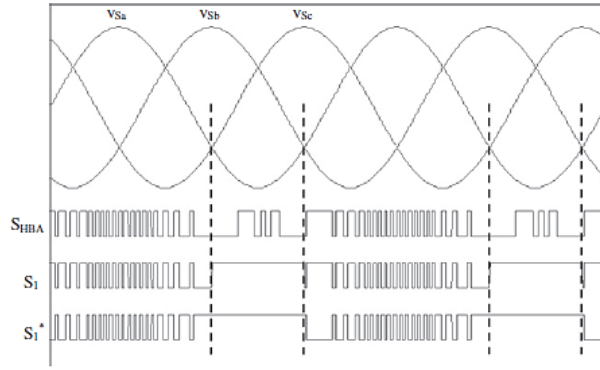
Benzetimde kullanılan anahtarlama durumları Tablo 3.2’de gösterilmiştir. Bu tablo Şekil 3.1’e göre oluşturulmuştur.

Tablo 3.2. Benzetimde kullanılan anahtarlama durumları

Anahtarlama Durumları	İletimde olan anahtarlar	Kesimde olan anahtarlar	Faz gerilim değerleri
1	S_1, S^*_1, S^*_2 ve S^*_3	S_2 ve S_3	$V_{L_a} = 0$ $V_{L_b} = 0$ $V_{L_c} = 0$
2	S_1, S_3, S^*_1 ve S^*_2	S_2 ve S^*_3	$V_{L_a} = V_{s_a} - \frac{1}{3}(V_{s_a} + V_{s_c})$ $V_{L_b} = -\frac{1}{3}(V_{s_a} + V_{s_c})$ $V_{L_c} = V_{s_c} - \frac{1}{3}(V_{s_a} + V_{s_c})$
3	S_1, S_2, S^*_1 ve S^*_3	S_3 ve S^*_2	$V_{L_a} = V_{s_a} - \frac{1}{3}(V_{s_a} + V_{s_b})$ $V_{L_b} = V_{s_b} - \frac{1}{3}(V_{s_a} + V_{s_b})$ $V_{L_c} = -\frac{1}{3}(V_{s_a} + V_{s_b})$
4	S_1, S_2, S_3 ve S^*_1	S^*_2 ve S^*_3	$V_{L_a} = V_{s_a} - \frac{1}{3}(V_{s_a} + V_{s_b} + V_{s_c})$ $V_{L_b} = V_{s_b} - \frac{1}{3}(V_{s_a} + V_{s_b} + V_{s_c})$ $V_{L_c} = V_{s_c} - \frac{1}{3}(V_{s_a} + V_{s_b} + V_{s_c})$

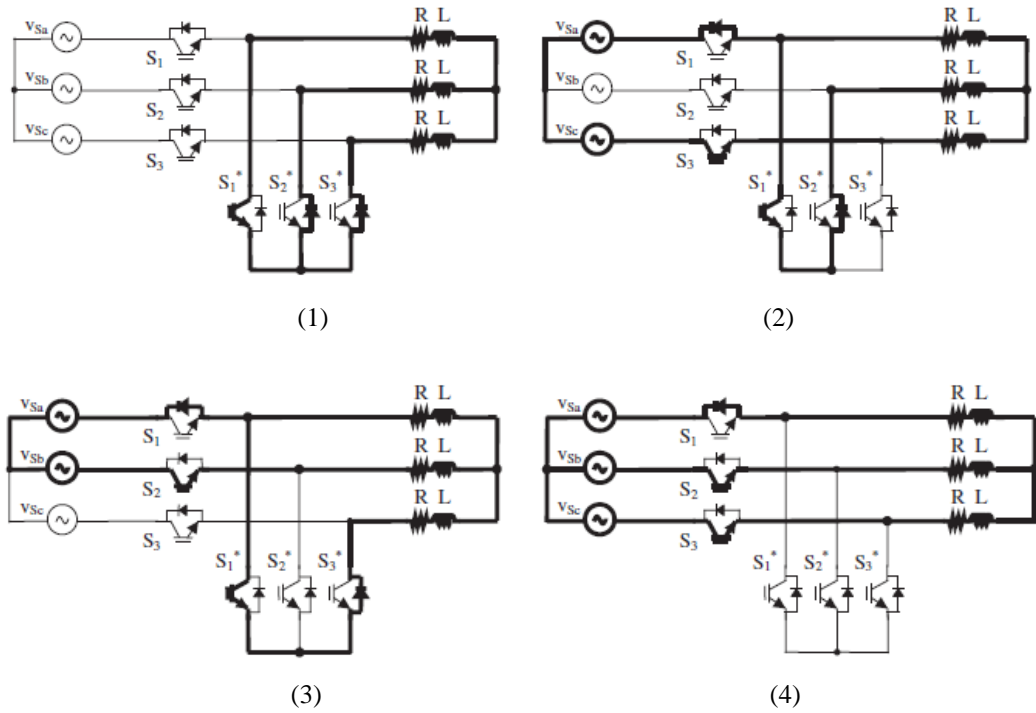
Anahtarlama durumlarında kullanılan V_{L_a} , V_{L_b} ve V_{L_c} parametreleri üç fazlı yük gerilimini nitelemektedir. V_{s_a} , V_{s_b} ve V_{s_c} parametreleri ise üç fazlı kaynak gerilimini nitelemektedir.

A fazı için minimum gerilim algoritması ile elde edilen anahtarlama sinyalleri Şekil 3.5’te verilmiştir.



Şekil 3.5 Minimum gerilim algoritması ile elde edilen A fazı anahtarlama sinyalleri [10]

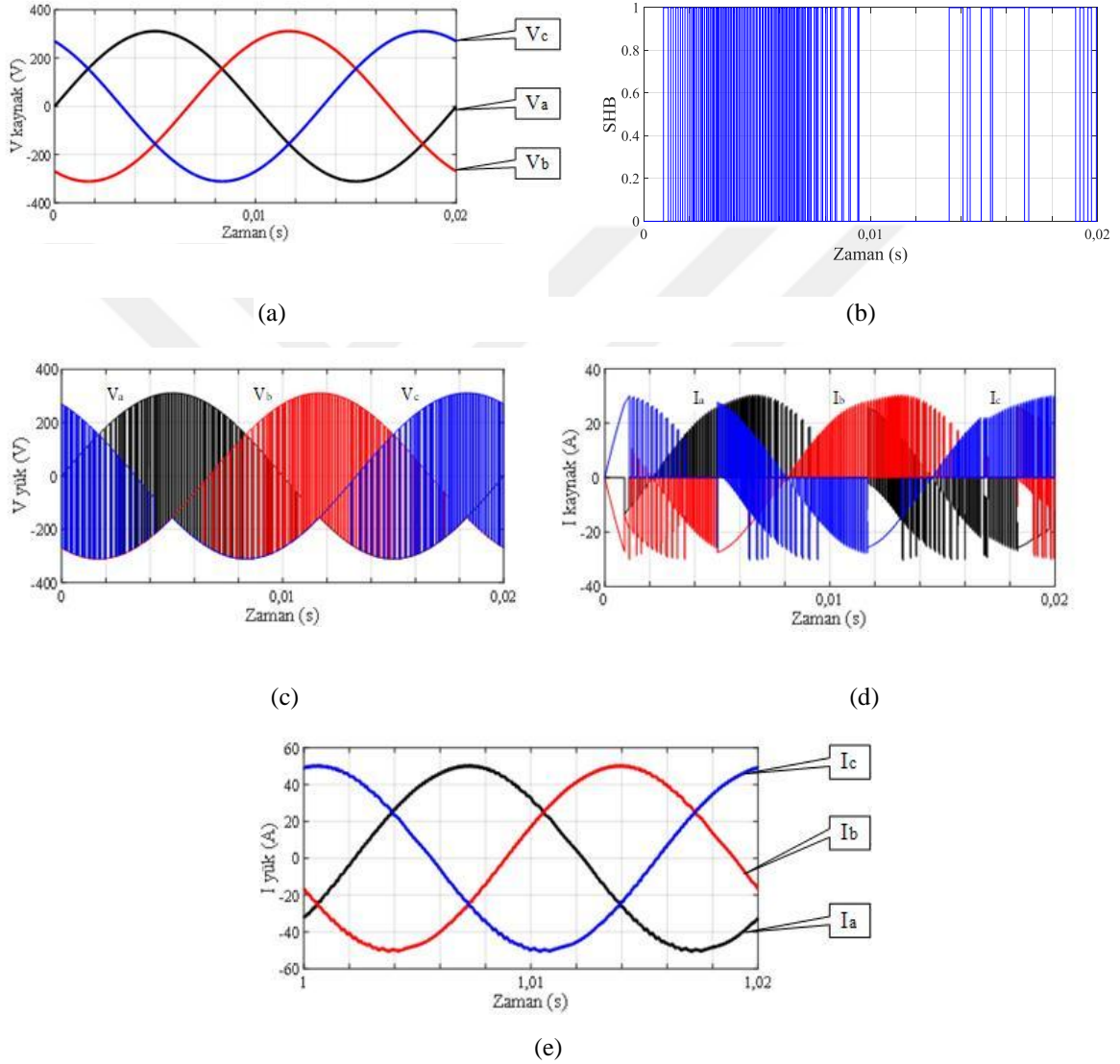
Şekil 3.5'te A fazı için anahtarlama sinyalleri verilmiştir. A fazının minimum gerilimde olmadığı anlarda S_1 ve S_1^* anahtarlarının tetikleme sinyalleri AA kıyıcı devresinin normal zamandaki tetikleme sinyalleri ile aynıdır. A fazı minimum gerilime sahip olduğu anda ise S_1 ve S_1^* anahtarları normal AA kıyıcı devresindeki tetikleme sinyallerinden farklı olarak aynı anda iletme girmektedir. Benzetim için tasarlanan HBCC algoritması bu durumu elde etmek için kullanılmıştır. HBCC algoritmasının yazılımsal olarak bu şekilde gerçekleştirilmesi mümkündür, ancak donanımsal olarak böyle bir durum söz konusu değildir. Şekil 3.6'da A fazı için oluşturulan anahtarlama algoritmasına ait akım yolları Tablo 2'ye uygun olarak sıralı bir şekilde verilmiştir.



Şekil 3.6 A fazı için Tablo 1'de verilen anahtarlama durumlarına ait akım yolları [10]

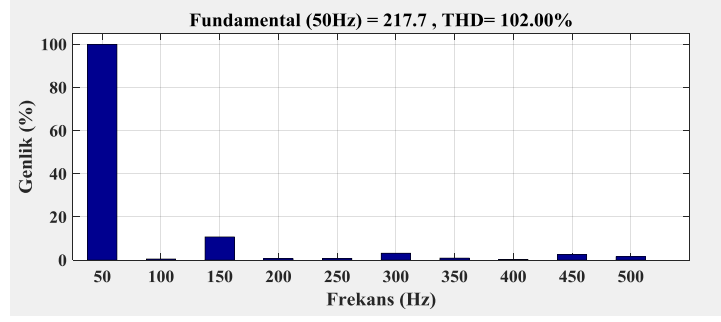
3.1.2. Girişine Şebeke Gerilim Seti Uygulanan Sistemin Analizi

Bu uygulamada sistemin girişine dengeli ve harmoniksiz bir üç fazlı gerilim seti uygulanmıştır. Bu durumda sistemin dengeli çalıştığı yani yük akımının ve geriliminin dalga şekillerinin düzgün olduğu gözlemlenmektedir. Elde edilen dalga şekilleri bir tam periyot için Şekil 3.7’de verilmiştir.

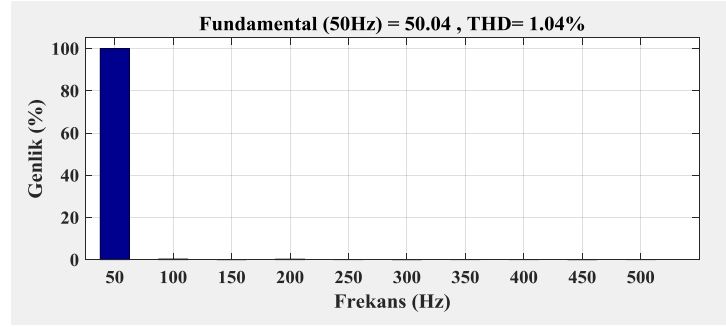


Şekil 3.7 (a) Kaynak gerilimi (b) Anahtarlama (c) Yük gerilimi (d) Kaynak akımı (e) Yük akımı

Şekil 3.7’deki dalga şekillerine göre elde edilen FFT harmonik analizleri Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



(a)



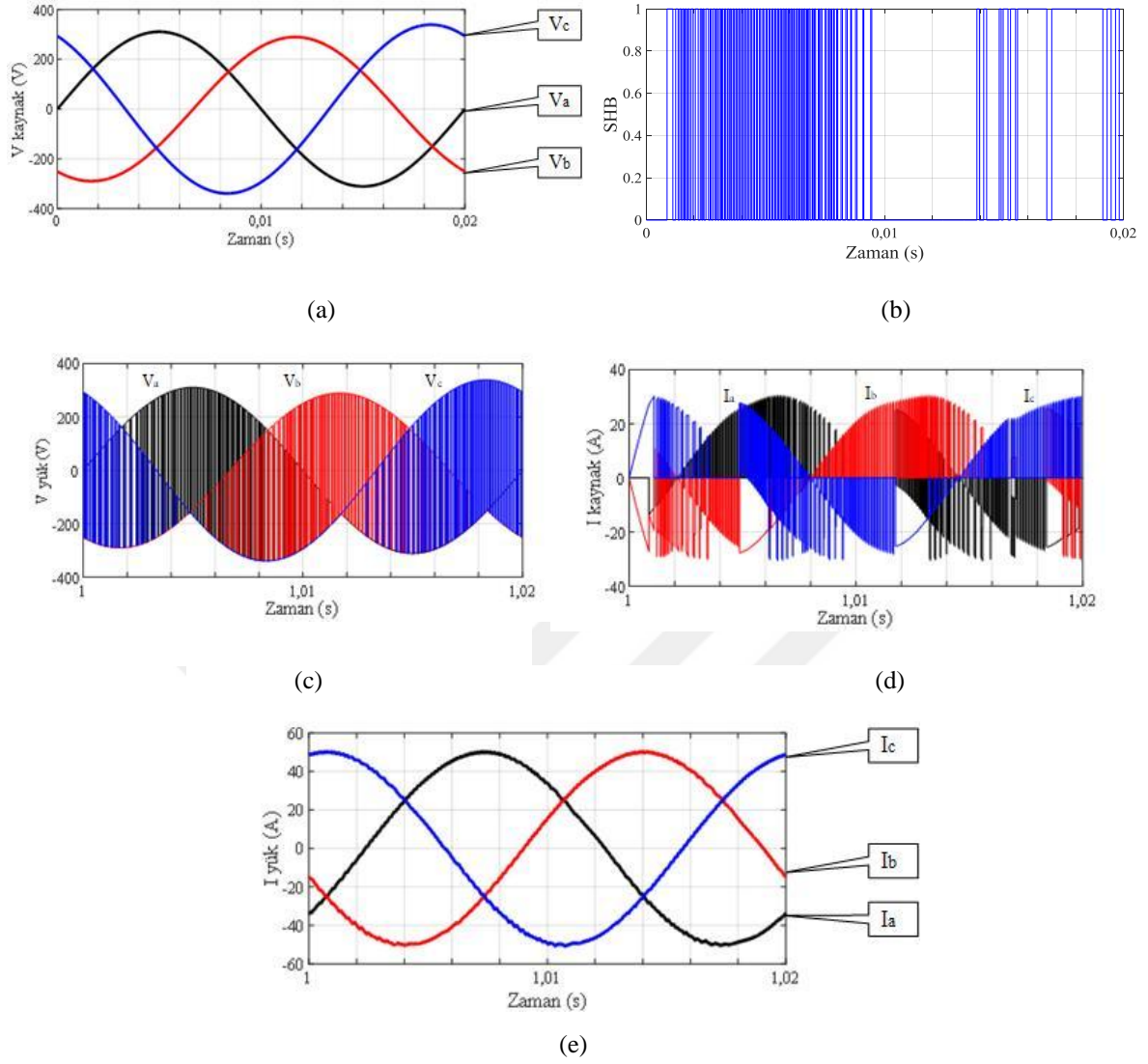
(b)

Şekil 3.8 (a) Yük geriliminin harmonik analizi (b) Yük akımının harmonik analizi

Bu grafiklerde kaynak gerilimi, anahtarlama, yük gerilimi, kaynak akımı dalga şekillerinin zaman aralıkları 0-0.02 s arasındadır. Ancak yük akımının dalga şeklini ve harmonik analizini daha net görmek için 1-1.02 s aralığındaki 1 periyotluk kısım (kalıcı durum) göz önüne alınmıştır. 0-0.02 s aralığında devre halen geçici durumda olduğundan kalıcı durumdaki bir periyotluk sonuçlar alınmıştır. Bu aralıkta referans akımı $I=50$ A'dir. Elde edilen dalga şekillerine ve Toplam Harmonik Bozulma (THD) değerlerine bakılarak harmoniklerin tamamen yok olduğu söylenemez, ancak kabul edilebilir bir seviyede olduğu söylenebilir.

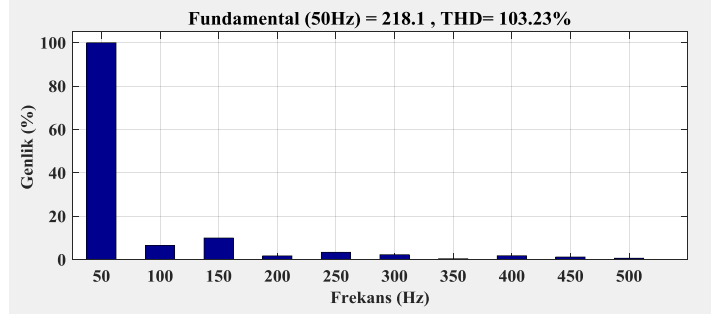
3.1.3. Girişine Üç Fazlı Dengesiz Gerilim Seti Uygulanan Sistemin Analizi

Bu uygulamada sistemin girişine genlik olarak dengesiz bir gerilim kaynağı uygulanmıştır. Bu durumda elde edilen sonuçlardan sistemin dengeli çalıştığı yani yük akımının ve geriliminin dalga şekillerinin düzgün olduğu gözlemlenmektedir. $V_{SA}=220$ V, $V_{SB}=205$ V ve $V_{SC}=240$ V için elde edilen dalga şekilleri bir tam periyot için Şekil 3.9'da görülmektedir.

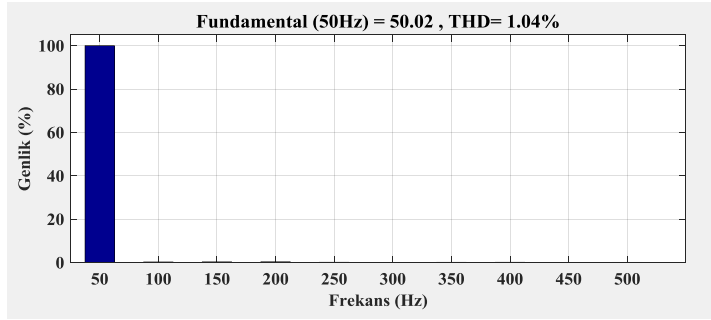


Şekil 3.9 (a) Kaynak gerilimi, (b) Anahtarlama, (c) Yük gerilimi, (d) Kaynak akımı, (e) Yük akımı

Şekil 3.10'da ise bu dalga şekillerinin harmonik analizleri gösterilmektedir. Şekil 3.8'deki dalga şekillerine bakıldığında sistemin girişine dengesiz bir gerilim seti uygulanmasına rağmen oldukça düzgün bir akım dalga şekli elde edildiği görülmektedir. Grafiklerde görünen THD değerleri de bunu ispatlamaktadır. Şekil 3.10 (a)'da $THD = \% 3,23$ ve (b)'de ise $THD = \% 1,04$ değerlerindedir.



(a)



(b)

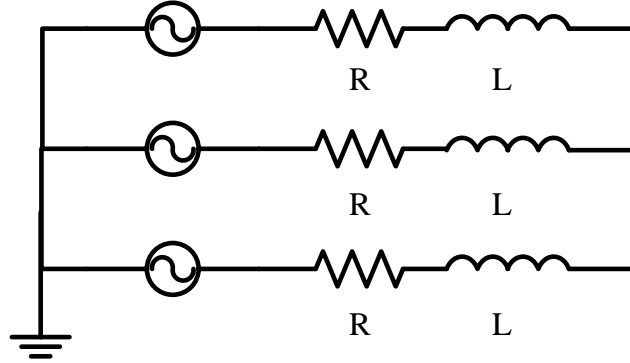
Şekil 3.10 (a) Yük geriliminin harmonik analizi, (b) Yük akımının harmonik analizi

3.1.4. Girişine Harmonikli Üç Fazlı Gerilim Seti Uygulanan Üç Fazlı Yıldız Bağlı R-L Yüklü Devrenin Analizi

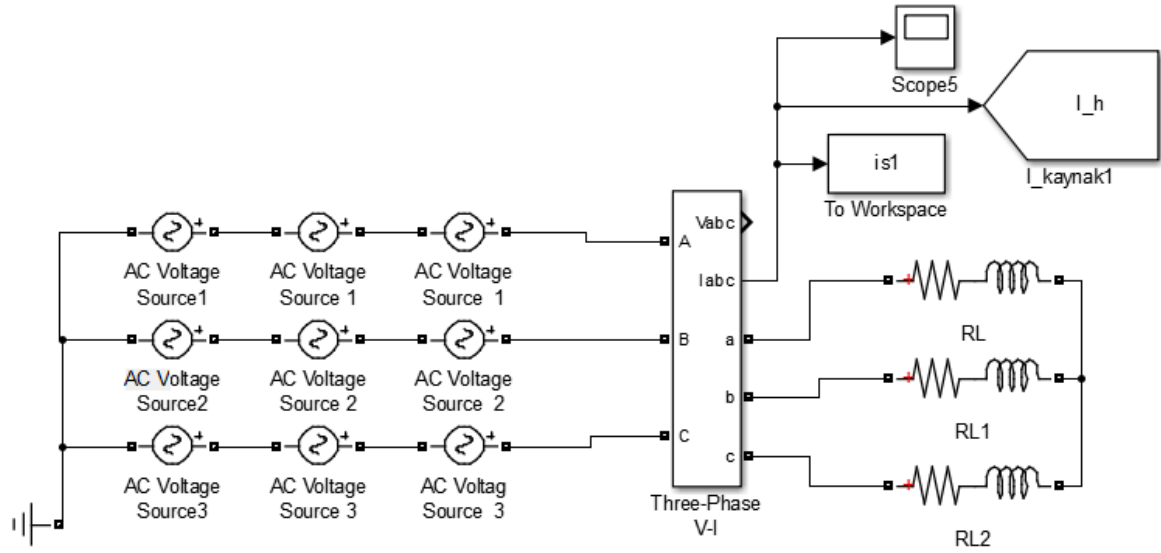
Bu uygulamada harmonikli bir güç kaynağı üç fazlı pasif bir R-L yüküne doğrudan uygulanmıştır. Harmonikli gerilimden kastedilen, gerilimin dalga şeklinin sinüsoidal olmamasıdır. Giriş geriliminin sinüsoidal olmaması kaliteli bir akım ve güç elde edilmesini engeller. Harmoniğin; gerilim düşümlerini ve kayıpları arttırma, şebekelerde istenmeyen rezonans olaylarını meydana gelmesi vs. gibi olumsuz özellikleri vardır.

Kaynak geriliminde istenmeyen değişimler (gürültü ya da harmonik bozulma gibi) direkt olarak çıkış geriliminin ve dolayısıyla çıkış akımının genliğine etki edecektir. Benzetimde bunu incelemek için, giriş gerilim setinin 5. ve 7. harmonikleri belli genlik oranlarında eklenmiştir. Şekil 3.11’de girişine harmonikli gerilim uygulanan yıldız bağlı bir sistemin devre şeması gösterilmiştir. Şekil 3.12’de ise bu sisteme ait Simulink modeli verilmiştir.

Üç fazlı kaynak
(5. ve 7. harmoniklere sahip)



Şekil 3.11 Girişine harmonikli gerilim uygulanan yıldız bağlı üç fazlı bir sistem

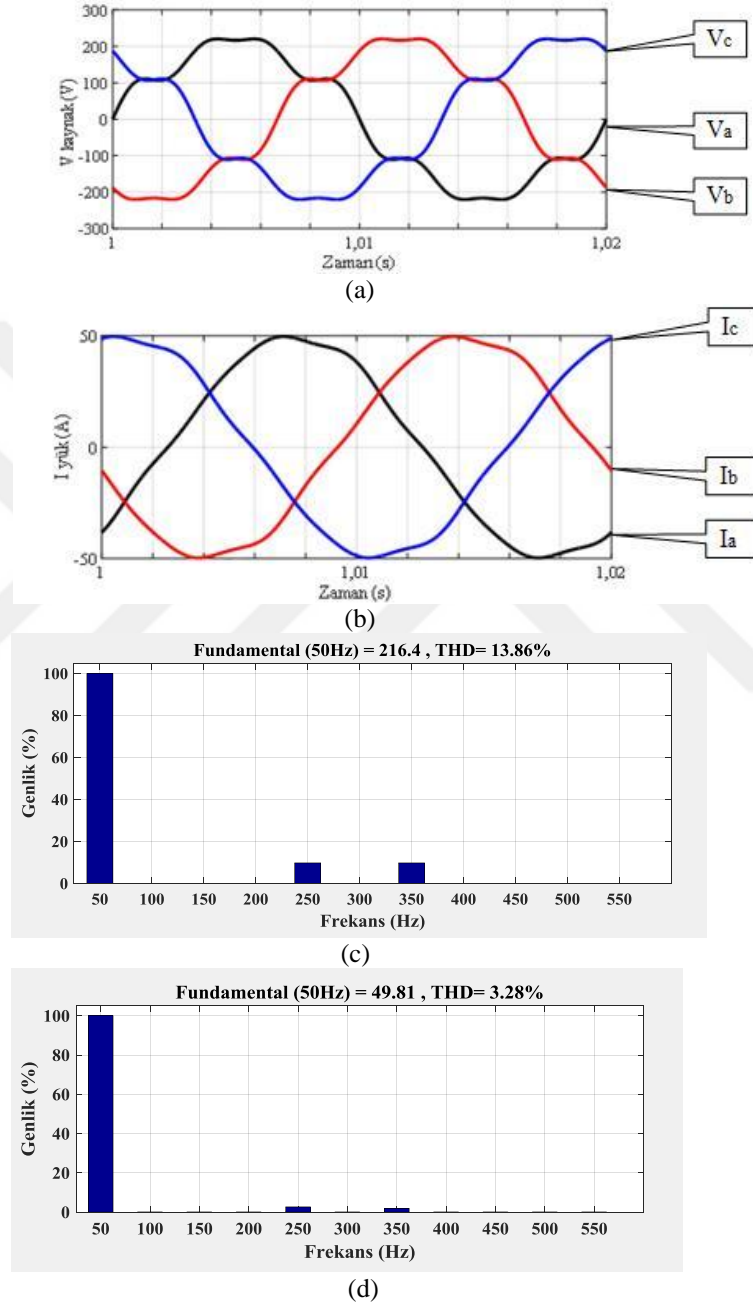


Şekil 3.12 5. ve 7. harmoniklere sahip üç fazlı bir kaynaktan beslenen yıldız bağlı R-L yüklü devrenin Simulink modeli

Bu uygulamanın amacı kısıtıcı devresinden elde edilecek sonuçlarla bir karşılaştırma yapabilmektir. Harmoniklere sahip üç fazlı gerilim seti aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned}
 V_{1h} &= k_1 \cos(5\omega t) + k_2 \cos(7\omega t) \\
 V_{2h} &= k_1 \cos\left(5\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + k_2 \cos\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{3h} &= k_1 \cos\left(5\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + k_2 \cos\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Denklem (3.1)'deki [23] k_1 ve k_2 değerleri bu sistem için, kullanılan besleme gerilimlerinin yaklaşık % 10'u olacak şekilde belirlenmiştir. V_{1h} , V_{2h} ve V_{3h} sırasıyla birinci, ikinci ve üçüncü fazlara ait harmonikli gerilimlerdir. Elde edilen dalga şekilleri bir tam periyot için Şekil 3.13'te verilmiştir:

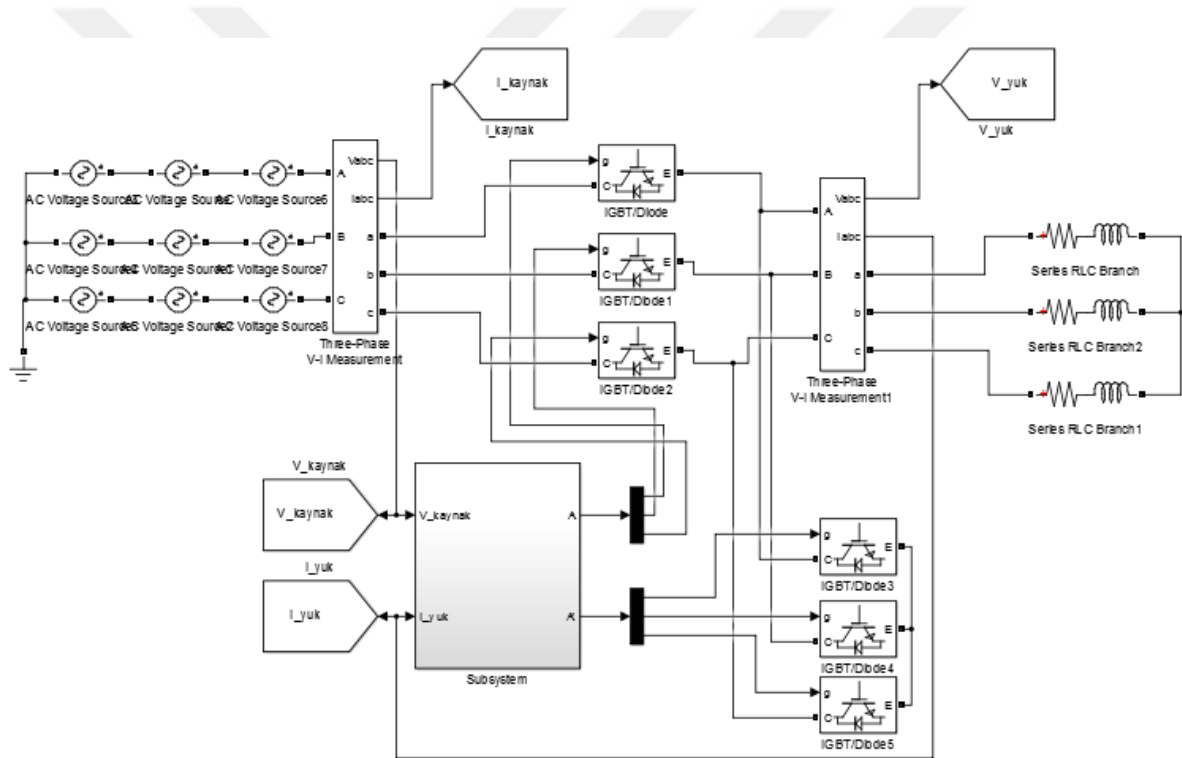


Şekil 3.13 Harmonikli Üç Fazlı bir şebekeden beslenen yıldız bağlı Üç Fazlı yüke ait benzetim sonuçları, (a) Yük gerilimi (b) Yük akımı (c) Yük geriliminin harmonik analizi (d) Yük akımının harmonik analizi

Şekil 3.13 (a) ve (b)'de görüldüğü gibi; harmonikli bir sinyalin R-L yüküne doğrudan uygulanması durumunda oluşan yük akımı dalga şekli giriş kaynak gerilimlerine eklenen harmonikleri yansıtır. Yük gerilimi için THD = % 13,86 ve yük akımı için THD = % 3,28'dir.

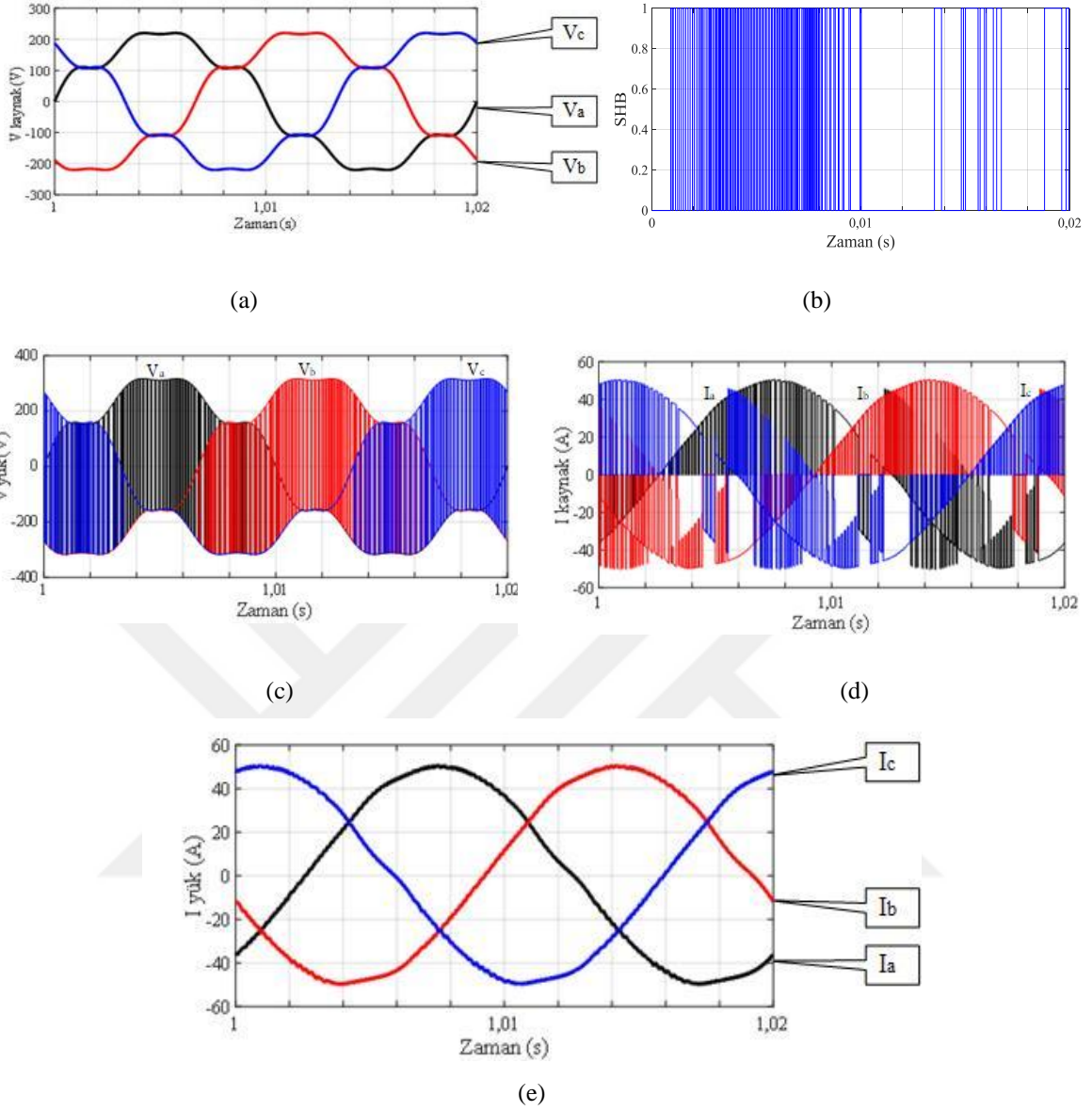
3.1.5. Besleme Geriliminde Harmonikler Olması Durumunda Önerilen Sistemin Analizi

Bu analizde, kıyıcı sisteminin girişine bir önceki sistemde kullanılan harmonikli güç kaynağı uygulanmıştır. Denklem (3)'teki değerler baz alınarak şebeke gerilimine harmonikler eklenmiştir. Şekil 3.14'te görülmektedir.



Şekil 3.14 Üç Fazlı PWM AA kıyıcısının harmonikli bir şebekeden beslenmesi durumu için Simulink modeli

Özellikle bir önceki sisteme kıyasla, [10]'da önerilen yöntemin kullanılabilirliği harmonikli bir kaynaktan sistemin beslenmesi durumu için de Şekil 3.15'teki dalga şekilleriyle doğrulanmıştır. Bu durumda sistemin dengeli çalıştığı yani yük akımının ve geriliminin dalga şekillerinin yeterince iyi olduğu gözlemlenmektedir. Elde edilen dalga şekilleri bir tam periyot için Şekil 3.15'te gösterilmiştir:

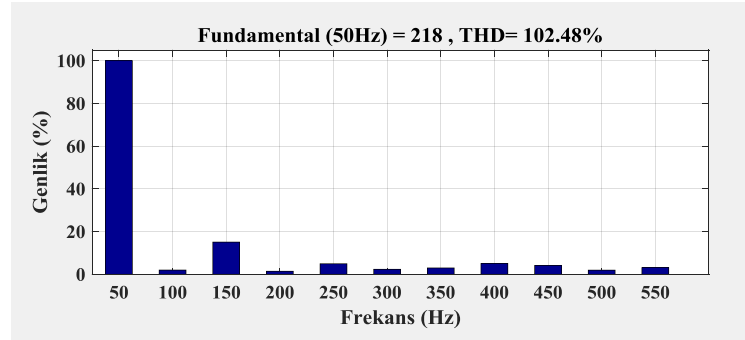


Şekil 3.15 (a) Kaynak gerilimi, (b) Anahtarlama, (c) Yük gerilimi, (d) Kaynak akımı, (e) Yük akımı

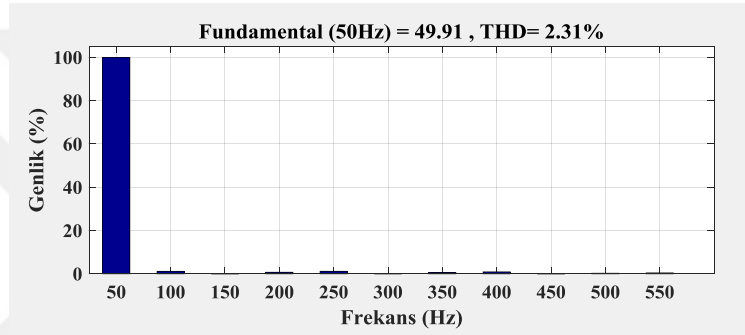
Şekil 3.15'te de görüldüğü gibi elde edilen yük akımı, beklenenden daha az harmoniklidir ve düzgün bir dalga şekline sahiptir. Bunun sebebi, benzetimde kullanılan ve [10]'da önerilen histerezis bant kontrolörü ve filtrelerdir. Bu kontrolör ve filtreler sayesinde sistemdeki anahtarlar kontrollü bir şekilde anahtarlanmış ve olabildiğince az harmonikli dalga şekilleri çıkışta elde edilmiştir. Simülasyonda filtreler gerilim ve akıma göre tasarlanmıştır ve genel olarak harmonik bileşenleri azaltmak, güç faktörünü artırmak gibi özelliklere sahiptir.

Bu sistemde Şekil 3.16'da da gösterildiği gibi yük gerilimi için THD değeri % 2,48 ve yük akımı için THD değeri % 2,31'dir. Akım için THD değerlerine dikkat edildiğinde çok

büyük fark göze çarpmasa da gerilimler göz önüne alındığında akımların THD değerlerine oranları aradaki farkı ortaya koyar.



(a)



(b)

Şekil 3.16 (a) Yük geriliminin harmonik analizi, (b) Yük akımının harmonik analizi

Şekil 3.13 (c) ve (d) FFT analiz grafiklerinde de THD değerlerinin, HBCC yöntemi kullanılarak elde edilen dalga şekillerine oranla daha fazla olduğu görülmektedir. Bu sonuçlar bize üç fazlı PWM AA kısıcıcı için önerilen kontrolörün ne kadar makul ve uygulanabilir olduğunu ortaya koymaktadır.

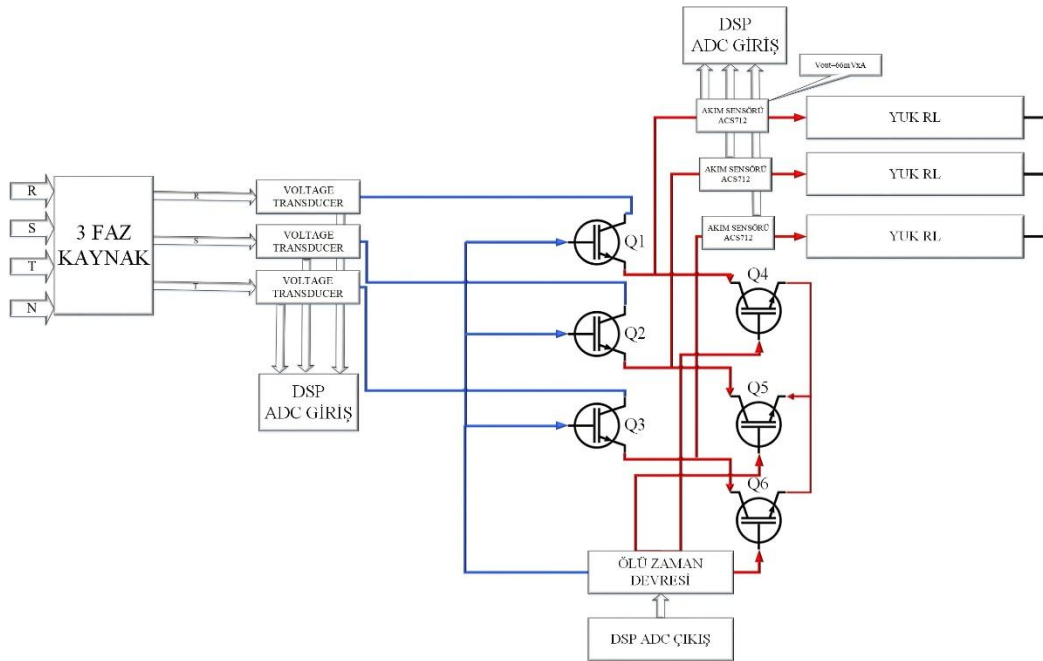
4. ÜÇ FAZLI AA KİYİCİ SİSTEMİNİN TASARLANMASI VE DENEYSEL SONUÇLAR

Tezin önemli kısmını oluşturan bu çalışmada, önceki başlıklarda bahsedilen üç fazlı PWM AA kıyıcısının tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kıyıcı tasarımında, güç devresi, sürme devresi ve DSP'yi de içeren kontrol devresi mevcuttur.

Tasarım gerçekleştirilirken baskı devre programı olarak Eagle programı kullanılmıştır. Bu program üç ana modülden oluşmaktadır. Çizim editörü, şema editörü ve auto route modülü olarak adlandırılan modüllerdir. Bu modüller, tek bir arayüz üzerinden kontrol edilmektedir. Eagle programı, kapsamlı komut dosyalarına sahip olması, bilgi giriş çıkışını C benzeri dil ile yapılması, basit kütüphanesi ve kataloğu, teknolojik özellik desteği gibi özellikleri ile oldukça kullanışlı bir programdır.

4.1. Donanımsal Tasarım

Bu tasarımdaki devreler, güç ve kontrol devresinden meydana gelmektedir. Güç devresini üç fazlı şebeke, üç fazlı AA kıyıcı ve yük oluşturmaktadır. Yük olarak hem yıldız hem de üçgen bağlı R-L yükü kullanılmıştır. Tasarımın kontrol devresini ise ölü zaman devresi, akım ve gerilim ölçümleri ve DSP oluşturmaktadır. Bu devrelerin blok şeması Şekil 4.1'de görülmektedir.

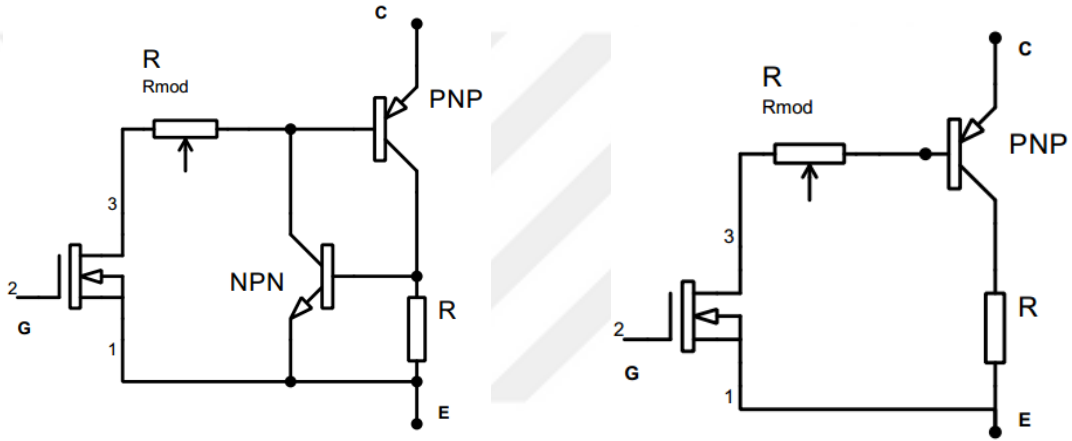


Şekil 4.1 AA kıyıcı sisteminin genel blok şeması

Şekil 4.1'deki şemada üç fazlı AA kaynak olarak laboratuvardaki üç fazlı şebeke gerilimi kullanılmıştır. Bu şebeke gerilimi tek fazlı üç adet trafoya bağlanarak güvenli çalışma için daha düşük bir gerilime dönüştürülmüştür. Devrede kullanılan bloklar alt başlıklarda açıklanmaktadır.

4.1.1. Sürücü Devresinin Tasarımı

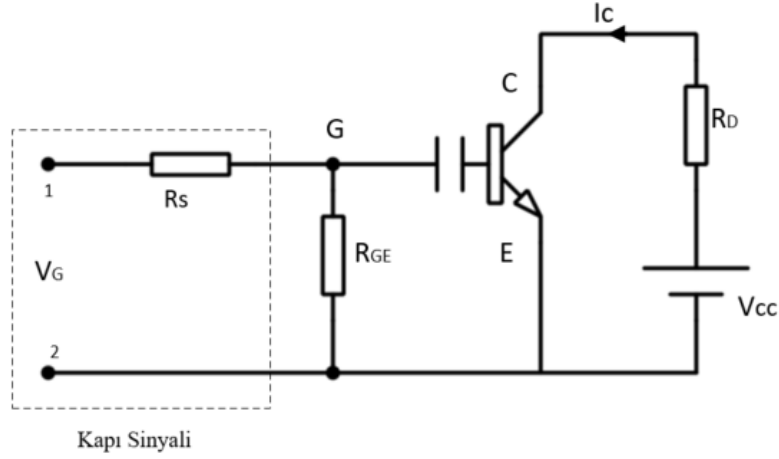
Devre benzetiminde de tasarımında da yarıiletken eleman olarak IGBT (1200 V, 20 A) kullanılmıştır. IGBT, MOSFET ve BJT'lerin olumlu yönleriyle oluşturulan bir elemandır. MOSFET gibi yüksek giriş empedansına, BJT gibi düşük iletim kayıplarına sahiptir.



Şekil 4.2 (a) IGBT eş değer devresi, (b) IGBT basitleştirilmiş devre [3]

Şekil 4.2'de IGBT'nin eş değer ve basite indirgenmiş devresi görülmektedir. IGBT, yapısında PNPN şeklinde dört katman bulundurmaktadır. MOSFET'lerde olduğu gibi IGBT'ler de gerilim kontrollüdür. Kapı gerilimi yeterince pozitif tutulduğunda elektronlar kapıya doğru çekilerek p bölgesi içinde n^- ve n^+ bölgelerini birleştirecek bir kanal oluştururlar. Böylece eleman iletime geçer. Kapı gerilimi eşik değerinin altına düşürülünce de kanal ortadan kalkar ve anahtar kesime girer. Çok basit bir sürücü devresi bu işlemi gerçekleştirebilir.

IGBT'lerin anahtarlama ve iletim kayıpları MOSFET kayıplarından düşüktür, sürme kolaylığı bakımından ise MOSFET'e benzerdir. IGBT'ler BJT'lerden daha hızlı tepki verir ama anahtarlama hızları MOSFET'ten daha düşüktür.



Şekil 4.3 IGBT sürücü ve anahtar devresi [3]

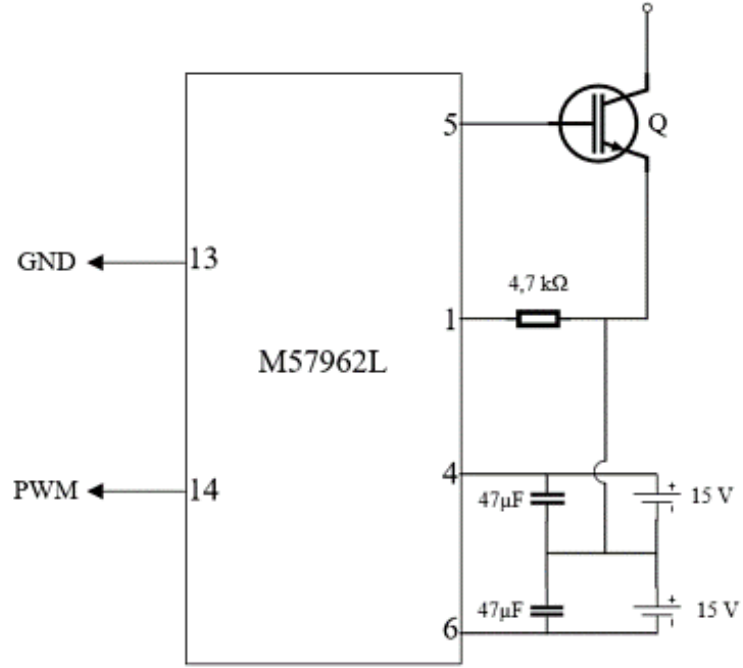
Bir IGBT'nin uçları kapı (G), kollektör (C) ve emitter (E) olarak adlandırılır. Tek bir IGBT'nin anma gerilim ve akımı 6500 V, 2400 A gibi değerlerde olabilir, anahtarlama frekansı da 20 kHz gibi değerlere ulaşabilir. IGBT'ler, DA ve AA motor sürücüleri, güç kaynakları, katı-hal röleleri ve elektrostatik aktüatör gibi orta düzeydeki güç uygulamalarında kullanılmaktadırlar. Ticari piyasada da üretilen IGBT'lerin anma gerilim ve akım değerlerinin artmasından dolayı BJT ve MOSFET'ler ile tasarlanan devreler artık IGBT'ler ile tasarlanmaktadır [3].

Şekil 4.3'te IGBT anahtarı ve sürücü devresi gösterilmiştir. Bu devre genel IGBT sürücü devresidir. IGBT'nin iletimi için kapı gerilimi kaynak veya emitter geriliminden büyük olmalıdır.

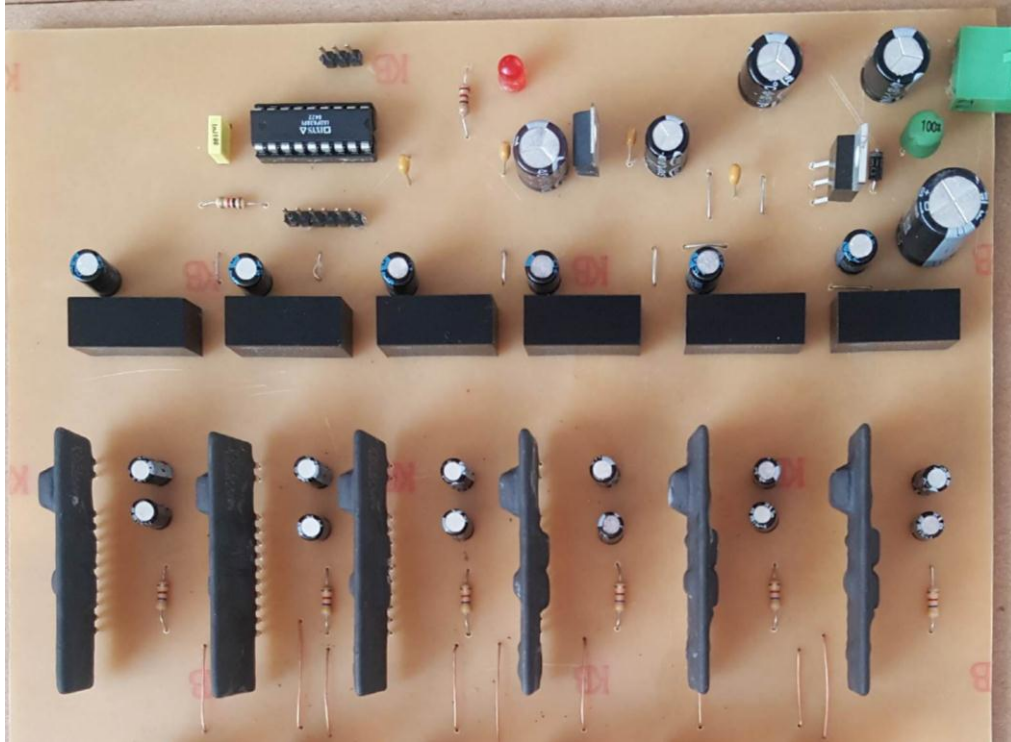
Bu tezde kullanılacak olan sürücü devresi ise Şekil 4.4'te gösterilmektedir. AA kıyıcı devresinde bulunan her bir IGBT ayrı sürme devresine gereksinim duyar. IGBT'nin kapı ve emitteri arasına pozitif ve negatif gerilim sağlayabilecek bir sürücü devresi kullanmak gerekir. Ancak bunu daha kullanışlı hale getirmek amacıyla aynı işleve sahip bir sürücü entegresi olan M57962L entegresi kullanılmıştır. Bu çalışmada da 6 tane IGBT kullanıldığından Şekil 4.4'teki sürücü devresi modelinden 6 adet kullanılması gerekmektedir.

Şekil 4.5'te IGBT sürücü devresinin baskı devresi görülmektedir. Bu devredeki DA-DA konverterleri beslemek amacıyla regülatör kullanılmıştır. Şekil 4.5'teki devrede iki adet regülatör kullanılmıştır. Bunlardan biri DA-DA konverterler için, diğeri ise aşağıda bahsedilen ölü zaman devresi için kullanılmıştır. Konverterler yaklaşık olarak 24 V'a

ihtiyaç duymaktadır. Kullanılan kapasiteler DA geriliminde meydana gelebilecek olan gürültüleri filtrelemek amacıyla kullanılmıştır.



Şekil 4.4 Devre tasarımında kullanılan IGBT sürücü devre şeması

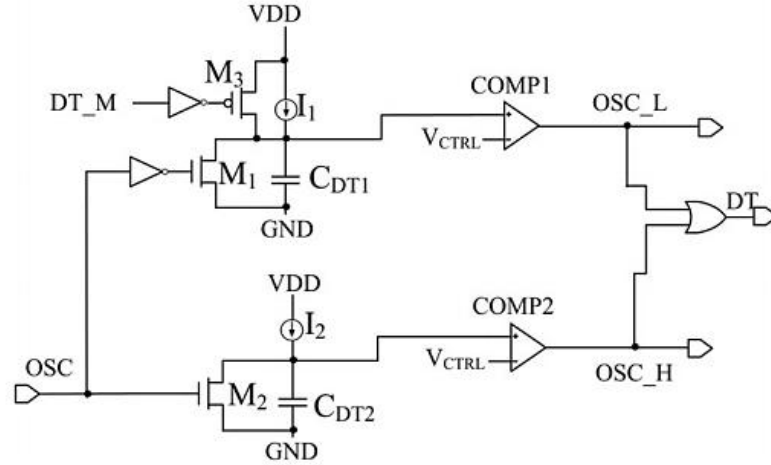


Şekil 4.5 Devre tasarımında kullanılan IGBT sürücü baskı devresi

Bu sürücü devresine ayrı olarak bir de ölü zaman devresi eklenmiştir.

4.1.2. Ölü Zaman Devresi

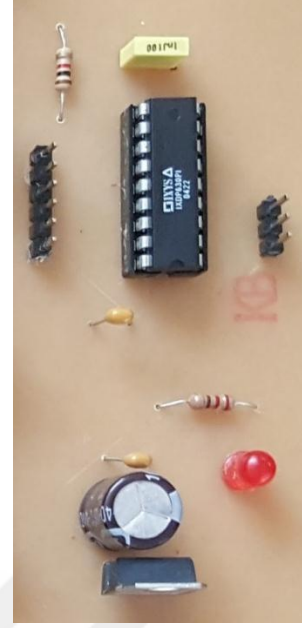
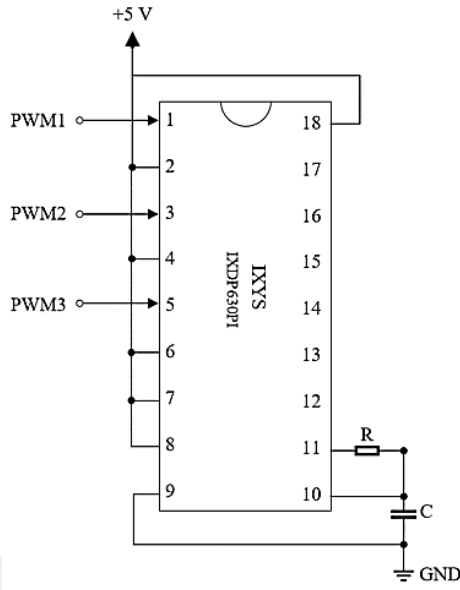
Ölü zaman devresi, aynı faza bağlı anahtarların aynı anda iletimde kalmalarını ve kısa devre olmalarını engelleyen bir devredir. Ölü zaman devresi iki tane kontrol edilebilir gecikme devresinden oluşur [24].



Şekil 4.6 Ölü zaman üretimi [24]

Şekil 4.6’da ölü zaman üretim devre şeması görülmektedir. Bu devre lojik kapılarla oluşturulmuştur. Bu devre şu şekilde çalışmaktadır: Eğer OSC yüksekse C_{DT1} , I_1 referans akımı ile şarj olur. C_{DT1} ’in gerilimi V_{CTRL} ’ye ulaştığında OSC_L yükselir. OSC düştüğü zaman, M_1 iletme geçer, C_{DT1} hızlı bir şekilde deşarj olur ve OSC_L düşer. OSC_L ’nin ve OSC’nin yükselen kenarları arasındaki gecikme zamanı ölü zaman t_d ’dir. Benzer olarak OSC_H ’nin yükselen kenarı ve OSC’nin alçalan kenarı arasındaki gecikme zamanı da ölü zaman t_d ’dir [24].

Bu devreye ait gerekli şema ve tasarım devresi ve Şekil 4.7’de de görülmektedir. Ölü zaman devresinde entegrenin ihtiyaç duyduğu 5 V’luk gerilimi Şekil 4.7’de de görülen LM7805 kodlu gerilim regülatörü sağlamıştır. Regülatör DA kaynağından aldığı yaklaşık 24 V’luk gerilimi ölü zaman entegresinin gereksinim duyduğu 5 V’a dönüştürmektedir.



Şekil 4.7 Ölü zaman devre şeması ve tasarımı

Ölü zamanın süresi önem arz etmektedir. Gereğinden kısa tutulursa AA kıyıcı devresindeki anahtarlar zarar görebilir. Sürenin kısa tutulması aynı fazdaki anahtarların aynı anda iletimde kalmalarına sebebiyet verebilir. Bu devre için ölü zaman süresi anahtarlar göz önünde bulundurulduğunda yaklaşık 700 ns-1 μ s arasında bir değer olarak belirlenmiştir. Burada önem arz eden iki parametre vardır: Kondansatör ve direnç değerleri. Ölü zaman süresini belirlerken kullanılan formül, Şekil 4.6'ya göre Denklem (4.1)'te verilmektedir:

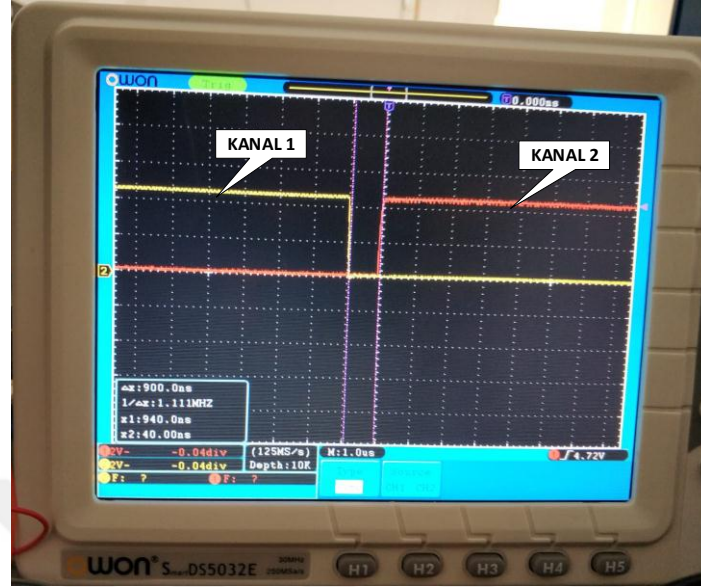
$$t_d = \frac{V_{CTRL}C_{TD1}}{I_1} = \frac{V_{CTRL}C_{TD2}}{I_2} \quad (4.1)$$

Tablo 4.1'de bazı kapasite değeri sabit bırakılıp direnç değerleri değiştirilerek elde edilen ölü zaman süreleri verilmiştir. Örnek olarak tezde, belirli kapasite ve direnç değerleri için ölü zaman süreleri elde edilmiştir. Tablo 4.1'de görülmektedir.

Tablo 4.1. Farklı direnç değerlerine göre ölü zaman süreleri

Kapasite Değeri	Direnç Değeri	Ölü zaman süresi
1 nF	1 k Ω	7 μ s
1 nF	500 Ω	3 μ s
1 nF	180 Ω	1,4 μ s
1 nF	90,9 Ω	1,14 μ s
1 nF	69 Ω	900 ns

Şekil 4.8’de ölü zaman devresinin osiloskop ile ölçülen süre grafiği gösterilmektedir.



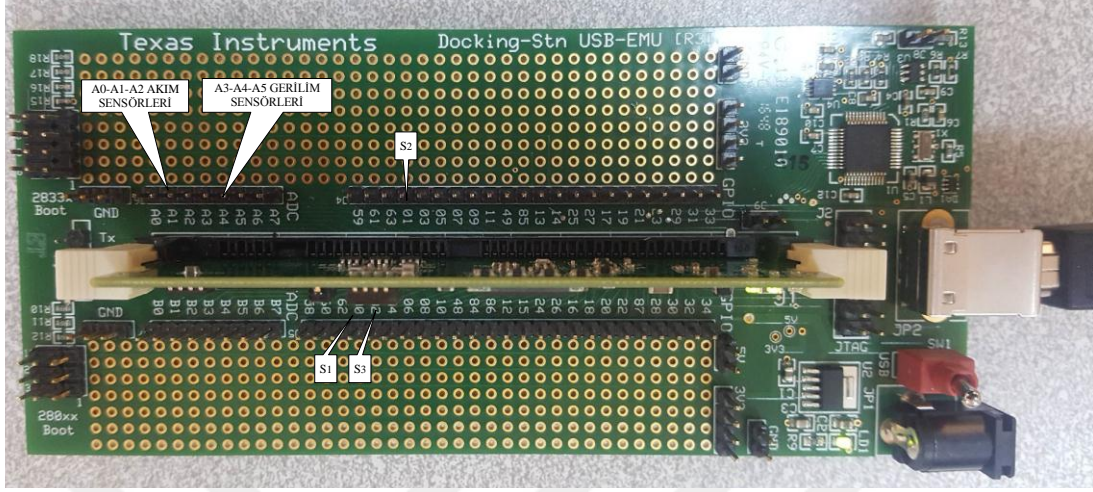
Şekil 4.8 Ölü zaman devresinin sinyali

Şekil 4.8’de gösterilen sinyallerde Kanal 1 olarak belirtilen sinyal ölü zaman devresinin girişine uygulanan PWM sinyalidir. Kanal 2 ile olarak belirtilen sinyal ise anahtara uygulanacak olan sinyaldir. Aralarında şekilde görüldüğü gibi yaklaşık 900 ns vardır. Kullanılan kapasite değeri 1 nF ve direnç değeri ise yaklaşık 69 Ω ’dur. Bu değer AA kıyıcı devresinde kullanılan anahtarların anahtarlanma süreleri için uygun bir değerdedir.

4.1.3. Dijital Sinyal İşlemcisi (Digital Signal Processor-DSP)

IGBT sürücü devresine sinyal, MATLAB ile haberleşebilen Şekil 4.9’da görülen DSP (Dijital sinyal işlemcisi) tarafından sağlanmıştır. DSP’ler mühendislikte tasarım ve analiz çalışmalarında, otomotiv sanayinde, görüntü işleme, sayısal haberleşme ve güç sistemi uygulamalarında, deneysel çalışmalarda, endüstriyel tasarımlarda sıklıkla kullanılmaktadır [25]. Bu kontrolör tasarımının denetim, karar verme birimi ve denetim algoritmalarının yürütüldüğü kısım olduğu için uygulamaların verimli olması açısından kontrolörün uygun seçilmesi gerekmektedir. DSP’nin RAM (bellek) ve çalışma hızının yeterli olması gerekmektedir. DSP’ler genellikle paralel ve matematiksel işlemler gerçekleştirebilmektedirler. Bu çalışmada kullanılacak olan DSP, TI firması tarafından geliştirilen, C2000 DSP ailesine ait 32 bit floating-point’e (kayan noktalı) ve F28335 işlemcisine sahip karttır. MATLAB/Simulink’te gerçekleştirilen AA kıyıcısının kontrolör kısmının benzetim modeli DSP ile IGBT’lerin sürücü entegreleriyle haberleştirilmiş ve bu

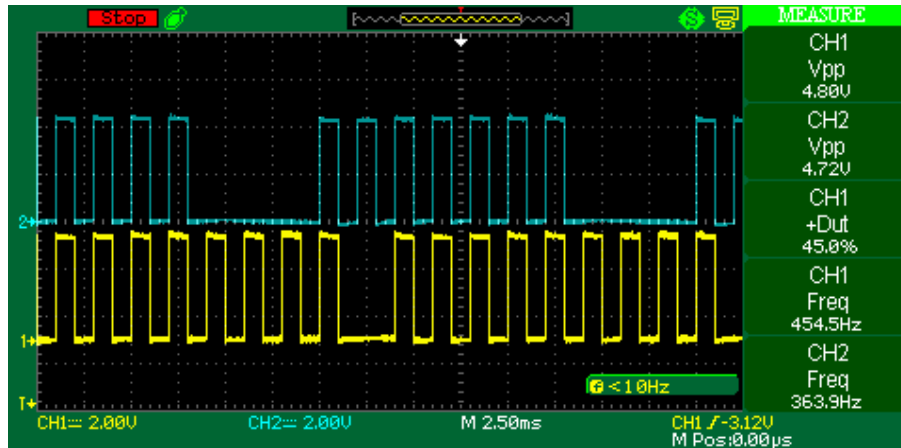
sayede istenilen anahtarlama durumları meydana getirilmiştir. DSP kartının belirli pinleri kullanılarak bu eylem gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.9 DSP kartı

DSP'den elde edilecek olan sinyal anahtarlara uygulanan PWM sinyalidir. Bu sinyal ile anahtarlar belli bir algoritma ile iletme veya kesime girerek devrenin çalışmasını sağlamaktadır.

Devredeki anahtarlara uygulanan anahtarlama sinyalleri ise Şekil 4.10'da verilmiştir.



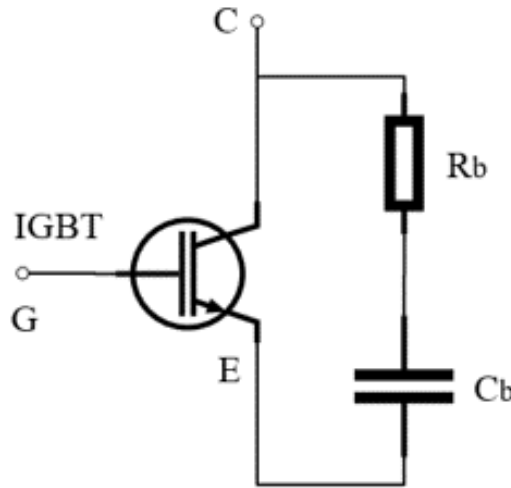
Şekil 4.10 IGBT'lere uygulanan anahtarlama sinyalleri

4.1.4. Güç Devresinin Tasarımı

AA kıyıcı devresinde anahtar olarak 6 tane IGBT kullanılmıştır. Her bir IGBT için de ayrı olarak snubber (bastırıcı) devreleri kullanılmıştır.

Bastırıcı devreleri, AA kıyıcı devresinin güvenli bir şekilde çalışmasını sağlar. Yarıiletken elemanlar kesime girme esnasında anahtar uçlarında hızlı bir gerilim yükselmesine ve iletme girme esnasında hızlı bir akım yükselmesine maruz kalırlar. İletim esnasında bastırıcı devrenin olmadığı durumlarda akımın yükselmesi anahtarın izin verilen di/dt 'sinden (katalog değeri) çok daha büyük olabilir. Bu duruma benzer olarak anahtar kesim esnasındayken aşırı gerilimlere veya dv/dt 'ye maruz kalabilir. Bunu sınırlamak için de bastırıcı devre kullanılarak bu akım yükselme hızı ve gerilim yükselme hızı sınırlandırılır. Bastırıcı devrelerinin amacı yine korumanın yanında, anahtarın baz ucuna uygulanan gerilimin sıfır olduğu sürelerde eleman kesime girerken oluşan kesime girme kayıplarını azaltmak ve yine anahtar kesime girerken anahtar uçlarında oluşabilecek ani gerilim sıçramalarını engellemektir.

Şekil 4.11'de bastırıcı devre şeması görülmektedir. Bastırıcı devrenin eleman değerleri $C_b=22 \mu F$ ve $R_b=22 \Omega$ olarak belirlenmiştir.



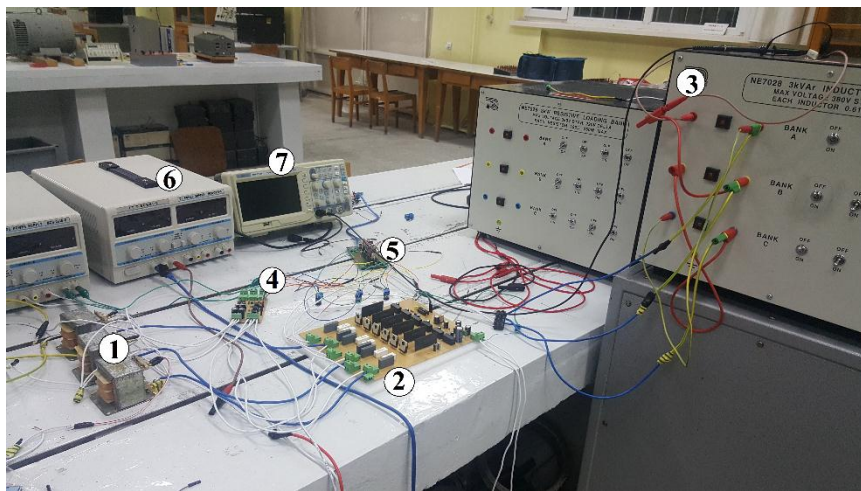
Şekil 4.11 Bastırıcı devre şeması

4.2. Deneysel Sonuçlar

Şekil 4.12’de üç fazlı PWM AA kıyıcı devresinin bütün hali, Şekil 4.13’te de deney sonuçlarının elde edildiği laboratuvar ortamı görülmektedir. Devreye primer sargıları Şebeke gerilimine bağlı üç adet tek fazlı transformatörler ile sekonder sargılardan 50 Hz ve yaklaşık 17 V değerinde gerilim uygulanmıştır. Anahtarlama frekansı 1 kHz’dir. Yük olarak yıldız ve üçgen bağlanan R-L (8,1 Ω ve 375 mH) yükleri kullanılmıştır. Yük gerilimi, akımı ve gerekli harmonik analizi ölçülmüştür.



Şekil 4.12 üç fazlı AA kıyıcı devresinin bütün hali



- 1) Trafo grubu
- 2) Güç devresi
- 3) R-L yük bankları
- 4) lm devresi
- 5) DSP
- 6) DA güç kaynağı
- 7) Osiloskop

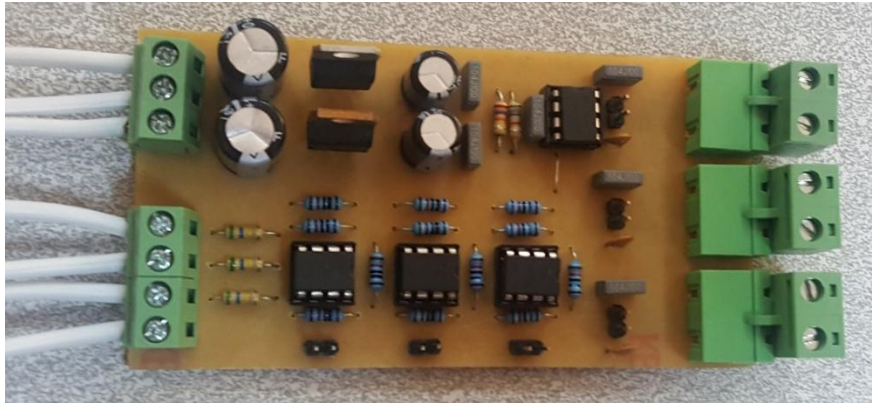
Şekil 4.13 AA kıyıcı devresi deneyi laboratuvar ortamı

Ölçüm devresinde akım sensörü olarak ACS712T kodlu bir entegre kullanılmıştır (Şekil 4.14). Bu akım sensörleri manyetik etkiye bağlı lineer bir sensördür. Bu sensör, 30 A'e kadar iki yönlü akım girişine izin vermektedir. Hata payı % 5'in altında olup, analog gerilim (66 mV/A) elde edilir. Bu sensörün tercih edilmesinin bir sebebi devre tasarımının elektriksel izolasyon gerektirmesidir. Aşırı akıma dayanabilen bir sensör olduğu da söylenebilir.



Şekil 4.14 Akım sensörü (ACS712T ELC 30 A)

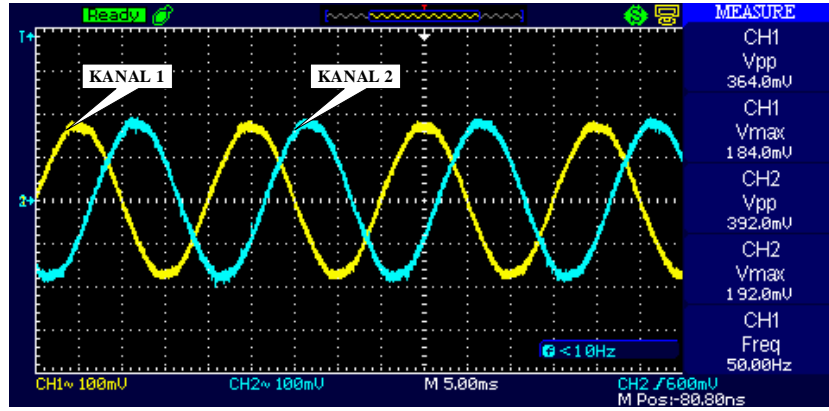
Akım ve gerilim ölçümleri için de bir ölçüm devresi tasarlanmıştır. Bu devre Şekil 4.15'te görülmektedir. Bu devrelerin tasarım amacı ise sağlıklı akım ve gerilim bilgilerini alabilmektir. Tez için kullanılan devrede anlık gerilim değerlerinin ölçülmesini gerektiren minimum gerilim algoritması mevcuttur. Okunan bu değerlerin DSP'ye aktarılması gerektiği için bu sensörlerin kullanılması gerekmektedir. abc-dq0 dönüşümü bu sensörler üzerinden okunan değerlerle gerçekleştirilmektedir.



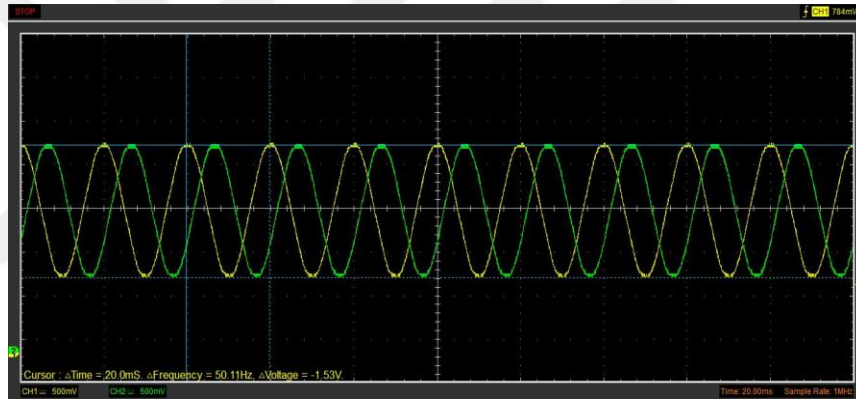
Şekil 4.15 Ölçüm devresi

Ölçüm devresi tamamen AA kıyıcı devresine bağlanmadan test edilmiştir. Devreye 30 V gerilim uygulanmış ve sonrasında devreye R-L yükü bağlanmıştır. İki kanallı osiloskop ile elde edilen sonuçlar şekil 4.16'da ve 4.17'de verilmiştir

Şekil 4.16’da verilen dalga şeklinde Kanal 1 olarak verilen sinyal R fazı için, Kanal 2 ise S fazı için akım sensörlerinden elde edilen akımın gerilime dönüştürülmüş değerleridir.

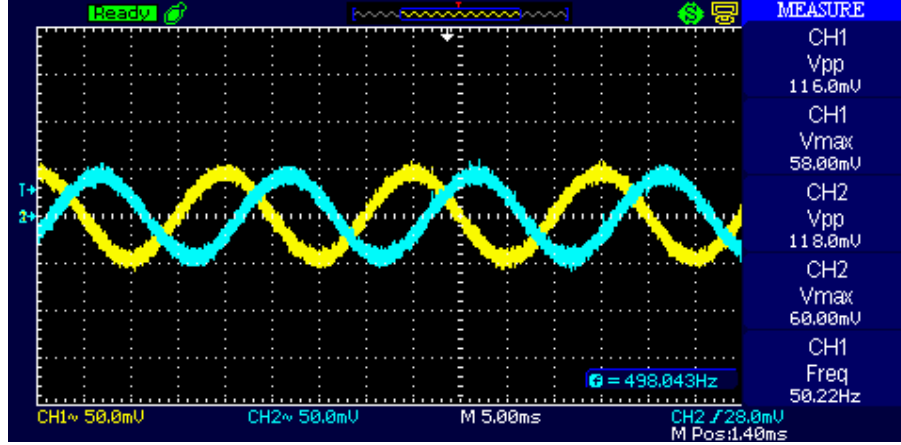


Şekil 4.16 2 A değerinde akım geçerken sensör davranışı



Şekil 4.17 30 V kaynak gerilimi ile ölçülen gerilim sensör sinyali

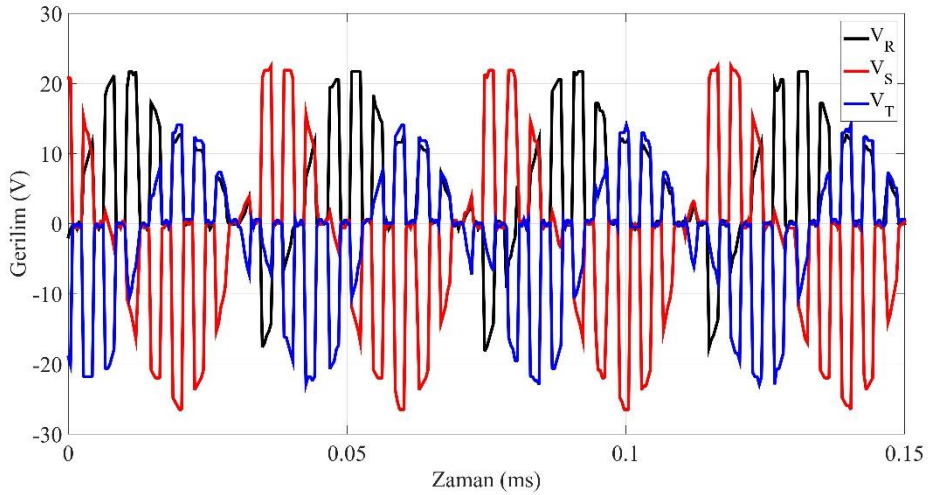
Şekil 4.18’de iki kanallı osiloskopa ölçülen akım sinyalleri gösterilmektedir. Bu sinyalin elde edildiği testte de devreye uygulanan giriş gerilimi 50 V, yük akımı değeri 480 mA, R değeri yaklaşık 30 Ω ve L değeri yaklaşık 380 mH’dir.



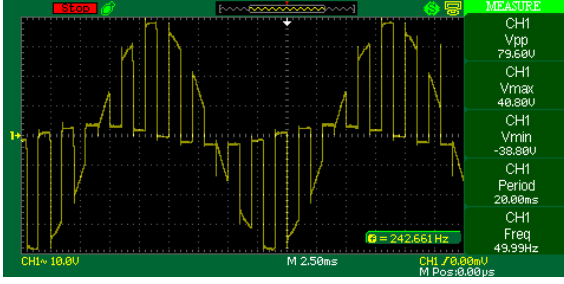
Şekil 4.18 R-L yükü üzerindeki akım sinyali

4.2.1. Yıldız Bağlı R Yükü ile Elde Edilen Deneysel Sonuçlar

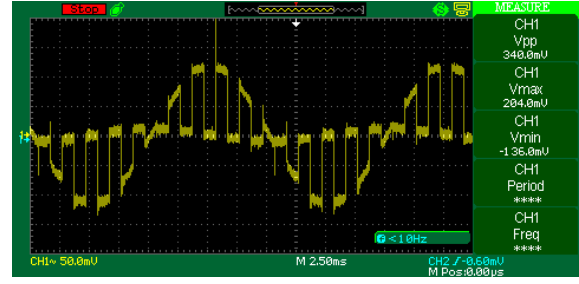
R yükü ($184,75 \Omega$) bağlı AA kıyıcı devresinde kaynak gerilimi olarak 17 V kullanılmıştır. MATLAB/Simulink'te oluşturulan benzetimde meydana getirilen ve DSP'ye uygulanan kontrol algoritması sayesinde elde edilen sonuçlar Şekil 4.22 ve 4.23'te görülmektedir. Bu şekillerde yıldız bağlı R yüküne ait gerilim ve akım sinyalleri görülmektedir. Görülen ölçümler tek faz için gerçekleştirilmiştir. Akım ölçümü ise 1Ω 1 W'lık taş direnç aracılığıyla osiloskop üzerinden alınmıştır.



Şekil 4.19 Güç analizörü ile ölçülen üç fazlı R yükü gerilimi



(a)

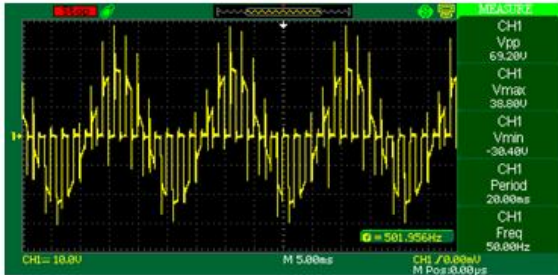


(b)

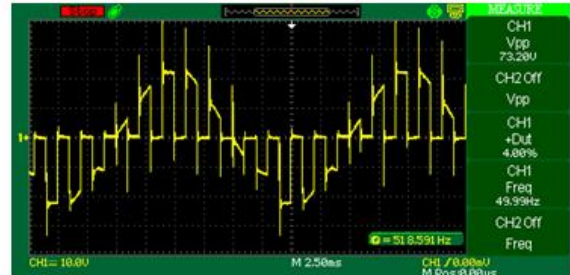
Şekil 4.20 (a) R-S fazları arası gerilim (b) R yükü akımı

4.2.1. Yıldız Bağlı R-L Yükü ile Elde Edilen Deneysel Sonuçlar

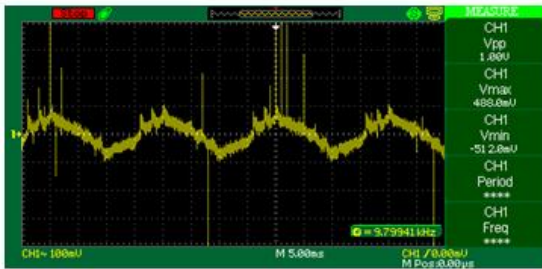
AA kıyıcı devresi R yükü yanında bir de R-L yükü için de test edilmiştir. Her bir R değeri $8,1 \Omega$, her bir L değeri yaklaşık 380 mH olan yük bankası kullanılmıştır. Bu yük yine aynı kaynak gerilimi ile önce yıldız bağlanarak test edilmiştir ve sonuçları gözlenmiştir. Şekil 4.21’de sırası ile yükün yıldız bağlantısı için fazlar arası gerilim, faz-nötr arası gerilim, yük akımı ise R ve S fazlarının gerilimi verilmektedir.



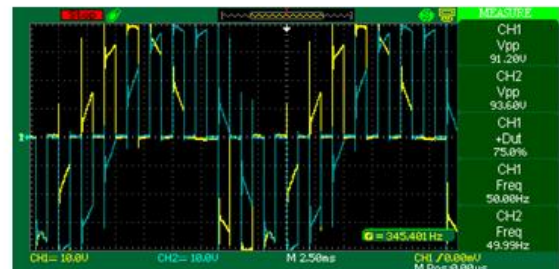
(a)



(b)



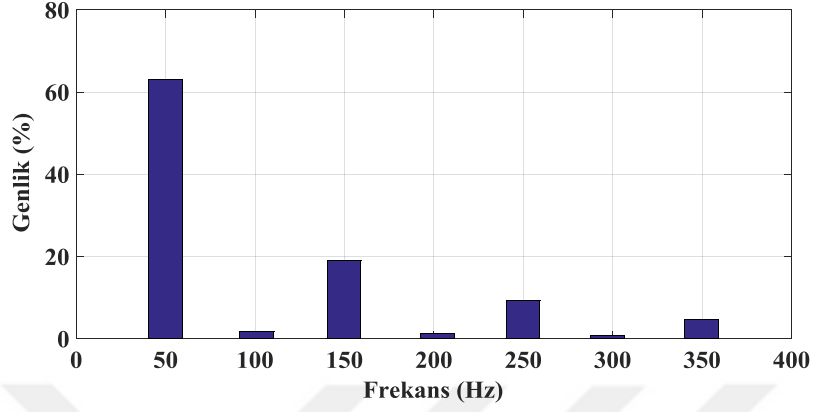
(c)



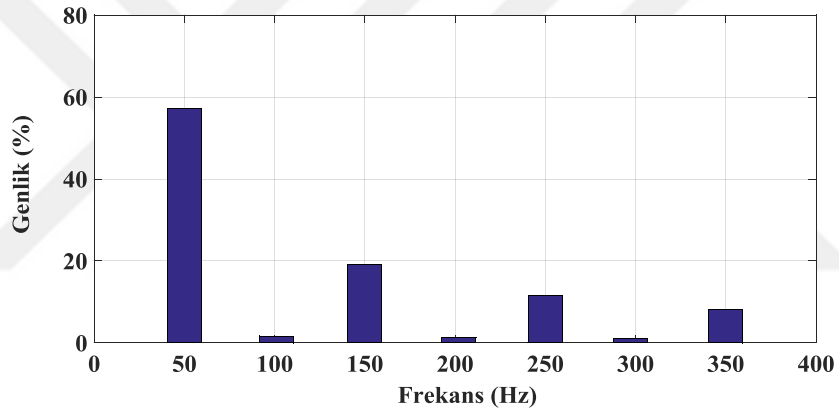
(d)

Şekil 4.21 (a) Fazlar arası gerilim (b) Faz-nötr arası gerilim (c) Yük akımı (d) R ve S fazlarının gerilimleri

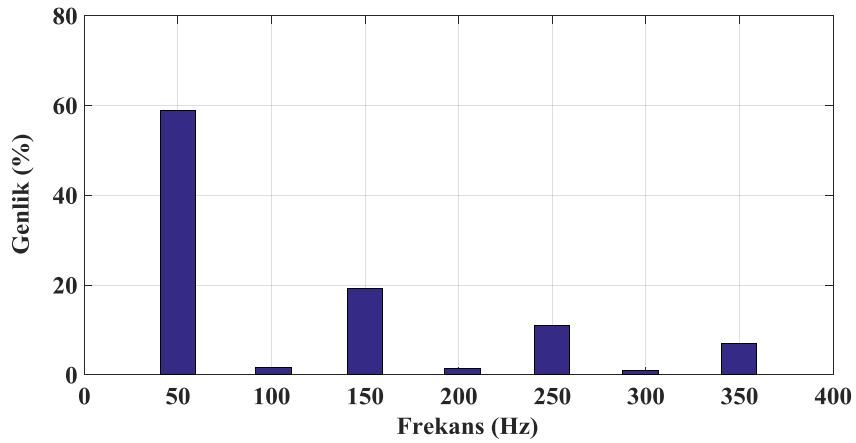
Şekil 4.22’de sırası ile yıldız bağlı R-L yükünün R, S ve T fazlarına ilişkin harmonik spektrumları elde edilmiştir. Bu spektrumlar, iki kanallı osiloskoptan alınan sonuçlar ile MATLAB programından elde edilmiştir.



(a)



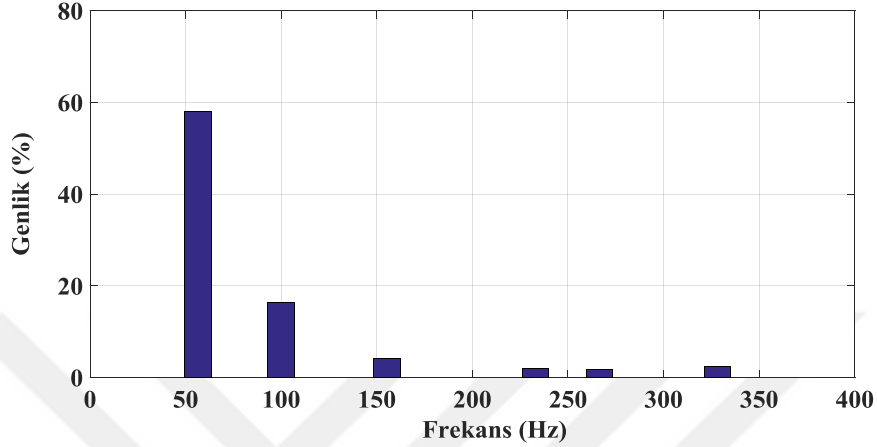
(b)



(c)

Şekil 4.22 (a) R fazı harmonik spektrumu (b) S fazı harmonik spektrumu (c) T fazı harmonik spektrumu

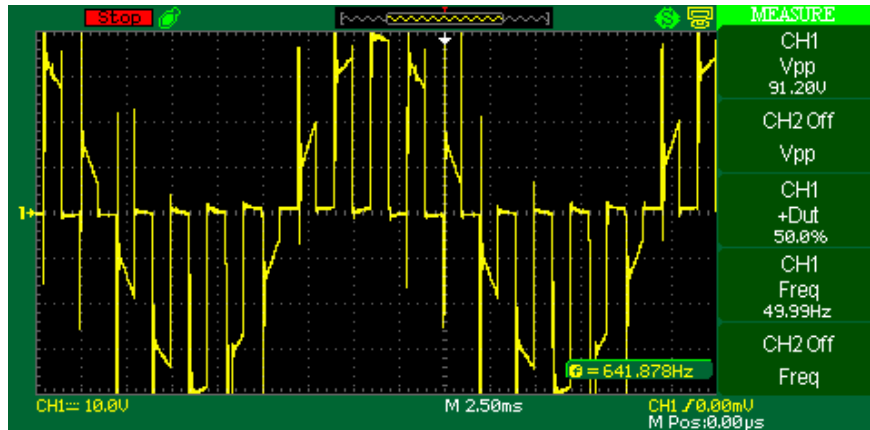
Şekil 4.22’de verilen harmonik spektrumlarının değerleri sırası ile R fazı THD’si 34,71%, S fazı THD’si 38,49%, T fazı THD’si 39,6625%’dir. Şekil 4.23’te verilen grafikler ise yıldız bağlı R-L yük akımlarının harmonik spektrumlarıdır. Yük akımı için THD=26,143%’dir.



Şekil 4.23 Yük akımının harmonik spektrumu

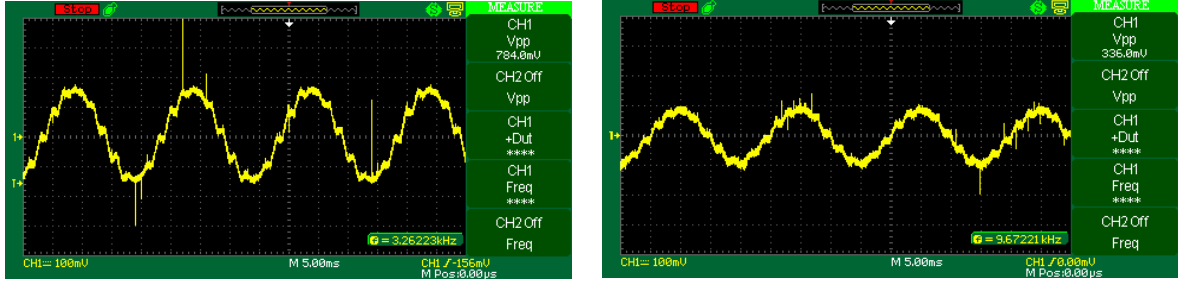
4.2.2. Üçgen Bağlı R-L Yüğü İle Elde Edilen Deneysel Sonuçlar

Yıldız bağlantıda kullanılan yük değerleri yine aynı kaynak gerilimi bu kez üçgen bağlanarak test edilmiştir ve sonuçları gözlenmiştir Şekil 4.24’te üçgen bağlı R-L yükünden elde edilen hat gerilimi dalga şekli mevcuttur. Üçgen bağlantıda faz ve hat gerilimleri birbirine eşittir.



Şekil 4.24 Hat gerilimi

Şekil 4.25'te ise bu yüklerin hat ve faz akımları dalga şekilleri verilmiştir. Akımı dalga şeklini elde etmek için yüke 1 Ω 1 W'lık taş direnç bağlanıp, taş direnç üzerindeki gerilim ölçülmüştür. Hat akımı ise yük akımının yaklaşık $\sqrt{3}$ katı olacak şekilde ölçülmüştür.

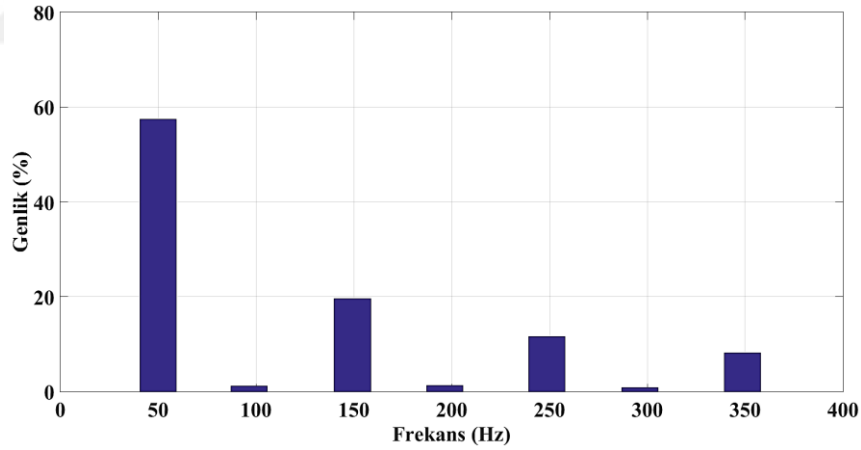


(a)

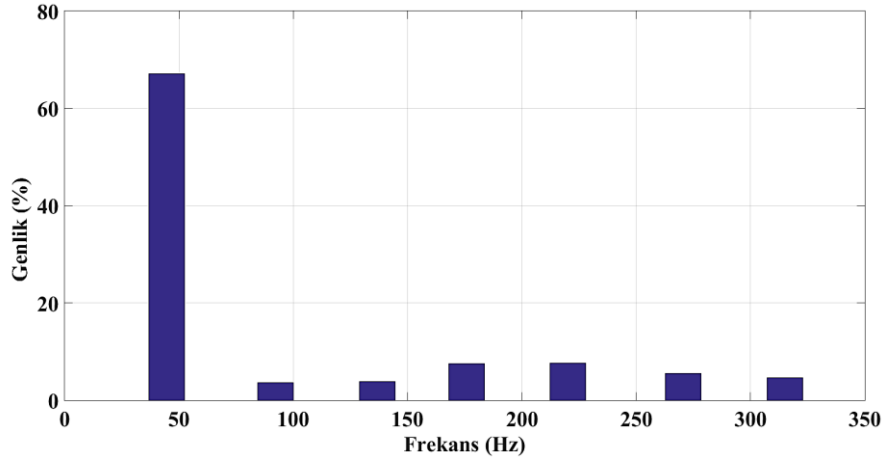
(b)

Şekil 4.25 (a) Hat akımı (c) Faz akımı

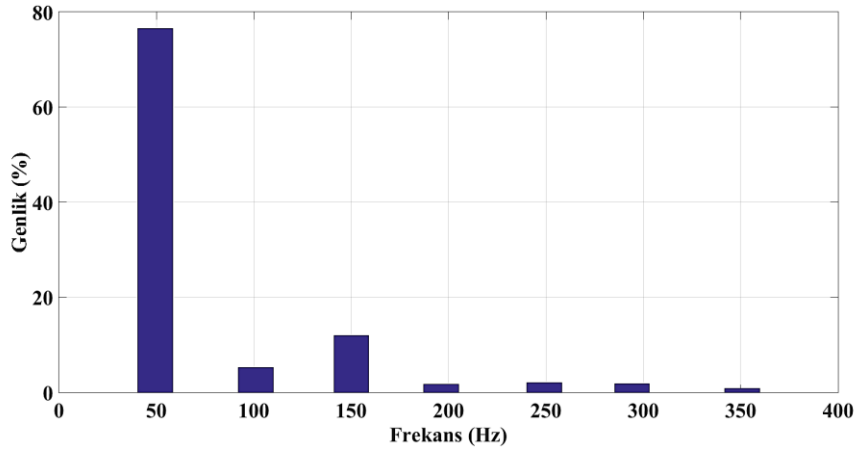
Şekil 4.26 ve 4.27'de verilen grafikler ise üçgen bağlı R-L yükünün hat gerilimi, hat ve faz akımlarının harmonik spektrumlarıdır. Şekil 4.26'daki grafikte THD=42,2514%, 4.27 (a)'daki grafikte THD=20,853%, (b)'deki grafikte ise THD=17,603% 'dir.



Şekil 4.26 Hat gerilimi harmonik spektrumu



(a)



(b)

Şekil 4.27 (a) Hat akımı harmonik spektrumu (b) Faz akımı harmonik spektrumu

5. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında üç fazlı kaynaktan elde edilen farklı gerilim değerleri ile denenen, sabit frekans ve genlikteki bir gerilimi değişken genlikli bir gerilime dönüştürebilen bir PWM AA kıyıcı devresi tasarlanmıştır. Bu tezde benzetimde kullanılan histerezis bant akım kontrolörünün (HBCC) olumlu sonuçlar verdiği görülmektedir. Amacı DSP ile oluşturulan kontrolör tasarımı ile ayrı olarak bir filtre kullanmaksızın akım ve gerilim sinyalleri elde etmek olan bu tasarım, farklı yük tipleri için denenmiştir ve yük akım ve gerilim karakteristikleri incelenmiştir. Tasarlanan AA kıyıcı devresinde 6 adet IGBT kullanılmış ve bunların sürülmesi için de IGBT sürücü entegreleri kullanılmıştır.

Gerçekleştirilen HBCC algoritmasının öncelikle MATLAB/Simulink ortamında benzetimi yapılmıştır. Harmonik gibi olumsuz etkileri, önerilen sistemin kompanze ettiğini göstermek için sistem harmonikli besleme gerilimlerini içerecek şekilde yeniden modellenmiş ve simule edilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları önerilen kontrol tekniğinin giriş kaynak gerilimi dalga şekilleri üzerinden istenmeyen etkilere rağmen çıkışta dengeli ve THD'si düşük dalga şekilleri sağlandığını göstermiştir. Yani, giriş frekansı sabit tutularak, sistemin girişine harmonikli gerilim uygulanması durumunda da, kullanılan histerezis bant akım kontrolörü sayesinde kıyıcı çıkışında yine harmoniği oldukça az, dengeli 3-fazlı akımlar üretmiştir. Harmoniğin tamamen yok olduğu söylenemezse de kabul edilebilir bir seviyede olduğu söylenebilir. Bu durum harmonik analiz sonuçları ile de ispatlanmıştır.

Benzetim devre şeması da göz önüne alınarak tasarım için ilk adım olan devre gerçek zamanda tasarlanmıştır. Tasarlanan devrede kontrolör kısmı DSP ile oluşturulmuştur. DSP ile elde edilen PWM sinyalleri anahtarlara uygulanmak üzere hazır hale getirilmiştir. Anahtarların aynı anda iletme girmemesi amacıyla ölü zaman devresi tasarlanmıştır. Bu çalışma için yaklaşık 900 ns'lik bir ölü zaman süresi ayarlanmıştır. Bu sistemin girişine 17 V'luk üç fazlı gerilim uygulanmıştır. Tasarımı gerçekleştirilen AA kıyıcı devresi üç fazlı şebeke gerilimin beslediği üç adet tek fazlı kaynak ile beslenerek üç fazlı ve yıldız bağlı R ve R-L ve üçgen bağlı R-L yükleri için deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Yükler üzerindeki akım ve gerilimler osiloskop ile ölçülmüştür. Bu verilerle de harmonik spektrumları elde edilmiş ve gerekli analizler yapılmıştır.

Benzetim sonuçları doğrultusunda tasarlanan AA kıyıcı devresinin toplam harmonik yüzdesini azaltan bir algoritma ile çalıştırıldığında başarılı olduğu gözlenmektedir. Deneysel sonuçlarda ise yıldız bağlı yükte akımdaki toplam harmonik bozulmanın 26,143% olduğu gözlenmiştir. Üçgen bağlı yükte ise hat ve faz akımlarının toplam harmonik bozulma değerleri sırasıyla 20,853% ve 17,603% 'dir.

Bu sonuçlar ışığında benzetimde uygulanan kontrol yapısının toplam harmonik bozulma yüzdesini başarıyla azalttığı gözlenmiştir. Tasarımı gerçekleştirilen AA kıyıcı devresi ile de, şebekede oluşan harmoniklerin, çıkış gerilimi ve çıkış akımında meydana getirdiği harmonikleri daha geniş kapsamlı çalışmalarla daha kabul edilebilir bir seviyeye indirilebileceği düşünülmektedir.




KAYNAKLAR

- [1] **Bodur, H.**, 2018. *Güç Elektroniği I*, http://afguven.com/depo/ESM312/guc_elektronigi.pdf, (Erişim: 16.05.2018)
- [2] **Işık, H., Özgönenel, O. ve Sungur, C.**, 2004. 'Güç Elektroniği Devrelerinin Benzeşiminde Kullanılan Bilgisayar Teknikleri', Selçuk Üniversitesi Teknik Bilimler MYO Teknik-Online Dergi, Konya.
- [3] **Rashid, M. H.**, 2015 Güç Elektroniği Yarıiletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları, Çeviri Editörü: S. Sünter, M. T. Aydemir, Ankara: Nobel Akademik Yayıncılık Eğitim Danışmanlık Tic. Ltd. Şti.
- [4] **Salazar, L., Vasquez, C., and Weichmann, E.**, 1991. 'On the characteristics of a PWM AC controller using four switches', Proceedings of IEEE conference PESC'91, pp. 307-313.
- [5] **Kwon BH, Min BD, Kim JH.** 1996. 'Novel topologies of AC choppers', IEEE Proc. Electr. Power; 143(4):323-30.
- [6] **Derradji Belloum, K., Moussi, A.**, 2008 'A Fixed Band Hysteresis Current Controller for Voltage Source AA Chopper', World AAademy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical, Computer, Enegetic, Electronic and Communication Engineering, Vol:2, No:9.
- [7] **Belhaoucheta N, Rahmania L.** 2009. 'Development of adaptive hysteresis-band current control of PWM three-phase AC chopper with constant switching frequency'. Electr Power Compon. Syst; 37(6):583-98.
- [8] **Chun, T., and Choi, M.**, 1996. 'Development of Adaptive Hysteresis Band Current Control Strategy of PWM Inverter with Constant Switching Frequency', Conference Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, San Jose CA, Vol. 1, pp. 194-199, 3-7.
- [9] **Choe, G. H., Wallance, A. K., and Park, M. H.**, 1989 'An Improved PWM Technique for AC Choppers', IEEE Trans. Power Electron., Vol. 4, No. 4, pp. 496-505.
- [10] **Kale, M., Karabacak, M., and Saracaoglu, B.**, 2013 'A Novel Hysteresis Band Current Controller Scheme for Three Phase AC Chopper', Electrical Power and Energy Systems 44, pp. 219-226.
- [11] **Bilgin, M. Z. ve Kılıçarslan, Ü.**, 2010. 'Yapay Sinir Ağı Kullanarak DGM'li AA Kıyıcılarda Gerilim Harmoniklerinin Azaltılması', ELECO 2010, Bursa.
- [12] **Türeci, G.**, 2018. Üç fazlı AA Kıyıcılar, <http://gokhantureci.com/wp-content/uploads/Güç-Elektroniği> (Erişim: 16.05.2018)
- [13] **Bakan, A. F.**, 1997. Mikrodenetleyici kullanılarak PWM AC kıyıcı ile asenkron motor kontrolünün incelenmesi ve gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

- [14] **Uçantekin, A.**, 2010. Tristörlerle AA'da Gerilim Kontrolü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Dergisi.
- [15] **Çaşkurlu, A.**, 2010. Elektrik enerjisinde kalite, Elektrik Elektronik Mühendisliği Dergisi.
- [16] 320volt.com/wp-content/uploads/2009/11/pwm-ac-kiyicilar (18.10.2017)
- [17] **Yanmaz, H.**, 2011. Çok devirli daimi kondansatörlü asenkron motorlar için PWM AC kıyıcı tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Düzce.
- [18] **Hagemeyer, M., Solanki, J., Fröhleke, N., Böcker, J., Averberg, A., & Wallmeier, P.** 2014. Comparison of PWM AC chopper topologies. In *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE* (pp. 1325-1330). IEEE.
- [19] **Hunyár, M. and Veszprémi, K.**, 2001. 'Pulse width modulated IGBT AC Chopper', *Periodica Polytechnica Ser. El. Eng. Vol. 45, No. 3-4*, pp. 159-178.
- [20] **Liu, B., Zhuo, F., Zhu, Y., Yi, H., and Wang, F.**, 'A three-phase PLL algorithm based on signal reforming under distorted grid conditions', *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(9), 5272-5283, 2015.
- [21] **Arricibita, D., Luis M., and Ernesto L. B.**, 'Simple and robust PLL algorithm for accurate phase tracking under grid disturbances', *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2017 IEEE 18th Workshop on. IEEE, 2017.
- [22] **Elrayyah, A., Sozer, Y., and Elbuluk, M.**, 'A robust and efficient PLL algorithm for single-phase grid-connected renewable energy sources', In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE (pp. 2940-2946), 2013.
- [23] **Sunter, S., Altun, H., and Clare, J. C.**, 2010. 'A Control Technique for Compensating the Effects of Input Voltage Variations on Matrix Converter Modulation Algorithms', *Electric Power Components and Systems*, pp. 807-822.
- [24] **Shi, L. F., Liu, F. B., He, H. S., Mao, X. Y., and Lai, X. Q.** 2013. Design of adaptive dead-time control circuit for resonant half-bridge driver. *International Journal of Electronics*, 100(10), 1317-1331.
- [25] **Kesler, M., ve Sunan, M.**, 2008 'Düşük maliyetli DSP uygulama geliştirme kartının tasarımı ve güç sistemlerinde harmonik analizin gerçekleştirilmesi', Elektrik, Elektronik, Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, ELECO.


EKLER

Ek 1 : FGA20S120M IGBT Veri Sayfası



FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

March 2010



FGA20S120M

1200V, 20A Shorted-Anode IGBT

Features

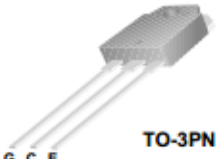
- High speed switching
- Low saturation voltage: $V_{CE(sat)} = 1.55V @ I_C = 20A$
- High input impedance
- RoHS compliant

Applications


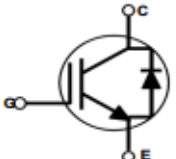
- Induction heating and Microwave Oven
- Soft switching Application

General Description

Using advanced Field Stop Trench and shorted-anode technology, Fairchild's 1200V Shorted-Anode Trench IGBTs offer superior conduction and switching performances, and easy parallel operation with exceptional avalanche capability. This device is designed for Induction heating Microwave Oven.



TO-3PN

Absolute Maximum Ratings T_C = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Description	Ratings	Units
V _{CEs}	Collector to Emitter Voltage	1200	V
V _{GES}	Gate to Emitter Voltage	±25	V
I _C	Collector Current @ T _C = 25°C	40	A
	Collector Current @ T _C = 100°C	20	A
I _{CM(1)}	Pulsed Collector Current	60	A
I _F	Diode Continuous Forward Current @ T _C = 25°C	40	A
	Diode Continuous Forward Current @ T _C = 100°C	20	A
P _D	Maximum Power Dissipation @ T _C = 25°C	348	W
	Maximum Power Dissipation @ T _C = 100°C	174	W
T _J	Operating Junction Temperature	-55 to +175	°C
T _{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
T _L	Maximum Lead Temp. for soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	300	°C

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
R _{θJC} (IGBT)	Thermal Resistance, Junction to Case	--	0.43	°C/W
R _{θJC} (Diode)	Thermal Resistance, Junction to Case	--	0.43	°C/W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	--	40	°C/W

Notes:
1: Limited by T_{Jmax}

FGA20S120M 1200V, 20A Shorted-Anode IGBT

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity
FGA20S120M	FGA20S120M	TO-3PN	-	-	30

Electrical Characteristics of the IGBT $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Off Characteristics						
BV_{CES}	Collector to Emitter Breakdown Voltage	$V_{GE} = 0V, I_C = 2mA$	1200	-	-	V
I_{CES}	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0V$	-	-	1	mA
I_{GES}	G-E Leakage Current	$V_{GE} = V_{GES}, V_{CE} = 0V$	-	-	± 250	nA
On Characteristics						
$V_{GE(th)}$	G-E Threshold Voltage	$I_C = 20mA, V_{CE} = V_{GE}$	4.5	6.0	7.5	V
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Saturation Voltage	$I_C = 20A, V_{GE} = 15V$	-	1.55	1.85	V
		$I_C = 20A, V_{GE} = 15V, T_C = 125^\circ\text{C}$	-	1.75	-	V
		$I_C = 20A, V_{GE} = 15V, T_C = 175^\circ\text{C}$	-	1.85	-	V
V_{FM}	Diode Forward Voltage	$I_F = 20A, T_C = 25^\circ\text{C}$	--	1.7	2.2	V
		$I_F = 20A, T_C = 175^\circ\text{C}$	--	2.1	-	V
Dynamic Characteristics						
C_{ies}	Input Capacitance	$V_{CE} = 30V, V_{GE} = 0V, f = 1MHz$	--	2680	--	pF
C_{oes}	Output Capacitance		--	53	--	pF
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance		--	43	--	pF
Switching Characteristics						
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{CC} = 600V, I_C = 20A, R_G = 10\Omega, V_{GE} = 15V, \text{Resistive Load}, T_C = 25^\circ\text{C}$	-	43	-	ns
t_r	Rise Time		-	176	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		-	310	-	ns
t_f	Fall Time		-	320	480	ns
E_{on}	Turn-On Switching Loss		-	0.52	-	mJ
E_{off}	Turn-Off Switching Loss		-	1.43	2.145	mJ
E_{ts}	Total Switching Loss		-	1.95	-	mJ
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{CC} = 600V, I_C = 20A, R_G = 10\Omega, V_{GE} = 15V, \text{Resistive Load}, T_C = 175^\circ\text{C}$	-	41	-	ns
t_r	Rise Time		-	260	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		-	345	-	ns
t_f	Fall Time		-	520	-	ns
E_{on}	Turn-On Switching Loss		-	0.78	-	mJ
E_{off}	Turn-Off Switching Loss		-	1.97	-	mJ
E_{ts}	Total Switching Loss		-	2.75	-	mJ
Q_g	Total Gate Charge	$V_{CE} = 600V, I_C = 20A, V_{GE} = 15V$	-	210	-	nC
Q_{ge}	Gate to Emitter Charge		-	18	-	nC
Q_{gc}	Gate to Collector Charge		-	119	-	nC

Typical Performance Characteristics

Figure 1. Typical Output Characteristics

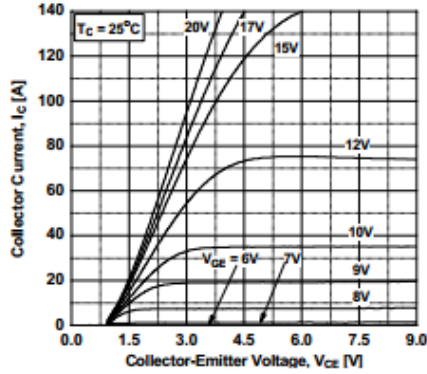


Figure 2. Typical Output Characteristics

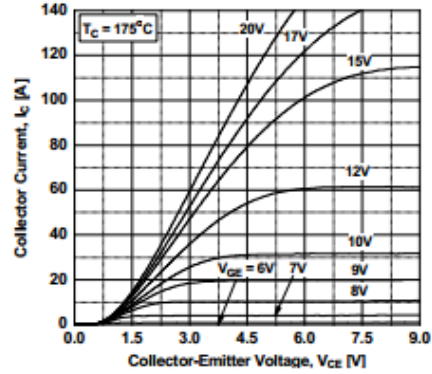


Figure 3. Typical Saturation Voltage Characteristics

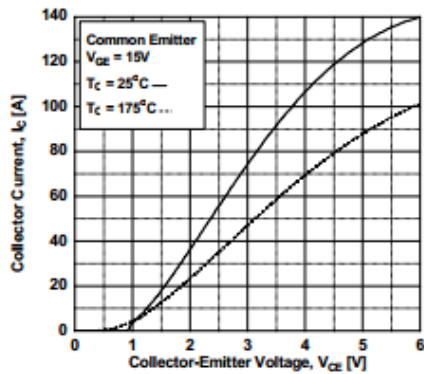


Figure 4. Transfer Characteristics

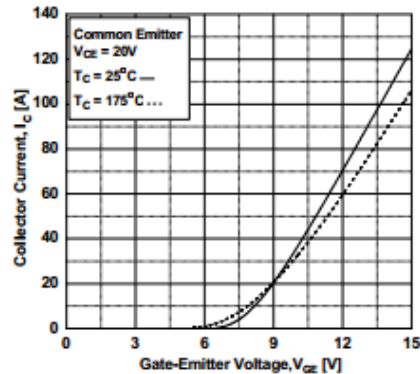


Figure 5. Saturation Voltage vs. Case Temperature at Variant Current Level

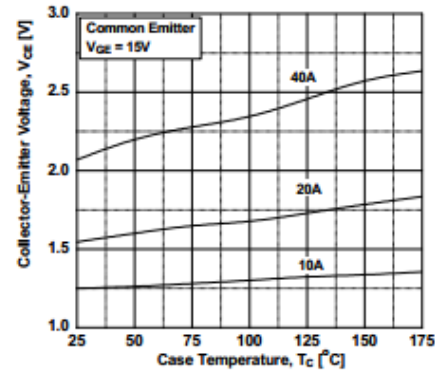
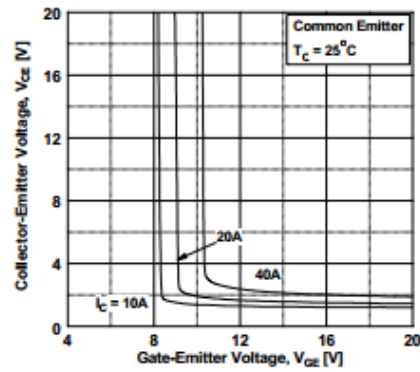


Figure 6. Saturation Voltage vs. Vge

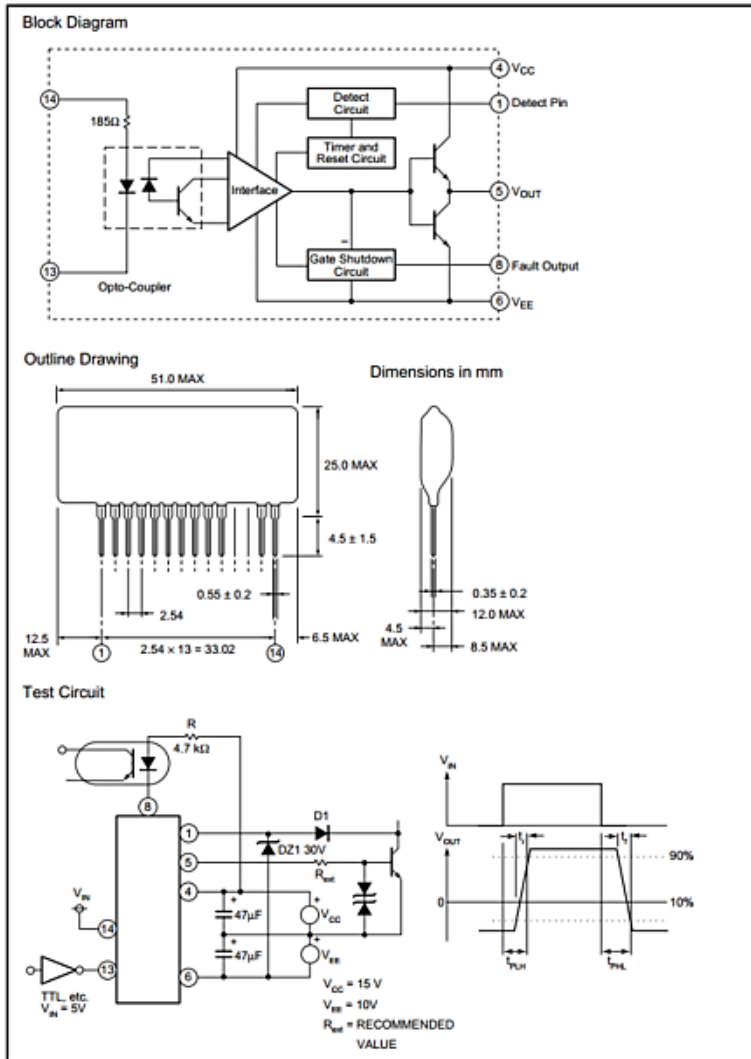


Ek 2 : IGBT Sürücüsü

MITSUBISHI HYBRID ICs

M57962L

HYBRID IC FOR DRIVING IGBT MODULES



Hybrid Integrated Circuit For Driving IGBT Modules

Description:

M57962L is a hybrid integrated circuit designed for driving n-channel IGBT modules in any gate amplifier application. This device operates as an isolation amplifier for these modules and provides the required electrical isolation between the input and output with an opto-coupler. Short circuit protection is provided by a built in desaturation detector. A fault signal is provided if the short circuit protection is activated.

Features:

- Built in high CMRR opto-coupler (V_{CMR} : Typical 30kV/ μs , Min. 15kV/ μs)
- Electrical Isolation between input and output with opto-couplers ($V_{iso} = 2500$, V_{RMS} for 1 min.)
- TTL compatible input interface
- Two supply drive topology
- Built in short circuit protection circuit with a pin for fault output

Application:

To drive IGBT modules for inverter, AC Servo systems, UPS, CVCF inverter, and welding applications.

Recommended Modules:

$V_{CES} = 600\text{V Series}$
(up to 400A Class)

$V_{CES} = 1200\text{V Series}$
(up to 200A Class)

$V_{CES} = 1400\text{V Series}$
(up to 200A Class)

HYBRID IC FOR DRIVING IGBT MODULES

Absolute Maximum Ratings, $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Item	Symbol	Test Conditions	Limit	Units
Supply Voltage*	V_{CC}	DC	18	Volts
	V_{EE}	DC	-15	Volts
Input Voltage	V_I		-1 ~ 7	Volts
Output Voltage	V_O	Output Voltage "H"	V_{CC}	Volts
Output Current	I_{OHP}	Pulse Width 2 μ s, f = 20kHz	-5	Amperes
	I_{OLP}	Pulse Width 2 μ s, f = 20kHz	5	Amperes
Output Current	I_{OH}	f = 20kHz, 50% Duty Cycle	0.5	Amperes
Isolation Voltage	V_{RMS}	Sinewave Voltage 60Hz, 1 min.	2500	Volts
Junction Temperature	T_J		85	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature	T_{opr}	(Differs from H/C Condition)	-20 ~ 60	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	t_{stg}		-25 ~ 100	$^\circ\text{C}$
Fault Output Current	I_{FO}		20	mA
Input Voltage	V_{R1}		50	Volts

*20 Volts $\leq V_{CC} + V_{EE} \leq 28$ Volts**Electrical Characteristics, $T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 15\text{V}$, $-V_{EE} = 10\text{V}$ unless otherwise specified**

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Supply Voltage	V_{CC}	Recommended Range	14	15	—	Volts
	V_{EE}	Recommended Range	-7	—	-10	Volts
Pull-up Voltage on Input Side	V_{IN}	Recommended Range	4.75	5.00	5.25	Volts
"H" Input Current	I_{IH}	$V_{IN} = 5\text{V}$, R = 185 Ω	—	16	—	mA
"H" Output Voltage	V_{OH}		13	14	—	Volts
"L" Output Voltage	V_{OL}		-8	-9	—	Volts
Internal Power Dissipation	P_D	f = 20kHz,	—	2.38	—	Watts
		Module 400A, 1200V IGBT				
"L-H" Propagation Time	t_{PLH}	$V_I = 0$ to 4V, $T_J \pm 85^\circ\text{C}$	—	1.0	1.5	μs
"L-H" Rise Time	t_r	$V_I = 0$ to 4V, $T_J \pm 85^\circ\text{C}$	—	0.6	1.0	μs
"H-L" Propagation Time	t_{PHL}	$V_I = 0$ to 4V, $T_J \pm 85^\circ\text{C}$	—	1.0	1.5	μs
"H-L" Rise Time	t_r	$V_I = 0$ to 4V, $T_J \pm 85^\circ\text{C}$	—	0.4	1.0	μs
Reset Time of Protection	t_{RESET}		1	—	2	ms
Fault Output Current	I_{FO}		—	5	—	mA
SC Voltage	V_{SC}		15	—	—	Volts

Ek 3 : DA-DA Dönüştürücü



date 07/07/2014
page 1 of 6

SERIES: PQMC3-S | **DESCRIPTION:** DC-DC CONVERTER

FEATURES

- 3 W isolated output
- smaller package
- single/dual regulated output
- 1,500 Vdc isolation
- continuous short circuit
- temperature range (-40~105°C)
- high efficiency at light load
- efficiency up to 84%



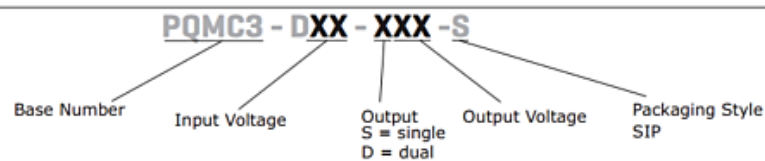
MODEL	input voltage		output voltage (Vdc)	output current		output power (W)	ripple and noise ¹ max (mVp-p)	efficiency typ (%)
	typ (Vdc)	range (Vdc)		min (mA)	max (mA)			
PQMC3-D5-S5-S	5	4.5~9	5	25	500	2.5	75	73
PQMC3-D5-S9-S	5	4.5~9	9	14	278	2.5	75	74
PQMC3-D5-S12-S	5	4.5~9	12	10	208	2.5	75	77
PQMC3-D5-S15-S	5	4.5~9	15	8	167	2.5	75	74
PQMC3-D5-D5-S	5	4.5~9	±5	±13	±250	2.5	75	74
PQMC3-D5-D12-S	5	4.5~9	±12	±5	±104	2.5	75	77
PQMC3-D5-D15-S	5	4.5~9	±15	±4	±83	2.5	75	77
PQMC3-D12-S3-S	12	9~18	3.3	38	758	2.5	75	75
PQMC3-D12-S5-S	12	9~18	5	30	600	3	75	76
PQMC3-D12-S9-S	12	9~18	9	17	333	3	75	79
PQMC3-D12-S12-S	12	9~18	12	13	250	3	75	82
PQMC3-D12-S15-S	12	9~18	15	10	200	3	75	83
PQMC3-D12-S24-S	12	9~18	24	6	125	3	75	81
PQMC3-D12-D5-S	12	9~18	±5	±15	±300	3	75	78
PQMC3-D12-D12-S	12	9~18	±12	±6	±125	3	75	79
PQMC3-D12-D15-S	12	9~18	±15	±5	±100	3	75	80
PQMC3-D24-S3-S	24	18~36	3.3	38	758	2.5	75	74
PQMC3-D24-S5-S	24	18~36	5	30	600	3	75	81
PQMC3-D24-S9-S	24	18~36	9	17	333	3	75	83
PQMC3-D24-S12-S	24	18~36	12	13	250	3	75	83
PQMC3-D24-S15-S	24	18~36	15	10	200	3	75	83
PQMC3-D24-S24-S	24	18~36	24	6	125	3	75	83
PQMC3-D24-D5-S	24	18~36	±5	±15	±300	3	75	79
PQMC3-D24-D9-S	24	18~36	±9	±8	±167	3	75	81
PQMC3-D24-D12-S	24	18~36	±12	±6	±125	3	75	83
PQMC3-D24-D15-S	24	18~36	±15	±5	±100	3	75	83
PQMC3-D48-S3-S	48	36~75	3.3	38	758	2.5	75	75
PQMC3-D48-S5-S	48	36~75	5	30	600	3	75	76

cui.com

MODEL (CONTINUED)	input voltage		output voltage	output current		output power	ripple and noise ¹	efficiency
	typ (Vdc)	range (Vdc)	(Vdc)	min (mA)	max (mA)	max (W)	typ (mVp-p)	typ (%)
PQMC3-D48-S12-S	48	36~75	12	13	250	3	75	80
PQMC3-D48-S15-S	48	36~75	15	10	200	3	75	84
PQMC3-D48-S24-S	48	36~75	24	6	125	3	75	82
PQMC3-D48-D5-S	48	36~75	±5	±15	±300	3	75	79
PQMC3-D48-D12-S	48	36~75	±12	±6	±125	3	75	82
PQMC3-D48-D15-S	48	36~75	±15	±5	±100	3	75	82

Notes: 1. ripple and noise are measured at 20 MHz BW by "parallel cable" method with 1 μ F ceramic and 10 μ F electrolytic capacitors on the output.

PART NUMBER KEY



INPUT

parameter	conditions/description	min	typ	max	units
operating input voltage	5 Vdc input models	4.5	5	9	Vdc
	12 Vdc input models	9	12	18	Vdc
	24 Vdc input models	18	24	36	Vdc
	48 Vdc input models	36	48	75	Vdc
start-up voltage	5 Vdc input models	3.5	4	4.5	Vdc
	12 Vdc input models	4.5	8	9	Vdc
	24 Vdc input models	11	16	18	Vdc
	48 Vdc input models	24	33	36	Vdc
surge voltage	for maximum of 1 second				
	5 Vdc input models	-0.7		12	Vdc
	12 Vdc input models	-0.7		25	Vdc
	24 Vdc input models	-0.7		50	Vdc
48 Vdc input models	-0.7		100	Vdc	
filter	capacitance filter				
CTRL ²	models ON (CTRL open or insulated)				
	models OFF (connect voltage, current into CTRL is 5~10mA)				

Notes: 2. See application notes on page 6.

OUTPUT

parameter	conditions/description	min	typ	max	units
line regulation	full load, input voltage from low to high		±0.2	±0.5	%
load regulation	5% to 100% load		±0.6	±1	%
voltage accuracy	5% to 100% load		±1	±3	%
no-load voltage accuracy	PQMC3-D12-S3-S & PQMC3-D48-S3-S		±1.5	±8	%
	all other models			±5	%
voltage balance ³	dual output, balanced loads		±0.5	±1	%
switching frequency	100% load, nominal input voltage, PFM mode		250		kHz
transient recovery time	25% load step change		0.5	3	ms
transient response deviation	25% load step change		±2.5	±5	%
temperature coefficient	100% load		±0.02	±0.03	%/°C

Notes: 3. For dual output models, unbalanced loads should not exceed ±5%. If ±5% is exceeded, it may not meet all specifications.



Digital Signal Controllers (DSCs)

Check for Samples: TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232

1 TMS320F2833x, TMS320F2823x DSCs

1.1 Features

- High-Performance Static CMOS Technology
 - Up to 150 MHz (6.67-ns Cycle Time)
 - 1.9-V/1.8 -V Core, 3.3-V I/O Design
- High-Performance 32-Bit CPU (TMS320C28x)
 - IEEE-754 Single-Precision Floating-Point Unit (FPU) (F2833x only)
 - 16 x 16 and 32 x 32 MAC Operations
 - 16 x 16 Dual MAC
 - Harvard Bus Architecture
 - Fast Interrupt Response and Processing
 - Unified Memory Programming Model
 - Code-Efficient (in C/C++ and Assembly)
- Six-Channel DMA Controller (for ADC, McBSP, ePWM, XINTF, and SARAM)
- 16-Bit or 32-Bit External Interface (XINTF)
 - Over 2M x 16 Address Reach
- On-Chip Memory
 - F28335/F28235: 256K x 16 Flash, 34K x 16 SARAM
 - F28334/F28234: 128K x 16 Flash, 34K x 16 SARAM
 - F28332/F28232: 64K x 16 Flash, 26K x 16 SARAM
 - 1K x 16 OTP ROM
- Boot ROM (8K x 16)
 - With Software Boot Modes (via SCI, SPI, CAN, I2C, McBSP, XINTF, and Parallel I/O)
 - Standard Math Tables
- Clock and System Control
 - Dynamic PLL Ratio Changes Supported
 - On-Chip Oscillator
 - Watchdog Timer Module
- GPIO0 to GPIO63 Pins Can Be Connected to One of the Eight External Core Interrupts
- Peripheral Interrupt Expansion (PIE) Block That Supports All 58 Peripheral Interrupts
- 128-Bit Security Key/Lock
 - Protects Flash/OTP/RAM Blocks
 - Prevents Firmware Reverse Engineering
- Enhanced Control Peripherals
 - Up to 18 PWM Outputs
 - Up to 6 HRPWM Outputs With 150 ps MEP Resolution
 - Up to 6 Event Capture Inputs
 - Up to 2 Quadrature Encoder Interfaces
 - Up to 8 32-Bit/Nine 16-Bit Timers
- Three 32-Bit CPU Timers
- Serial Port Peripherals
 - Up to 2 CAN Modules
 - Up to 3 SCI (UART) Modules
 - Up to 2 McBSP Modules (Configurable as SPI)
 - One SPI Module
 - One Inter-Integrated-Circuit (I2C) Bus
- 12-Bit ADC, 16 Channels
 - 80-ns Conversion Rate
 - 2 x 8 Channel Input Multiplexer
 - Two Sample-and-Hold
 - Single/Simultaneous Conversions
 - Internal or External Reference
- Up to 38 Individually Programmable, Multiplexed GPIO Pins With Input Filtering
- JTAG Boundary Scan Support (1)
- Advanced Emulation Features
 - Analysis and Breakpoint Functions
 - Real-Time Debug via Hardware
- Development Support Includes
 - ANSI C/C++ Compiler/Assembler/Linker
 - Code Composer Studio™ IDE
 - DSP/BIOS™
 - Digital Motor Control and Digital Power Software Libraries
- Low-Power Modes and Power Savings
 - IDLE, STANDBY, HALT Modes Supported
 - Disable Individual Peripheral Clocks

(1) IEEE Standard 1149.1-1990 Standard Test Access Port and Boundary Scan Architecture



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

MicroStar BGA, Code Composer Studio, DSP/BIOS, TMS320C28x, Delfino, PowerPAD, TMS320C54x, TMS320C55x, C28x are trademarks of Texas Instruments.

All other trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2007–2011, Texas Instruments Incorporated

• **Package Options:**

- Lead-free, Green Packaging
- Low-Profile Quad Flatpack (PGF, PTP)
- MicroStar BGA™ (ZHH)
- Plastic BGA (ZJZ)

• **Temperature Options:**

- A: -40°C to 85°C (PGF, ZHH, ZJZ)
- S: -40°C to 125°C (PTP, ZJZ)
- Q: -40°C to 125°C (PTP, ZJZ)

1.2 Getting Started

This section gives a brief overview of the steps to take when first developing for a C28x device. For more detail on each of these steps, see the following:

- [Getting Started With TMS320C28x Digital Signal Controllers \(literature number SPRAAM0\)](#)
- [C2000 Getting Started Website \(http://www.ti.com/c2000getstarted\)](http://www.ti.com/c2000getstarted)
- [TMS320F28x DSC Development and Experimenter's Kits \(http://www.ti.com/f28xkits\)](http://www.ti.com/f28xkits)



2 Introduction

The TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, and TMS320F28232 devices, members of the TMS320C28x™/Delfino™ DSC/MCU generation, are highly integrated, high-performance solutions for demanding control applications.

Throughout this document, the devices are abbreviated as F28335, F28334, F28332, F28235, F28234, and F28232, respectively. Table 2-1 and Table 2-2 provide a summary of features for each device.

Table 2-1. F2833x Hardware Features

FEATURE	TYPE ⁽¹⁾	F28335 (150 MHz)	F28334 (150 MHz)	F28332 (100 MHz)
Instruction cycle	–	6.67 ns	6.67 ns	10 ns
Floating-point Unit	–	Yes	Yes	Yes
3.3-V on-chip flash (16-bit word)	–	256K	128K	64K
Single-access RAM (SARAM) (16-bit word)	–	34K	34K	26K
One-time programmable (OTP) ROM (16-bit word)	–	1K	1K	1K
Code security for on-chip flash/SARAM/OTP blocks	–	Yes	Yes	Yes
Boot ROM (8K x 16)	–	Yes	Yes	Yes
16/32-bit External Interface (XINTF)	1	Yes	Yes	Yes
6-channel Direct Memory Access (DMA)	0	Yes	Yes	Yes
PWM outputs	0	ePWM1/2/3/4/5/6	ePWM1/2/3/4/5/6	ePWM1/2/3/4/5/6
HRPWM channels	0	ePWM1A/2A/3A/4A/5A/6A	ePWM1A/2A/3A/4A/5A/6A	ePWM1A/2A/3A/4A
32-bit Capture inputs or auxiliary PWM outputs	0	eCAP1/2/3/4/5/6	eCAP1/2/3/4	eCAP1/2/3/4
32-bit QEP channels (four inputs/channel)	0	eQEP1/2	eQEP1/2	eQEP1/2
Watchdog timer	–	Yes	Yes	Yes
12-Bit ADC	No. of channels	2	16	16
	MSPS	–	12.5	12.5
	Conversion time	–	80 ns	80 ns
32-Bit CPU timers	–	3	3	3
Multichannel Buffered Serial Port (McBSP)/SPI	1	2 (A/B)	2 (A/B)	1 (A)
Serial Peripheral Interface (SPI)	0	1	1	1
Serial Communications Interface (SCI)	0	3 (A/B/C)	3 (A/B/C)	2 (A/B)
Enhanced Controller Area Network (eCAN)	0	2 (A/B)	2 (A/B)	2 (A/B)
Inter-Integrated Circuit (I2C)	0	1	1	1
General Purpose I/O pins (shared)	–	88	88	88
External interrupts	–	8	8	8
Packaging	176-Pin PGF	–	Yes	Yes
	176-Pin PTP	–	Yes	Yes
	179-Ball ZHH	–	Yes	Yes
	176-Ball ZJZ	–	Yes	Yes
Temperature options	A: -40°C to 85°C	–	(PGF, ZHH, ZJZ)	(PGF, ZHH, ZJZ)
	S: -40°C to 125°C	–	(PTP, ZJZ)	(PTP, ZJZ)
	Q: -40°C to 125°C (Q100 Qualification)	–	(PTP, ZJZ)	(PTP, ZJZ)

(1) A type change represents a major functional feature difference in a peripheral module. Within a peripheral type, there may be minor differences between devices that do not affect the basic functionality of the module. These device-specific differences are listed in the TMS320x28xx, 28xxx DSP Peripheral Reference Guide (literature number SPRU566) and in the peripheral reference guides.

**TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332
TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232**



SPRS439E – JUNE 2007 – REVISED MARCH 2011

www.ti.com

Table 2-1. F2833x Hardware Features (continued)

FEATURE	TYPE(1)	F28335 (150 MHz)	F28334 (150 MHz)	F28332 (100 MHz)
Product status(2)	–	IMS	IMS	IMS

(2) See Section 5.1, Device and Development Support Tool Nomenclature, for descriptions of device stages.

Table 2-2. F2823x Hardware Features

FEATURE	TYPE(1)	F28235 (150 MHz)	F28234 (150 MHz)	F28232 (100 MHz)
Instruction cycle	–	6.67 ns	6.67 ns	10 ns
Floating-point Unit	–	No	No	No
3.3-V on-chip flash (16-bit word)	–	256K	128K	64K
Single-access RAM (SARAM) (16-bit word)	–	34K	34K	26K
One-time programmable (OTP) ROM (16-bit word)	–	1K	1K	1K
Code security for on-chip flash/SARAM/OTP blocks	–	Yes	Yes	Yes
Boot ROM (8K x 16)	–	Yes	Yes	Yes
16/32-bit External Interface (XINTF)	1	Yes	Yes	Yes
6-channel Direct Memory Access (DMA)	0	Yes	Yes	Yes
PWM outputs	0	ePWM1/2/3/4/5/6	ePWM1/2/3/4/5/6	ePWM1/2/3/4/5/6
HRPWM channels	0	ePWM1A/2A/3A/4A/5A/6A	ePWM1A/2A/3A/4A/5A/6A	ePWM1A/2A/3A/4A
32-bit Capture inputs or auxiliary PWM outputs	0	eCAP1/2/3/4/5/6	eCAP1/2/3/4	eCAP1/2/3/4
32-bit QEP channels (four inputs/channel)	0	eQEP1/2	eQEP1/2	eQEP1/2
Watchdog timer	–	Yes	Yes	Yes
12-Bit ADC	No. of channels	2	16	16
	MSPS	–	12.5	12.5
	Conversion time	–	80 ns	80 ns
32-Bit CPU timers	–	3	3	3
Multichannel Buffered Serial Port (McBSP)/SPI	1	2 (A/B)	2 (A/B)	1 (A)
Serial Peripheral Interface (SPI)	0	1	1	1
Serial Communications Interface (SCI)	0	3 (A/B/C)	3 (A/B/C)	2 (A/B)
Enhanced Controller Area Network (eCAN)	0	2 (A/B)	2 (A/B)	2 (A/B)
Inter-Integrated Circuit (I2C)	0	1	1	1
General Purpose I/O pins (shared)	–	88	88	88
External interrupts	–	8	8	8
Packaging	176-Pin PGF	–	Yes	Yes
	176-Pin PTP	–	Yes	Yes
	179-Ball ZHH	–	Yes	Yes
	176-Ball ZJZ	–	Yes	Yes
Temperature options	A: -40°C to 85°C	–	(PGF, ZHH, ZJZ)	(PGF, ZHH, ZJZ)
	S: -40°C to 125°C	–	(PTP, ZJZ)	(PTP, ZJZ)
	Q: -40°C to 125°C (Q100 Qualification)	–	(PTP, ZJZ)	(PTP, ZJZ)
Product status(2)	–	IMS	IMS	IMS

- (1) A type change represents a major functional feature difference in a peripheral module. Within a peripheral type, there may be minor differences between devices that do not affect the basic functionality of the module. These device-specific differences are listed in the TMS320x28xx, 28xxx DSP Peripheral Reference Guide (literature number SPRU566) and in the peripheral reference guides.
 (2) See Section 5.1, Device and Development Support Tool Nomenclature, for descriptions of device stages.

2.1 Pin Assignments

The 176-pin PGF/PTP low-profile quad flatpack (LQFP) pin assignments are shown in Figure 2-1. The 179-ball ZHH ball grid array (BGA) terminal assignments are shown in Figure 2-2 through Figure 2-5. The 176-ball ZJZ plastic ball grid array (PBGA) terminal assignments are shown in Figure 2-6 through Figure 2-9. Table 2-3 describes the function(s) of each pin.

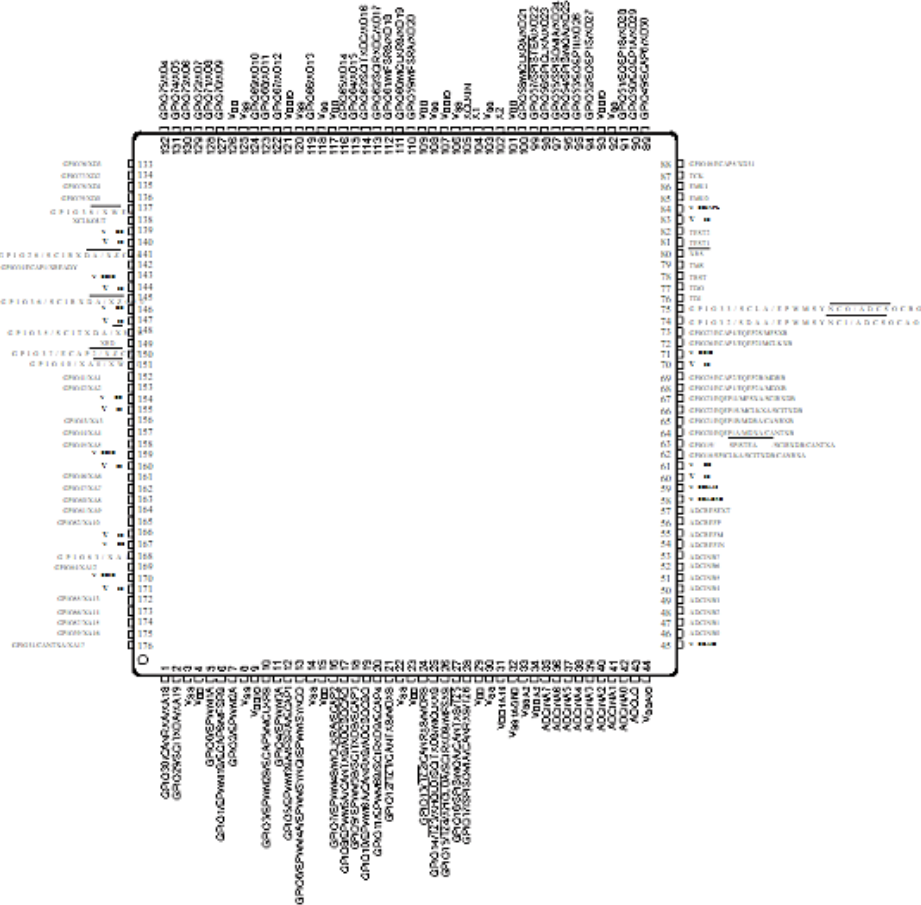


Figure 2-1. F2833x, F2823x 176-Pin PGF/PTP LQFP (Top View)

NOTE

The powerpad on the bottom side of the PTP package is not connected to the ground (GND) of the die. Proper thermal management of the PowerPAD™ package requires PCB preparation. A thermal land is required on the surface of the PCB directly underneath the body of the PowerPAD package. The size of the thermal land should be as large as needed to dissipate the required heat. Note that the PowerPAD package with exposed pad down must be soldered to the PCB. Refer to the PowerPAD™ Thermally Enhanced Package Application Report (literature number SLMA002) for more details on using the PowerPAD package.

Ek 5 : IXDP630 Ölü Zaman Entegresi



Inverter Interface and Digital Deadtime Generator for 3-Phase PWM Controls

Type	Package	Configuration	Temp. Range
IXDP630 PI	18-Pin Plastic DIP	RC Oscillator	-40°C to +85°C
IXDP631 PI	18-Pin Plastic DIP	Crystal Oscillator	-40°C to +85°C

This 5 V HCMOS integrated circuit is intended primarily for application in three-phase, sinusoidally commutated brushless motor, induction motor, AC servomotor or UPS PWM modulator control systems. It injects the required deadtime to convert a single phase leg PWM command into the two separate logic signals required to drive the upper and lower semiconductor switches in a PWM inverter. It also provides facilities for output disable and fast overcurrent and fault condition shutdown.

In the IXDP630, deadtime programming is achieved by an internal RC oscillator. In the IXDP631, programming is achieved by use of a crystal oscillator. An alternative for both the IXDP630/631 is with an external clock signal. Because of its flexibility, the IXDP630/631 is easily utilized in a variety of brushed DC, trapezoidally commutated brushless DC, hybrid and variable reluctance step and other more exotic PWM motor drive power and control circuit designs.

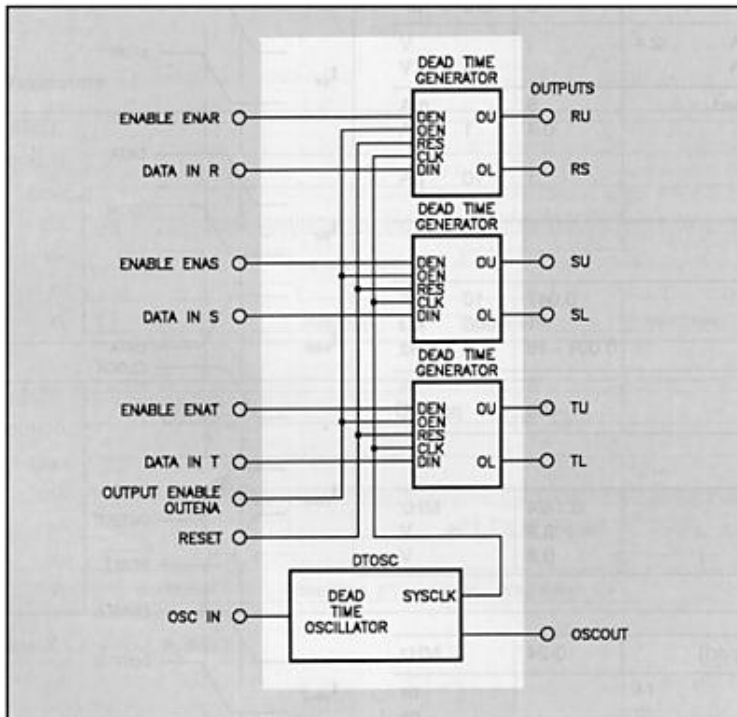
Features

- 5 V HCMOS logic implementation maintains low power at high speed
- Schmitt trigger inputs and CMOS logic levels improve noise immunity
- Simultaneously injects equal deadtime in up to three output phases
- Replaces 10-12 standard SSI/MSI logic devices
- Allows a wide range of PWM modulation strategies
- Directly drives high speed optocouplers

Applications

- 1- and 3- Phase Motion Controls
- 1- and 3- Phase UPS Systems
- General Power Conversion Circuits
- Pulse Timing and Waveform Generation
- General Purpose Delay and Filter
- General Purpose Three Channel "One Shot"

Block Diagram IXDP 630/IXDP 631



IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

Symbol	Definition	Maximum Ratings		
		min.	max.	
V_{CC}	Supply Voltage	-0.5	7	V
V_{IN}	DC Input Voltage	-0.5	$V_{CC} + 0.5$	V
I_{IN}	DC Input Current	-1	1	mA
V_o	DC Output Voltage	0.5	$V_{CC} + 0.5$	V
I_o	DC Output Current	-25	25	mA
T_{stg}	Storage Temperature	-55	150	°C
T_L	Lead Soldering (max. 10 s)		300	°C

Recommended Operating Conditions

V_{CC}	Supply Voltage	4.5	5.5	V
T_J	Operating Temperature	-40	85	°C
I_o	Output Current	-8	8	mA
f_{osc}	Oscillator Frequency	0.001	16/24	MHz

Symbol	Definition/Condition	Characteristic Values		
		min.	typ.	max.
V_{IH}	Input Hi Threshold	3.6	2.7	V
V_{IL}	Input Lo Threshold		1.6	0.8 V
V_{HYS}	Hysteresis		1.1	V
I_{in}	Input Leakage Current	-10		10 μ A
C_{in}	Input Capacitance		5	10 pF
V_{OH}	Output High Voltage $I_o = -8$ mA	2.4		V
V_{OL}	Output Low Voltage $I_o = 8$ mA			0.4 V
I_{CC}	Supply Current Outputs Unloaded		5	mA
I_{CCQ}	Quiescent Current Outputs Unloaded IXDP630		0.4	1 mA
I_{CCQ}	Quiescent Current Outputs Unloaded IXDP631		1	10 μ A

DP630 Oscillator Section

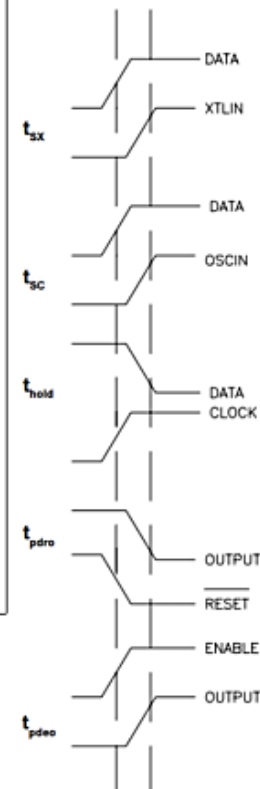
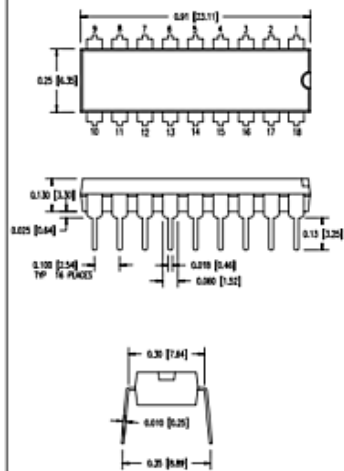
C_{OSC}	Capacitor (RCIN to GND)	0.047	10	nF
R_{OSC}	Resistor (OSCOUT to RCIN)	1	1000	k Ω
f_{OSC}	Frequency Range	0.001 - 16		MHz
	Initial Tolerance ($f_{OSC} \leq 1$ MHz)		5	%
	Temperature Coefficient		-400	ppm/°C

DP631 Oscillator Section

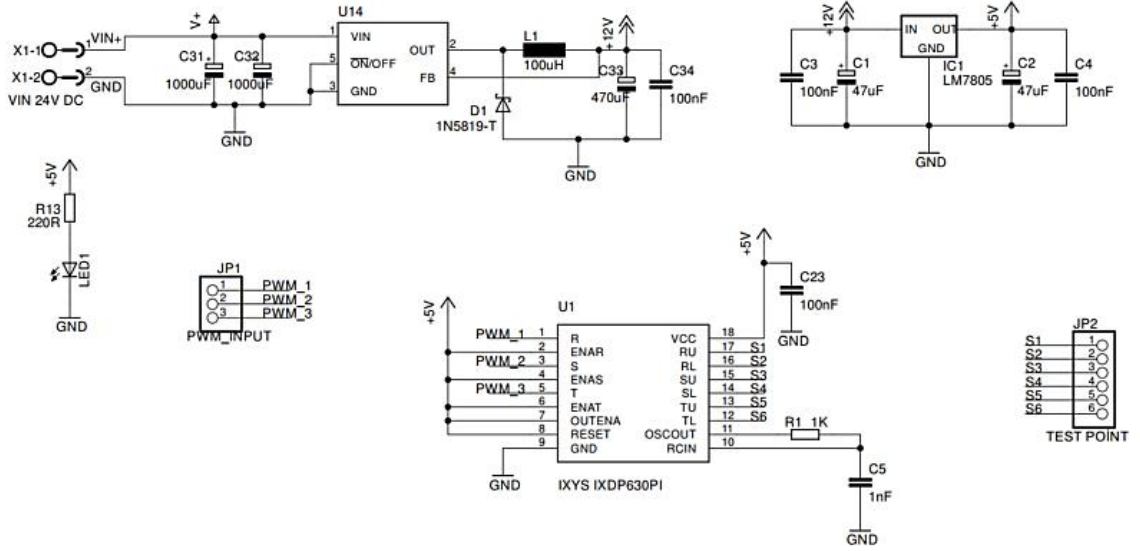
f_{OSC}	Frequency Range	0.1-24		MHz
V_{INH}	Oscillator Thresholds (IXTLIN)	3.9		V
V_{INL}		0.8		V

External Oscillator

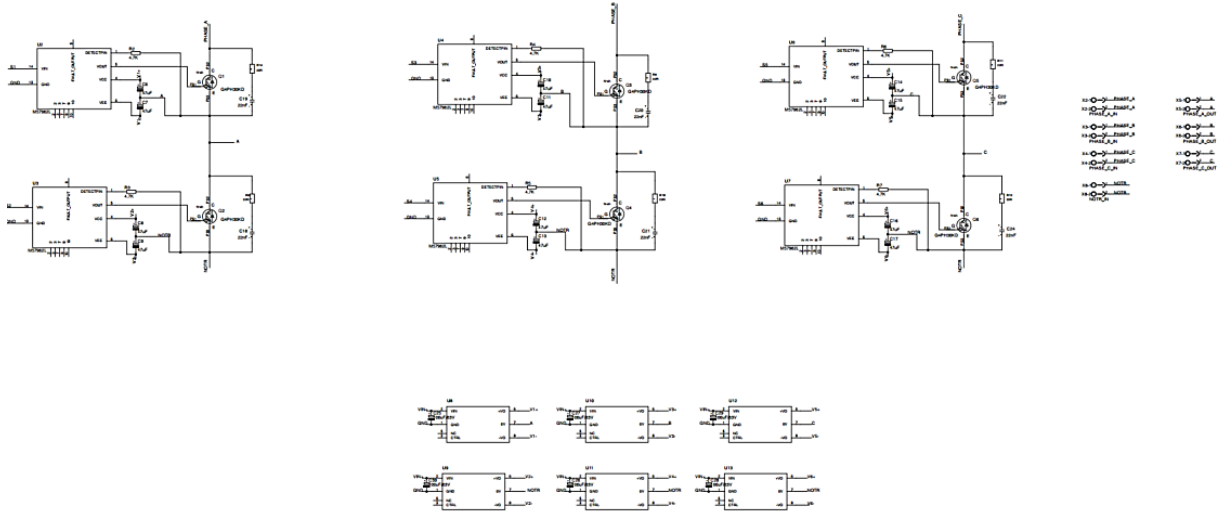
f_{IN}	Frequency Range (ODCOUT open)	0-24		MHz
t_{su}	Set Up Time DATA-to-XTLIN	14		ns
t_{sc}	Set Up Time DATA-to-OSCIN	22		ns
t_{hold}	Hold Time CLOCK-Data	0		ns
t_{pdro}	Propagation Delay RESET-to-OUTPUT		15	20 ns
t_{pdeo}	Propagation Delay ENABLE-to-OUTPUT		8	16 ns

Dimensions in inch (1" = 25.4 mm)
16-Pin Plastic DIP


Ek 6 : Baskı Devre Şemaları



Şekil 6.1 Ölü zaman devre şeması



Şekil 6.2 Güç devresi şeması

ÖZGEÇMİŞ

Nurbanu MACİT

Bayburt Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bayburt
nmacit@bayburt.edu.tr

- 1991** Malatya’da doğdu.
- 2008-2012** İnönü Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu.
- 2012-2013** Şah Asansör firmasında Proje Mühendisi olarak görev yaptı.
- 2013-2014** Büyük Beydağı Asansör firmasında Proje Mühendisi olarak görev yaptı.
- 2014-2015** Bayburt Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yaptı.
- 2015-** Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaya devam etmektedir. (35. Madde ile)