

T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

5KW TRAFOLU TEK FAZ KISA DEVRE KORUMALI
İNVERTER TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ESRA ERDEM

DENİZLİ, MAYIS - 2014

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**



**5KW TRAFOLU TEK FAZ KISA DEVRE KORUMALI
İNVERTER TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ESRA ERDEM

DENİZLİ, MAYIS- 2014

KABUL VE ONAY SAYFASI

Esra Erdem tarafından hazırlanan “5kW TRAFOLU TEK FAZ KISA DEVRE KORUMALI İNVERTER TASARIMI” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 30.05.2014 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

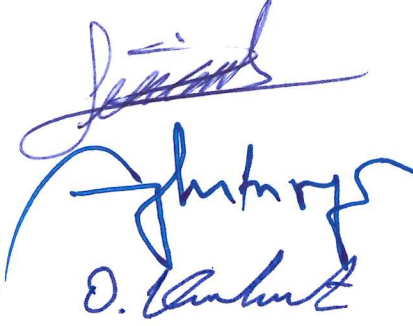
Jüri Üyeleri

İmza

Danışman
Yrd. Doç. Dr. Sinan KIVRAK

Üye
Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ

Üye
Prof. Dr. Orhan KARABULUT



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 10/09/2014 tarih ve ...36/25... sayılı kararıyla onaylanmıştır..



Prof. Dr. Orhan KARABULUT

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.

ESRA ERDEM



ÖZET

**5KW TRAFOLU TEK FAZ KISA DEVRE KORUMALI İNVERTER
TASARIMI
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ESRA ERDEM
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI:YRD. DOÇ. DR. SİNAN KIVRAK)
DENİZLİ, MAYIS - 2014**

Güncel hayatta kullanılan elektrikli cihazların büyük bölümü şebeke gerilimi AC 220V ile beslenmektedir. Enerjinin bataryalarda depolandığı güneş enerjisi sistemlerinde ya da direk DC gerilim sağlayan sistemlerde AC cihazların çalıştırılabilmesi için DC gerilimden AC gerilime dönüşüm yapan inverterlerden faydalanılmaktadır. Bu amaçla kullanılan modifiye sinüs inverterler de görülen aşırı arızalanmalar ve yüksek güç talebindeki aşırı fiyatlar çalışmamızın esas nedenini oluşturmaktadır. Bu tezde şebeke frekansında çıkış üretecek, sürücü devresi ve trafodan oluşan kısa devre korumalı, 5kW gücünde bir inverter tasarlanmıştır. İnverter, sürücü kısmı, güç ve kontrol kısmından oluşmaktadır. Yüksek frekans trafolu inverterlerin arıza ve kısa devre dezavantajlarını ortadan kaldırmak için, kontrol kısmında kullanılan mikrodenetleyici ile Sinüzoidal PWM kontrolü yapılmıştır. Sistem, iletim anındaki anahtar voltajının gerçek zamanlı okunması sayesinde kısa devre ve aşırı akıma karşı korunmuştur. Kullanılan trafonun alüminyum sargılı olması nedeniyle bu çalışmada yurt dışından ithal edilen pahalı inverterlere alternatif, ucuz, yerli, arıza kaldırabilir inverter üretimi amaçlanmıştır.

ANAHTAR KELİMELELER: Tek Faz Sinüs İnverter, PIC18F4550, PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu), Transformator, MOSFET Sürücüler

ABSTRACT

SHORT CIRCUIT PROTECTED SINGLE PHASE INVERTER DESIGN WITH 5KW TRANSFORMER

MSC THESIS

ESRA ERDEM

PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

(SUPERVISOR:ASSIST. PROF. DR. SİNAN KIVRAK)

DENİZLİ, MAY 2014

The majority of electrical appliances are supplied with 220V AC grid voltage in daily life. The supplied energy, which is stored in batteries at solar electrical system or in systems that provide direct DC voltage, is utilized to AC devices, which is supported from the inverter that converts DC voltage to AC voltage. At modified sinus inverters, which is used for this purpose, occurring extreme breakdown and excessive prices caused by high power demand constitutes the main reason for our work. In this study, composed of driver circuit and transformer that produce output at grid frequency, short circuit protected, at 5kW power inverter is designed. The inverter composed of driver, power and control section. To eliminate high frequency transformers of the inverter's disadvantages of breakdown and short circuit, Sinusoidal PWM control is made with microcontroller which is used in control section. The system is protected against short circuit and over current condition at the time of transmission by reading current and turn on switch voltage in a real time. In this study can be alternative to the expensive inverters which are imported from abroad and cheap, local and robust inverter production is aimed because of using aluminum windings of the transformer.

KEYWORDS: Single Phase Sinus Inverter, PIC18F4550, PWM (Pulse Width Modulation), Transformer, MOSFET Driver

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
TABLO LİSTESİ.....	vii
SEMBOL LİSTESİ.....	viii
ÖNSÖZ.....	x
1. GİRİŞ.....	1
2. GENEL BİLGİLER	3
2.1 İnverterler ve Çalışma Prensipleri	3
2.1.1 Tek Faz Yarım Köprü İnverter.....	5
2.1.2 Tek Faz Tam Köprü İnverter	7
2.1.3 Tek Fazlı Push-Pull İnverter	10
2.2 Tek Faz İnverterlerde Gerilim Kontrolü	11
2.2.1 Tek Darbe Genişlik Modülasyonu	11
2.2.2 Çoklu Darbe Genişlik Modülasyonu	12
2.2.3 Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM)	13
2.2.3.1 Tek Yönlü (Unipolar) SPWM Kontrolü	14
2.2.3.2 Çift Yönlü SPWM Kontrolü.....	15
2.2.3.3 Modifiyeli (Değiştirilmiş) Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu.....	16
2.3 İnverter Tasarım Elemanları.....	17
2.3.1 MOSFET.....	17
2.3.1.1 MOSFET Tanımı	17
2.3.1.2 MOSFET Anahtarlama Karakteristiği	19
2.3.2 İzoleli MOSFET Sürme Devresi.....	20
2.3.3 Mikrodenetleyici	23
2.4 Transformatör	24
2.4.1 Transformatörde Kullanılan Manyetik Malzemeler	25
2.4.2 Çekirdekte (Nüvede) Kayıplar	26
2.4.2.1 Histeresiz Kaybı	26
2.4.2.2 Girdap Akım Kaybı	28
2.4.3 Transformatörde Kullanılan Laminasyon Malzemeleri	29
2.4.4 Transformatör Tasarımı	29
2.4.4.1 Transformatör Verileri	30
2.4.4.2 Nüve Manyetik Malzemesinin ve Geometrisinin Belirlenmesi	30
2.4.4.3 Birincil ve İkincil Sarım Sayısı	32
2.4.4.4 Sargıların Kesit Alanları	32
2.4.4.5 Transformatör Hesaplama Sonuçları	32
3. İNVERTER TASARIMI.....	34
3.1 DC/DC Çevirici Devresi	34
3.2 MOSFET Sürücü Devresi	38
3.3 Kontrol Devresi	40
3.3.1 Genel Bilgiler	40
3.4 Yöntem.....	45

4. BULGULAR	50
4.1 Rezistif Yükte Çıkışlar.....	50
4.2 Endüktif Yükte Çıkışlar	55
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	58
6. KAYNAKLAR	59
7. EKLER	62
EK A PROGRAM.....	62
EK B1 Kontrol ve MOSFET Sürücü Devresi.....	69
EK B2 MOSFET Devresi	70
EK C Laminasyon Boyutları.....	71
8. ÖZGEÇMİŞ	72

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1: DC-AC inverter sistemi temel blok şeması	3
Şekil 2.2: Yarım köprü inverter devresi	5
Şekil 2.3: a) Omik yükte dalga formları	6
Şekil 2.3: b) Büyük endüktif yükte yük akımı	7
Şekil 2.4: Tam köprü inverter devresi	7
Şekil 2.5: a) Omik yükte inverterin dalga formları	8
Şekil 2.5: b) Büyük endüktif yükte inverterin yük akımı	8
Şekil 2.6: Push-pull inverter devresi	10
Şekil 2.7: Tek darbe genişlik modülasyonu	12
Şekil 2.8: Çoklu darbe genişlik modülasyonunda a) Anahtarlama sinyali üretimi b) Anahtarlama sinyalleri c) Çıkış gerilimi	14
Şekil 2.9: Tek yönlü sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunda temel dalga şekilleri	15
Şekil 2.10: Çift yönlü sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu [14]	16
Şekil 2.11: Modifiyeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu	17
Şekil 2.12: n kanallı MOSFET sembolü	17
Şekil 2.13: MOSFET' in sıcaklık-akım- r_{DS} grafiği	18
Şekil 2.14: Anahtarlama hızı üzerinde en büyük etkiye sahip MOSFET parazit bileşenlerini gösteren bir eşdeğer devre şeması	19
Şekil 2.15: Basitleştirilmiş MOSFET sürücü devresi	21
Şekil 2.16: Anahtarlama sırasında MOSFET kapısının şarj grafiği	21
Şekil 2.17: Basitleştirilmiş izoleli MOSFET sürücü devresi	22
Şekil 2.18: 18F4550 pin diyagramı	24
Şekil 2.19: (a) Sargıdan geçen akım (b) Histeresiz çevrimi [7]	27
Şekil 2.20: (a) Rastgele dağılmış manyetik momentler (b) Bir manyetik alan etkisiyle sıralanmış manyetik momentler [7]	28
Şekil 2.21: Nüve boyutunun belirlenmesi için gereken sabitler	30
Şekil 3.1 İnverter Sistemi	34
Şekil 3.2: SG3525 pin diyagramı	35
Şekil 3.3: SG3525 frekans ayarlama pinlerinin gösterimi	36
Şekil 3.4: Deney düzeneğinde DC/DC Çevirici Devresi	36
Şekil 3.5: DC/DC Çevirici Devresinin Şematik Çizimi	37
Şekil 3.6: TLP250 iç yapısı	38
Şekil 3.7: MOSFET Sürücü Devresinin Şematik Çizimi	39
Şekil 3.8: Deney Düzeneğinde MOSFET Sürücü Devresi	40
Şekil 3.9: Kontrol devresi Isis programında çizimi	41
Şekil 3.10: Akım sensörünün çalışması (Url-2)	42
Şekil 3.11: ACS754 akım gerilim eğrisi (Url-3)	42
Şekil 3.12: Maksimum güvenli çalışma alanı (Url-5)	43
Şekil 3.13: Akımı ve V_{DS} gerilimini okuma devresi	44
Şekil 3.14: Yazılım akış diyagramı	44
Şekil 3.15: Tek yönlü SPWM (Url-4)	45
Şekil 3.16: TMR2 blok diyagramı (Url-1)	46
Şekil 3.17: Üst kolların anahtarlama sinyalleri	47
Şekil 3.18: Alt kolların anahtarlama sinyalleri	48

Şekil 3.19: Tek fazın anahtarlama sinyalleri	48
Şekil 3.20: Üst ve alt kolların anahtarlama sinyalleri	48
Şekil 4.1: Rezistif yükte üst kollara ait donanımsal SPWM sinyali	50
Şekil 4.2: Alt kollara ait PWM sinyali	51
Şekil 4.3: H köprüsünün tek fazına ait PWM sinyalleri	51
Şekil 4.4: Üst kollara uygulanan SPWM sinyalleri	52
Şekil 4.5: Alt kollara uygulanan sinyaller	52
Şekil 4.6: Donanımsal PWM ile sürülen H köprüsünün çıkışındaki alternatif gerilim	53
Şekil 4.7: Rezistif yükte üst kollara ait yazılımsal SPWM sinyali	53
Şekil 4.8: Yazılımsal PWM ile H köprüsünün çıkışında görülen alternatif gerilim	54
Şekil 4.9: Donanımsal PWM ile elde edilen akım grafiği	54
Şekil 4.10: Donanımsal PWM ile elde edilen akım ve gerilim grafiği	55
Şekil 4.11: Donanımsal PWM ile trafo girişindeki alternatif gerilim.....	55
Şekil 4.12: Yazılımsal PWM ile trafo girişindeki alternatif gerilim	56
Şekil 4.13: Donanımsal PWM ile trafo çıkışındaki alternatif gerilim	56
Şekil 4.14: Yazılımsal PWM ile trafo çıkışındaki alternatif gerilim	57
Şekil 4.15: Devreden çekilen akım değerinin LCD' de gösterimi	57

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1: Yarım köprü inverterin anahtarlama durumları	5
Tablo 2.2: Tam köprü inverterin anahtarlama durumları.....	9
Tablo 2.3: Çekirdek Kaybı Sabitleri	28
Tablo 2.4: AISI normuna göre yönlendirilmiş laminasyon malzemeleri [9]	29
Tablo 2.5: Transformör verileri	30

SEMBOL LİSTESİ

AC	:	Alternatif Akım
DC	:	Doğru Akım
PWM	:	Darbe Genişlik Modülasyonu
MOSFET	:	Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör
BJT	:	İki Kutuplu Jonksiyon Transistörü
GTO	:	Kapıdan Söndürmeli Transistör
IGBT	:	İzole Edilmiş Kapılı İki Kutuplu Transistör
MCT	:	MOS Kontrollü Tristör
SPWM	:	Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu
L	:	Endüktif Yük
C	:	Kapasitif Yük
V_s	:	DC giriş gerilimi
V_o	:	AC çıkış gerilimi
I	:	DC giriş akımı
I_o	:	AC çıkış akımı
Q₁, Q₂, Q₃, Q₄	:	İnverterde Anahtar Elemanları
D₁, D₂, D₃, D₄	:	İnverterde Diyotlar
R	:	Rezistif Yük
v_o	:	Ani Çıkış Gerilimi
i_o	:	Ani Çıkış Akımı
T₀	:	Periyot
θ_n	:	Yük empedansının açısı
V_o	:	Çıkış Geriliminin Efektif Değeri
f	:	Frekans
f_c	:	Taşıyıcı Sinyal Frekansı
f_r	:	Referans Sinyal Frekansı
p	:	Yarım Periyotta Darbe Sayısı
UPWM	:	Tek Tıp Darbe Genişlik Modülasyonu
MSPWM	:	Modifiyeli Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu
δ	:	Darbe Genişliği
δ_m	:	m. Darbe Genişliği
G	:	Kapı (Gate)
D	:	Kanal (Drain)
S	:	Kaynak (Source)
i_D	:	Kapı Akımı
r_{DS}	:	MOSFET Direnci
c_{iss}	:	MOSFET Giriş Kondansatörü
c_{oss}	:	MOSFET Çıkış Kondansatörü
c_{rss}	:	MOSFET Ters Transfer Kondansatörü
C_{GD}	:	Kapı-Kanal Kondansatörü
C_{GS}	:	Kapı-Kaynak Kondansatörü
V_{GS}	:	Kapı-Kaynak Gerilimi
I_{Gate}	:	Kapı Akımı
R_{Gate}	:	Kapı Direnci
P_{SW}	:	Anahtarlama Kaybı
I_D	:	Yük Akımı
V_D	:	Kaynak Gerilimi

t_{on}	:	i_D Akımının Yükselme + V_{DS} Sıfıra Düşme Süresi
t_{off}	:	$V_{DS} + i_D$ 'nin 0' a Düşme Süresi
Q_{gate}	:	Kapı Şarj Yüğü
f_{sw}	:	Anahtarlama Frekansı
t_{sw}	:	Anahtarlama Zamanı
ICSP	:	Devrede Seri Programlama
PR2	:	Sayma Değeri
T_{osc}	:	Kristal Osilatörün Periyot Değeri
ϕ	:	Manyetik Akı
H	:	Manyetik Alan
B	:	Manyetik Akı Yoğunluğu
W_L	:	Görünür Güç
ρ	:	İletkenin Özdirenci
A_c	:	Nüvenin Pencere Alanı
A_i	:	Nüvenin Kesit Alanı
J	:	Akım Yoğunluğu

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında 5kW, trafolu tek faz kısa devre korumalı inverter tasarlanmıştır. Tez çalışmasını hazırlama aşamasında önemli katkılarda bulunan hocam Yrd. Doç. Dr. Sinan KIVRAK' a ve maddi ve manevi desteğini esirgemeyen aileme teşekkürlerimi borç bilirim.

1. GİRİŞ

Yarı iletken güç cihazlarının piyasada kullanılmasından bu güne kadar güç elektroniği; sanayi, ulaşım, konut, ticaret ve havacılık uygulamalarında geniş ölçüde büyüme sağlamıştır. Günümüzde, inverter, konvertör, güç kaynakları gibi güç elektroniği cihazlarının günlük hayatta kullanılmasına yönelik taleplerin artmasıyla, güç elektroniği mühendislikte önemli bir alan haline gelmiştir. Fotovoltaik (PV) sistemi gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımında DC-AC dönüşüm yapmak için inverterlere ihtiyaç duyulmaktadır. Güç elektroniği cihazları, mevcut akım ve gerilim seviyesini istenilen akım ve gerilim seviyesine dönüştürürken; elektrik enerjisinin verimli bir şekilde dönüşümünü kontrol eder. Birçok güç elektroniği çeviricisi; yarıiletken güç cihazlarının gelen anahtarlama sinyallerine göre iletme ya da kesime geçirilmesiyle, kontrol edilir. Popüler güç cihazlarının içerisinde Kapıdan Söndürmeli Tristör (GTO), İzole Edilmiş Kapılı İki Kutuplu Transistör (IGBT), Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistörler (MOSFET), MOS Kontrollü Tristör (MCT) kullanılmaktadır. Bu güç elektroniği elemanları, tek fazlı anahtarlama modlu DC-AC inverterlerde, kesintisiz güç kaynağı sistemlerinde ve AC motor sürücülerini gibi uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır [1].

İnverter devreleri, güç gereksinimlerine ve çıkış gerilimlerine göre bir fazlı ya da üç fazlı olarak tasarlanırlar. Düşük güç gerektiren uygulamalarda tek fazlı inverter yeterli olurken, orta ve yüksek güç uygulamalarında üç fazlı inverter kullanılmaktadır. Yüksek frekanslı inverterin anahtarlama cihazlarının parazitik kapasitans ve endüktansının hesabı ve sıcaklık sınırlama problemi haricinde, düşük ya da yüksek frekanslı inverterin analizleri birbirine benzerlik göstermektedir [2].

İnverterler, kullanılan DC güç kaynağının özelliğine göre gerilim kaynaklı inverter ve akım kaynaklı inverter olarak ikiye ayrılır. Yaygın olarak kullanılan gerilim kaynaklı inverterler, Kare Dalga, Kısmi Kare Dalga ve Darbe Genişlik Modülasyonu anahtarlama yöntemleri ile kontrol edilmektedir. Kontrol yöntemine bağlı olarak inverterlerin çıkışlarında harmonikler meydana gelir. Düşük güçlü uygulamalarda harmonik miktarı fazla olan Kare Dalga inverterler kullanılırken,

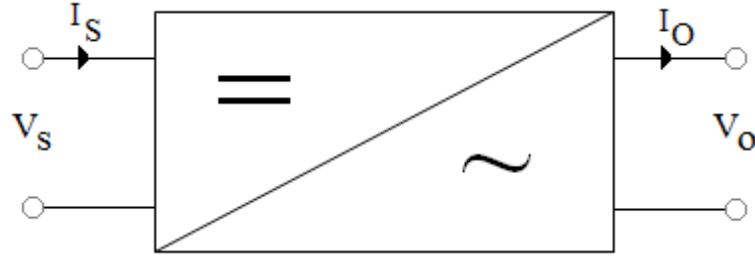
büyük güçlü uygulamalarda harmonik miktarının minimum seviyede olması gerektiği için PWM inverterler daha çok tercih edilir. Yine kontrol yöntemine bağlı olarak, inverter çıkışında sadece frekans veya hem frekans hem de gerilim kontrol edilebilmektedir. Ayrıca inverter sisteminde transformatör kullanılarak, elektriksel olarak gerilim izolasyonu sağlanırken gerilim istenen seviyeye getirilmektedir [3,4].

Bu tezde, güç kaynağı uygulamaları için 5kW, trafolu tek faz kısa devre korumalı gerilim beslemeli inverter devresi prototipi yapılmıştır. Çalışmada PIC18F4550 mikrodenetleyicisi kullanılarak SPWM (Sinus Pulse Width Modulated) anahtarlama yöntemi ile MOSFET devresi anahtarlama yapılmıştır, aynı zamanda MOSFET'lerin iletim esnasında V_{DS} gerilimlerinin kontrolü ile kısa devre koruması ve aşırı akım koruması yapılmıştır. H köprüsünün sürülmesi için TLP250 optokuplörülü MOSFET sürücü devresi kullanılmıştır, DC/DC çevirici devresi ile MOSFET sürücü devresine üç, kontrol devresine bir adet olmak üzere dört adet birbirinden bağımsız 18V' luk kaynak elde edilmiştir. Çıkışta, elde edilen 50Hz 24V AC gerilim transformatör aracılığıyla 50Hz 220V seviyesine getirilmiştir. Mikrodenetleyici ile yapılan yazılımın öncelikle bilgisayar ortamında simülasyonu yapılmıştır, daha sonra yazılım inverter devresi ile gerçekleştirilmiştir.

2. GENEL BİLGİLER

2.1 İnverterler ve Çalışma Prensipleri

İnverter (DC-AC evirici), DC bir giriş gerilimini AC çıkış gerilimine çevirir. DC-AC inverter sisteminin temel blok şeması Şekil 2.1' de gösterilmektedir. İnverter sistemi, transformatör, L(bobin), C(kondansatör) ve rezistans gibi reaktif bileşenler ve anahtarlama elemanlarını içerir [2].



Şekil 2.1: DC-AC inverter sistemi temel blok şeması

V_s : DC giriş gerilimi

V_o : AC çıkış gerilimi

I_s : DC giriş akımı

I_o : AC çıkış akımı

DC-AC inverter sistemi DC giriş gerilimini, tek faz ya da üç faz sinyal kullanılarak istenen genlik ve frekansta AC çıkış gerilimine çevirir. Frekans sabit ise çıkış gerilimi sabit, frekans değişken ise çıkış gerilimi değişkendir. İnverter kazancı sabit tutulup, DC giriş gerilimi değiştirilerek değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Buna karşın, DC giriş gerilimi sabit ve kontrol edilemiyor ise, değişken bir çıkış gerilimi elde edilmesi için invertere genellikle darbe genişlik modülasyonu uygulanır ve inverter kazancı değiştirilir [5].

İnverterler batarya, güneş paneli ya da farklı bir DC kaynaktan aldıkları gerilimi, AC gerilime çevirerek kesintisiz güç kaynakları, AC gerilim kaynakları, endüksiyonlu ısıtma, anahtarlama güç kaynakları gibi birçok alanda kullanılır.

DC giriş geriliminin ilk yarım periyotta pozitif yönde ve ikinci yarım periyotta negatif yönde yüke uygulanması inverterlerin temel çalışma prensibidir. Devrenin çalışma periyodu bu iki yarım periyodun toplamı ile belirlenir. Bu çalışma BJT, MOSFET, IGBT gibi yarıiletken elemanlara anahtarlama yaptırılarak sağlanabilir. Yarıiletken anahtarlama elemanlarına uygulanacak kontrol yöntemi istenen frekans ve faz sayısında kare dalga ya da sinüs dalgasının alternatif bir taşıyıcı gerilim ile karşılaştırılmasıyla elde edilir. Bu kontrol yöntemine Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) adı verilmektedir [4].

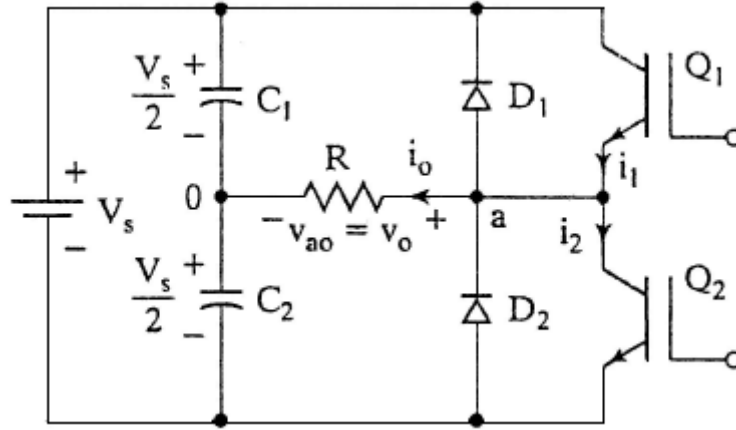
İnverterler besleme kaynağı açısından iki kısımdır. Giriş gerilimi sabit kalıyorsa gerilim beslemeli inverter, giriş akımı sabit kalıyorsa akım beslemeli inverter olarak adlandırılır. Gerilim kaynaklı inverterler direnç ve endüktif yüklerle güç sağlamak için sabit tork çalışması gerektiren ac motor uygulamaları için uygundur. Akım kaynaklı inverterler ise büyük kapasitif yükler ve ac gerilim baralarına güç sağlamak için uygundur. Gerilim beslemeli inverterler endüstriyel uygulamalarda daha çok kullanılmaktadır [2].

İnverterde kare dalga anahtarlama, çıkış geriliminde sadece frekansı etkiler. Kare dalga anahtarlama tekniğinde, harmonik miktarı fazladır. Yalnızca, besleme gerilimi değiştirilerek çıkış geriliminin genliği kontrol edilebilir. İnverterde PWM kontrolü, genliğin de değiştirilebilmesini sağlar. Sinüs PWM kullanıldığında ise hem frekans hem de genlik kontrol edilebilir ve dalgalanmayı filtrelemek diğer anahtarlama tekniklerine göre daha kolaydır [2].

Tek faz inverterler devre yapısına göre yarım köprü inverter, tam köprü inverter ve push-pull inverter olmak üzere üç çeşittir.

2.1.1 Tek Faz Yarım Köprü İverter

Tek faz yarım köprü inverterin devre yapısı Şekil 2.2' de gösterilmiştir. Yarım köprü inverterde, orta uçlu DC kaynak kullanılması gerekmektedir. Devrede örnek anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılmaktadır.



Şekil 2.2: Yarım köprü inverter devresi

Yükte görülen ani çıkış gerilimi v_o , Q_1 anahtarlama elemanının iletimde olduğu $T_0/2$ zamanı boyunca $V_s/2$, Q_2 anahtarlama elemanının iletimde olduğu $T_0/2$ zamanı boyunca ise $-V_s/2$ ' ye eşittir. Q_1 iletimdeyken elde edilen pozitif sinyal ve Q_2 iletimdeyken elde edilen negatif sinyal yük uygulanır. Anahtarlama elemanlarının iletim durumları Tablo 2.1' de gösterilmektedir. Devrenin lojik tasarımı Q_1 ve Q_2 anahtarlama elemanları aynı anda iletimde olmayacak şekilde yapılmalıdır.

Tablo 2.1: Yarım köprü inverterin anahtarlama durumları

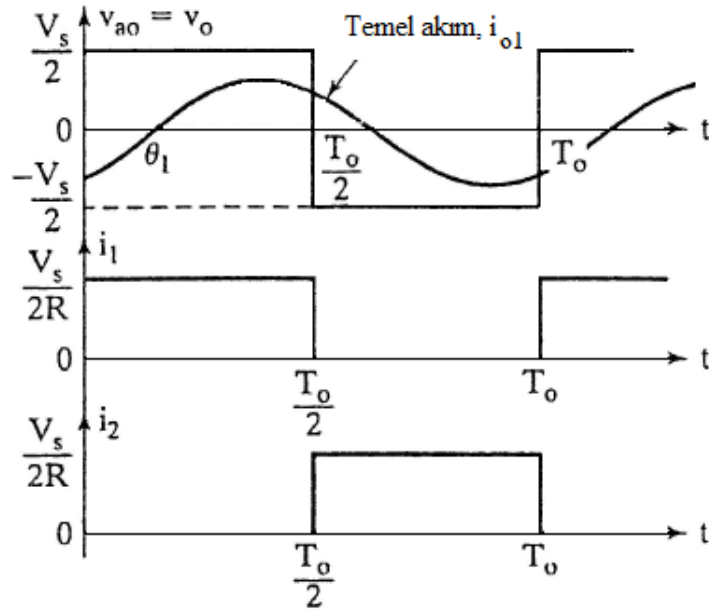
Anahtar Durumu	v_o	İletim Elemanları
Q_1 ON ve Q_2 OFF	$V_s/2$	$i_o > 0$ ise Q_1
		$i_o < 0$ ise D_1
Q_2 ON ve Q_1 OFF	$-V_s/2$	$i_o > 0$ ise D_2
		$i_o < 0$ ise Q_2

$0 < t < T_0/2$ aralığında elde edilen $V_s/2$ gerilimi ve $T_0/2 < t < T_0$ aralığında elde edilen $-V_s/2$ gerilimlerinin birleşimi alternatif gerilim olarak adlandırılır. Omik yükte inverterin çıkış geriliminin karesinin ortalamasının karekökü (RMS diğer adıyla efektif değeri) (2.1) eşitliği ile yük akımı (2.2) eşitliği ile bulunabilir. Şekil 2.3.a' da omik yükte iken inverterin çıkış geriliminin dalga formu gösterilmektedir.

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (2.1)$$

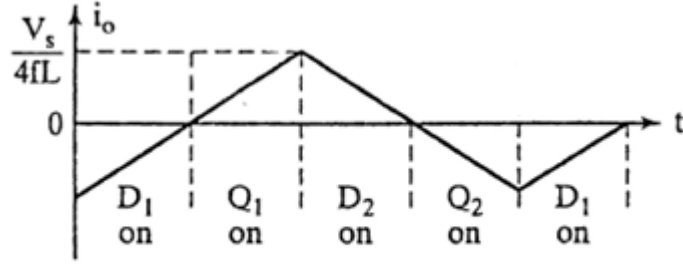
$$i_o = \frac{V_s}{2R} \quad (2.2)$$

Endüktif yükte yük akımı, yönünü ve genliğini koruyarak hemen değişmez. Q_1 anahtarlama elemanı $t=T_o/2$ zamanında kesime geçer, akım sıfıra düşüncüye kadar AC yükten DC kaynağa doğru D_2 diyotu üzerinden akmaya devam eder. Benzer şekilde Q_2 anahtarlama elemanı $t=T_o$ zamanında kesime geçtiğinde yükün üzerinden geçen akım, sıfıra düşüncüye kadar AC yükten DC kaynağa doğru D_1 diyotu üzerinden akmaya devam eder. D_1 ya da D_2 diyotları iletimde iken, enerji DC kaynağa geri besleme yaptığından bu diyotlara geri besleme diyotları denir. Şekil2.3.b saf endüktif yük için yük akımını ve anahtarlama elemanlarının iletim aralıklarını göstermektedir. Saf endüktif yükte, anahtarlama elemanının sadece $T_o/2$ aralığında iletimde olduğuna dikkat edilmelidir. Yük empedansının açısına bağlı olarak, anahtarlama elemanının iletim periyodu 90° ile 180° arasında değişir [5].



(a)

Şekil 2.3: a) Omik yükte dalga formları

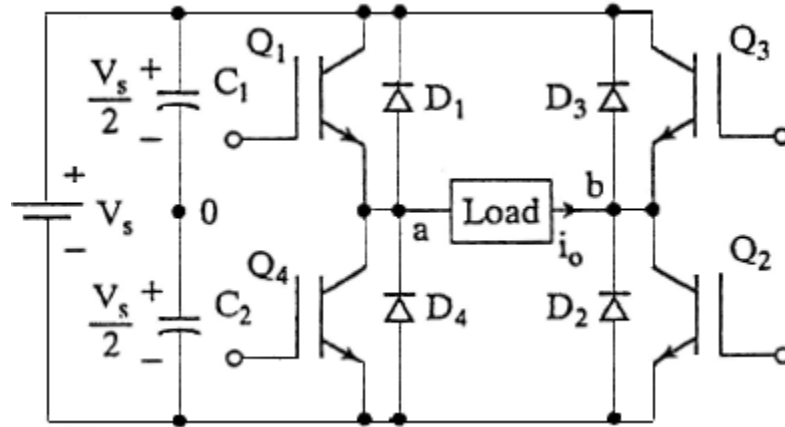


(b)

Şekil 2.3: b) Büyük endüktif yükte yük akımı

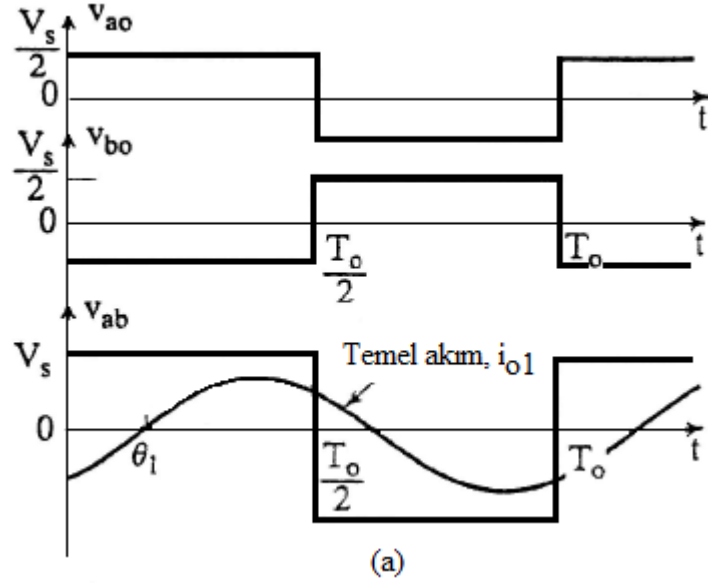
2.1.2 Tek Faz Tam Köprü İverter

Tek faz tam köprü gerilim beslemeli inverterin temel devre yapısı Şekil 2.4' de gösterilmiştir. Bu inverter, bir DC gerilim kaynağı ve dört adet anahtarlama elemanı içermektedir.

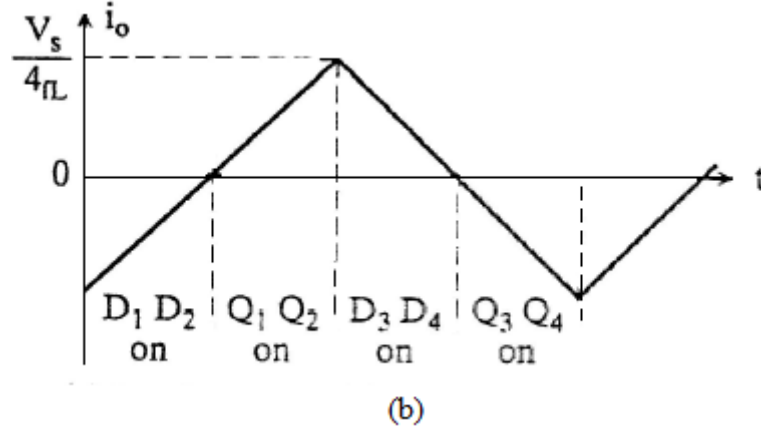


Şekil 2.4: Tam köprü inverter devresi

a ve b fazlarından oluşan iki yarım köprü inverter, tek faz tam köprü invertere eşdeğer kabul edilir. a ve b fazları arasında 180° faz farkı olduğundan, a fazının sinyalleri 180° kaydırıldığında Q_1 - Q_2 elemanlarının, anahtarlama sinyalleri ile Q_3 - Q_4 elemanlarının anahtarlama sinyalleri aynı zamanda ve aynı formda olur. Tek fazlı tam köprü inverterin çıkışında görülen V_o geriliminin dalga formu ve yük akımı Şekil 2.5.a ve 2.5.b' de gösterilmektedir.



Şekil 2.5: a) Omik yükte inverterin dalga formları



Şekil 2.5: b) Büyük endüktif yükte inverterin yük akımı

Tek faz tam köprü inverterde, yük üzerinde değişken bir dalga formu elde edebilmek için her bir yarım periyotta (çıkışta elde edilecek değişken dalganın yarım periyodu) bir çift anahtarlama elemanı iletimde olmalıdır. $0 < t < T_o/2$ aralığında Q_1 - Q_2 çifti ile pozitif, $T_o/2 < t < T_o$ aralığında Q_3 - Q_4 çifti ile negatif yarım periyot elde edilir. Tek faz tam köprü invertere uygulanabilecek beş anahtarlama durumu Tablo 2.2' de gösterilmektedir. Q_1 ve Q_2 anahtarlama elemanları aynı anda ilettime geçtiğinde yük üzerinde V_s giriş gerilimi görülürken, Q_3 ve Q_4 anahtarlama elemanları aynı anda ilettime geçtiğinde ise yük üzerindeki gerilim $(-V_s)$ olarak görülür. Tüm anahtarlar kesimdeyken akım diyotlar üzerinden AC yükten DC kaynağa doğru akar. D_1 ve D_2 iletimde iken yük uçlarında V_s , D_3 ve D_4 iletimde iken yük uçlarında $(-V_s)$ gerilimi görülür.

İletimde olan Q_1 ve Q_2 anahtarlama elemanları $t=T_0/2$ anında kesime geçtiklerinde yük üzerinden geçen akım, AC yükten DC kaynağa doğru sıfıra düşüncüye kadar, D_3 ve D_4 diyotları üzerinden akmaya devam eder. Benzer şekilde Q_3 ve Q_4 anahtarlama elemanları $t=T_0$ zamanında kesime geçtiğinde yükün üzerinden geçen akım, AC yükten DC kaynağa doğru sıfıra düşüncüye kadar D_1 ve D_2 diyotları üzerinden akmaya devam eder.

Tablo 2.2: Tam köprü inverterin anahtarlama durumları

Durum	Durum NO:	V_{ao}	V_{bo}	v_o	İletim Elemanları
Q_1 - Q_2 ON ve Q_3 - Q_4 OFF	1	$V_s/2$	$V_s/2$	V_s	$i_o > 0$ ise Q_1 ve Q_2
					$i_o < 0$ ise D_1 ve D_2
Q_3 - Q_4 ON ve Q_1 - Q_2 OFF	2	$-V_s/2$	$V_s/2$	$-V_s$	$i_o > 0$ ise D_3 ve D_4
					$i_o < 0$ ise Q_3 ve Q_4
Q_1 - Q_3 ON ve Q_2 - Q_4 OFF	3	$V_s/2$	$V_s/2$	0	$i_o > 0$ ise Q_1 ve D_3
					$i_o < 0$ ise D_1 ve Q_3
Q_2 - Q_4 ON ve Q_1 - Q_3 OFF	4	$-V_s/2$	$V_s/2$	0	$i_o > 0$ ise D_4 ve Q_2
					$i_o < 0$ ise Q_4 ve D_2
Q_1 - Q_2 - Q_3 - Q_4 OFF	5	$-V_s/2$	$V_s/2$	$-V_s$	$i_o > 0$ ise D_3 ve D_4
		$V_s/2$	$-V_s/2$	V_s	$i_o < 0$ ise D_2 ve D_1

İnverterin çıkış geriliminin efektif değeri V_o (2.3) eşitliğinde verilmiştir. Omik endüktif yük için ani gerilim ve akım değerleri (2.4) ve (2.5) eşitliklerinde gösterilmiştir.

$$V_o = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (2.3)$$

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2.4)$$

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (2.5)$$

V_s : DC besleme kaynağının gerilimi (V)

T_0 : Periyot (sn)

R : Omik yük (Ω)

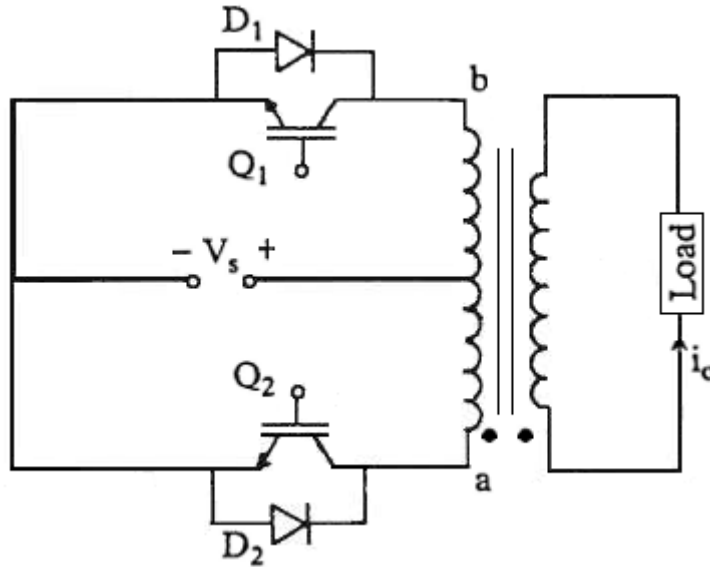
L : Endüktif yük (H)

θ_n : Yük empedansının açısı ($^\circ$)

Tek faz yarım köprü ve tam köprü inverterlerin her ikisinde de kare dalga uygulandığında, elde edilen AC gerilimin frekansı değiştirilebilir, genliğinin kontrol edilmesi için ise besleme kaynağının genliğinin değiştirilmesi gerekir. Besleme kaynağının genliğinin değiştirilebilmesi için ise girişte konvertör kullanılabilir. İnverterlerde çıkış geriliminin izolasyonunu sağlamak için ise transformatör kullanılır [2].

2.1.3 Tek Fazlı Push-Pull İnverter

Tek faz Push-Pull inverterin temel devre yapısı Şekil 2.6' da gösterilmiştir. Bu devrenin girişinde DC gerilim kaynağı bulunmaktadır. Ayrıca orta uçlu transformatör ve yarım köprü inverter devresindeki gibi iki anahtarlama elemanı içermektedir.



Şekil 2.6: Push-pull inverter devresi

Bu inverterde $0 < t < T_0/2$ aralığında Q_1 anahtarlama elemanına pozitif, $T_0/2 < t < T_0$ aralığında Q_2 anahtarlama elemanına negatif sinyal uygulanır. İnverterin çıkış gerilimi V_o , pozitif yarı periyotta Q_1 anahtarlama elemanı iletimdeyken V_s , negatif yarı periyotta Q_2 anahtarlama elemanı iletimdeyken $-V_s$ değerine eşittir. Çıkış

gerilimi transformatörün dönüştürme oranı değiştirilerek ayarlanabilir. Çıkış geriliminin dalga formu yarım köprü inverterin çıkış geriliminin dalga formu ile aynıdır [4].

Push-pull inverterlerde de kare dalga kontrolünde, AC gerilimin frekansı ayarlanabilir. Push-pull inverterler belirli güçlere kadar çıkış gerilimi izolasyonu ve transformatör gerektiren uygulamalarda kullanılır. Ancak, transformatörün giriş sargısının bir yarısı pozitif yarım periyotta ve diğer yarısı negatif yarım periyotta aktif olur bu durumda bazı kaçak endüktanslar meydana gelir. Bu nedenle, daha büyük güçlerde tam köprü inverter kullanılmaktadır.

2.2 Tek Faz İnverterlerde Gerilim Kontrolü

Birçok endüstriyel uygulamada, inverter gerilimini regüle etmek, DC giriş geriliminin değişimleri ile başa çıkmak, gerilim ve frekans kontrolünü sağlamak amacıyla inverterlerin çıkış geriliminin kontrol edilmesi gerekebilir. Bunları sağlamak için çeşitli teknikler kullanılır. İnverterlerde, çıkış geriliminin (veya inverter kazancının) kontrol edilmesi için PWM tekniği uygulanmaktadır. PWM genel olarak referans işareti ve kontrol işaretinin karşılaştırılmasıyla üretilen sinyallerin anahtarlama elemanlarına uygulanmasıyla gerçekleştirilir. Yaygın olarak üç teknik kullanılır [5].

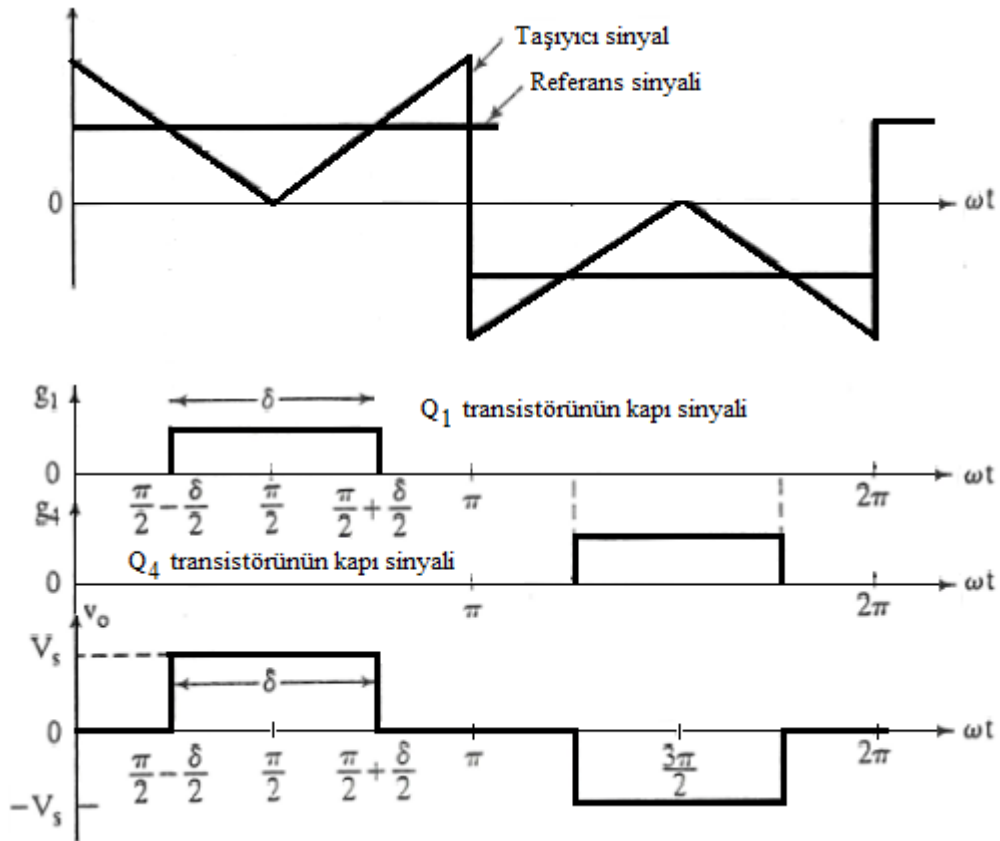
2.2.1 Tek Darbe Genişlik Modülasyonu

Tek darbe genişlik modülasyonunda (kısmi kare dalga kontrolü), her yarım döngüde sadece bir darbe üretilir. İnverter çıkış gerilimini kontrol etmek için darbe genişliğinin ve frekansının değiştirildiği en basit yöntem olarak kullanılan tek darbe genişlik modülasyonu, tek faz tam köprü inverter ve push-pull inverter yapılarında kullanılabilir. Şekil 2.7' de tek faz tam köprü inverterin üretilen anahtarlama sinyalleri ve çıkış geriliminin temel dalga şekli gösterilmektedir. Anahtarlama sinyalleri, üçgen taşıyıcı işareti ile kare referans işareti karşılaştırılarak üretilir. Çıkış geriliminin frekansını, kare referans işaretinin frekansı belirler. Çıkış geriliminin

efektif değeri (2.6) eşitliğinde gösterilmiştir. Eşitlik (2.6)' da kullanılan δ/π değeri, PWM' in doluluk oranıdır.

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (2.6)$$

Bu kontrol, $0 < \omega t < \pi$ aralığındaki V_s genlikli pozitif gerilim darbesi ve $\pi < \omega t < 2\pi$ aralığındaki $-V_s$ genlikli negatif gerilim darbesinin genişliklerinin değiştirilmesi ile sağlanır. Bu şekilde çıkış gerilimi kontrol edilebilir. Tek darbe genişlik modülasyonu, çıkış geriliminin kontrol edilebildiği en temel ve en basit yöntemdir, fakat önemli ölçüde harmonik içerir.



Şekil 2.7: Tek darbe genişlik modülasyonu

2.2.2 Çoklu Darbe Genişlik Modülasyonu

Çoklu darbe genişlik modülasyonunda, her yarım periyotta tek darbe yerine çok sayıda darbe kullanılarak çıkış geriliminin içerdiği harmonik azaltılır ve inverter geriliminin kontrolü sağlanır. Bu modülasyon tekniğinde, referans sinyali kare dalga,

taşıyıcı sinyal ise frekansı sabit üçgen dalgadır. Kontrol, bu iki sinyalin karşılaştırılması ile üretilen anahtarlama sinyalleri ile sağlanır. Referans sinyali ile üçgen dalganın karşılaştırılması Şekil 2.8.a' da, karşılaştırma sonucu üretilen g_1 ve g_4 anahtarlama sinyalleri, Şekil 2.8.b' de gösterilmiştir. Referans sinyalinin frekansı, çıkışta istenen AC gerilimin frekansı f_o ' ı belirler. Taşıyıcı sinyalin frekansı f_c ise her yarım periyottaki darbe sayısı p ' yi belirler ve genellikle sabittir. Bu tip modülasyon tek tip (uniform) darbe genişlik modülasyonu olarak bilinir (UPWM). Her yarım periyottaki darbe sayısı (2.7) eşitliği ile bulunur [5].

$$p = \frac{f_c}{2f_o} \quad (2.7)$$

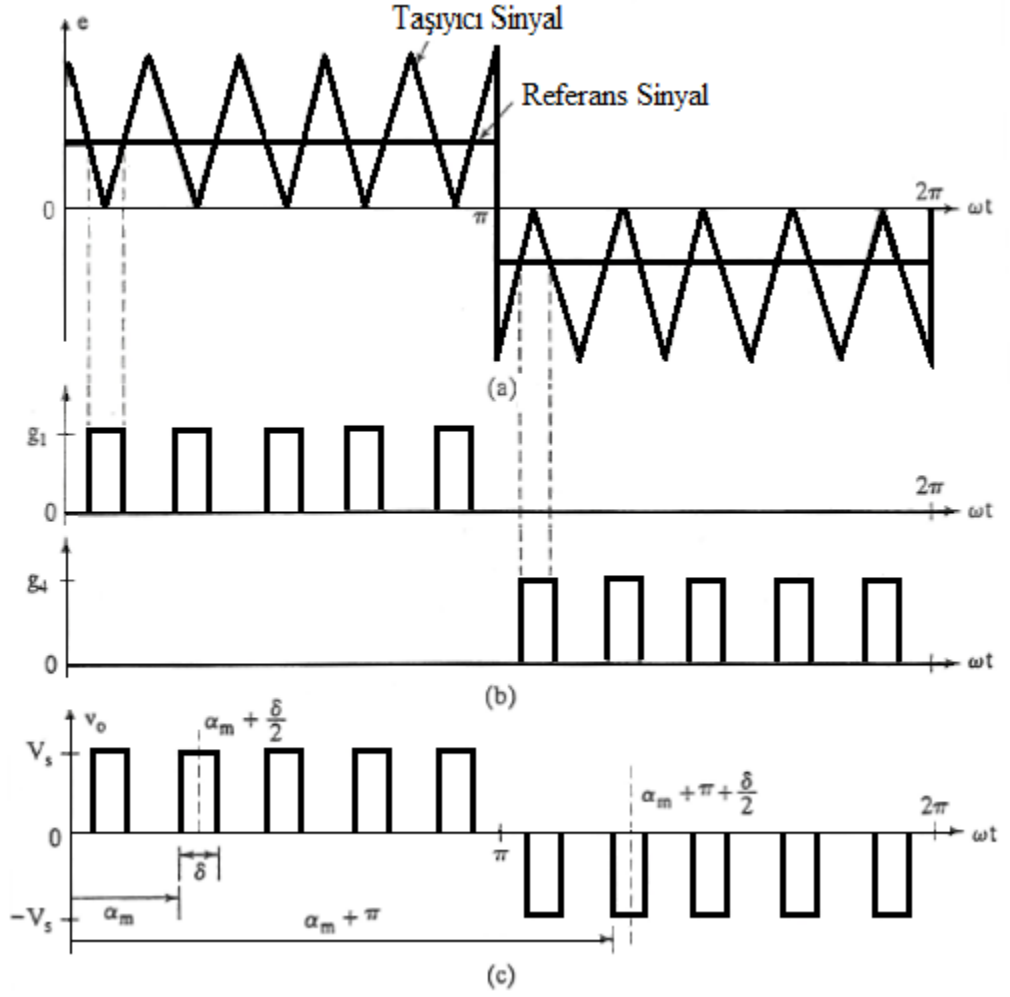
δ değeri darbenin genişliği ise çıkış geriliminin efektif değeri eşitlik (2.8)' den bulunur.

$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (2.8)$$

2.2.3 Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM)

Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu, PWM inverterlerde en çok kullanılan yöntemdir. Bu teknikte, darbe genişlikleri sinüs formunda kontrol edilerek, sinüzoidal bir AC çıkış gerilimi elde edilir. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunda, sinüs dalga şeklindeki kontrol gerilimleri kullanıldığı için çoklu darbe modülasyonuna göre harmonikler önemli ölçüde azaltılmış olur. Frekansı f_c olan üçgen taşıyıcı dalga ile sinüzoidal referans sinyalinin karşılaştırılması ile anahtarlama sinyalleri üretilir. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM) endüstriyel uygulamalarda diğer metotlara göre yaygın olarak kullanılmaktadır.

PWM ve SPWM kontrolü iki yönlü ve tek yönlü olmak üzere iki şekilde uygulanabilmektedir.



Şekil 2.8: Çoklu darbe genişlik modülasyonunda a) Anahtarlama sinyali üretimi b) Anahtarlama sinyalleri c) Çıkış gerilimi

2.2.3.1 Tek Yönlü (Unipolar) SPWM Kontrolü

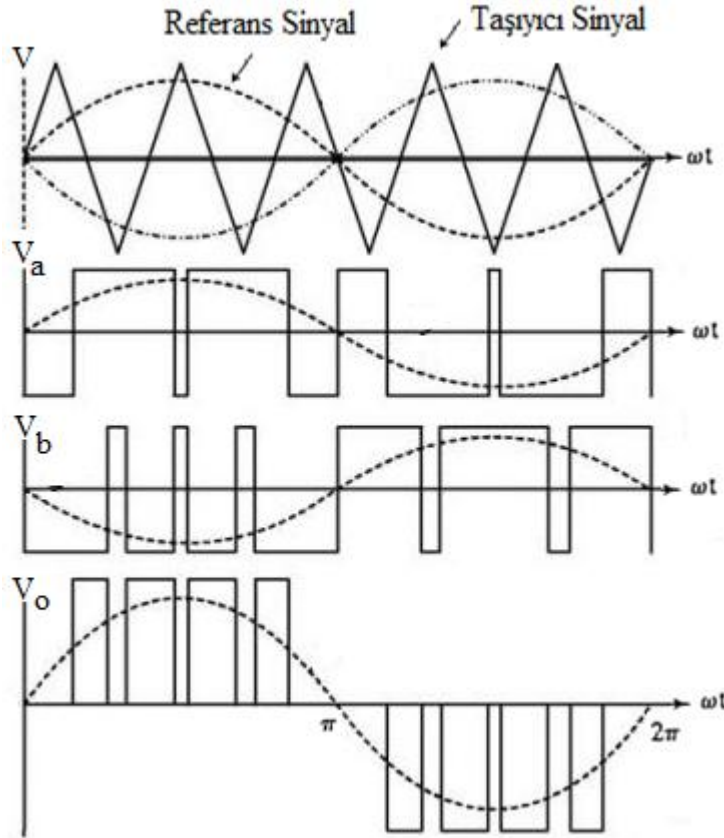
Tek yönlü SPWM kontrolünde, referans sinüzoidal kontrol işaretinin, üçgen taşıyıcı dalga işaretinden büyük olduğu durumlarda pozitif DC besleme gerilimi üretilirken, küçük olduğu durumlarda gerilim üretilmez sıfırdır. İnverterin çıkış frekansı f_o , referans sinyalinin frekansı f_r ile belirlenir. Tek yönlü sinüzoidal PWM kontrolü için temel dalga şekilleri Şekil 2.9' da gösterilmektedir.

Tek yönlü anahtarlama, aynı kolda bulunan iki anahtarın aynı anda ilettime geçirilmemesi için örnekleme frekansının yalnızca 180° 'deki darbesine ölü zaman eklenir. Bu yüzden tek yönlü SPWM kontrolü, çift yönlü SPWM kontrolüne göre daha kolay uygulanır ve daha çok tercih edilir. Tek yönlü SPWM kontrolünde,

referans sinyalinin değeri (2.9) eşitliği, çıkış geriliminin efektif değeri ise (2.10) eşitliği ile hesaplanır.

$$v_r = V_s \sin(\omega t) \quad (2.9)$$

$$V_o = V_s \left(\sum_{m=1}^{2p} \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (2.10)$$

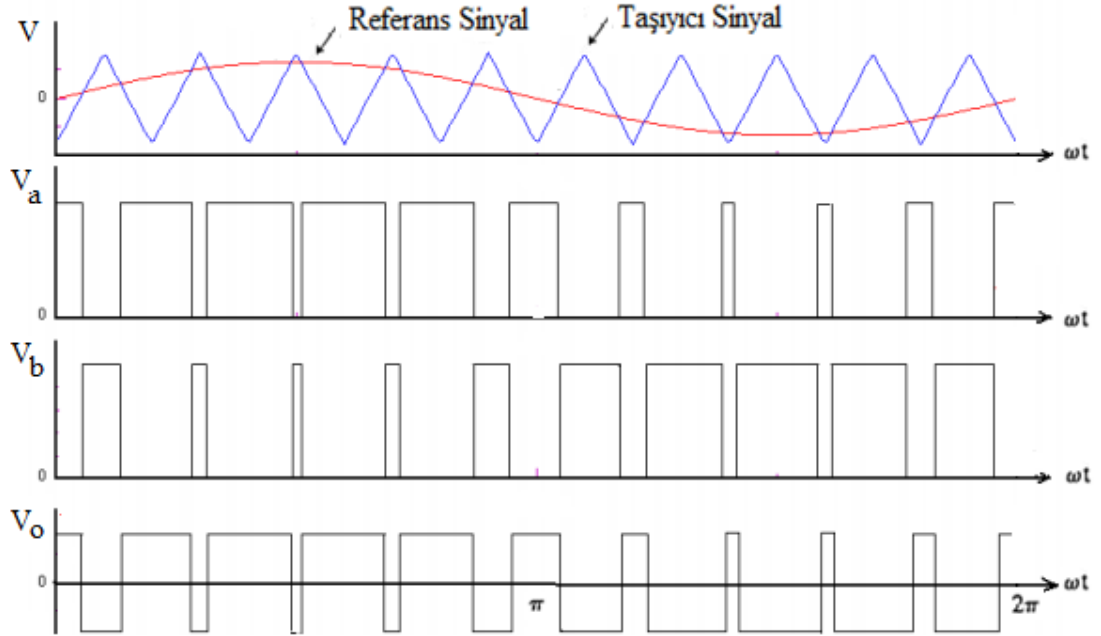


Şekil 2.9: Tek yönlü sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunda temel dalga şekilleri

2.2.3.2 Çift Yönlü SPWM Kontrolü

İnverter çıkışında, referans sinüzoidal kontrol işaretinin üçgen dalga işaretinden büyük olduğu durumlarda pozitif inverter DC besleme gerilimi üretilirken, küçük olduğu durumlarda ise negatif inverter DC besleme gerilimi üretilir. Bu yöntem, referans sinüzoidal kontrol işareti ile üçgen dalga karşılaştırmasının yapılmadığı normal kare dalga anahtarlamaya göre daha az harmonik içerir. Fakat anahtarlamada tek kol üzerinde kısa devre olması ihtimali fazladır. Bundan dolayı aynı koldaki iki anahtarı her bir darbe aralığında kısa devre

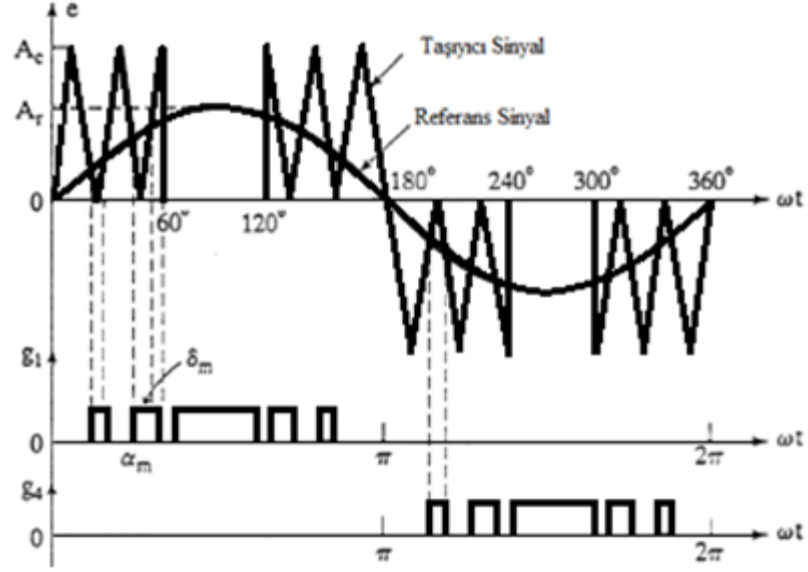
etmemek için sürekli bir ölü zaman gecikmesine ihtiyaç vardır. Sinüzoidal referans sinyali ile taşıyıcı sinyal karşılaştırılması sonucu üretilen çift yönlü sinüzoidal PWM temel dalga şekilleri Şekil 2.10' da gösterilmiştir.



Şekil 2.10: Çift yönlü sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu [14]

2.2.3.3 Modifiyeli (Değiştirilmiş) Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Taşıyıcı dalga her yarım periyodun ilk ve son 60° (örneğin, 0° den 60° ye ve 120° den 180° ye kadar) aralıklarında uygulanır ve böylece sinüs dalgasının karakteristiği ve SPWM tekniğinin özellikleri değiştirilebilir. Bu modifiyeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (MSPWM) Şekil 2.11' de gösterilmiştir. Bu teknikle güç anahtarlama cihazlarının sayısı ve aynı zamanda anahtarlama kayıpları azaltılır. Modifiyeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunda kapı sinyalleri, sinüzoidal PWM sinyallerine benzerdir fakat referans sinyali 60° den 120° ye kadar olan sinüs dalga formudur.



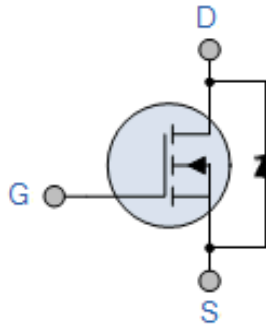
Şekil 2.11: Modifiyeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

2.3 İnverter Tasarım Elemanları

2.3.1 MOSFET

2.3.1.1 MOSFET Tanımı

Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör (MOSFET), kontrol edilebilen yarı iletken güç elemanıdır. MOSFET kanal bölgelerinde kullanılan maddelere göre N tipi MOSFET ve P tipi MOSFET olmak üzere iki çeşittir. Güç sistemlerinde genellikle kullanılan n kanallı MOSFET sembolü Şekil 2.12' de gösterilmiştir. Burada; G kapı (gate), D kanal (drain), S kaynaktır (source).



Şekil 2.12: n kanallı MOSFET sembolü

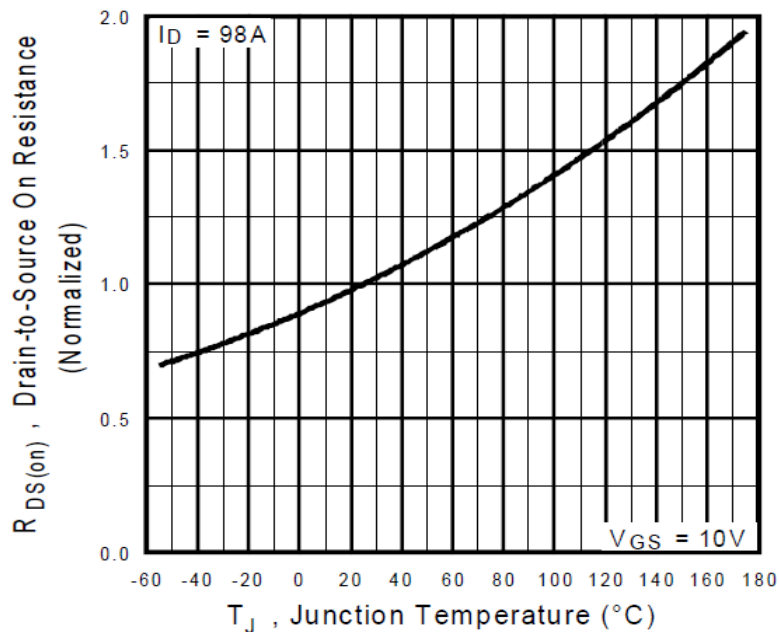
MOSFET' in, kapısına (G) uygulanan gerilim ile çıkış (i_D) akımı kontrol edilir. Kapı gerilimi belli bir eşik ($V_{GS,TH}$) değerine sahiptir, MOSFET bu değer üzerinde etkilidir. MOSFET, ileri yönde yeterli gerilim sinyali uygulandığında akım geçiren, sinyal kesildiğinde kesime giren tam kontrollü güç elemanıdır. MOSFET iletimde iken bir direnç (r_{DS}) gibi davranır gerilim düşümü (2.11) eşitliği ile hesaplanır. Eşitlikteki i_D kanal (çıkış) akımını göstermektedir.

$$v_{DS} = r_{DS} i_D \quad (2.11)$$

i_D : Kanal (çıkış) akımını

r_{DS} : MOSFET direnci

Eşitlik (2.11)' dan yola çıkılarak paralel bağlı MOSFET' lerin direnci düşük olanından daha fazla akım geçer ve bu MOSFET ısınarak r_{DS} direncini artırır. Direnci artan paralel bağlı MOSFET' in akımı düşer ve MOSFET soğumaya başlar. Bu şekilde MOSFET' ler akımları kendi aralarında orantılı şekilde paylaşır. MOSFET' ler paralel bağlandığında, akım MOSFET' ler arasında paylaşıldığından herhangi birinin üzerinden fazla akım geçmesi, sıcaklığının artması ve arızalanması gibi durumlar meydana gelmez. Bu tezde kullanılan IRFP064N MOSFET' in veri sayfasından alınan MOSFET' in direnç (r_{DS}) değerinin sıcaklıkla değişim grafiği Şekil 2.13' de gösterilmektedir.



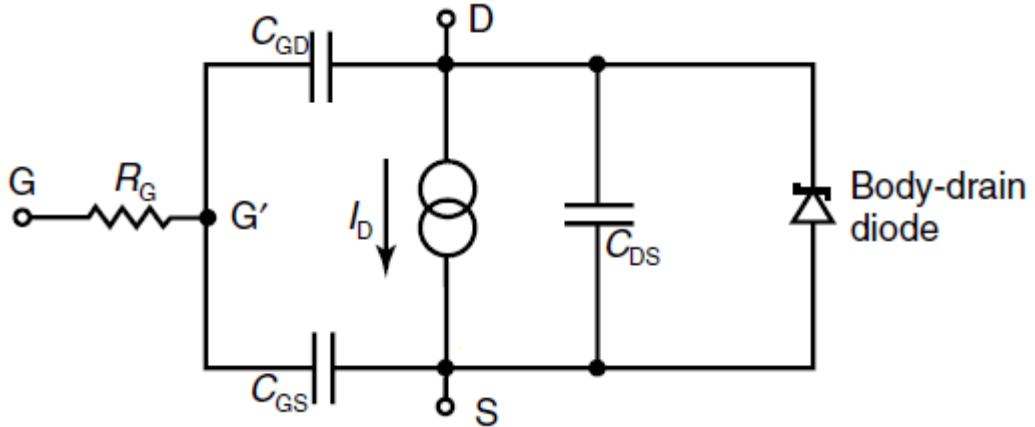
Şekil 2.13: MOSFET' in sıcaklık-akım- r_{DS} grafiği

2.3.1.2 MOSFET Anahtarlama Karakteristiği

MOSFET kesimde iken kapısına uygulanan pozitif gerilim ile iletme geçer, MOSFET iletimde iken ise kapısına uygulanan gerilimin sıfıra çekilmesiyle kesime gider. İletimde bekleme ve kesimde bekleme gibi ek süreleri olmadığı için MOSFET diğerlerine göre en hızlı güç elemanıdır.

MOSFET kapısı izolelidir bu yüzden normalde akım ekmez. Fakat eşdeğer devresinde kondansatör bulunması sebebiyle gerilim sinyallerinin başlangıç ve bitişinde hızlı şarj ve deşarj olması gerekir. İdeal anahtarlama karakteristiğine sahip MOSFET' in anahtarlama güç kaybı çok düşük, iletim güç kaybı çok yüksektir [3].

MOSFET' in kapasite geriliminin değişimi ve endüktans akımının değişimi için gerekli olan zaman belirlenerek MOSFET' in anahtarlama performansı tespit edilir. MOSFET' lerin C_{iss} (giriş kapasitansı), C_{oss} (ıkış kapasitansı) ve C_{rss} 'nin (ters transfer kapasitansı) değerleri MOSFET' lerin veri sayfalarında verilir, tasarımda devre bileşenlerini belirlemede kullanılır. Veri sayfasında verilen kondansatör değerlerinin eşdeğer devre kapasitansları cinsinden tanımlanması (2.12), (2.13), (2.14) eşitliklerinde gösterilmektedir. Kapı-kanal kapasitansı C_{GD} , gerilimin lineer olmayan fonksiyonudur ve bu değer devrenin girişi ile çıkışı arasında bir geri besleme döngüsü sağladığından en önemli parametredir [6].



Şekil 2.14: Anahtarlama hızı üzerinde en büyük etkiye sahip MOSFET parazit bileşenlerini gösteren bir eşdeğer devre şeması

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (2.12)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (2.13)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2.14)$$

$$P_{sw} = \frac{1}{2} I_D V_D (t_{off} + t_{on}) f + \frac{1}{2} C_{oss} V_D^2 f \quad (2.15)$$

P_{sw} : Anahtarlama Kaybı

I_D : Yük Akımı

V_D : Kaynak Gerilimi

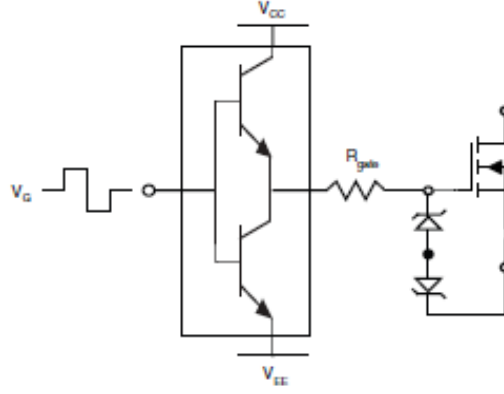
t_{on} : i_D akımının yükselme ve V_{DS} geriliminin sıfıra düşme süresi

t_{off} : V_{DS} gerilimi ve i_D akımının 0' a düşme süresi

f : Anahtarlama frekansı

2.3.2 İzoleli MOSFET Sürme Devresi

MOSFET güç devrelerinde, yeterli bir giriş sinyali ile tam iletimde ya da güvenli bir şekilde tam kesimde çalıştırılır. MOSFET' in tam iletime girmesi için 7V-8V gerilim yeterli olmasına rağmen genellikle 15V gerilim sinyali uygulanır. MOSFET sürme devresi; sinyali istenen gerilim seviyesine getirmede, izole etmede ve güçlendirmede kullanılır. Sinyal, sürme devresi ile istenen seviyeye getirildiğinde MOSFET' in iletime girme süresi hızlandırılarak anahtarlama kaybı azaltılır. Şekil 2.15' de basitleştirilmiş bir MOSFET sürücü devresi görülmektedir. Bu devrede kapı direnç (R_{gate}) değerinin MOSFET' lerin performansı üzerinde önemli bir etkisi vardır. Küçük bir R_{gate} direnci, MOSFET' in giriş kondansatörünün şarj ve deşarjını hızlandırarak anahtarlama zamanını dolayısıyla da anahtarlama kayıplarını azaltır. Ancak bu direnç MOSFET giriş kondansatörü ile parazitik endüktansı arasında dalgalanmaya sebep olabilir [4], (Url-1).

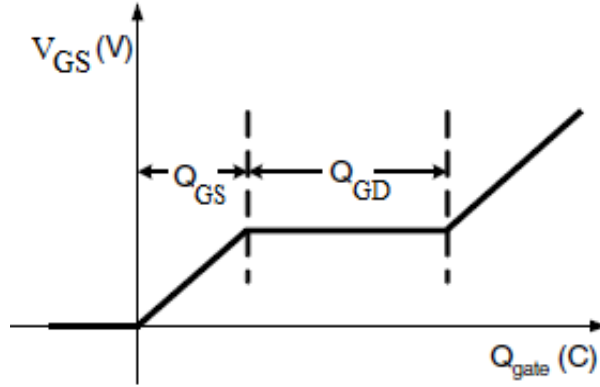


Şekil 2.15: Basitleştirilmiş MOSFET sürücü devresi

Kapı sürme kaynağında meydana gelebilecek minimum sıçrama akım değeri (2.16) eşitliğinden bulunur.

$$I_{gate} = \pm \frac{\Delta V_{GS}}{R_{gate}} = \pm \frac{V_{GS(on)} + V_{GS(off)}}{R_{gate}} \quad (2.16)$$

MOSFET sürücüsünün gereksinimleri belirlenirken, MOSFET' in özelliklerinden kapının şarj olma yüküne bakılır. MOSFET' in kapısının şarj olma değerini C_{GD} kondansatörü etkiler. MOSFET' in kapısı için şarj işlemi Şekil 2.16'da gösterilmiştir.



Şekil 2.16: Anahtarlama sırasında MOSFET kapısının şarj grafiği

MOSFET' de ilk olarak C_{GS} şarj olur (C_{GD} önceden şarj olmuştur fakat şarj değeri oldukça küçük ve önemsizdir.). Şarj olan C_{GS} , V_{GS} gerilimini eşik değerine yükseltir, cihaz iletme geçmeye başlar ve akım devredeki en büyük değerine ulaşır. Akım bu değere ulaşınca V_{DS} gerilimi çökmeye başlar ve kapı gerilimi C_{GD} kondansatörünün şarj olması için ve kanal (drain) geriliminin düşmesi için sabitlenir. Kanal gerilimi düşünce C_{GS} ve C_{GD} kapı sürme gerilimi için şarj olur.

Şarj kondansatörü C_{gate} , (2.17) eşitliğinde verilmiştir.

$$C_{gate} = \frac{Q_{gate}}{V_{GS}} \quad (2.17)$$

Q_{gate} = Kapı şarj yükü

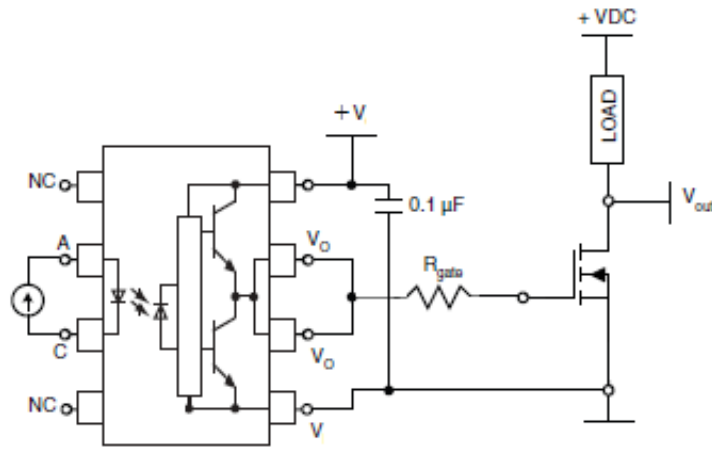
V_{GS} = Sürücü besleme gerilimi

f_{SW} = Anahtarlama frekansı

MOSFET devresini sürmek için harcanan güç eşitlik (2.18)' de verilmiştir.

$$P_{çıkış} = C_{gate} \times V_{GS}^2 \times f_{SW} \quad (2.18)$$

Birçok uygulamada kontrol devresini gürültü ve değişimlerden korumak ve güvenliğini artırmak için MOSFET sürücü devresi izole edilir. Basitleştirilmiş izoleli MOSFET sürücü devresi Şekil 2.17' de gösterilmektedir.



Şekil 2.17: Basitleştirilmiş izoleli MOSFET sürücü devresi

İzoleli MOSFET sürücü devreleri için çok önemli olan minimum çıkış beslemesi ya da kapı akımı, MOSFET' i düşük bir akımla anahtarlama düşük empedans durumunu elde etmek için gereklidir. MOSFET anahtarlama için gerekli olan I_{gate} akımı MOSFET kapı kondansatörleri kullanılarak hesaplanabilir.

$$V_{GS} = \frac{1}{C_{GS}} \int I(t)_{GS} dt \quad (2.19)$$

$$V_{GS} = \frac{1}{C_{GS}} \times I_{GS} \times t_{SW} \quad (2.20)$$

$$I_{GS} = \frac{V_{GS} \times C_{GS}}{t_{SW}} \quad (2.21)$$

$$I_{gate} = I_{GS} + I_{GD} \quad (2.22)$$

$$I_{gate} = \frac{V_{GS} \times C_{GS}}{t_{SW}} + \frac{V_{GD} \times C_{GD}}{t_{SW}} \quad (2.23)$$

I_{GS} : C_{GS} akımı

I_{GD} : C_{GD} akımı

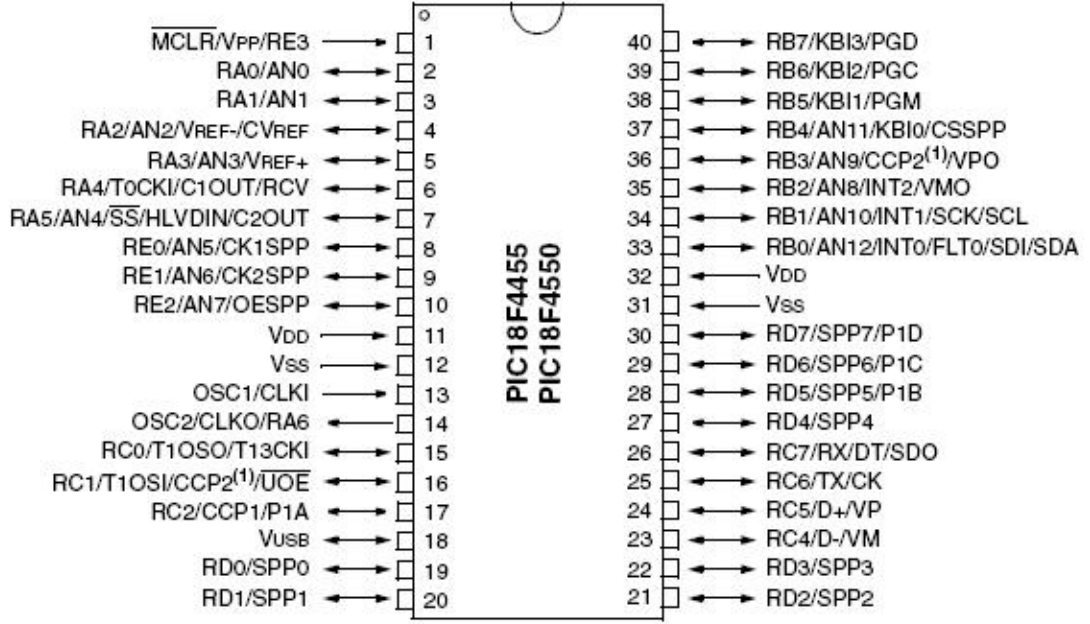
t_{SW} : Anahtarlama zamanı

R_{gate} direncinin, kapı sürücü cihazın (I_{gate}) en yüksek çıkış akım değerini aşmayacak şekilde seçilmesi gerekir.

2.3.3 Mikrodenetleyici

Mikrodenetleyici; mikroişlemci, giriş-çıkışlar, kristal osilatör, zamanlayıcı, seri ve analog giriş çıkışlar, programlanabilir hafıza gibi bileşenlerle üretilmiş entegre devredir. Mikrodenetleyiciler elektronik saatlerde, beyaz eşyalarda, robotlarda, biyomedikal cihazlarda, endüstriyel otomasyonda ve daha birçok elektronik uygulamada kullanılmaktadır. Tercih edilmesinin nedenlerinin başında düşük maliyetli olması, işlev bakımından gelişmiş olması ve az yer kaplaması gelmektedir. Tasarlanan cihazlarda istenen işlevlere cevap verecek nitelikte özellikleri bulunduran mikrodenetleyici seçimi yapılır.

Bu tez çalışmasında Microchip firması tarafından geliştirilmiş olan PIC(Peripheral Interface Controller) ailesinden 18F4550 kullanılmıştır. PIC18F4550'nin pin diyagramı Şekil 2.18'de gösterilmektedir.



Şekil 2.18: 18F4550 pin diyagramı

Microchip, PIC mikrodeneleyicileri beş sınıfa ayırmıştır. Yüksek çalışma hızı, A/D çevrim, PWM, zamanlayıcılar, RS232, USB arabirimi, seri ve paralel haberleşme protokolleri ile 18FXXX, Microchip PIC serisi içerisindeki gelişmiş yapılardan biridir. Bu çevresel arabirimler sayesinde dışarıdan bağlanan donanım miktarı minimum seviyeye iner (Url-1).

2.4 Transformatör

Transformatör, değişken manyetik alan etkisiyle, belli bir seviyedeki AC gerilimi, diğer bir AC gerilime dönüştüren cihazdır. Transformatör, ferromanyetik bir çekirdek üzerine sarılmış, birbirleri arasında elektriksel bağlantı bulunmayan bobinlerden oluşmaktadır. Bu sargılardan biri güç kaynağına, diğeri yüke bağlanır. Güç kaynağına bağlanan sargıya primer(birincil) ya da giriş sargısı, yüke bağlanan sargıya ise sekonder(ikincil) ya da çıkış sargısı denir.

Transformatörün temel çalışma ilkesini 1831'de elektrik alanında ilk çalışmaları yapmakta olan İngiliz fizikçi Michael Faraday bulmuştur ve elli yıl kadar sonra, kullanışlı bir transformatör ortaya çıkmıştır. Bu sayede değişken akımlı AC güç sistemleri tüm dünyada kullanılmaya başlamış ve transformatörler elektrik iletim ve dağıtımında kullanılan önemli cihazlar haline gelmiştir. Transformatörler sürekli

olarak geliştirilmesine ve yenilenmesine rağmen temel transformatör tasarım ve uygulama mantığı değişmemiştir. Son yıllarda yapılan çalışmalarda, transformatörde kullanılabilir çeşitli manyetik malzemelerde ve üretim tekniklerinde; ekonomiklik ve oluşabilecek hasarlar üzerinde yoğunlaşarak yapılabilecek yeni tasarımlara ilişkin araştırmalar üzerinde durulmaktadır [9].

Transformatörler elektrik enerjisinin tüketici noktalarına iletilmesinde; elektrik enerjisinin üretildiği nokta ile tüketildiği nokta arasında meydana gelen kayıpları azaltmak amacıyla kullanılır. Enerji iletimine ek olarak, transformatörler elektrikle çalışan birçok aracın da tamamlayıcı elemanıdır. Transformatörler elektrik güç sistemlerinde de önemli bir cihazdır. Günümüz teknolojisinde transformatörler haberleşme, tıbbi cihazlar, otomotiv endüstrisi, bilgisayar teknolojisi gibi daha birçok alanda kullanılmaktadır [8].

Transformatörün primer sargısına alternatif gerilim uygulandığında sargıdan I_p akımı geçer, bu akımın yönü ve şiddeti zamana bağlı olarak değiştiğinden oluşturduğu manyetik alan yönü ve şiddeti de zamanla değişir. Bu zamanla değişen manyetik alan sekonder sargı üzerinden devresini tamamlar ve sekonder sargıda alternatif bir gerilim oluşturur. Eğer primer sargıya doğru gerilim uygulanırsa primer sargıdan geçen doğru akım sabit bir manyetik alan oluşturur. Bu sabit manyetik alan sekonder sargı üzerinden devresini tamamlamasına rağmen iletken hareketli olmadığından ya da manyetik alan değişken olmadığından sekonder sargıda bir manyetik alan oluşturmaz. Manyetik alan değişimi sürekli olmadığından transformatörler doğru akımda kullanılmazlar.

Transformatörler, tasarımlarında çekirdek malzemesi ve şeklinin seçimi, sarım hesapları, iletken seçimleri, sargı yerleştirme biçimleri gibi birçok aşama gerektirir.

2.4.1 Transformatörde Kullanılan Manyetik Malzemeler

Elektromekanik enerji dönüşümü yapan makinelerde büyük manyetik akı yoğunluklarına ulaştırmasından dolayı, manyetik malzemelerin önemi büyüktür. Manyetik kuvvet ve enerji yoğunluğu akı yoğunluğuna bağlı olarak arttığından

dolayı da manyetik malzemelerin, transformatör performansında önemli bir rolü vardır. Ayrıca manyetik malzemeler, manyetik alanı sınırlama ve yönlendirmede de kullanılır. Böylece transformatörde, transformatörün çalışması için gerekli olan uyarım akımını azaltarak sargılar arasındaki etkileşimi sağlarlar. Manyetik malzemenin özellikleri ise malzemenin sınıfı, çekirdeğin üretilmesi esnasında çelik sacın işlenmesi ve çekirdeğin tasarımı ile belirlenir.

Transformatörlerin manyetik çekirdeklerinde malzemeler, demir, krom ve silikonun yer aldığı eleman alaşımlarından oluşmaktadır. Bu alaşımların elektrik iletkenlikleri ve yaklaşık 1.8T ($1T=1Wb/m^2$) gibi doyma akı yoğunlukları vardır. Demir alaşım malzemelerinde histerisiz ve girdap akım kayıpları olmak üzere iki çeşit kayıp bulunmaktadır. Girdap akım kayıpları nedeniyle demir alaşımlı çekirdek malzemeleri düşük frekanslı (2,5kHz ya da 2,5kHz'den de az transformatörlerde) uygulamalarda kullanılmaktadır. Demir alaşımlı manyetik malzemeler 60Hz gibi orta seviyeli frekanslarda bile girdap akım kaybını azaltmak için yalıtılmış ince levhalar haline getirilmelidir. Çekirdekler için kullanılan diğer malzeme sınıfı ferritlerdir. Ferrit malzemeler başlıca demir ve diğer manyetik elemanların oksit karışımlarıdır. Ferritlerin sadece histerisiz kaybı vardır. Yüksek elektrik direncinden ötürü belirgin bir girdap akım kaybı yoktur. Ferrit, güç kaynağı dönüştürücüleri için yüksek frekanslarda (20kHz- 3MHz) kullanılan mükemmel bir malzemedir [13].

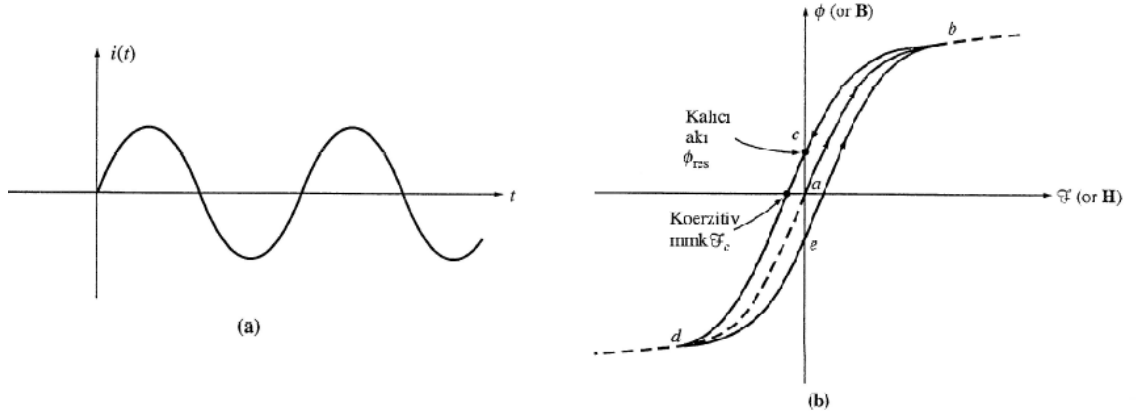
2.4.2 Çekirdekte (Nüvede) Kayıplar

Transformatörde çekirdek üzerindeki sargılara alternatif akım uygulandığında histerisiz kayıpları ve girdap akım kayıpları meydana gelir.

2.4.2.1 Histerisiz Kaybı

Çekirdek üzerindeki sargılara, başlangıç akımı sıfır kabul edilerek Şekil 2.19.a' daki gibi alternatif akım uygulandığında başlangıçta akım artarken, çekirdekteki akı (ϕ) Şekil 2.19.b' de görüldüğü gibi ab yolunu, akım azalmaya başladığında ise akımın artışıdaki yolu izlemeyerek *bcd* yolunu izlediği görülmektedir. Akım tekrar artarken ise akı *deb* yolunu izlemektedir. Burada

çekirdekdeki akının sadece çekirdek sargısından geçen akım miktarına bağlı olmayıp aynı zamanda çekirdekte önceden bulunan akı miktarına da bağlı olduğu anlaşılmaktadır. Çekirdek akısının aynı yolları takip etmemesi histeresiz, sargıdan geçen akım değişirken akının izlediği *bcdeb* yolu ise histeresiz çevrimi olarak adlandırılır [7].



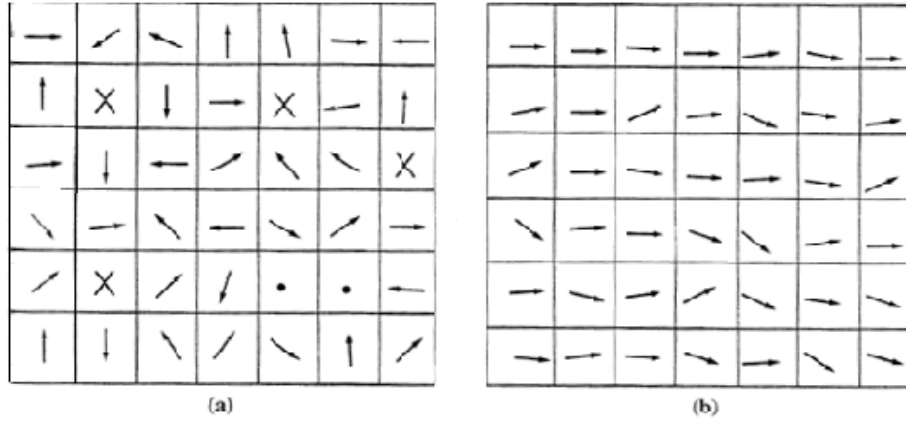
Şekil 2.19: (a) Sargıdan geçen akım (b) Histeresiz çevrimi [7]

Çekirdek manyetik alana maruz bırakılıp, daha sonra bu alan kaldırıldığında akı *abc* yolunu takip eder. Uygulanan manyetomotor kuvveti kaldırılrsa da akı sıfıra gitmez. Bu akıya kalıcı akı denir. Kalıcı mıknatıs bu şekilde üretilir. Kalıcı akıyı sıfıra götürmek için önceden uygulanan kuvvete ters yönde koerzitif manyetomotor kuvveti çekirdeğe uygulanır.

Mıknatıslanmamış malzemede atomların manyetik momentleri Şekil 2.20.a' da görüldüğü gibi rastgele yönlerde bulunurlar. Malzemeye dışarıdan belirli bir yönde mıknatıslanma kuvveti uygulandığında, yapısını oluşturan atomların manyetik momentleri ile uygulanan mıknatıslanma kuvveti aynı yöne gelmeye çalışırlar. Böylece, manyetik geçirgenliği artan malzemede dış manyetik alan etkisi ile büyük bir manyetik akı yoğunluğu oluşur. Manyetik malzemenin geçirgenliği, boşluğun manyetik geçirgenliğinin katları olarak belirlenir. Malzemenin yapısını oluşturan bütün atomların manyetik momentleri, dış manyetik alan etkisi ile aynı yöne geldiklerinde, malzeme manyetik bakımdan doymuş olur. Doyum noktasından sonra mıknatıslanma şiddeti hemen hemen sabit kalır [11].

Malzemeye uygulanan manyetik alan kaldırıldığında atomların manyetik momentleri bir kısmının yönü değişmeyerek sabit kalır ve belli bir yöne dönmesi için

enerjiye gereksinim duyar. Bu durumda transformatörde gerçekleşen enerji kaybına histeresiz kaybı denir.



Şekil 2.20: (a) Rastgele dağılmış manyetik momentler (b) Bir manyetik alan etkisiyle sıralanmış manyetik momentler [7]

2.4.2.2 Girdap Akım Kaybı

Zamanla değişen akının ferromanyetik çekirdek üzerinde indüklediği gerilim, çekirdek üzerinde girdap şeklinde akım akmasına sebep olur. Bu akım demir (Omik) çekirdek üzerinden aktığından enerji tüketimine ve çekirdeğin ısınmasına sebep olur. Bu enerji tüketimi, enerjinin dolaştığı çekirdek hacmi ile orantılıdır. Bu yüzden laminasyon mümkün olduğunca ince seçilmelidir. Malzeme inceldikçe azalan çekirdek kaybı sabiti Tablo 2.3' de görülmektedir. Bu tabloda gösterilen k , m , n sabitleri kullanılan malzemeye göre değişiklik gösteren sabitlerdir.

Tablo 2.3: Çekirdek Kaybı Sabitleri

Çekirdek Kaybı Eşitlik Faktörü					
Malzeme	Kalınlık	Frekans Aralığı	k Sabiti	m sabiti	n Sabiti
50 / 50 Ni - Fe	1.00		0.0028100	1.210	1.380
	2.00		0.0005590	1.410	1.270
	4.00		0.0006180	1.480	1.440
Supermendur	2.00	400 Hz.	0.0236000	1.050	1.300
	4.00		0.0056400	1.270	1.360
Permally 80	1.00		0.0000774	1.050	1.800
	2.00		0.0001650	1.410	1.770
	4.00		0.0002410	1.540	1.990
Supermalloy	1.00		0.0002460	1.350	1.910
	2.00		0.0001790	1.480	2.150
	4.00		0.0000936	1.660	2.060
Silikon	1.00	50 -60 Hz.	0.0593000	0.993	1.740
	2.00		0.0059700	1.260	1.730
	4.00		0.0035700	1.320	1.710
	12.00		0.0014900	1.550	1.870
	14.00		0.0005570	1.680	1.860

2.4.3 Transformatörde Kullanılan Laminasyon Malzemeleri

Transformatörlerde laminasyon malzemeleri, silikon çeliklerden yapılmaktadır ve farklı boyut ve şekillerde olabilirler. Laminasyon malzemeleri yönlendirilmemiş (Non-oriented, NO) ve yönlendirilmiş (Grain-oriented, GO) çelikler olarak iki türde üretilmektedir. Laminasyon yaklaşık olarak %3 silikon, %97 oranında çelik içermektedir. Silikonun kullanılmaması durumunda kayıplar artarken, bu orandan daha fazla kullanılması durumunda malzemeyi kırılgan hale getirerek işlenmesini zorlaştırmaktadır.

Amerikan Demir ve Çelik Enstitüsüne (AISI) göre yönlendirilmiş (Grain Oriented, GO) laminasyon malzemesi Tablo 2.4.'de sınıflandırılmıştır [9].

Tablo 2.4: AISI normuna göre yönlendirilmiş laminasyon malzemeleri [9]

LAMİNASYON	KALINLIK (mm)	NÜVE KAYBI (1,5 T ve 50 Hz) (W/kg)	NÜVE KAYBI (1,7 T ve 50 Hz) (W/kg)
M2	0.18	0.68	0.639
M3	0.23	0.75	0.672
M4	0.27	0.85	0.794
M5	0.30	0.97	0.90
M6	0.35	1.11	0.981
M19	0.470	1.76	-
M22	0.635	1.984	-

Laminasyon malzemeleri inceldikçe nüve kayıpları azaldığı ve malzemenin doyma akı yoğunluğu yani kalitesi arttıkça da kayıpların azaldığı Tablo 2.4'de görülmektedir.

2.4.4 Transformatör Tasarımı

Kullanılacak laminasyonun malzeme seçimi ile nüvenin üç boyutlu geometrik biçimi yüksek verimli bir transformatör tasarımına ulaşmak için çok önemlidir. Bunun haricinde maliyet, laminasyon kalınlığı, boyut, ağırlık da hesaplamalarda dikkate alınmaktadır.

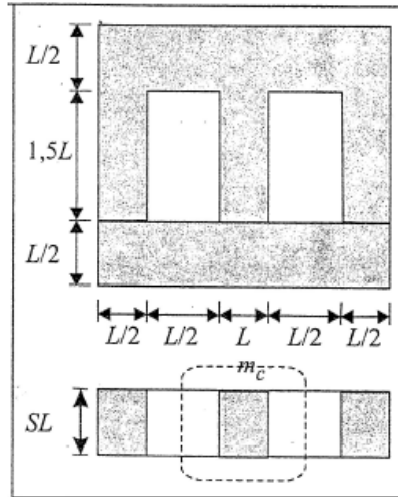
2.4.4.1 Transformatör Verileri

Tablo 2.5: Transformatör verileri

Primer ve Sekonder Gerilimi	$V_{pmax} = 24V, V_s = 220V$
Görünür Güç	$W_L = 220 * 22.73 = 5000VA$
Frekans	50 Hz
Paketleme Faktörü	$F_i = 0,95$
Akı yoğunluğu	$B = 1,6T$
Alüminyumun Özdirenci	$\rho = 3.8 * 10^{-8}$
Doluluk Oranı	$F_c = 0.4$
Maksimum Ortam Sıcaklığı	60° C

2.4.4.2 Nüve Manyetik Malzemesinin ve Geometrisinin Belirlenmesi

Nüve için düşük maliyetli, 50 Hz frekansta kullanıma uygun M-19 kodlu silikon çelik seçilmiştir.



Iskartasız EI kabuk tipi					
S çarpanları					
Sabitler	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
$A_c * A_w / L$	0,750	1,125	1,500	1,875	2,250
L/l	1,077	0,970	0,902	0,854	0,817
b	6,00	6,36	6,84	7,32	7,82
d	0,866	0,706	0,612	0,548	0,500
e	13,02	10,61	9,20	8,23	7,51
K_o	0,630	0,649	0,675	0,696	0,720

Şekil 2.21: Nüve boyutunun belirlenmesi için gereken sabitler

Nüve kare formda olacaksa $S=1$ geometrik kesitine ait katsayılar kullanılır. Kullanılan laminasyonlar arasındaki yalıtmadan dolayı nüve kare formunda olmaz ve $S=1,5$ geometrik kesitine ait katsayılar kullanılır. Nüve geometrisine ait K_o katsayısı Şekil 2.21' den alınarak (2.24) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$K_o = \sqrt{\frac{bd}{e}} = 0,649 \quad (2.24)$$

Nüve ölçü oranları, sargının sıcaklık artışı, frekans, çalışma akı yoğunluğu kullanılarak nüve boyutunun başlangıç tahminlerinin yapılması için (2.25) eşitliği kullanılmaktadır.

$$l = 0.796 \left[\frac{W_L}{fF_i B} \left(\sqrt{\frac{bd}{e}} \right) \sqrt{\frac{\rho}{F_c (W_c / S_c)}} \right]^{2/7} \text{ m} \quad (2.25)$$

W_L transformatörün anma güç değeridir, birimi volt-amperdir. F_i nüvenin paketleme faktörüdür. B manyetik malzemenin çalışma akı yoğunluğudur ve minimum boyut için seçilebilecek en büyük değeri alınmalıdır. ρ sarım için kullanılacak iletkenin özdirencidir, birimi ohm-metredir. F_c iletkenin kapladığı alanın pencere alanına oranıdır, doluluk oranı olarak da isimlendirilir. W_c iletken kaybı, S_c sargının açık yüzey alanıdır, bu değerlerin birbirine oranı nüve ve sargının sıcaklık artışını belirlemek için kullanılır.

L değeri Şekil 2.21' den görüldüğü gibi nüvenin orta bacak genişliğinin değeridir ve (2.26) eşitliği ile hesaplanır. Bu eşitlikte kullanılan 0,970 değeri Şekil 2.21' deki tablodan alınmıştır. (S çarpanı farklı alındığında 0,970 değeri yerine tablodan uygun değer seçilir.)

$$L = l \times 0,970 \quad (2.26)$$

Nüvenin pencere alanı A_c değeri (2.27) eşitliği ile hesaplanmaktadır. Bu eşitlikte kullanılan d değeri Şekil 2.21' deki tablodan seçilmiştir.

$$A_c = dl^2 \quad (2.27)$$

Nüvenin kesit alanı A_i değerini hesaplamak için (2.28) eşitliği kullanılır. Eşitlikte kullanılan 1,125 değeri, $S=1,5$ için Şekil 2.21' deki tablodan seçilmiştir.

$$A_i = \frac{L^4 \times 1,125}{A_c} \quad (2.28)$$

Bu değerler hesaplandıktan sonra EK C1' de bulunan tablo kullanılarak laminasyon seçimi yapılır.

2.4.4.3 Birincil ve İkincil Sarım Sayısı

Nüvenin kesit alanı hesabından sonra birincil ve ikincil sarım sayıları (2.29) eşitliği ile hesaplanır.

$$N_1 = \frac{E_1}{4.44BAf}, N_2 = \frac{E_2}{4.44BAf} \quad (2.29)$$

2.4.4.4 Sargıların Kesit Alanları

Sargıların kesit alanlarının belirlenmesi için (2.30) eşitliğinden her sargının akım yoğunluğu (J) bulunur ve bu değerle sargılardan geçen akım çarpılır. Sargıların kesit alanları belirlendikten sonra iletken çapları hesaplanır. İletken tel tablolarından hesaplanan değerlere en yakın boyutlar seçilir.

$$J = 10^6 \sqrt{\frac{F_c l \rho}{(W_c / S_c)}} \sqrt{\frac{bd}{e}} \text{ mm}^2 / A \quad (2.30)$$

2.4.4.5 Transformatör Hesaplama Sonuçları

Transformatörün karakteristik doğrusal boyutu (2.31) eşitliğindeki gibi bulunmuştur.

$$l = 0.796 \left[\frac{5000}{50 \times 0.95 \times 1.6} \times 0.649 \sqrt{\frac{3.8 \times 10^{-8}}{0.4 \times 1421.93}} \right]^{2/7} = 0.08 \quad (2.31)$$

Nüvenin orta bacak genişliği;

$$L = 0.08 \times 0.970 = 0.0776m = 7.76cm \quad (2.32)$$

Nüvenin pencere alanı;

$$A_c = 0,706 \times (0,08)^2 = 4,5 \times 10^{-3} m^2 \quad (2.33)$$

Nüvenin kesit alanı;

$$A_i = \frac{(0,0776)^4 \times 1,125}{4,5 \times 10^{-3}} = 9 \times 10^{-3} m^2 \quad (2.34)$$

Bulunan değerlere göre laminasyon tablosundan EI-101,6 laminasyonu seçilmiştir. (EK-C1)

Nüvenin yeni kesit alanı;

$$A_{i,yeni} = 0,101^2 \times 1,125 \times 0,95 = 1,09 \times 10^{-2} m^2 \quad (2.35)$$

Birincil ve ikincil sarım sayısı;

$$N_1 = \frac{24}{4,44 \times 1,6 \times 1,09 \times 10^{-2} \times 50} \cong 6sarım \quad (2.36)$$

$$N_2 = \frac{220}{4,44 \times 1,6 \times 1,09 \times 10^{-2} \times 50} \cong 56sarım \quad (2.37)$$

Tel kesitlerini hesaplamak için öncelikle akım yoğunluğu bulunur;

$$J = 10^6 \sqrt{\frac{0,4 \times 0,08 \times 3,8 \times 10^{-8}}{1421,93}} \times 0,65 = 0,6 mm^2 / A \quad (2.38)$$

Birincil ve ikincil sargı iletkeninin kesit alanı;

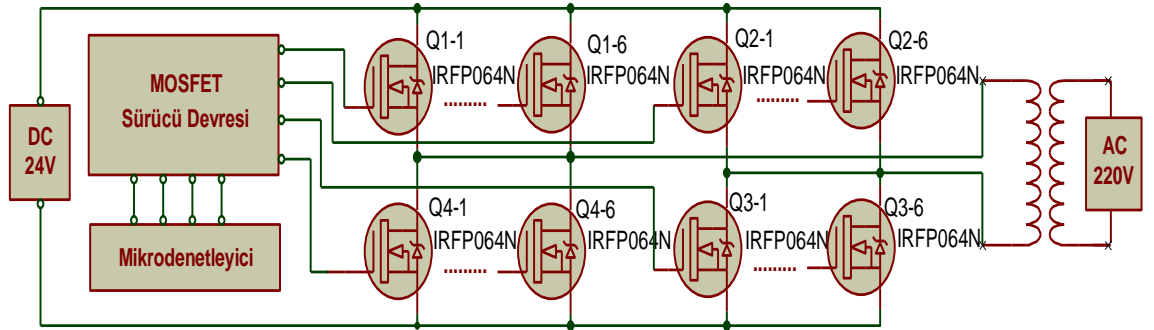
$$S_p = 0,6 \times 200 = 120 mm^2 \quad (2.39)$$

$$S_s = 0,6 \times 22,72 = 13 mm^2 \quad (2.40)$$

3. İNVERTER TASARIMI

Tasarımı ve uygulaması yapılan, DC kaynaktan gelen 24V gerilimi çıkışta şebeke frekansında 220V alternatif gerilime dönüştüren kısa devre korumalı inverter sistemi Şekil 3.1' de gösterilmektedir.

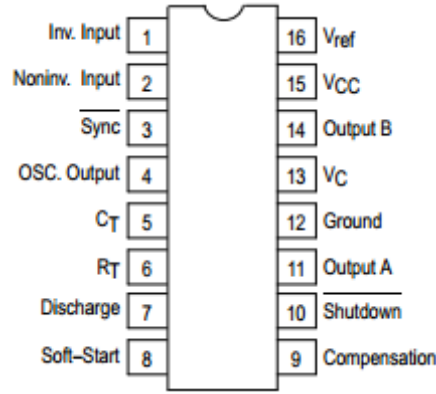
Çalışma; MOSFET Sürücü Devresi, Mikrodenetleyici, H köprüsü ve Transformatör kısımlarından oluşmaktadır.



Şekil 3.1: İnverter Sistemi

3.1 DC/DC Çevirici Devresi

DC/DC çevirici devresi, birbirinden bağımsız kaynak elde etme amacıyla kullanılmıştır. DC/DC çevirici devresi, aynı zamanda devre elemanlarının giriş gerilimindeki değişimlerden etkilenmeden çalışmasını sağlamaktadır. Devrede bağımsız kaynaklar elde edilirken orta nokta bağlantılı trafo ve bu trafonun sürülmesi için SG3525 darbe genişlik modülatörü kullanılmıştır. 8V-35V gerilim değerleri arasında çalışan SG3525' in sabit bir gerilimle beslenmesi için girişinde 18V gerilim sağlayacak regülatör devresi kullanılmıştır. SG3525 pin diyagramı Şekil 3.2' de gösterilmiştir.

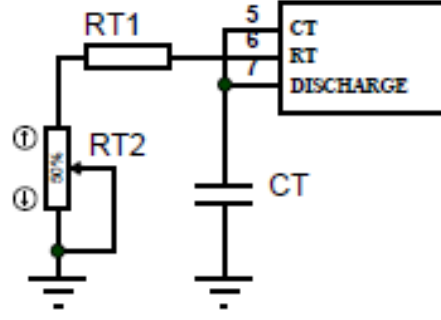


Şekil 3.2: SG3525 pin diyagramı

Transformatör, SG3525 çıkışlarından birbirine göre 180° kaymış iki işaretin, iki farklı yarıiletken anahtarı sırayla iletme geçirmesiyle sürülmektedir. Trafonun primer ve sekonder sarım sayıları hesaplanarak ve sekonderindeki dört çıkış en az 18V olacak şekilde sarılmıştır. Bu çıkışlardaki gerilimler, köprü diyottan geçirilerek DC' ye çevrilmiş ve çıkış gerilimi ayarlanabilen LM350 regülatörü kullanılarak gerilimler istenen seviyeye getirilmiştir. Bu sayede MOSFET sürücü devresine dört bağımsız kaynak sağlanmıştır. Kaynakların ilk ikisiyle MOSFET devresinin üst kolu, üçüncüsü ile alt kolları, dördüncüsü ile de kontrol devresi beslenmiştir.

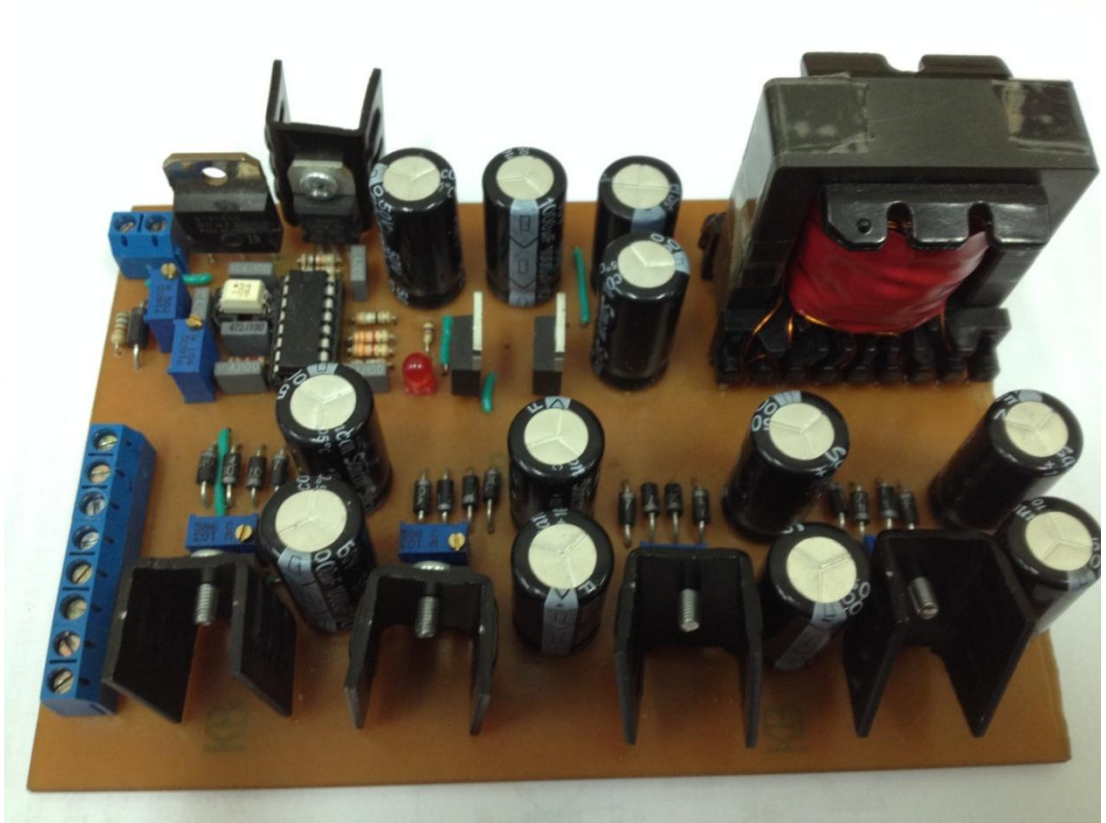
SG3525 entegresinin tercih edilmesindeki neden 120Hz ila 400kHz arasında kare dalga üretebilmesi, üretilen kare dalganın frekansının ve çalışma oranının birbirinden bağımsız olarak değiştirilebilmesine imkan vermesidir. Çalışma oranı değişimi için evirmeyen giriş yani iki numaralı bacağın geriliminin değiştirilebilir olması gerekmektedir. Bundan dolayı SG3525' in terslemeyen girişine potansiyometre bağlanmıştır. SG3525 ile elde edilecek kare dalganın frekansı, C_T (beş numaralı) ve R_T (altı numaralı) bacaklarına bağlanan kondansatör ve direnç ile belirlenir. C_T ile Discharge (altı numaralı) bacakları arasına bağlanan direnç ölü zaman ayarı yapmakta kullanılır. DC/DC çevirici devresinde ölü zaman istenmediği için C_T ve R_T numaralı bacaklar birbirine kısa devre edilmiştir. İstenilen frekansın elde edilmesi için Şekil 3.3' de gösterilen direnç ve kondansatör değerleri (3.1) eşitliği ile hesaplanmıştır.

$$f = \frac{1}{C_T(0.7 \times R_T + 3 \times R_D)} \quad (3.1)$$

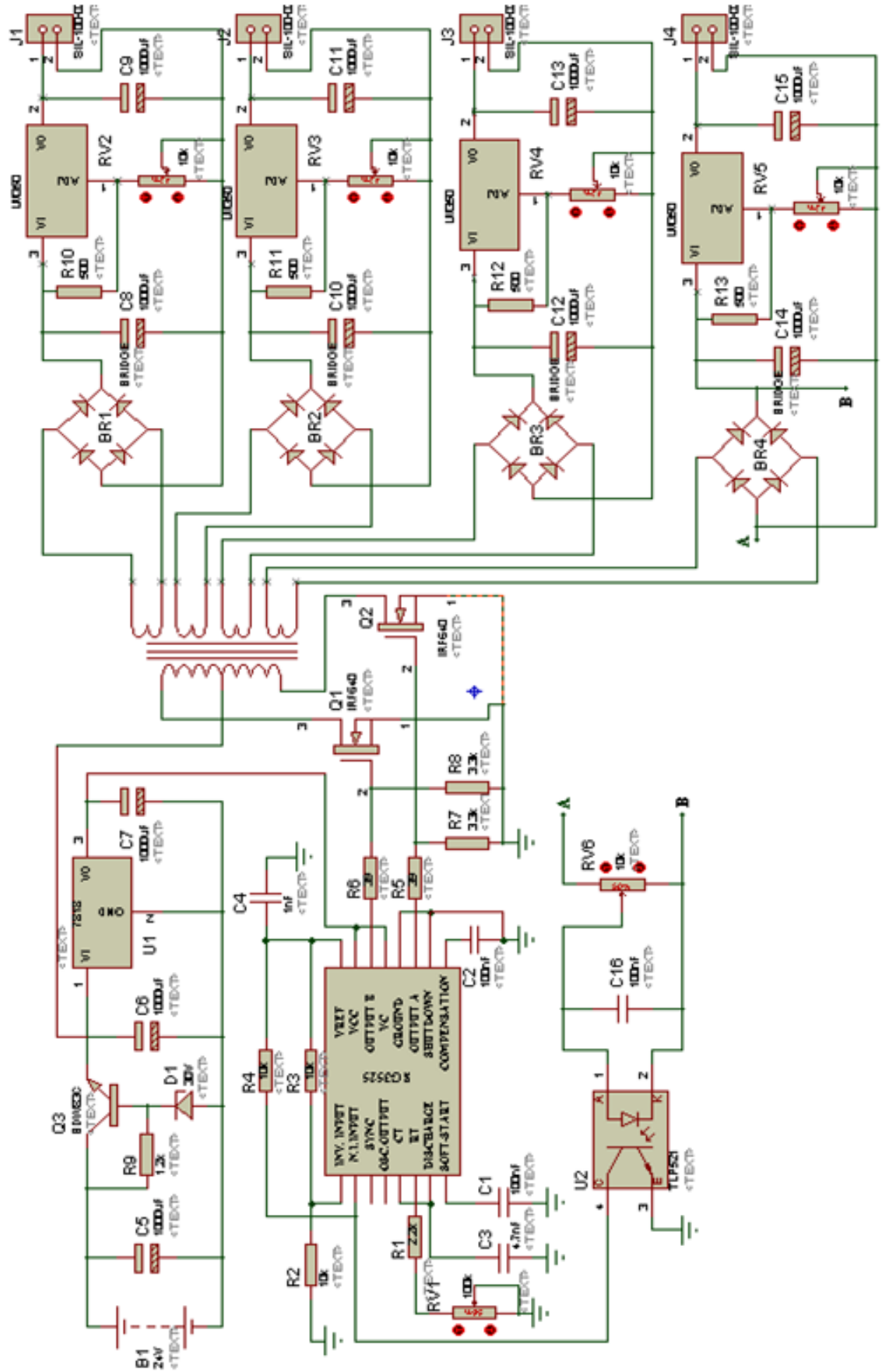


Şekil 3.3: SG3525 frekans ayarlama pinlerinin gösterimi

İnverter tasarımında kullanılan DC/DC çevirici devresinin, deney düzeneği Şekil 3.4' de, şematik çizimi ise Şekil 3.5' de gösterilmektedir.



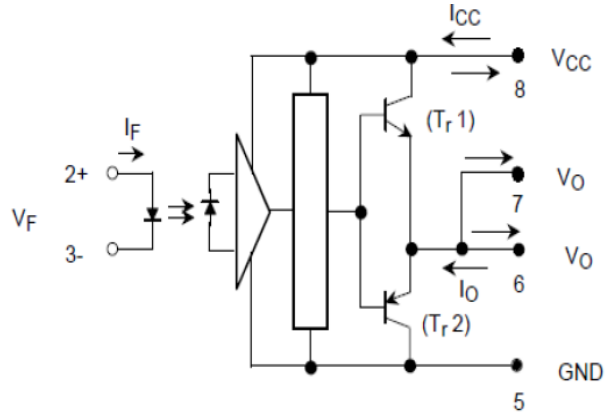
Şekil 3.4: Deney düzeneğinde DC/DC Çevirici Devresi



Şekil 3.5: DC/DC Çevirici Devresinin Şematik Çizimi

3.2 MOSFET Sürücü Devresi

Optokuplör iki farklı elektriksel devrenin arasında yalıtım sağlamak ve üretilen bir sinyali kuvvetlendirerek güç MOSFET' lerini sürmek için kullanılmaktadır. MOSFET sürücü devresinde TLP250 optokuplörü ve çıkışında da NPN/PNP tamamlayıcı çifti (push-pull transistor) kullanılmıştır. TLP250 optokuplörünün iç yapısı Şekil 3.6' da gösterilmektedir.

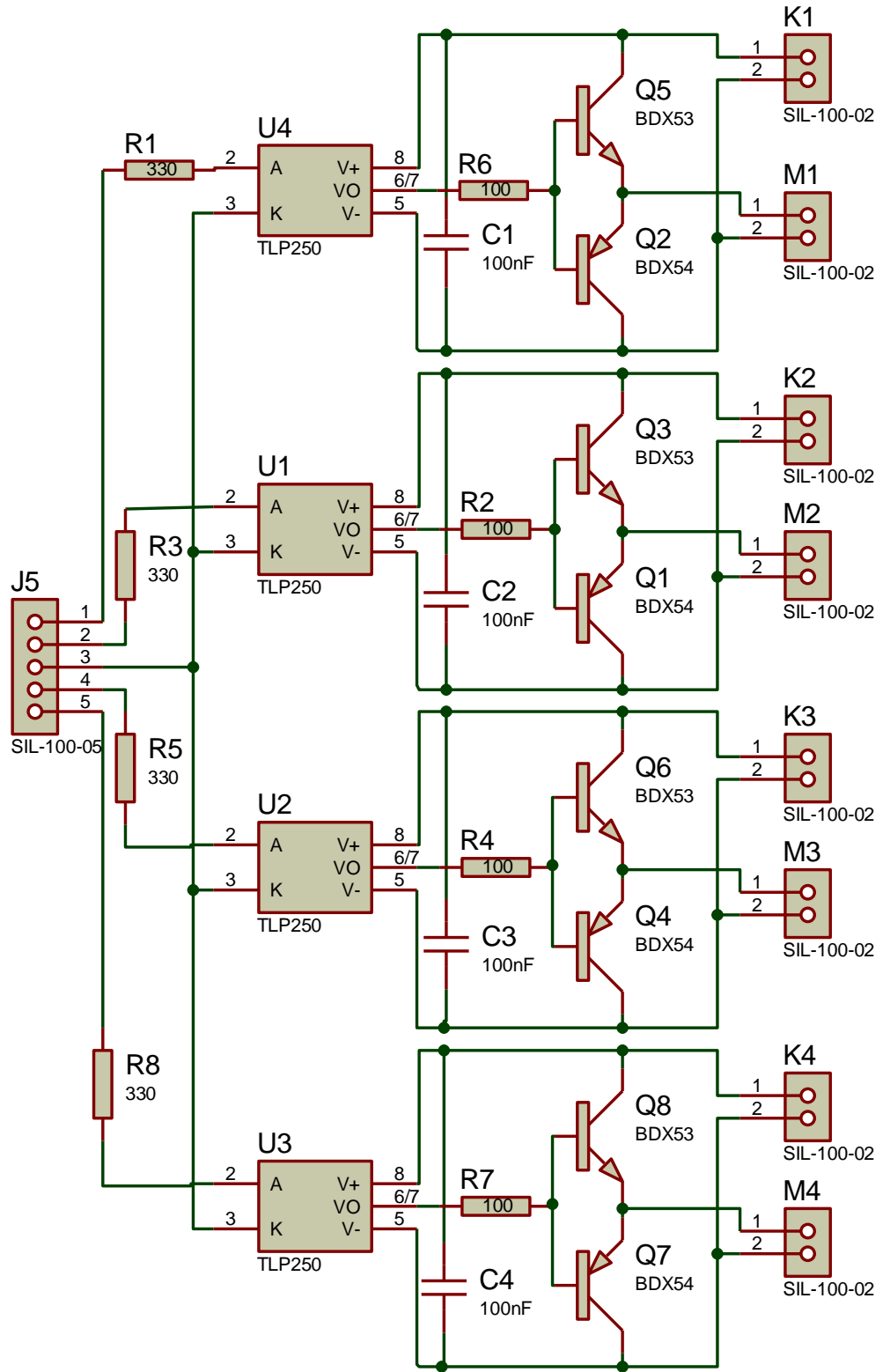


Şekil 3.6: TLP250 iç yapısı

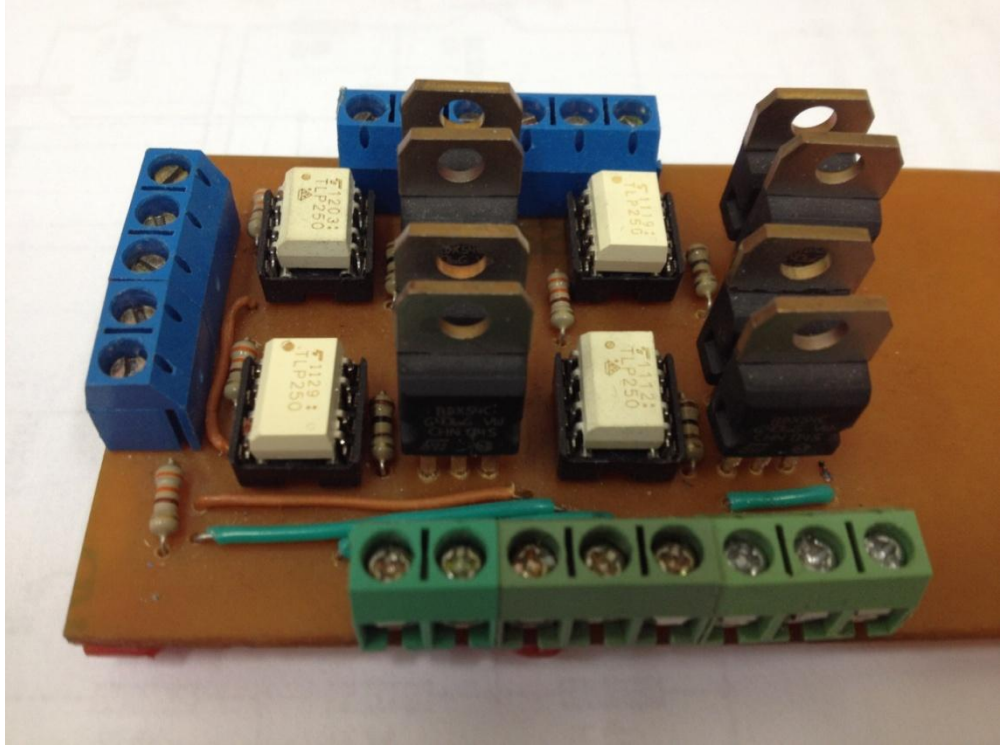
Kuvvetlendirilecek sinyal TLP250 optokuplörünün anotuna, yani iki numaralı bacağına uygulanır. Bu sinyal TLP250' nin iç yapısında bulunan led üzerinden geçerek katotundan, yani üç numaralı bacağından devresini tamamlar. Daha sonra ledin durumuna göre ışık algılayıcısı ile TLP250' nin iç yapısında bulunan NPN/PNP transistörleri çıkış üretir.

Tasarlanan inverter devresinde, H köprüsünün üst kolundaki her MOSFET grubu için ayrı, alt kollarda bulunan MOSFET grupları için referans noktaları aynı olduğundan tek bir TLP250 kullanılmıştır. Tüm TLP250 katotları kısa devre edilerek kontrol devresinin referans toprağı ile birleştirilmiştir.

İnverter tasarımında kullanılan MOSFET sürücü devresinin, şematik çizimi Şekil 3.7' de, deney düzeneğı Şekil 3.8' de gösterilmektedir.



Şekil 3.7: MOSFET Sürücü Devresinin Şematik Çizimi



Şekil 3.8: Deney Düzeneginde MOSFET Sürücü Devresi

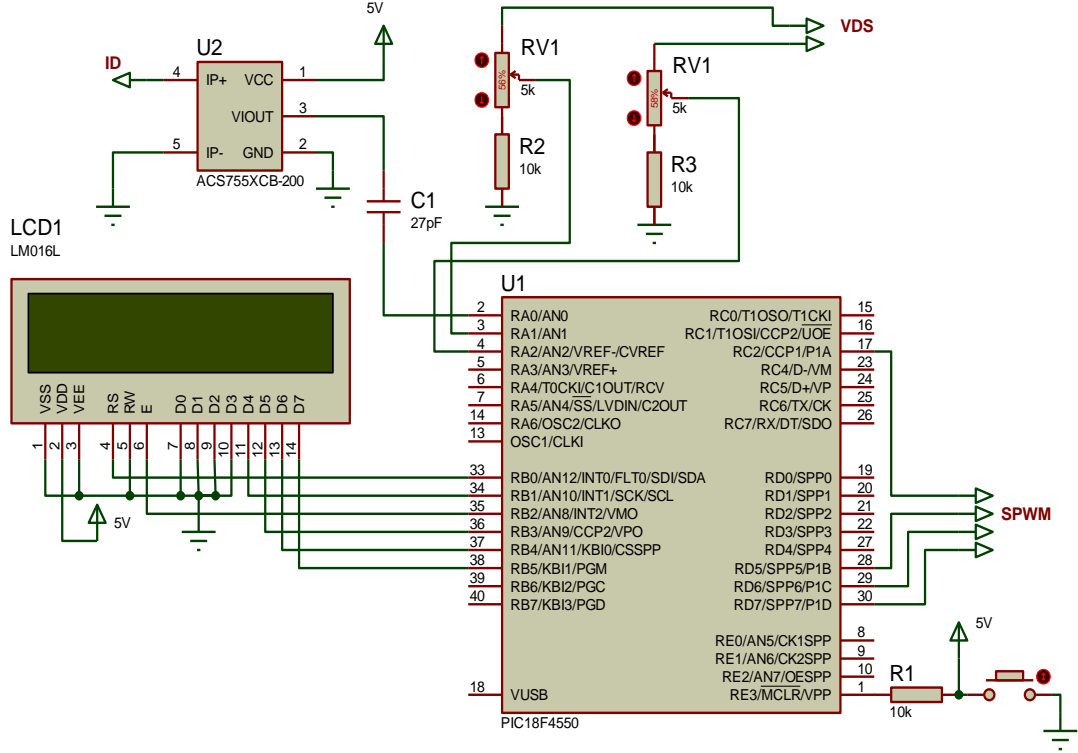
3.3 Kontrol Devresi

3.3.1 Genel Bilgiler

Kontrol devresinde mikrodenetleyici olarak PIC18F4550 kullanılmıştır. Yazılım Mikroc programında C kodlarıyla yazılarak hata ayıklaması yapılmıştır ve Isis programında simülasyonu yapılarak kontrol edilmiştir. Yazılımın kontrol edilmesi için Isis simülasyon programında kurulan devre görüntüsü Şekil 3.9' da gösterilmiştir. 18F4550' nin bazı özellikleri;

- 40 pini vardır, bunların 32' si giriş-çıkış olarak kullanılabilen diğerleri ise besleme, osilatör ve reset için kullanılır.
- En fazla 20MHz kristal kullanılabilir.
- 4 adet sayıcı ya da zamanlayıcısı (Timer) vardır. Timer2 zamanlayıcısı mikrodenetleyicinin PWM modülü için kullanılır.
- 10 bitlik 13 kanallı Analog-Dijital çeviriciye sahiptir.

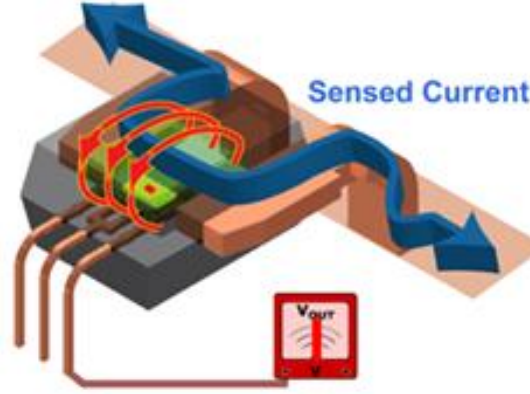
- İçerisinde bulundurduğu ICSP (In Circuit Serial Programming) özelliği ile devre üzerinde iken programlanabilir.
- PWM, geliştirilmiş PWM ve üç interrupt (kesme) modülü bulunmaktadır.



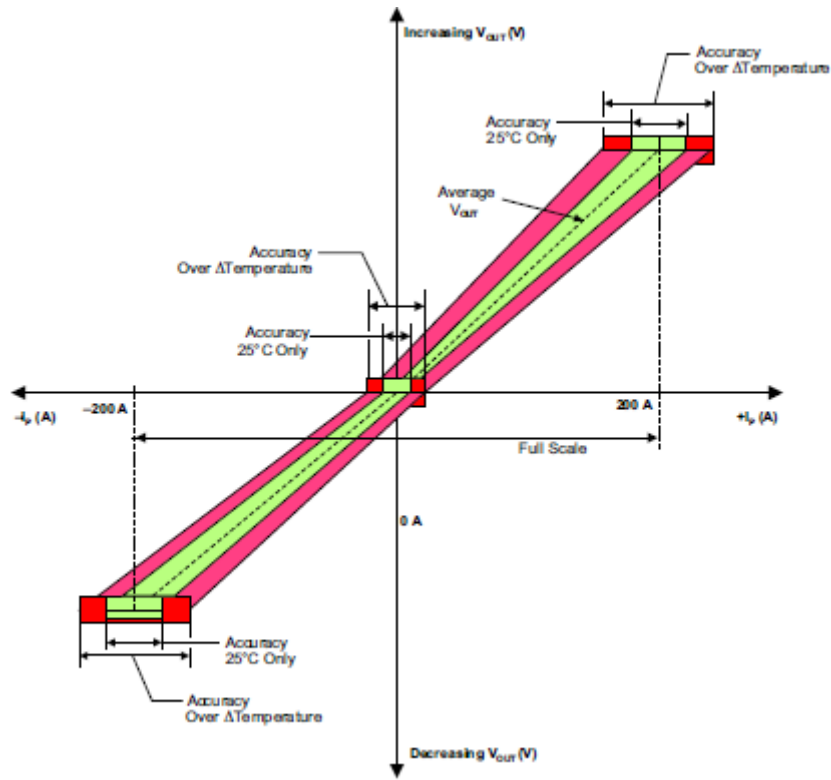
Şekil 3.9: Kontrol devresi Isis programında çizimi

Çalışmada, inverter devresinde herhangi bir arıza durumunda, inverterin zarar görmemesi için kısa devre koruması ve aşırı akım koruması yapılmıştır.

İnverter devresinde aşırı akım koruması için Allegro firmasına ait ACS754 akım sensörü kullanılmıştır. ACS754, minimum 4,5V maksimum 5,5V gerilim ile beslenir, -200A ile 200A arasındaki akım değerlerine göre çıkışında 0 ile 4,5V arasında gerilim üretir. Enerji verildiğinde üzerinden akım geçmiyorsa çıkışında 2,5V, 200A akım geçiyorsa 4,5V gerilim görülür. ACS754 akım sensörünün üzerinden geçen akıma göre ürettiği gerilimin eğrisi Şekil 3.11' de gösterilmektedir.



Şekil 3.10: Akım sensörünün çalışması (Url-2)

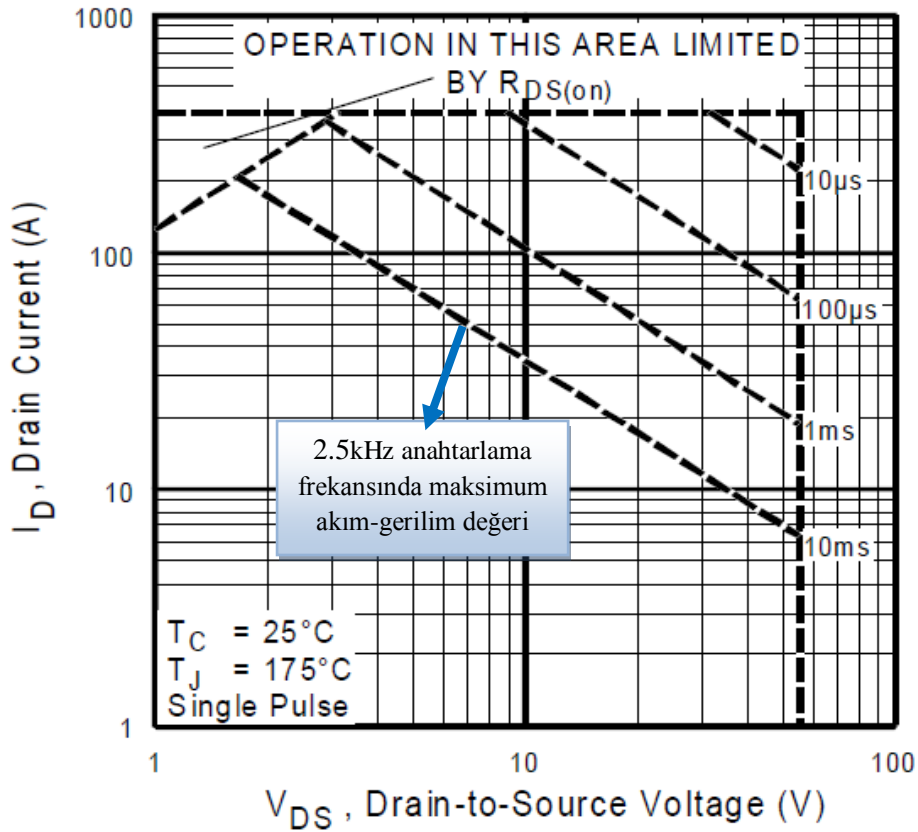


Şekil 3.11: ACS754 akım gerilim eğrisi (Url-3)

Aşırı akım koruması için inverter DC barasından çekilen akım değeri okunmuştur. İnverterin H köprüsünden, sürücü nominal akım değerinin üzerinde akım çekildiğinde PWM kapatılarak koruma işlemi gerçekleştirilmiştir. 5kW'lık sistemimizde görülebilecek maksimum akım değeri 200A' dir. Bundan dolayı ACS754 ile 0A' den 200A' e kadar akım değerleri okunmuştur. Akım okuma işleminde gürültülerden kaynaklanan yanlış okumaların önüne geçmek için mikrodenetleyici ile dijital filtre uygulanmıştır. En doğru değer belirlenebilmesi için dijital filtre uygulamasında akım beş kez okunmuştur ve her okunan değeri diziye

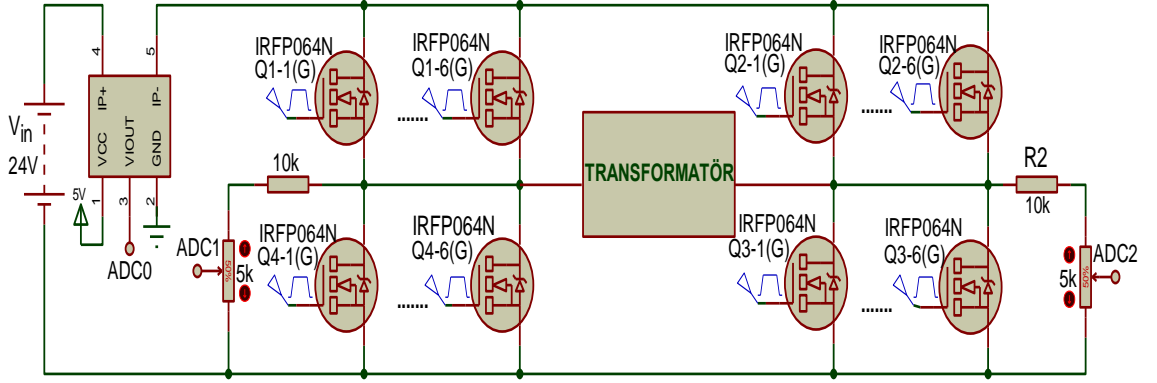
atanmıştır. Oluşturulan dizinin elemanları karşılaştırılıp ve büyükten küçüğe sıralanmıştır. Dizinin en büyük elemanı ile en küçük elemanı diziden çıkarılmıştır. Geriye kalan üç değerın ortalaması alınıp ve bu değer akım değışkenine atanmıştır. Akım değeri LCD' ye yazdırılmıştır ve 200A' i geçtiği anda PWM kapatılmıştır.

İnverter sisteminde kullanılan IRFP064N MOSFET' inin veri tablosundan, çalışılan frekansta, iletim durumundayken maksimum V_{DS} gerilim değeri 7V olduğu belirlenmiştir ve bu değeri Şekil 3.12' de görölmektedir.



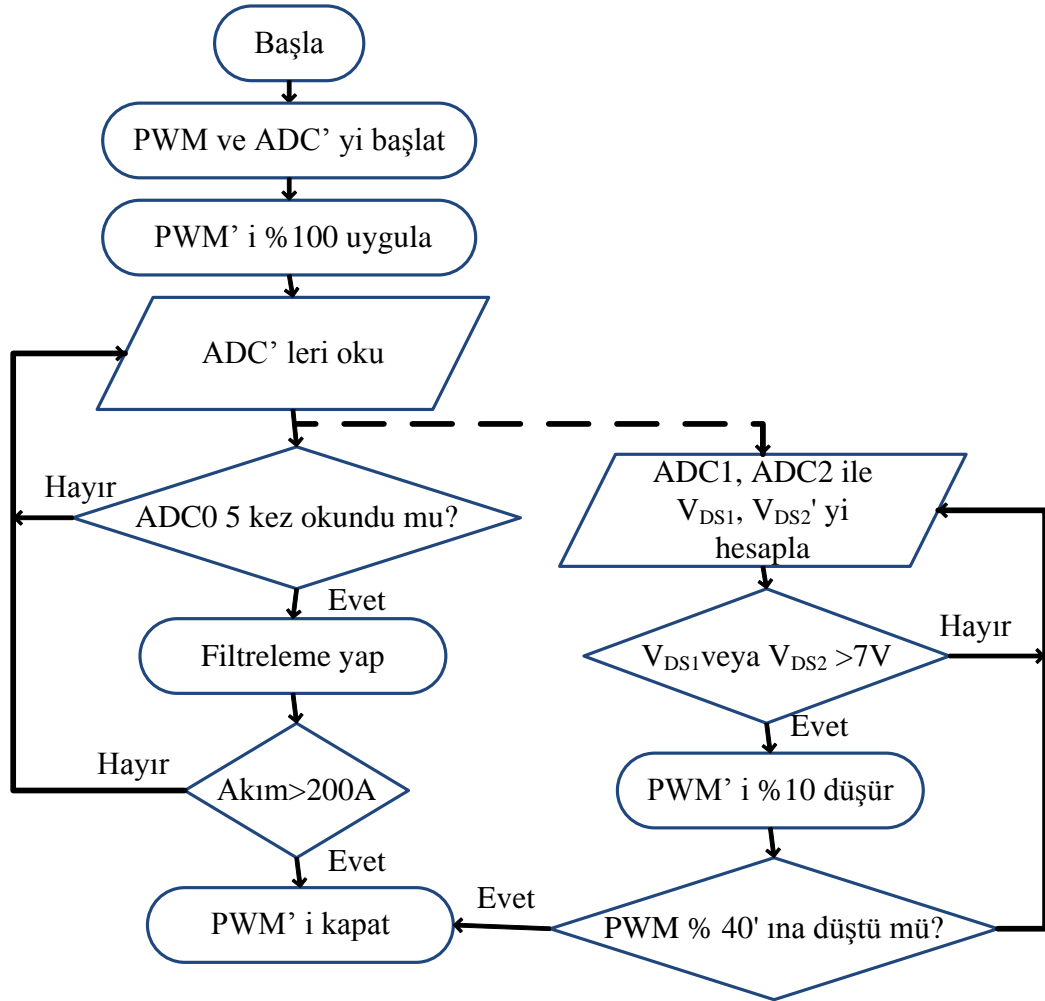
Şekil 3.12: Maksimum güvenli çalışma alanı (Url-5)

İnverterde kısa devre koruması için; mikrodenetleyici ile SPWM' in maksimum noktasında alt kolda iletimde olan MOSFET üzerine düşen gerilim, Şekil 3.13' de görüldüğü gibi potansiyometre kullanılarak okunmuştur. Bu değeri 7V veya üzerindeyse PWM duty değeri normal değeri 40% na kadar kademeli olarak düşürülmüştür, her düşürmede V_{DS} gerilimi okunarak 7V veya üzerinde olup olmadığı kontrol edilmiştir. PWM 40% na düşürüldüğünde, V_{DS} gerilimi yine 7V veya üzerindeyse PWM kapatılmıştır ve LCD ile kısa devre bilgisi verilmiştir.



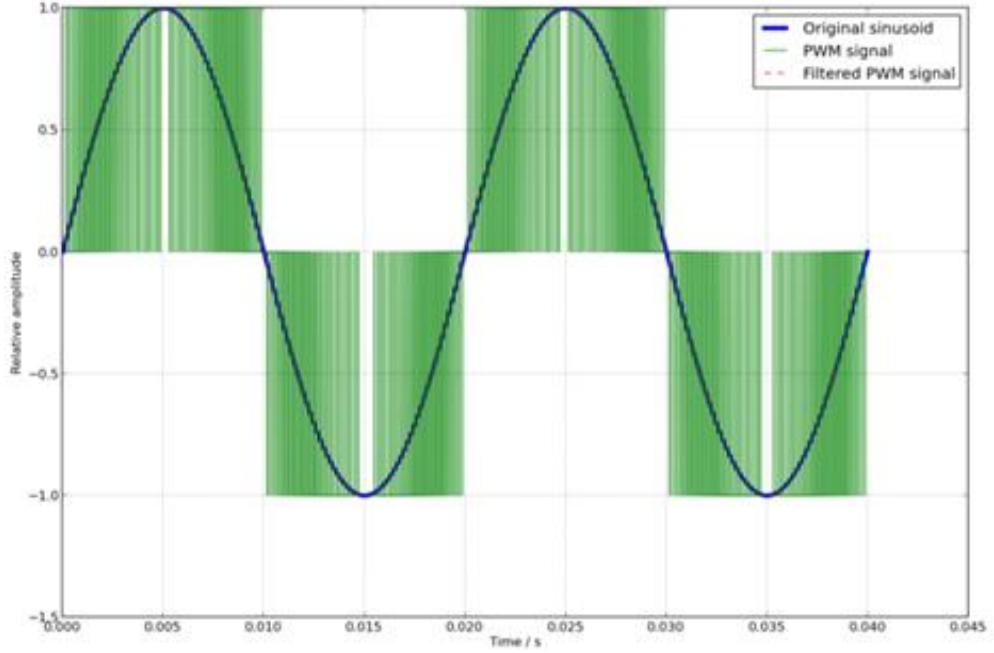
Şekil 3.13: Akımı ve V_{DS} gerilimini okuma devresi

Sistemin kısa devre ve aşırı akım koruması için yazılım akış diyagramı Şekil 3.14' de gösterilmiştir.



Şekil 3.14: Yazılım akış diyagramı

3.4 Yöntem



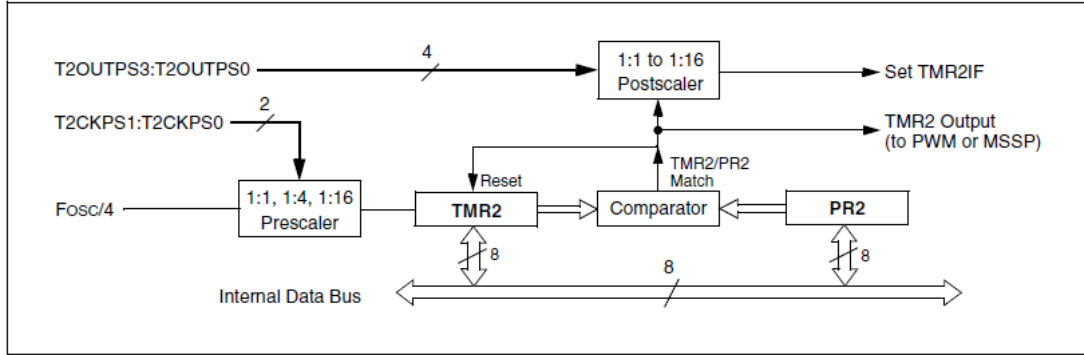
Şekil 3.15: Tek yönlü SPWM (Ur1-4)

Bu tezde, tek yönlü SPWM metodu kullanılmıştır. 18F4550 mikrodenetleyicisinin geliştirilmiş PWM modülü kullanılarak, mikrodenetleyiciden aynı anda iki PWM çıkışı alınabilmesi sağlanmıştır. SPWM elde edilirken lookup table metodu kullanılmıştır. Bu metot ile elde edilecek AC işaretin frekansı f_0 , 50Hz' dir ve bu 50Hz AC işareti elde etmek için kullanılan taşıyıcı PWM frekansı ise 2.5kHz' dir. Bu durumda yarım periyottaki örnek sayısı (3.2) eşitliğinde 25 olarak bulunmuştur.

$$p = \frac{f_0}{2f_c} = \frac{2500}{100} = 25 \quad (3.2)$$

Tek yönlü SPWM elde etmek için öncelikle 180° lik aralıkta, 25 adet olan örnekleme açılarının değerleri bulunmuştur. Daha sonra bu açıların sinüs değerleri radyan cinsinden hesaplanmıştır. Bu değerlerle yazılımda kullanılacak sinüs tablosu oluşturulmuştur.

PWM, sinüs tablosundaki değerler ile mikrodenetleyicinin sayıcısı karşılaştırılarak elde edilmiştir. 18F4550 mikrodenetleyicisinde PWM kesmesi için TMR2 sayıcısı kullanılmaktadır. Sayıcının kaç'a kadar sayacağı ise TMR2 blok diyagramından faydalanılarak (3.3) eşitliği ile hesaplanmıştır.



Şekil 3.16: TMR2 blok diyagramı (Url-1)

$$PR2 = \frac{PWM_Periyot}{4 \times T_{osc} \times Prescaler} - 1 \quad (3.3)$$

PR2 : Sayma değeri

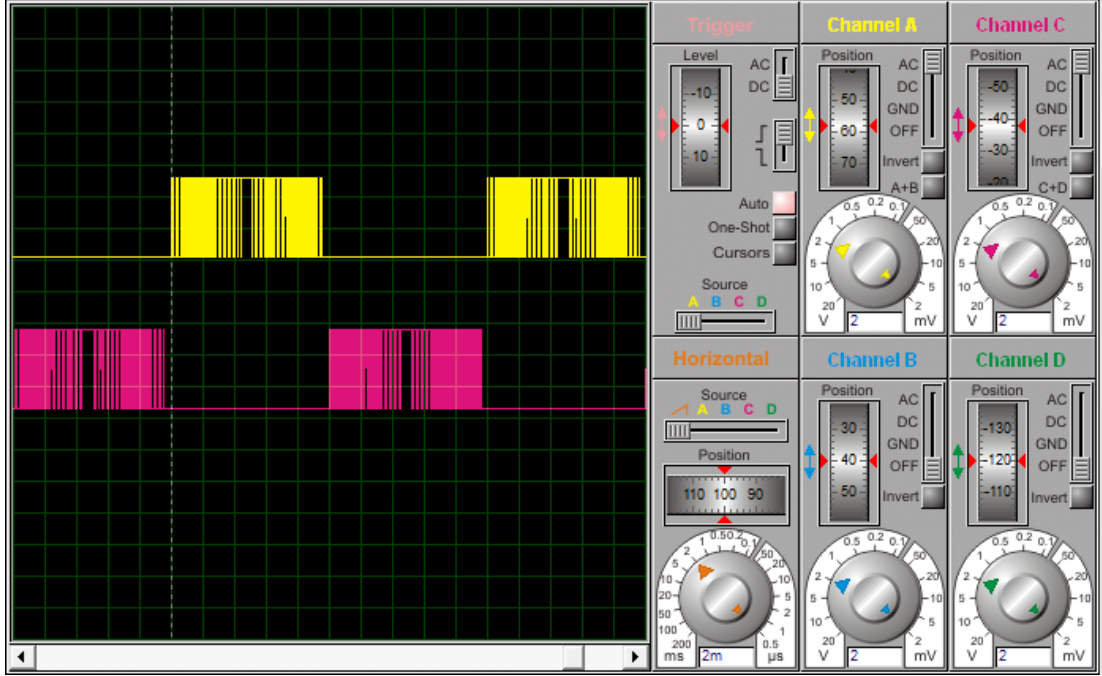
T_{osc} : Kristal osilatörün periyot değeri

Prescaler : Frekansı 1, 4 ya da 16'ya bölme

Yazılımda, 18F4550 mikrodenetleyicisinin seçilmesinin nedenlerinden olan geliştirilmiş PWM modülü (ECCP, Enhanced Capture Compare PWM Mode) kullanılmıştır. Bu modülün CCP1CON kaydedicisinin 7. ve 6. bitleri ayarlanarak dört farklı PWM çıkışı elde edilebilmektedir.

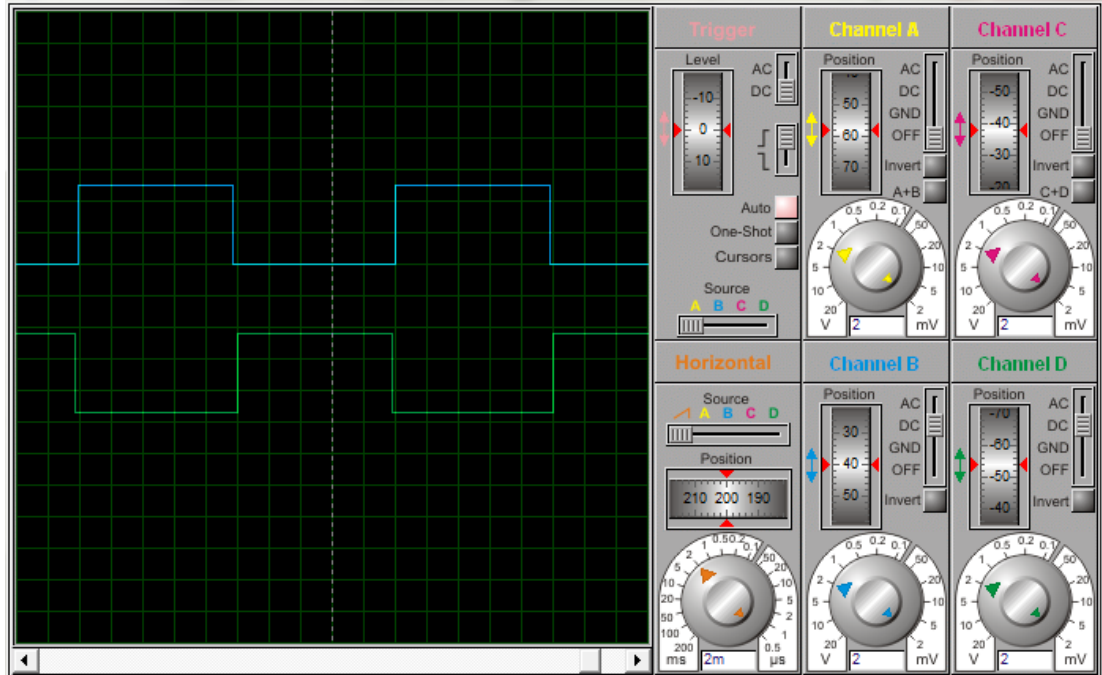
1. 00 = Tek çıkış: P1A modüleli; P1B, P1C, P1D port pini olarak atanmış,
2. 01 = Tam köprü çıkış: P1D modüleli; P1A aktif, P1B ve P1C aktif değil,
3. 10 = Yarım köprü çıkış: P1A, P1B ölü-bant kontrolü ile modüleli; P1C, P1D port pinleri olarak atanmış,
4. 11 = Tam köprü ters çıkış: P1B modüleli; P1C aktif, P1A, P1D aktif değildir.

Yukarıda 2. ve 4. durumda görüldüğü gibi aynı anda aktif olan çıkışlardan biri PWM verirken diğeri lojik1 çıkışı verir. Çalışmada 2. durum ile pozitif sinyal 4. durum ile negatif sinyal elde edilmiştir.



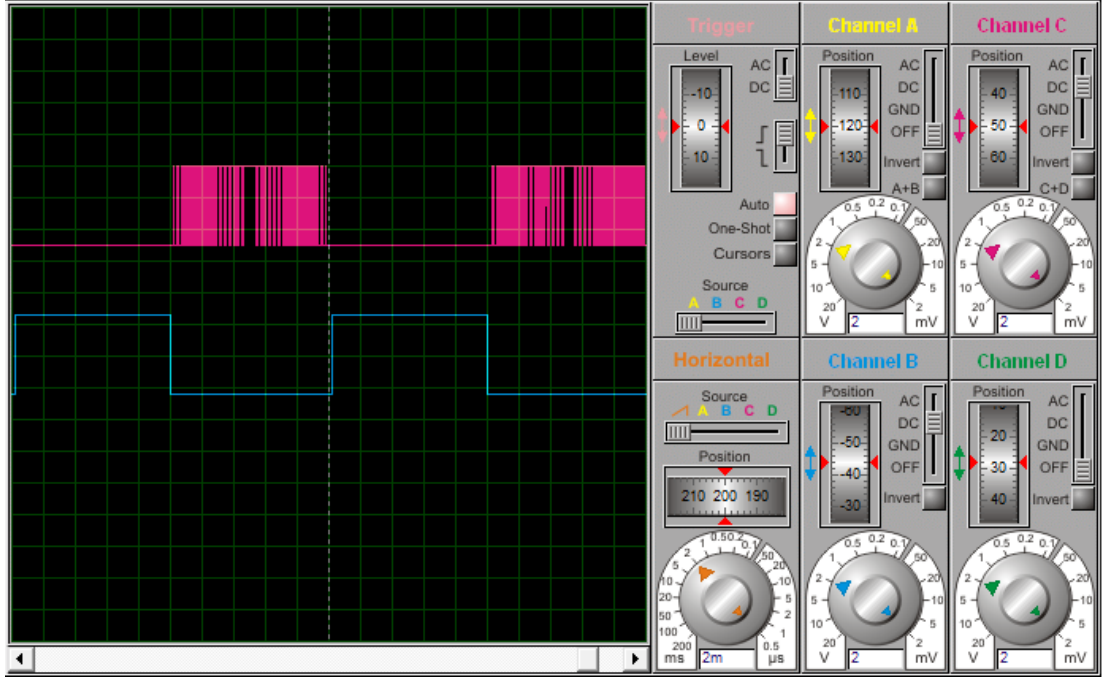
Şekil 3.17: Üst kolların anahtarlama sinyalleri

Şekil 3.17' de Isiste simülasyonu yapılan yazılımının H köprüsünün iki üst kolu için anahtarlama sinyali gösterilmektedir.



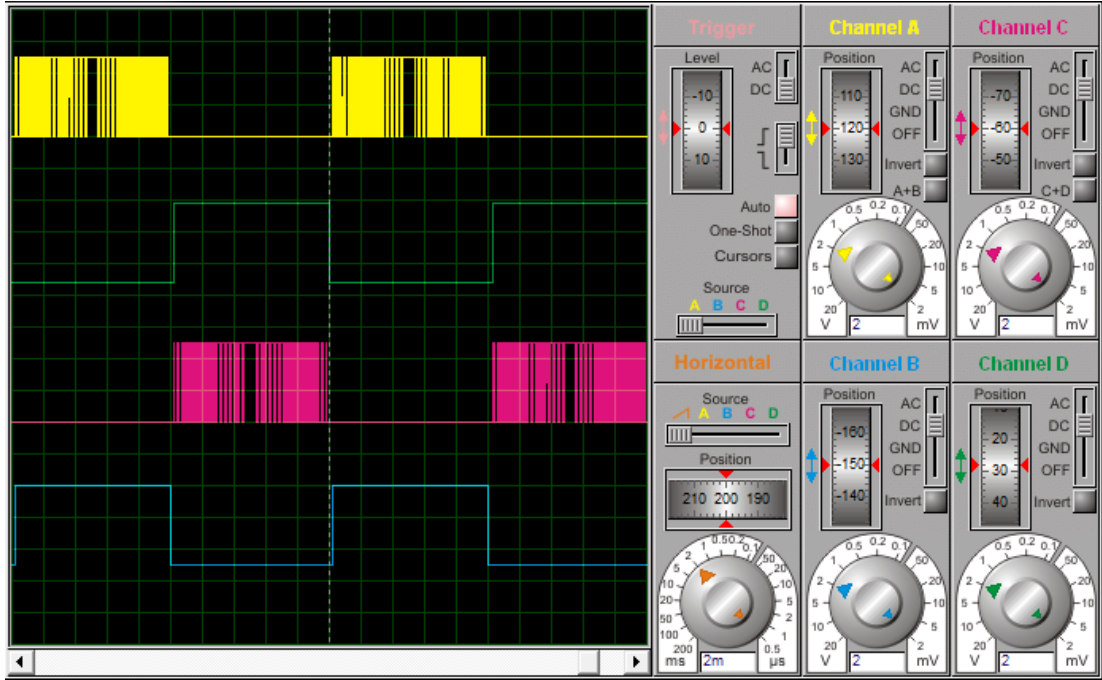
Şekil 3.18: Alt kolların anahtarlama sinyalleri

Şekil 3.18' de iki alt kolun anahtarlama sinyalleri gösterilmektedir.



Şekil 3.19: Tek fazın anahtarlama sinyalleri

Şekil 3.19' de tek faza ait anahtarlama sinyalleri gösterilmektedir.



Şekil 3.20: Üst ve alt kolların anahtarlama sinyalleri

Şekil 3.20' te üst ve alt kollara ait anahtarlama sinyalleri birlikte gösterilmiştir. Karşılıklı kollarm anahtarlama sinyallerinin hiçbir şekilde çakışmadığı görölmektedir.

4. BULGULAR

Tasarımı 3. Bölüm' de açıklanan tek faz invertere rezistif yük bağlanarak çıkış gerilimi dalga şekilleri gözlenmiş ve osiloskop görüntüleri alınmıştır. Daha sonra 5 kVA' lik transformatör ve yük bağlanarak çıkış işaretleri gözlenerek osiloskop görüntüleri alınmıştır. Bu işlemler hem donanımsal hem de yazılımsal PWM için yapılmıştır.

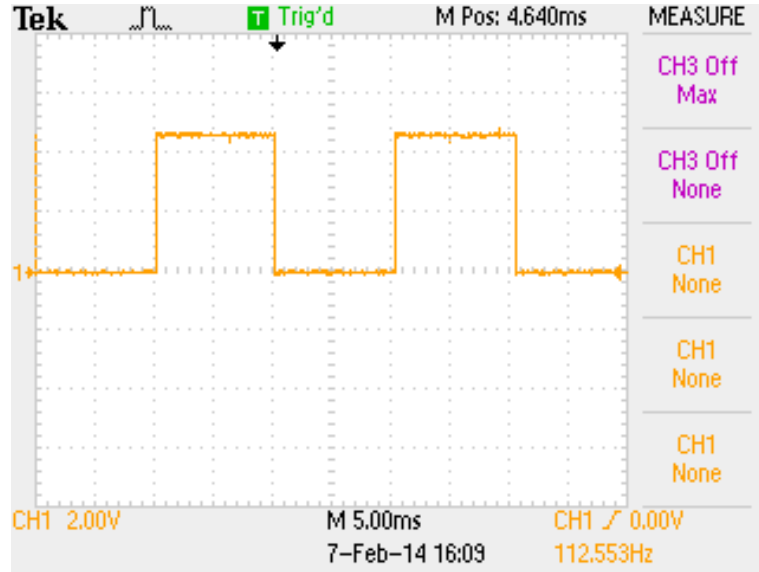
4.1 Rezistif Yükte Çıkışlar

İnverter devresinin çıkışına rezistif yük bağlanarak yazılımsal ve donanımsal PWM tekniklerinin her ikisi için çıkışlar gözlemlenmiştir. Donanımsal PWM tekniği, mikroişlemcinin dahili yapısında bulunmaktadır ve bu teknikle H köprüsü anahtarlama devresine 25 örnekleme sayısı ile 2.5kHz anahtarlama frekansı uygulanmıştır. Ayrıca yazılımsal PWM anahtarlama tekniği ile 60 örnekleme sayısı ile 6.5kHz anahtarlama frekansı uygulanarak PWM üretilmiştir .



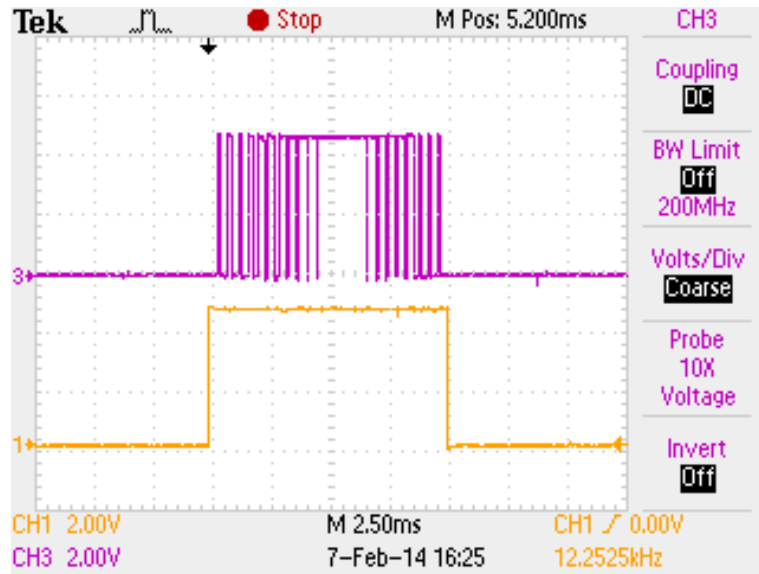
Şekil 4.1: Rezistif yükte üst kollara ait donanımsal SPWM sinyali

Üst kollardaki MOSFET' lerin kapısına (V_{GS}) uygulanan donanımsal SPWM Şekil 4.1' de gösterilmektedir.



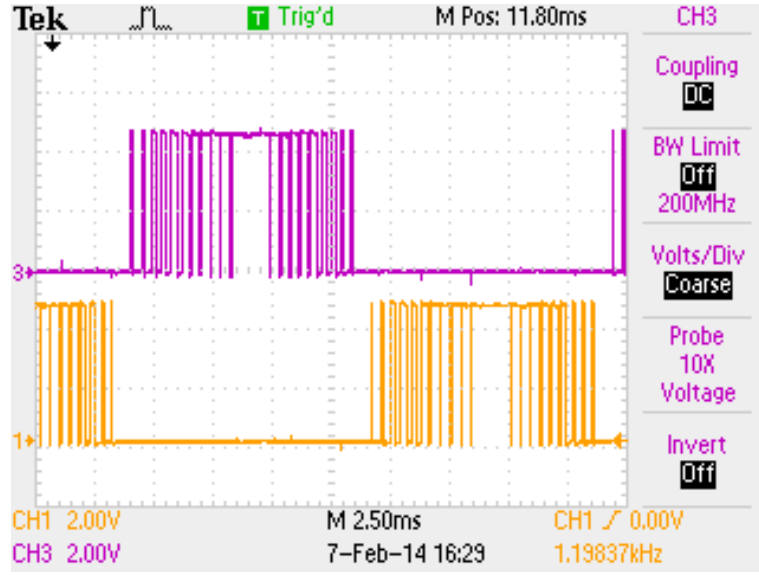
Şekil 4.2: Alt kollara ait PWM sinyali

Alt kollara uygulanan donanımsal PWM sinyali Şekil 4.2' de gösterilmektedir.



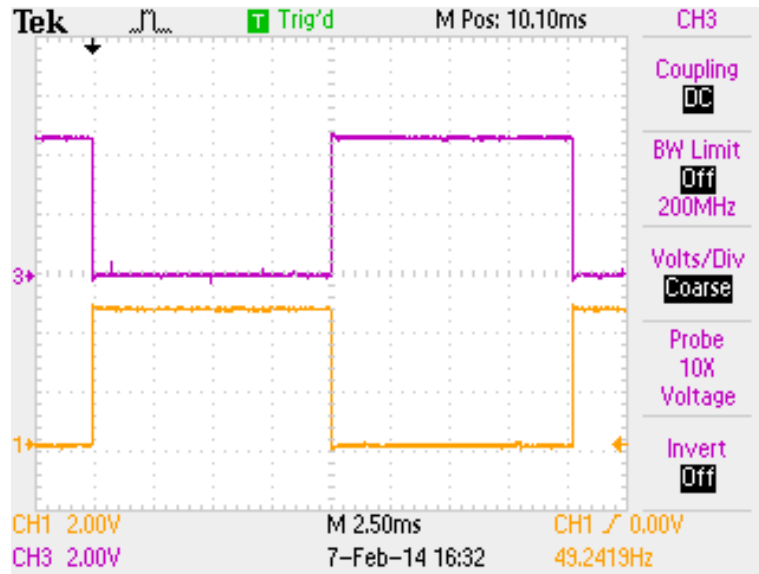
Şekil 4.3: H köprüsünün tek fazına ait PWM sinyalleri

H köprüsünün tek fazına ait donanımsal PWM sinyalleri Şekil 4.3' de gösterilmektedir.



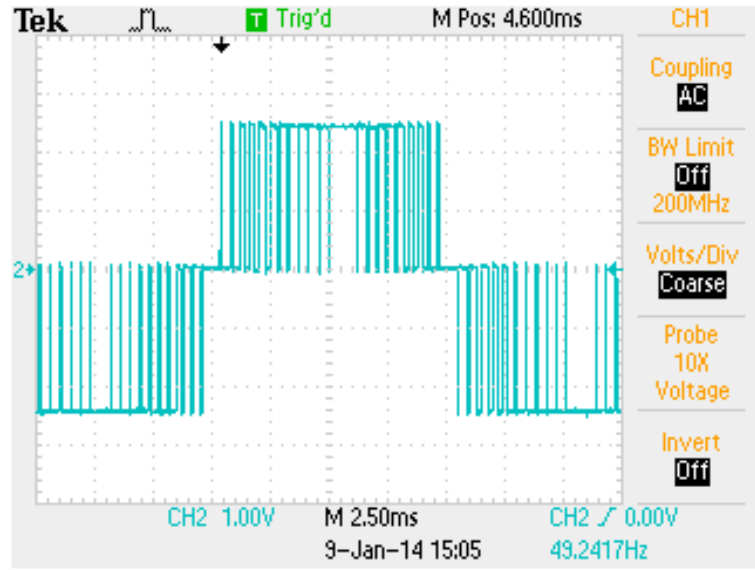
Şekil 4.4: Üst kollara uygulanan SPWM sinyalleri

H köprüsünün üst kollarına uygulanan donanımsal PWM sinyalleri Şekil 4.4' de gösterilmektedir.



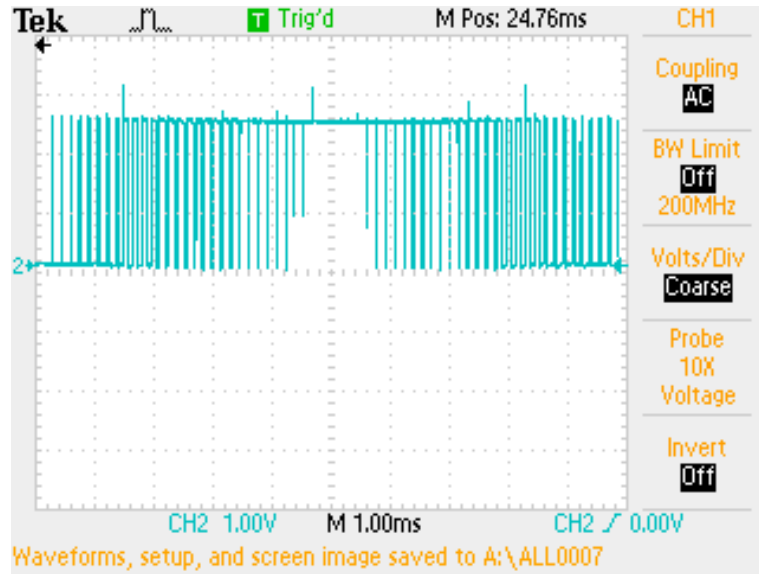
Şekil 4.5: Alt kollara uygulanan sinyaller

H köprüsünün alt kollarına uygulanan donanımsal PWM sinyalleri Şekil 4.5' de gösterilmektedir.



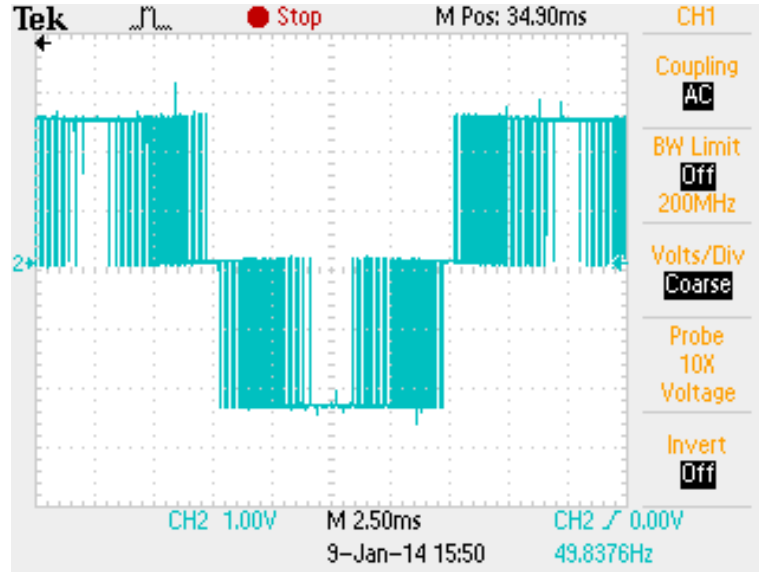
Şekil 4.6: Donanımsal PWM ile sürülen H köprüsünün çıkışındaki alternatif gerilim

Donanımsal PWM ile sürülen H köprüsünün, rezistif yükte çıkışında görülen alternatif gerilim Şekil 4.6' da gösterilmektedir.



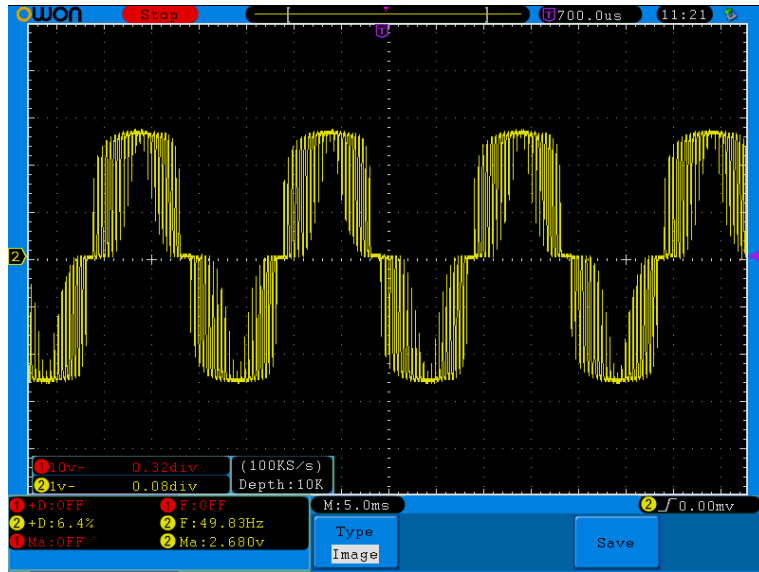
Şekil 4.7: Rezistif yükte üst kollara ait yazılımsal SPWM sinyali

Üst kollardaki MOSFET' lerin kapısına (V_{GS}) uygulanan yazılımsal SPWM, Şekil 4.7' de gösterilmektedir.



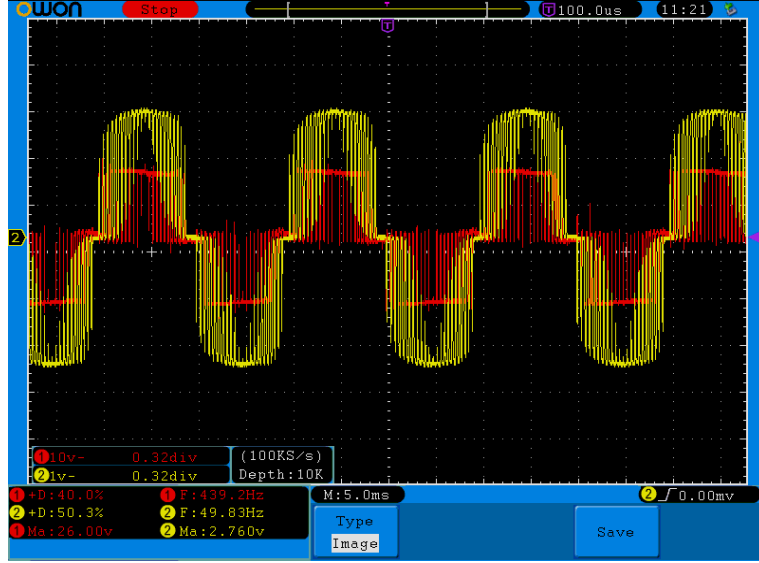
Şekil 4.8: Yazılımsal PWM ile H köprüsünün çıkışında görülen alternatif gerilim

Yazılımsal PWM ile sürülen H köprüsünün rezistif yükte çıkışında görülen alternatif gerilim Şekil 4.8' de gösterilmektedir.



Şekil 4.9: Donanımsal PWM ile elde edilen akım grafiği

Donanımsal PWM ile sürülen H köprüsünün rezistif yükte çıkışında görülen akım grafiği Şekil 4.9' da gösterilmektedir.

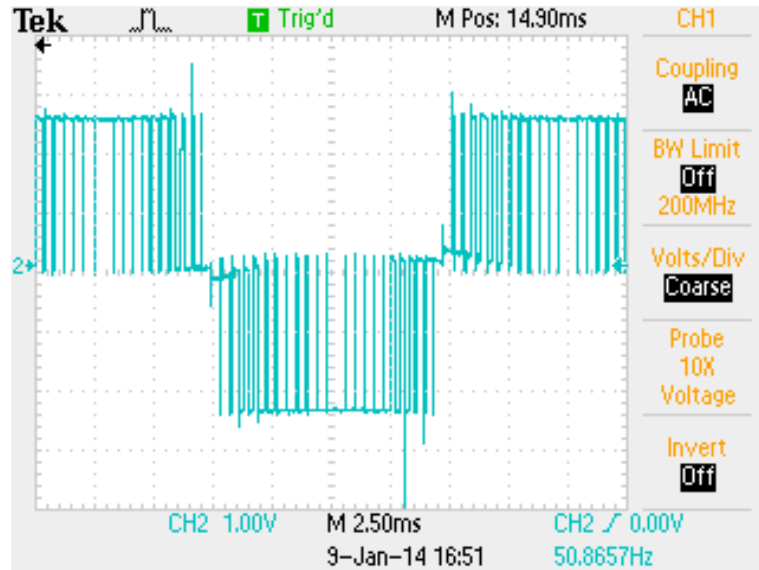


Şekil 4.10: Donanımsal PWM ile elde edilen akım ve gerilim grafiği

Donanımsal PWM ile sürülen H köprüsünün rezistif yükte çıkışında görülen akım ve gerilim grafiği Şekil 4.10' da gösterilmektedir.

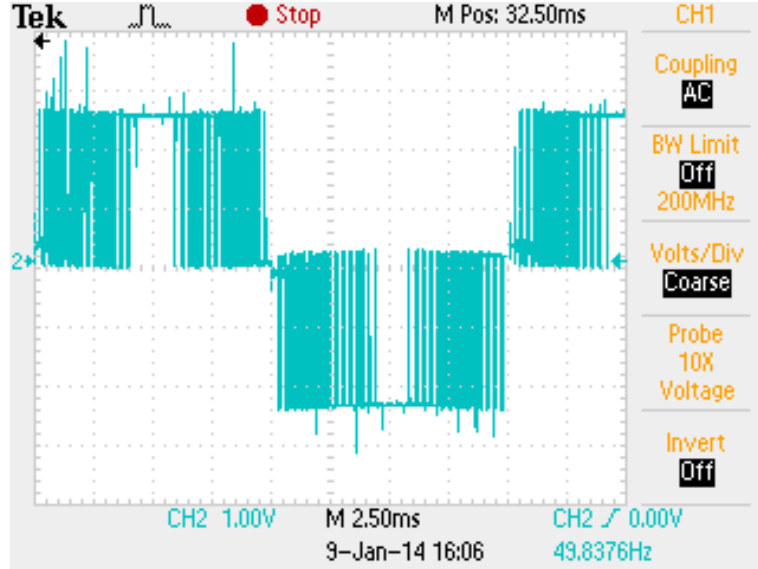
4.2 Endüktif Yükte Çıkışlar

İnverter devresinin çıkışına transformatör bağlanarak 220V gerilim elde edilmiştir. Transformatör çıkışına ise yük bağlanarak osiloskoptan görüntü almak için gerilim bölücü kullanılmıştır. Yazılımsal ve donanımsal PWM tekniklerinin her ikisi için çıkışlar gözlemlenmiştir.



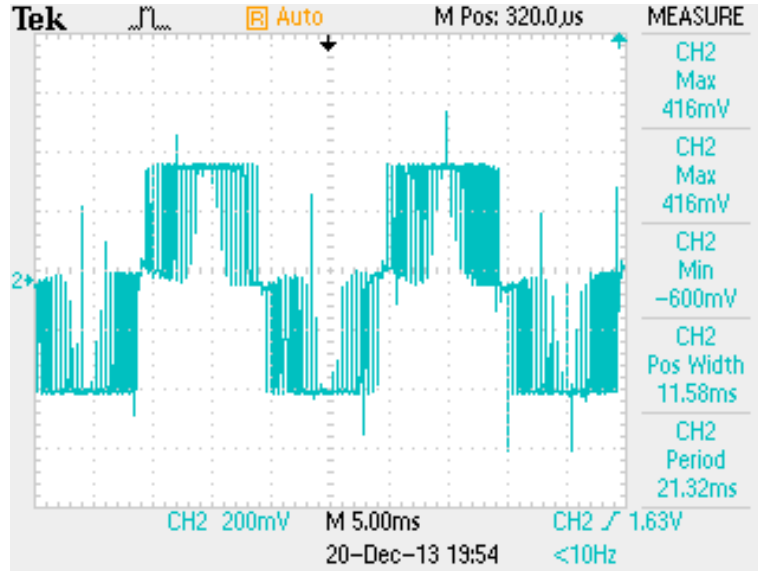
Şekil 4.11: Donanımsal PWM ile trafo girişindeki alternatif gerilim

H köprüsüne donanımsal SPWM uygulandığında, H köprüsünün çıkışında (trafo girişinde) görülen maksimum değeri 24V olan alternatif gerilim Şekil 4.11' de gösterilmiştir.



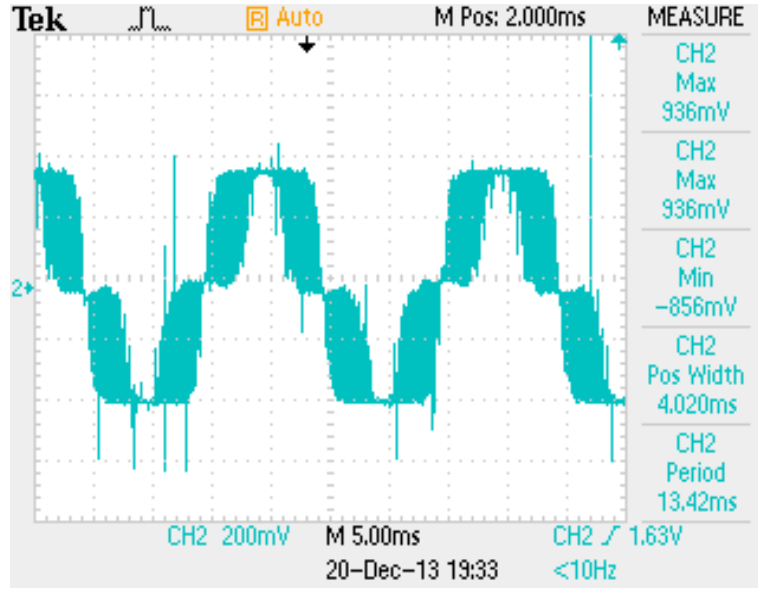
Şekil 4.12: Yazılımsal PWM ile trafo girişindeki alternatif gerilim

H köprüsüne yazılımsal SPWM uygulandığında, H köprüsünün çıkışında (trafo girişinde) görülen maksimum değeri 24V olan alternatif gerilim Şekil 4.12' de gösterilmiştir.



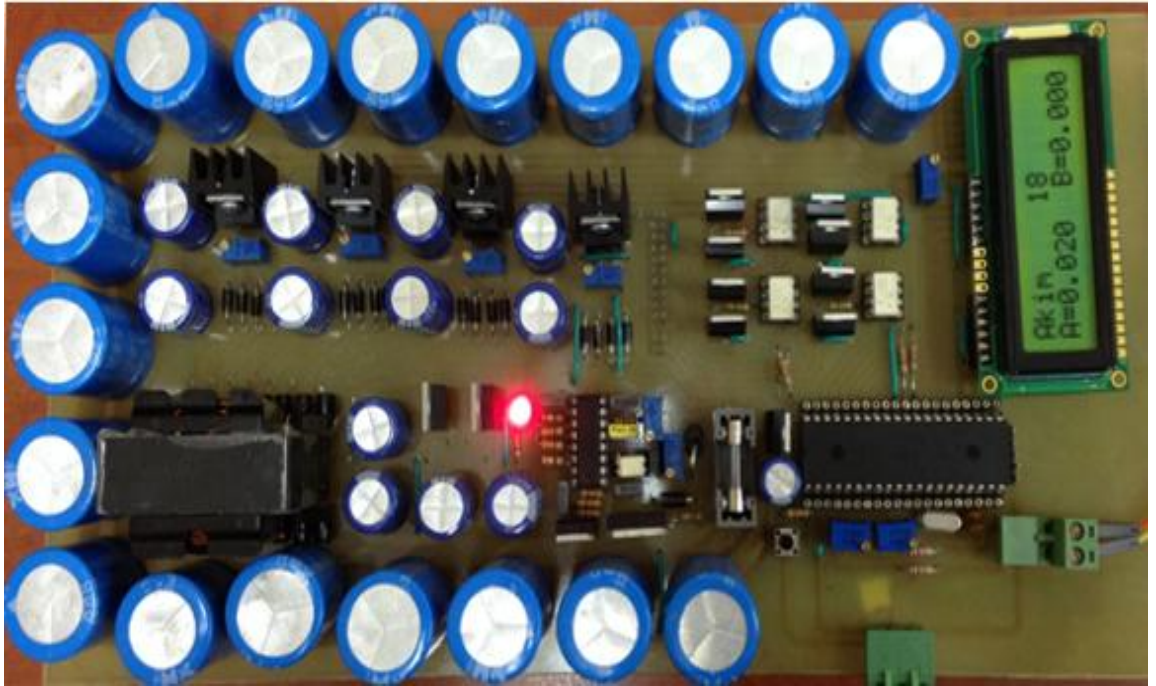
Şekil 4.13: Donanımsal PWM ile trafo çıkışındaki alternatif gerilim

H köprüsüne donanımsal SPWM uygulandığında, trafo çıkışında görülen 220V alternatif gerilim, gerilim bölücü kullanılarak Şekil 4.13' de gösterilmiştir.



Şekil 4.14: Yazılımsal PWM ile trafo çıkışındaki alternatif gerilim

H köprüsüne yazılımsal SPWM uygulandığında, trafo çıkışında görülen 220V' luk alternatif gerilim, gerilim bölücü kullanılarak Şekil 4.14' de gösterilmiştir.



Şekil 4.15: Devreden çekilen akım değerinin LCD' de gösterimi

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

5kVA tek faz trafolu kısa devre korumalı inverterde; girişe uygulanan doğru gerilimin sabit olması ve dalgalanmalarının olmaması çok önemlidir. Çalışmada, inverterin giriş gerilimindeki genlik değişiminden etkilenmemesi için DC/DC çevirici devresi kullanılmıştır. DC/DC çevirici devresi ile, ikili H köprü MOSFET sürücü devresine üç adet, kontrol devresine bir adet olmak üzere birbirinden bağımsız dört kaynak elde edilmiştir.

H köprüsünün çalışma gerilimi, mikrodenetleyici çalışma gerilimine göre oldukça büyüktür ve sürme devresi ile mikrodenetleyici arasında elektriksel etkileşim olmaması gerekmektedir. Ayrıca paralel bağlı MOSFET'lerin istenilen sürede iletme sokulabilmesi için gerekli olan Gate-Source kapasite şarj akımının sağlanabilmesi için gerekli olan anlık yüksek akım sağlayıcı anahtarlama devresinde kaskat bağlı TLP250 optokuplörü ve push-pull transistörlü sürücü devresi kullanılarak H köprüsünün sürülmesi sağlanmıştır.

18F4550 mikrodenetleyicisi ile tek yönlü SPWM (sinus pulse width modulated) yöntemi ile anahtarlama sinyalleri üretilmiştir. Aynı zamanda MOSFET'in iletim esnasındaki V_{DS} voltajı okunarak kısa devre koruması ve Hall-effect sensör üzerinden akım okunması ile aşırı akım koruması yapılmıştır. Bu sayede, herhangi bir arıza durumunda inverterin devreden çıkarılarak zarar görmesi ya da yanması engellenmiştir. Son aşamada, elde edilen 50Hz 24V alternatif gerilim, maliyeti bakır tele göre daha uygun olan alüminyum tel ile sarılmış 5kVA'lık transformatör kullanılarak 50Hz 220V seviyesine getirilmiştir. Kullanılan trafonun alüminyum sargılı olması sayesinde bu çalışmayla yurt dışından ithal edilen pahalı inverterlere alternatif, ucuz, yerli inverter tasarımı yapılmıştır.

6. KAYNAKLAR

- [1] Ho, V. C., "Simulation and Implement of single phase Inverter", F. Thesis, Curtin University of Technology, Miri, 1-3, (2005).
- [2] Agrawal, J. P., *Power Electronic Systems Theory and Design*, Prentice Hall, (2000).
- [3] Çolak, İ. and Kabalcı, E., S. J., "Evirici Topolojileri ve Gelişimleri Üzerine Bir İnceleme", 1-2.
- [4] Bodur, H., *Güç Elektroniği*, İstanbul, Birsen Yayınevi, 38-40, 251-284, (2010).
- [5] Rashid, M. H., *Power Electronics Circuit Devices and Applications*, Third Edition, New Jersey, Prantice Hall, 226-257, (2003).
- [6] Yalçın F., "Bir Fazlı İnverter Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, (2009).
- [7] Chapman, S.J., *Elektrik Makinalarının Temelleri*, Dördüncü Baskıdan Çeviri, Fırat Üniversitesi, İstanbul, Çağlayan Basımevi (2007).
- [8] Saruhan, H., "Alçak Gerilim Transformatör Yazılımı", Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, (2010).
- [9] Balcı, S., "Evirici Çıkış Transformatörlerinin Modellenmesi ve Analizi", Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 13, (2010).
- [10] Gürdal, O., *Elektrik Makinalarının Tasarımı*, Atlas Yayın Dağıt. Ltd. Şti., İstanbul, 273-368, (2001).
- [11] Ateş, H, Peşint, M.A., *Elektrik Makinalarının Esasları*, Gazi Üniversitesi Basın-Yayın Yüksekokulu Matbaası, Teknik Eğitim Fakültesi Yayınları, Ankara, 535, (1990).
- [12] Bal, G., *Transformatorlar*, Birinci Baskı, Seçkin Yayıncılık San. ve Tic., Ankara, 26, (2008).
- [13] Çapanoğlu Savaş, N.E., "Ferrit Çekirdekli Trafo Tasarımı ve Uygulaması", Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 6, (2006).

- [14] Baharuddin Bin Ismail, "Design And Development Of Unipolar SPWM Switching Pulses For Single Phase Full Bridge Inverter Application", Master Thesis, Universiti Sains Malaysia, 19, (2008).
- (Url-1) IGBT/MOSFET Gate Drive Optocoupler, 27/03/2014, <http://www.vishay.com/docs/81227/81227.pdf>, (2011).
- (Url-2) 50 to 200 A Integrated Conductor Sensor ICs, 15/04/2014, <http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Fifty-To-Two-Hundred-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs.aspx>
- (Url-3) Current Sensor: ACS754xCB-100, 15/04/2014, <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/120879/ALLEGRO/ACS754LCB-100-PFF.html>
- (Url-4) Pulse Width Modulation, 17/04/2014, <http://siilo.dyndns.org/wiki/index.php/PWM>, (2012).
- (Url-5) International Rectifier IRFP064N, 20/04/2014, <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp064n.pdf>

EKLER

7. EKLER

EK A PROGRAM

```
//LCD bağlantı ayarları//

sbit LCD_RS at RB0_bit;

sbit LCD_EN at RB1_bit;

sbit LCD_D4 at RB2_bit;

sbit LCD_D5 at RB3_bit;

sbit LCD_D6 at RB4_bit;

sbit LCD_D7 at RB5_bit;

sbit LCD_RS_Direction at TRISB0_bit;

sbit LCD_EN_Direction at TRISB1_bit;

sbit LCD_D4_Direction at TRISB2_bit;

sbit LCD_D5_Direction at TRISB3_bit;

sbit LCD_D6_Direction at TRISB4_bit;

sbit LCD_D7_Direction at TRISB5_bit;

//LCD bağlantı ayarları//

//PWM Tabloları//
```



```

int unsigned short tablo[7][25]={

{0, 33, 66, 98, 128, 155, 180, 202, 221, 236, 246, 253, 255, 253, 246, 236, 221, 202,
180, 155, 128, 98, 66, 33, 0}, //%100 PWM

{0, 30, 59, 88, 115, 140, 162, 182, 199, 212, 221, 228, 230, 228, 221, 212, 199, 182,
162, 140, 115, 88, 59, 30, 0}, //%90 PWM

{0, 26, 53, 78, 102, 124, 144, 162, 177, 189, 197, 202, 204, 202, 197, 189, 177, 162,
144, 124, 102, 78, 53, 26, 0}, //%80 PWM

{0, 23, 46, 69, 90, 109, 126, 141, 155, 165, 172, 177, 179, 177, 172, 165, 155, 141,
126, 109, 90, 69, 46, 23, 0}, //%70 PWM

{0, 20, 40, 59, 77, 93, 108, 121, 133, 142, 148, 152, 153, 152, 148, 142, 133, 121,
108, 93, 77, 59, 40, 20, 0}, //%60 PWM

{0, 17, 33, 49, 64, 78, 90, 101, 111, 118, 123, 127, 128, 127, 123, 118, 111, 101, 90,
78, 64, 49, 33, 17, 0}, //%50 PWM

{0, 13, 26, 39, 51, 62, 72, 81, 88, 94, 98, 101, 102, 101, 98, 94, 88, 81, 72, 62, 51, 39,
26, 13, 0}}; //%40 PWM

//PWM Tabloları//

//Değişken Tanımlamaları//

unsigned int m[5]; //5 elemanlı dizi

unsigned int adc1=0, adc2=0, adc3=0, adc1top=0;

unsigned short int i=0, k=0, l=0, sutun1=0,sutun2=0, satir=0, x=0, KD;

float akim, adc1ort=0, V1=0, V2=0;

char txt2[15]="", txt3[15]="", txt4[15]="",stop;

```

```

//Değişken Tanımlamaları//

// Oluşturulan tablolardan değerlerin sırasıyla alınarak SPWM oluşturulması//

void fonk(unsigned int satir)

{ if(sutun1>49) sutun1=0;

if(sutun1<=24)

{ CCP1CON=0xCC; // PWM için P1B modüleli, P1C aktif çıkış

CCPR1L= tablo[satir][sutun1];

sutun1++; }

if(sutun1>24)

{ CCP1CON=0x4C; //PWM için P1D modüleli, P1A aktif çıkış

sutun2=sutun1-25;

CCPR1L= tablo[satir][sutun2];

sutun1++; } }

//Oluşturulan tablolardan değerlerin sırasıyla alınarak SPWM oluşturulması//

void interrupt()

{ if(TMR2IF_bit)

{ TMR2IF_bit=0;

if(KD==0) //VDS 7V' dan küçük ise

```

```

{ fonk(0); } //PWM %100

else if(KD==1) //VDS 7V ise veya 7V' un üzerinde ise

{ satir++; //PWM' i düşür

fonk(satir);

if (satir==7) //PWM %40' a düştüğünde yine 7V ise veya 7V' un üzerinde ise

{ stop=1; }}} //PWM' i kapat

void main()

//Mikrodenetleyici giriş çıkış ayarları//

{ TRISA=0xFF;

PORTA=0x00;

TRISB=0x00;

PORTB=0x00;

TRISC=0x00;

PORTC=0x00;

TRISD=0x00;

PORTD=0x00;

//Mikrodenetleyici giriş çıkış ayarları//

//Timer ayarları//

PIR1.TMR2IF=0;

```

```

PIE1.TMR2IE=1;

IPR1.TMR2IP=0;

PR2=255;

T2CON=0x05;

INTCON=0xC0;

//Timer ayarları//

//ADC ayarları//

ADC_Init();

ADCON1=0x0C;

//ADC ayarları//

//LCD ayarları//

Lcd_Init();

Lcd_Cmd(_LCD_CURSOR_OFF);

Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);

//LCD ayarları//

while(1)

{ if(sutun1==12) adc2=ADC_Read(1); //PWM duty değeri %100 iken VDS1 değerini
                                oku

if(sutun2==12) adc3=ADC_Read(2); //PWM duty değeri %100 iken VDS2 değerini
                                oku

if(adc2>239 || adc3>239) KD=1; // VDS 7V' dan büyük

```

```

else KD=0; //VDS 7V' dan küçük

V1= (adc2*5)/1024.; //adc2' nin analog değere dönüştürülmesi

V2= (adc3*5)/1024.; //adc3' ün analog değere dönüştürülmesi

if(stop==1) //Kısa devre durumunda PWM durdurma koşulu

{ T2CON.TMR2ON=0; //PWM' i kapatma

Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR); //LCD ekranını temizleme

Lcd_Out(1,1,"Kisa Devre");

Delay_ms(500); }

else

{ sprintf(txt3,"A=%2.3f",V1); // virgülden sonra 2 basamak yazdırma

Lcd_Out(2,1,txt3); //V1 değerini LCD' ye yazdırma

sprintf(txt4,"B=%2.3f",V2); //virgülden sonra 2 basamak yazdırma

Lcd_Out(2,10,txt4); } //V2 değerini LCD' ye yazdırma

// 5 örnekli dizi oluşturma//

adc1=ADC_Read(0);

m[x]=adc1;

x=x++;

if(x>4)

{ x=0;

//5 örnekli dizi oluşturma//

```

```

//Filtre//

//Diziyi büyükten küçüğe sıralama//

for(k=0; k<5; k++)

{ for(i=0; i<5; i++)

{ if(m[k]>m[i])

{ l=m[k];

m[k]=m[i];

m[i]=l; } } }

//Diziyi büyükten küçüğe sıralama//

for(k=1;k<4;k++) // sıralanan dizinin en büyük ve küçük değerlerini silme

{ adc1top +=m[k]; } // kalan değerleri toplama

adc1ort=adc1top/3.; // ortalamasını alma

adc1top=0; } // toplam değişkenini sonraki filtre işlemi için sıfırlama

akim=(adc1ort*0.488)-249; // ACS754 akım sensörünün ürettiği gerilime göre akım

değerinin hesaplanması

if(adc1ort<512) akim=0; // ACS754 akım sensörü (-200)A-(0)A arası 0,5V-2,5V

arası gerilim üretmektedir. Sistemimizde 0A-200A arası okuma yapıldığı için akım

sensörünün 2,5V ve bundan küçük ürettiği gerilimler için akım değeri 0A olarak

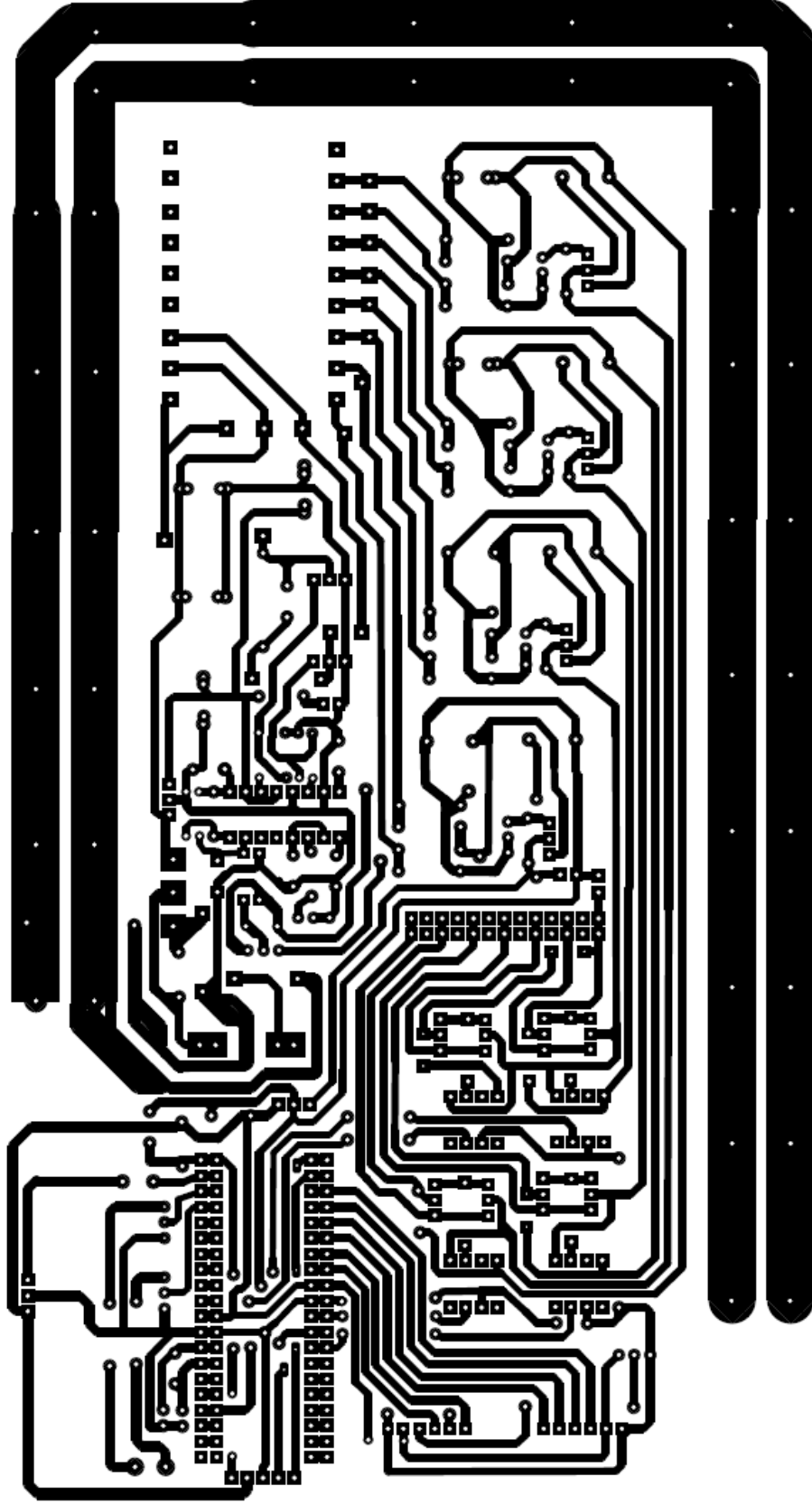
gösterilir.

sprintf(txt2,"Akim:%2.3f",akim); // virgülden sonra 2 basamak yazdırma

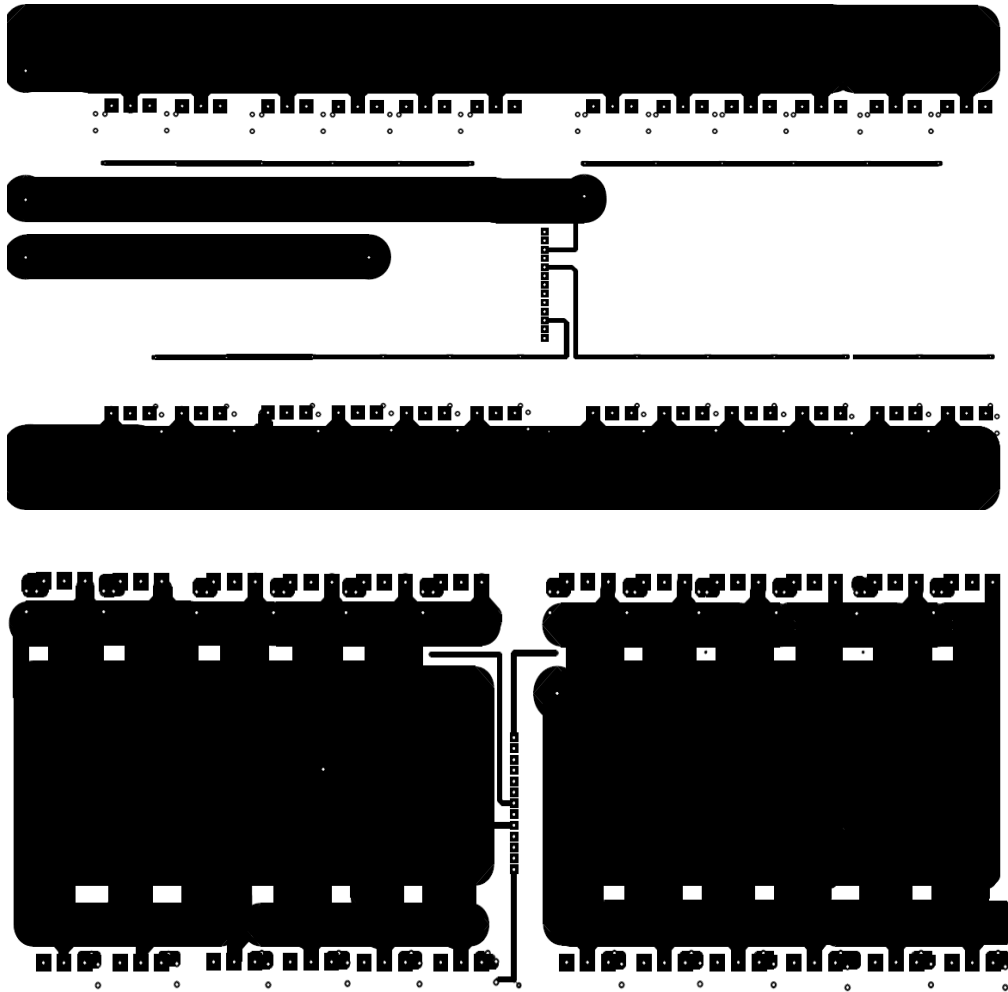
Lcd_Out(1,1,txt2); } } //Akım değerini LCD' ye yazdırma

```

EK B1 Kontrol ve MOSFET Sürücü Devresi



EK B2 MOSFET Devresi



EK C Laminasyon Boyutları

Laminasyon	Boyutlar (mm)						
	A	B	C	D	E	F	G
EE 2425	3,2	6,4	6,4	12,7	-	-	-
EE 2627	4,8	6,4	9,5	17,5	-	-	-
EI-9,5	4,8	7,9	9,5	19,1	2,4	34,9	-
EI-12,7	6,4	7,9	12,7	20,6	3,2	41,3	-
EI-15,8	7,9	7,9	15,8	23,8	4,0	47,6	-
EI-19,1	9,5	9,5	19,1	28,6	3,4	57,2	-
EI-22,2	11,1	11,1	2,2	33,3	4,0	66,7	5,6
EI-25,4	12,7	12,7	25,4	38,1	5,6	76,2	6,4
EI-28,6	14,3	14,3	28,6	42,9	5,6	95,3	7,9
EI-31,8	15,9	15,9	31,8	47,6	5,6	85,7	7,1
EI-34,9	17,5	17,5	34,9	52,4	5,6	104,8	8,7
EI-38,1	19,1	19,1	38,1	57,2	5,6	114,3	9,5
EI-44,4	22,2	22,2	44,4	66,7	7,1	133,4	11,1
EI-44,4	22,2	44,4	44,4	76,2	6,7	177,8	11,1
EI-50,8	25,4	25,4	50,8	76,2	7,9	152,4	7,9
EI-57,2	28,6	28,6	57,2	85,7	7,9	171,5	7,9
EI-63,5	31,8	31,8	63,5	95,3	9,9	190,5	9,5
EI-76,2	38,1	38,1	76,2	114,3	9,5	228,6	9,5
EI-101,6	50,8	50,8	101,6	152,4	10,3	304,8	11,1
EI-127	63,5	63,5	127	190,5	13,9	381	14,3

8. ÖZGEÇMİŞ

Ad Soya: Esra ERDEM

Doğum Yeri: Denizli

Doğum Tarihi: 06.11.1990

Lisans: Pamukkale Üniversitesi/ Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Elektronik Posta: esraerdem90@hotmail.com

İletişim Adresi: Gerzele Mah. Geriz Cad. NO: 49E/3 Merkezefendi/ Denizli