

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİNİN
BİLGİSAYAR DESTEKLİ ANALİZİ**

Neslihan ŞAHİN

Tez Yöneticisi:
Yrd.Doç.Dr. M.Cevdet İNCE

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2006

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİNİN
BİLGİSAYAR DESTEKLİ ANALİZİ**

Neslihan ŞAHİN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu Tez,Tarihinde Aşağıda Belirtilen Jüri Tarafından
Oybirliği/Oyçokluğu ile Başarılı/Başarısız Olarak Değerlendirilmiştir.

Danışman: Yrd.Doç. Dr. M.Cevdet İNCE

Üye: Prof.Dr. Mustafa POYRAZ

Üye: Doç.Dr. Hanifi GÜLER

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun/...../..... tarih ve
..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŞEKKÜR

Beni bu konuda çalışmaya teşvik eden, çalışmalarım boyunca desteğini esirgemeyen ve bana yol gösteren danışman hocam Yrd.Doç.Dr Melih Cevdet İNCE' ye teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmam sırasında desteklerini benden esirgemeyen arkadaşlarıma da ayrıca teşekkür ederim. Bu noktaya gelebilmem için hiçbir fedakârlıktan kaçınmayarak maddi manevi desteklerini esirgemeyen aileme içtenlikle teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR

İÇİNDEKİLER	I
ŞEKİLLER LİSTESİ	IV
TABLolar LİSTESİ.....	IX
EKLER LİSTESİ	X
ÖZET	XI
ABSTRACT	XII

BÖLÜM 1 GİRİŞ

1.1 Giriş	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Tezin Yapısı	3

BÖLÜM 2 YARIİLETKEN GÜÇ ELEMANLARI

2.1 Giriş	4
2.2 Diyotlar	5
2.2.1 Kesim Dönüşümü	6
2.3 Tristörler (SCR=silicon controlled rectifier)	6
2.3.1 Kesime Geçiş Süreci	9
2.4 GTO (Gate Turn Off Thyristors =Kapıdan Tıkanabilen Tristör)	10
2.5 BJT (Bi-Polar Junction Transistors= Bipolar Jonksiyonlu Transistör)	11
2.5.1 Anahtarlama Karakteristikleri	13
2.6 MOSFET (Metal-Oxide Semi-Conductor Field Effect Transistors= Metal oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör)	14
2.7 IGBT (Insulated Gate Bi-Polar Transistors = Yalıtılmış Kapı Bipolar Transistör)	16

BÖLÜM 3 ALTERNATİF AKIMDAN DOĞRU AKIMA ÇEVİRİCİLER

3.1 Giriş	19
3.2 Diyotlu Doğrultucular	19
3.2.1 Yarım Dalga Diyotlu Doğrultucular	20
3.2.2 Tek Fazlı Tam Dalga Diyotlu Doğrultucular	22
3.2.3. Üç Fazlı Tam Dalga Köprü Doğrultucular	25
3.3 Faz Kontrollü Doğrultucular (Çeviriciler)	28
3.3.1 Tek Fazlı Çeviriler	28

3.3.2	Üç Fazlı Çeviriciler	32
-------	----------------------------	----

BÖLÜM 4 DOĞRU AKIMDAN DOĞRU AKIMA ÇEVİRİCİLER

4.1	Doğru Akım-Doğru Akım Çeviriciler (D.A. –D.A. Konverter)	36
4.2	Alçaltıcı D.A.-D.A. Çeviricisi (BUCK Konverter)	37
4.3	Yükseltici D.A.- D.A. Çevirici (BOOST Konverter)	40
4.4	Alçaltıcı-Yükseltici D.A- D.A. Çevirici (BUCK-BOOST Konverter)	42
4.5	ÇÜK D.A. - D.A.Çevirici	43

BÖLÜM 5 DOĞRU AKIMDAN ALTERNATİF AKIMA ÇEVİRİCİLER

5.1	Doğru Akım-Alternatif Akım Çeviriciler (D.A. -A.A. Konverter ,İnverter,Eviriciler)	45
5.2	Gerilim Beslemeli İnverterler (VSI=Voltage Source Inverter, VFD= Voltage Fed Inverter) ...	46
5.2.1.	Tek Faz Yarım Dalga İnverter	47
5.2.2.	Tek Faz Tam Dalga İnverter	48
5.2.3	Üç Fazlı İnverterler	51
5.3.	Darbe Genlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation=PWM)	53
5.3.1	Sinüsodial Darbe Genlik Modülasyonu (SPWM=Sinusoidal Pulse Width Modulation)	54

BÖLÜM 6 ALTERNATİF AKIMDAN ALTERNATİF AKIMA ÇEVİRİCİLER

6.1	Alternatif Akımdan Alternatif Akıma Çeviriciler (A.A. -A.A. konverter -Cycloconverter)	56
6.2	A.A Kiyıcılar	56
6.2.1	Tek Faz Tam Dalga A.A Kiyıcı	56
6.2.2	Üç Faz Yarım Dalga A.A. Kiyıcı	60
6.2.3	Üç Tam Yarım Dalga A.A. Kiyıcı	62
6.3	A-A.A. Değişken Frekanslı Konverter : Cycloconverterler	65
6.3.1	Tek Faz Cycloconverterler	65
6.3.2	Üç Faz Cycloconverterler	67

BÖLÜM 7 GÜÇ ELEKTRONİĞİ SİSTEMLERİNİN PSPICE MATLAB/SİMULİNK

MODELLERİ VE MODELLERİN

KARŞILAŞTIRILMASI

7.1	Giriş	69
7.2	PSPICE' ın Kullanım Amacı ve Yeri	70
7.3	MATLAB' ın Kullanım Amacı ve Yeri	71
7.3.1	SIMULINK	71
7.4	Tek Faz Diyot Doğrultucu Devrenin Bilgisayar Benzetimi	72

7.4.1	PSPICE Benzetimi	72
7.4.2	MATLAB/SIMULINK Benzetimi	75
7.5	Üç Faz Diyot Doğrultucu Devrenin Bilgisayar Benzetimi	77
7.5.1	PSPICE Benzetimi	77
7.5.2	MATLAB/SIMULINK Benzetimi	79
7.6.	Üç Faz Kontrollü Doğrultucu	80
7.6.1	PSPICE Benzetimi	80
7.6.2	MATLAB/SIMULINK Benzetimi	84
7.7.	Üç Faz İnverter	85
7.7.1	PSPICE Benzetimi	86
7.7.2	MATLAB/SIMULINK Benzetimi	88
7.8	Alçaltıcı .A.-D.A. Çevirici	89
7.8.1	PSPICE Benzetimi	89
7.8.2	MATLAB/SIMULINK Benzetimi	91

BÖLÜM 8 SONUÇLAR

Sonuçlar.....	93
KAYNAKLAR	94
ÖZGEÇMİŞ	97
EKLER	

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil2.1 : Diyot I-V Karakteristiği	5
Şekil 2.2 : Diyot akımı	6
Şekil 2.3 Tristörün Akım-Gerilim Karakteristiği	7
Şekil 2.4 Tristörün basitleştirilmiş modelleri:	
(a) Tristörün tek boyutlu modeli, (b) Tristörün iki transistörlü eşdeğer devresi.....	8
Şekil 2.5 GTO Tristörün Çalışması	10
Şekil 2.6 GTO ‘nun Düşey Kesit Perspektif Görünüşü ve GTO ‘nun Devre Sembolü	11
Şekil 2.7 Transistör tipleri ve sembolleri	12
Şekil 2.8 BJT’nin sembolü ve I_C - V_{CE} Karakteristiği	12
Şekil 2. 9 Ortak Emiterli NPN Transistorün Temel Devre Şeması ve I-V karakteristiği	12
Şekil 2.10 BJT’nin Anahtarlama Süreleri	13
Şekil 2.11 a) N Kanal Tüketim MOSFET Yapısı ve Sembolü b) P Kanal Tüketim MOSFET Yapısı ve Sembolü	14
Şekil 2.12 N kanal MOSFET için I-V Karakteristiği	15
Şekil 2.13 MOSFET lerin anahtarlama süreleri	15
Şekil 2.14 IGBT’ nin Yapısı ve Sembolü	16
Şekil 2.15 IGBT için I-V Karakteristiği	16
Şekil 2.16 IGBT ‘nin Anahtarlama Karakteristiği	17
Şekil 3.1: (a) Omik Yüklü Temel Diyot Doğrultucu Devre Şeması (b) Yüklü Karakteristiği ve PSPICE Benzetim sonucu.....	20
Şekil 3.2 : (a) İndüktif Yüklü Temel Diyot Doğrultucu Devre Şeması (b) Yüklü Karakteristiği ve PSPICE Benzetim sonucu.....	21
Şekil 3.3 İndüktif Yüklü Temel Diyot Doğrultucu İçin Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri...	22
Şekil 3.4 Orta Uçlu Bir Transformatörlü Doğrultucu Devre Şeması ve Giriş-Çıkış Karakteristiği	22
Şekil 3.5 Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu Devre Şeması.....	23
Şekil 3.6 Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu Giriş İşareti	23
Şekil 3.7 Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu İndüktif Yüklü İçin Giriş ve Çıkış İşareti.....	24
Şekil 3.8: Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu İndüktif Yüklü İçin Kaynak Tarafındaki İndüktansın Etkisi İle Giriş Ve Çıkış İşareti.....	25
Şekil 3.9: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu	26
Şekil 3.10: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu Devrenin Giriş ve Çıkış İşareti	26
Şekil 3.11: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu İçin Diyot Akımlarının Dalga Formu....	27

Şekil 3.12: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu Devrenin A.A. Kaynağı Tarafında Yer Alan Ls'in Etkisi İle Giriş ve Çıkış İşareti	27
Şekil 3.13: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici Devre Şeması	29
Şekil 3.14: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici Devrenin $\omega t=15^0$ Gecikme Açısı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu.....	30
Şekil 3.15: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici Devrenin $\omega t=30^0$ Gecikme Açısı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu	30
Şekil 3.16: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici Devrenin $\omega t=60^0$ Gecikme Açısı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu	31
Şekil 3.17: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici $\omega t=30^0$ Gecikme Açısı İçin Tristörlerin Kapı Gerilimleri.....	31
Şekil 3.18: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici Devrenin Kaynak Tarafında Yer Alan İndüktansın Etkisi İle $\omega t=30^0$ Gecikme Açısı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu	32
Şekil 3.19: Üç fazlı Kontrollü çevirici	33
Şekil 3.20: Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=90^0$ Gecikme Açısı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu ...	33
Şekil 3.21: Sırasıyla T1,T2,T3,T4,T5,T6 Tristörlerinin Kapı Gerilimlerinin Dalga Formu.....	34
Şekil 3.22: Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=60^0$ Gecikme Açısı İçin Çıkış Dalga Formu	34
Şekil 3.23: Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=30^0$ Gecikme Açısı İçin Çıkış Dalga Formu	35
Şekil 3.24: Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=15^0$ Gecikme Açısı İçin Çıkış Dalga Formu	35
Şekil 4.1: Temel D.A.- D.A. Çeviricilerin Blok Diyagramı	36
Şekil 4.2 Temel Alçaltıcı D.A.-D.A. Çevirici (Buck Konverter) Devre Şeması	38
Şekil 4.3 Alçaltıcı D.A.-D.A. Çeviricinin Transistör (BJT) Anahtarı İçin Giriş-Çıkış Dalga Şekilleri	38
Şekil 4.4 Alçaltıcı D.A.-D.A. Çeviricinin MOSFET Anahtarı İçin Giriş-Çıkış Dalga	39
Şekil 4.5 Yükseltici D.A.-D.A. Çevirici Devre Şeması	40
Şekil 4.6 Yükseltici D.A.-D.A. Çevirici Dalga Şekilleri	41
Şekil 4.7 Yükseltici D.A.-D.A. Çeviricide Anahtar Olarak MOSFET Kullanılması Durumunda Dalga Şekilleri	42
Şekil 4.8 Alçaltıcı-Yükseltici D.A- D.A. Çevirici Devre Şeması	42
Şekil 4.9 Alçaltıcı-Yükseltici D.A- D.A. Çevirici Dalga Şekilleri	43
Şekil 4.10 CÜK Çevirici Devre Şeması	44
Şekil 4.11 CÜK Çeviricide anahtar olarak Transistör kullanılınca Çıkış Dalga Şekilleri	44
Şekil 5.1 Tek faz Yarım Dalga İnverter Devre Şeması	47
Şekil 5.2 Tek faz Yarım Dalga İnverter Devrenin Çıkış Geriliminin Dalga Formu	48
Şekil 5.3 Tek Faz Tam Dalga İnverter	49

Şekil 5.4: S Anahtarı Kullanılarak elde edilen Tek Faz Tam Dalga İnverter Giriş ve Çıkış Gerilimlerinin Dalga Formları.....	49
Şekil 5.5: R-L Yük İçin Tek Faz İnverter Devre Şeması.....	49
Şekil 5.6 : Tek Faz İnverterde R-L Yük İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu.....	50
Şekil 5.7: Kaynağa Seri R-L Ara Devre ve R-L Yük İçin Tek Faz İnverter Devre Şeması	50
Şekil 5.8: Tek Faz İnverterde R-L Yük İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu.....	50
Şekil 5.9: Anahtarı Yerine IGBT Kullanılarak elde edilen Tek Faz Tam Dalga İnverter Giriş ve Çıkış Gerilimlerinin Dalga Formları.....	51
Şekil 5.10: Üç Faz İnverter Devre Şeması	51
Şekil 5.11: S Anahtarı Yerine Transistör Kullanılarak Oluşturulan Üç Faz İnverterin Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri	52
Şekil 5.12 Transistör Tetikleme Gerilimleri(Q1,Q2,Q3,Q4,Q5,Q6).....	52
Şekil 5.13: Tek Faz PWM İçin Taşıyıcı ve Referans Sinyallerinin ve Tek Faz IGBT İnverter Çıkış Dalga Şekilleri($M<1$ için).....	54
Şekil 5.14: SPWM için Taşıyıcı ve Referans Sinyallerinin dalga şekilleri	54
Şekil 5.15: SPWM İçin Taşıyıcı ve Referans Sinyallerinin ve Tek Faz IGBT İnverter Çıkış Dalga Şekilleri ($M<1$ için).....	55
Şekil 6.1 : Tek Faz A.A Kıyıcı Devre Şeması.....	56
Şekil 6.2 : T1 ve T2 Tristörlerinin Tetikleme Gerilimleri.....	57
Şekil 6.3: Rezistif Yük İçin A.A Kıyıcı Tristör Tetikleme Açısı $\alpha=30^0$ İçin Giriş Çıkış Dalga Formu.....	58
Şekil 6.4 : Giriş Gerilimine Göre Tristörlerin Üzerinden Geçen Akımların Dalga Şekilleri.....	58
Şekil 6.5: A.A Kıyıcı Tristör Tetikleme Açısı $\alpha=30^0$ İçin Giriş Çıkış Dalga Formu.....	59
Şekil 6.6: A.A Kıyıcı Tristör Tetikleme Açısı $\alpha=60^0$ İçin Giriş Çıkış Dalga Formu.....	59
Şekil 6.7: A.A Kıyıcı Tristör Tetikleme Açısı $\alpha=90^0$ İçin Giriş Çıkış Dalga Formu.....	60
Şekil 6.8: Üç Faz Yarım Dalga A.A. Kıyıcı Devre Şeması.....	60
Şekil 6.9: Rezistif Yük Üzerinde Üç Faz Yarım Dalga A.A. Kıyıcının $\alpha=60^0$ Tetikleme Açısı İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu.....	61
Şekil 6.10: Tristör Tetikleme Gerilimlerinin Dalga Şekilleri.....	61
Şekil 6.11: Üç Faz Kaynak Akımının Dalga Şekilleri.....	62
Şekil 6.12: İndüktif Yük Üzerinde Üç Faz Yarım Dalga A.A. Kıyıcının $\alpha=60^0$ Tetikleme Açısı İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu.....	62
Şekil 6.13: Üç Faz Tam Dalga A.A. Kıyıcı devre şeması.....	63
Şekil 6.14: Rezistif Yük Üzerinde Üç Tam Yarım Dalga A.A. Kıyıcının $\alpha=60^0$ Tetikleme Açısı İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu.....	63
Şekil 6.15: Tristör Tetikleme Gerilimleri.....	64

Şekil 6.16: Rezistif Yük Üzerinde Üç Tam Yarım Dalga A.A. Kıyıcının $\alpha=90^0$ Tetikleme Açısı İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu.....	64
Şekil 6.17: İndüktif Yük Üzerinde Üç Tam Yarım Dalga A.A. Kıyıcının $\alpha=60^0$ Tetikleme Açısı İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu.....	65
Şekil 6.18: Tek Faz A.A-A.A. Değişken Frekanslı Konverter Devre Şeması.....	66
Şekil 6 19: Tek Faz A.A-A.A. Değişken Frekanslı Konverter İçin Çıkış Akımı Ve Geriliminin Dalga Şekilleri.....	66
Şekil 6 20: Tek Faz A.A-A.A. Değişken Frekanslı Konverter İçin Çıkış Akımı Ve Geriliminin Dalga Şekilleri.....	67
Şekil 6 21: Üç Faz A.A-A.A. Değişken Frekanslı Konverter Devre Şeması.....	67
Şekil 6 22: Üç Faz A.A-A.A. Değişken Frekanslı Konverter Giriş Ve Çıkış Geriliminin Dalga Formları.....	68
Şekil 7.1: Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu Devre Şeması.....	72
Şekil 7.2: Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun PSPICE Benzetimi Sonucu Giriş ve Çıkış İşareti.....	74
Şekil 7.3 : Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun PSPICE Benzetimi Sonucu Çıkış İşaretinin frekans bileşenleri.....	74
Şekil 7.4 : Tek Faz Diyot Doğrultucu Devrenin SIMULINK Bloğu.....	75
Şekil 7.5: Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun MATLAB/SIMULINK Benzetimi Sonucu Giriş ve Çıkış İşareti.....	75
Şekil 7.6 : Kapasitif Düzeltmeli Tek Faz Diyot Doğrultucu SIMULINK Bloğu.....	76
Şekil 7.7: Yüke Paralel Bağlı Kondansatörlü Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun MATLAB/SIMULINK Benzetimi sonucu Giriş ve Çıkış İşareti.....	76
Şekil 7.8 : Üç Faz Diyot Tam Dalga Doğrultucu Devre Şeması.....	77
Şekil 7.9: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun PSPICE Benzetimi sonucu Giriş ve Çıkış İşareti.....	78
Şekil 7.10: Üç Faz Diyot Doğrultucu Devrenin SIMULINK Bloğu.....	79
Şekil 7.11: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun MATLAB/SIMULINK Benzetimi Sonucu Giriş ve Çıkış İşareti.....	79
Şekil 7.12 : Üç fazlı Kontrollü Çevirici Devre Şeması.....	80
Şekil 7.13 : Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=15^0$ Gecikme Açıcı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu...	82
Şekil 7.14 : Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=30^0$ Gecikme Açıcı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu..	83
Şekil 7.15 : Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=90^0$ Gecikme Açıcı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu..	83
Şekil 7.16: Üç faz kontrollü Çeviricinin SIMULINK Bloğu.....	84
Şekil 7.17: Pulse Generatörünün MATLAB\SIMULINK Modeli.....	84

Şekil 7.18: Üç faz kontrollü çeviricinin SIMULINK Benzetimi Sonucu Giriş ve Çıkış Gerilimi Dalga Şekilleri.....	85
Şekil 7.19: Üç Faz İnverter Devre Şeması.....	85
Şekil 7.20: S Anahtarı Yerine Transistör Kullanılarak Oluşturulan Üç Faz İnverterin PSPICE Benzetimi Sonucu Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri.....	87
Şekil 7.21: S Anahtarı Yerine Transistör Kullanılarak Oluşturulan Üç Faz İnverterin SIMULINK Bloğu.....	88
Şekil 7.22: S Anahtarı Yerine Transistör Kullanılarak Oluşturulan Üç Faz İnverterin SIMULINK Benzetimi Sonucu Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri.....	88
Şekil 7.23: Temel Alçaltıcı D.A.-D.A. çevirici (Buck konverter) Devre Şeması Verilmiştir.....	89
Şekil 7.24: MOSFET Anahtarlama Alçaltıcı D.A.-D.A. çevirici (Buck konverter) PSPICE Benzetim Sonucu Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri.....	90
Şekil 7.25 : MOSFET Anahtarlama Alçaltıcı D.A.-D.A. çevirici (Buck konverter) SIMULINK Bloğu.....	91
Şekil 7.26 : MOSFET Anahtarlama Alçaltıcı D.A.-D.A. çevirici (Buck konverter) SIMULINK Benzetim Sonucu Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri.....	91

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 1: Güç Anahtarlama Elemanlarının Karakteristiklerinin Karşılaştırmalı Tablosu.....	18
---	----

EKLER LİSTESİ

Ek-1 Sistem Benzetimlerinde Kullanılan PSPICE Komut Listesi

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİNİN BİLGİSAYAR DESTEKLİ ANALİZİ

Neslihan ŞAHİN

Fırat Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

2006, Sayfa:97

Son yıllarda güç yarı iletken teknolojilerinde meydana gelen ilerlemeler, güç elektroniği devrelerinin yer aldığı sistemlerin kullanımını arttırmıştır. Güç elektroniği sistemleri ev eşyalarından uzay sistemlerine, aydınlatmadan ısıtmaya, haberleşmeden enerji iletimine ve depolanmasına kadar geniş bir alanda kullanılır.

Sistemlerin birçoğunun giriş karakteristiği mevcut şebeke karakteristiğinden farklıdır. Güç elektroniği devrelerinin görevi yükün gereksinim duyduğu giriş karakteristiğini elde etmektir. Elektrik gücünün dönüşümü ve kontrolü yarıiletken güç elemanlarının (BJT, MOSFET, SCR, GTO, IGBT, TRIAK ...) açık veya kapalı durumlu bir anahtar olarak kullanılması sonucu olur.

Bu tez çalışmasında, güç elektroniği sistemlerinin bilgisayar destekli analizi yapılmıştır. Ayrıca yarı iletken güç elemanları kullanılarak yapılan güç dönüşümü teknikleri hakkında bilgi verilmiştir.

Tezin temel konusu olarak güç elektroniği sistemlerinden güç çeviricileri esas alınmış ve PSPICE ve MATLAB/SIMULINK bilgisayar programları yardımıyla modellemesi yapılarak sonuçları verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Güç Elektroniği Sistemleri , Güç Elektroniği Devreleri, AA-DA Konverter, DA-DA Konverter, AA-AA Konverter , DA-AA Konverter(İnverter) , Yarı İletken Güç Anahtarları, Modelleme, PSPICE Benzetimi, MATLAB/SIMULINK Benzetimi.

ABSTRACT

Master Thesis

THE ANALYSIS WITH SUPPORTED COMPUTER OF POWER ELECTRONIC CIRCUITS

Neslihan ŞAHİN

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electric and Electronics Engineering
2006, Pages: 97

Recently, developments in power semiconductor technology has increased the use of systems that include power electronic circuits. Power electronic systems are widely used in home appliances, space systems, lighting, heating, communication, energy transmission and storing.

Some of systems input characteristics are different from network characteristic. The duty of power electronic circuits is providing input characteristic that needed by load. Power energy converting and controlling, occur with semiconductor power devices (BJT, MOSFET, SCR, GTO, IGBT, TRIAC ...) used like a turn on –turn off state switch.

In this thesis, computer aided analysis of power electronic systems has been made. And, informations has been given about power convert techniques that used semiconductor power devices.

Thesis basis topic, power converters in power electronic systems have been based and results have been given that modelling with help of computer programme as PSPICE and MATLAB/SIMULINK

Keywords: Power Electronic Systems , Power Electronic Circuits, AC-DC Converter, DC-DC Converter, AC-AC Converter, DC-AC Converter(Inverter), Semiconductor Power Devices, Modelling, PSPICE Simulation, MATLAB/SIMULINK Simulation.

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Giriş

Güç elektroniği terimi çok geniş bir alanda elektronik devreleri içine alır. 1950'lerden bu yana yarıiletken güç elemanlarının icat edilmesiyle güç elektroniği; haberleşme, ulaşım, aydınlatma, otomotiv, ısıtma, uzay sistemleri, kesintisiz güç kaynağı, motor kontrolü gibi birçok alanda uygulama buldu[1].

Günümüzde kullanılan elektronik sistemlerin birçoğu giriş beslemesi olarak elektrik şebekesinden farklı bir karakteristikte beslemeye ihtiyaç duyar. Güç elektroniği sistemleri, yükün gereksinim duyduğu karakteristiği, kaynak tarafından sağlanan elektrik enerjisi karakteristiğini değiştirerek sağlayan devrelerdir. Güç elektroniği devreleri tarafından D.A ve A.A. regüle edilmiş güç kaynakları, aydınlatma ve ısıtma kontrolü, elektrik makinalarının sürme devreleri, indüksiyon ısıtma, statik var kompanzasyon gibi çeşitli uygulamalar için yarı iletken güç anahtarları kullanarak elektrik güç dönüşümü (D.A.-D.A., A.A.-A.A., A.A.-D.A., D.A.-A.A.) işlemini yerine getirir[2]. Güç elektroniği devreleri bu işlemi elektrik gücünün işlenmesi, filtrelenmesi, kontrolü maksimum verimle yerine getirir. Bu teknoloji elektronik bileşenlerin kullanımını, devre teorisi uygulamalarını ve dizayn teknolojilerini ve verimli elektronik dönüşüme doğru analitik araçların gelişimi, kontrolü ve elektrik gücünün iyileştirilmesini kapsar[3].

Geniş anlamıyla güç elektroniğinin görevi tüketici yüklerine optimal olarak ayarlanmış bir biçimde gerilim ve akım sağlamak için güç dönüşümü yaparak elektrik enerjisi akışını işlemek ve kontrol etmektir. Bu güç işleyişindeki güç girişi genellikle bir ya da üç fazlı olarak 50 ya da 60 Hz 'lik bir hat frekanslı elektrik şebekesinden gelmektedir. Yani güç girişi genellikle elektrik şebeke kaynağıdır. Uygulamaya bağlı olarak yüke uygulanan çıkış D.A. veya A.A. formlarından biri olabilir:

1- Doğru Akım

- a- Regüle edilmiş(sabit) genlik D.A.
- b- Ayarlanabilir genlik

2- Alternatif Akım

- a- Sabit frekans ayarlanabilir gerilim
- b- Ayarlanabilir frekans sabit gerilim

Uygulamaya göre giriş elektrik gücünün bir formdan diğer bir forma dönüştürme işlemi güç dönüşümü, güç dönüşümü işlevini yerine getiren güç elektroniği devreleri (cihazları) ise güç çeviricileri (konverterleri) olarak adlandırılır. Son zamanlarda güç elektroniği aygıtlarındaki ilerlemeler elektriksel sistemlerin performansını ilerletmiştir. İnverterlerde, konverterlerde, regülatörlerde, kıyıcılarda ve birçok uygulamalarda kullanılan bu hızlı cihazların kontrolüyle yük gerilim genliği ve veya frekansı kontrol edilebilmiştir[4]. Güç çeviricilerinde güç dönüşümü anahtarlar veya yarı iletken güç elemanları ile gerçekleştirilir. Elektrik güç dönüşümü, yarıiletken güç elemanları tarafından inşaa edilmiş ve kontrol elektroniği tarafından kontrol edilen güç konverterleri tarafından gerçekleştirilir[1].

Güç konverter devrelerinde kullanılan güç elemanlarını BJT (Bipolar Junction Transistor=iki kutup jonksiyonlu transistor), SCR (Silicon-Controlled Rectifier =Silikon kontrollü doğrultucu, Tristör), TRIAK (bi-directional gate-controlled thyristor= çift yönlü kapı kontrollü tristör), Güç Transistörleri, Güç MOSFETleri (metal-oksit yarıiletken alan etkili transistorler=Metal-oxide-semiconductor field effect transistor), IGBT (Insulated gate bipolar transistors =Yalıtılmış kapılı iki kutuplu transistör), MCT (= MOS kontrollü tansistörler), GTO (gate turn off thyristors =Kapıdan tıkanabilen tristör) olarak sayabiliriz.

Elektrik gücünün hızlı ve etkin kontrol metodlarını otomotikleşen modern üretim anahtar teknolojilerinin bir kısmı biçimlendirir[5]. Güç çeviricileri biçime bağlı olarak genel olarak aşağıda belirtilen kapsamlı kategorilerde incelenebilir;

- 1- Doğru Akımdan Alternatif Akıma Çeviriciler (D.A. –A.A. konverter)
- 2- Doğru Akımdan Doğru Akıma Çeviriciler (D.A –D.A. konverter)
- 3- Alternatif Akımdan Alternatif Akıma Çeviriciler (A.A. –A.A. konverter)
- 4- Alternatif Akımdan Doğru Akıma Çeviriciler (A.A.. –D.A. konverter)

Çeviriciler diğer deyişle konverterler hızlı tekrar değerinde açılıp kapanan yarıiletken anahtarlar kullanılarak kaynaktan belirli bir düzeyde işlenmiş ve genlik ve frekans kontrolü yapılmış enerjiyi transfer eder[5,6]. Güç çeviricileri, çevirici içinde bulunan elemanların nasıl anahtarlandığına göre sınıflandırılacak olursa;

1- Hat frekanslı (doğal komütasyonlu) çeviriciler: Şebeke gerilimi yarı-iletken güç elemanlarının kesime gitmesini kolaylaştırır. Elemanlar ilettime geçtiğinde hat gerilim dalga şekline kilitlenir. Bu yüzden elemanlar 50 ya da 60 Hz' lik hat frekansında açılıp kapanarak anahtarlanırlar.

2- Anahtarlama (zorlanmış komütasyonlu) çeviriciler: Kontrol edilebilir anahtarlar hat frekansı ile karşılaştırıldığında, daha yüksek frekanslarda açılıp kapanırlar. Çevirici içindeki yüksek açma/kapama frekansına karşın, çevirici çıkışı ya D.A. ya da hat frekansı ile karşılaştırılabilir bir frekansta olabilir.

3- Rezonant ve yarı-rezonant çeviriciler: Kontrol edilebilir anahtarlar sıfır gerilimde ve /ya da sıfır akımda açılır kapanırlar.

1.2. Tezin Amacı

Bu tezin amacı, yarıiletken güç anahtarları ve güç elektroniği çevirici çeşitleri hakkında bilgi vermektir. Ayrıca güç elektroniği sistemlerinden güç çeviricilerinin giriş çıkış performansları benzetim modelleri yapılarak elde edilmiştir.

Sistemlerin modellenmesi yapılırken PSPICE ve MATLAB/Simulink benzetim programları kullanılmış ve sonuçlar kıyaslanmıştır.

1.5. Tezin Yapısı

Birinci bölümde tezin konusu hakkında genel bilgi verilerek amacı açıklanmıştır.

İkinci bölümde güç elektroniği devrelerinde kullanılan yarı iletken güç anahtarları incelenerek anahtarlama teorileri açıklanmıştır.

Üçüncü bölümde alternatif akımdan doğru akıma çevirici türlerinden bahsedilerek incelenmiştir. Kontrollü ve kontrolsüz doğrultucuların yapısı, kullanım alanları ve çalışma ilkeleri açıklanmıştır.

Dördüncü bölümde Doğru Akım-Doğru Akım Çeviriciler anlatılmıştır. Çevirici türleri tek tek ele alınarak çalışma ilkeleri, kullanım alanları belirtilmiştir.

Beşinci bölümde inverterler olarak bilinen Doğru Akım-Alternatif Akım Çeviriciler incelenmiştir. İnverter devreleri ve darbe genlik modülasyon tekniği incelenmiştir.

Altıncı bölümde Alternatif Akım- Alternatif Akıma çeviricilerin çalışma prensipleri, türleri tek tek incelenmiştir.

Yedinci bölümde güç elektroniği devrelerinden bir kısmı bilgisayar benzetimi yardımıyla modellenerek yapılan modeller kıyaslanmış ve teoriye uygunluğu incelenmiştir.

Sekizinci bölümde ve tezin son bölümünde yapılan çalışmalar sonunda elde edilen sonuçlar verilmiştir.

Eklerde ise benzetimde kullanılan bilgisayar programlarında yapılan modellerin komut satırları verilmiştir.

BÖLÜM 2

YARIİLETKEN GÜÇ ELEMANLARI

2.1 Giriş

Güç elektroniği devreleri ile güç dönüşümü anahtarlama teknikleri kullanılarak yapılır. Yarıiletken güç elemanları açık veya kapalı durumlu bir anahtar olarak kullanılır. Güç elektroniği devrelerinde amaç gücü denetlemek olduğundan, verimlilik büyük önem taşır. Bu yüzden, güç elektroniğinde anahtar biçiminde çalışan elemanlardan yararlanılmaktadır. Günümüzde bu elemanlar yarıiletken teknolojisiyle üretilmektedir[6].

Güç elektroniğinin başlangıcı 1957 yılında ilk tristörün (SCR) icadıyla başlar. 1970 yılına kadar tristör yalnızca endüstriyel uygulamalarda güç kontrolü için kullanılmıştır. 1970 yılından sonra yarıiletken güç elemanlarının çeşitli tipleri üretilmiştir.

Günümüzde var olan yarıiletken güç elemanları kontrol edilebilirlik derecelerine göre üç sınıfa ayrılabilirler;

1. Diyotlar; İletim ve kesim durumları güç devresi tarafından kontrol edilir.
2. Tristörler; Bir kontrol işaretiyle İletime girer fakat güç devresi tarafından kesime götürülür.
3. Kontrollü anahtarlar; Kontrol işaretiyle ilettime geçer ve kesime giderler[7].

Kontrollü anahtarlar sınıflandırmasında, iki kutup jonksiyonlu transistorler (bipolar junction transistors: BJT), metal-oksit yarıiletken alan etkili transistorler (Metal-oxide-semiconductor field effect transistor: MOSFET), yalıtılmış kapılı iki kutuplu transistor (Insulated gate bipolar transistors: IGBT), Kapıdan tıkanabilen tristör (gate turn off thyristors= GTO), çift yönlü kapı kontrollü tristör (bi-directional gate-controlled thyristor: TRIAK) gibi birkaç eleman olarak sayabiliriz.

İdeal karakteristiğe sahip bir güç elemanı aşağıdaki özellikleri içerir;

1. Büyük devrilme (breakdown) gerilimi
2. Düşük iletim-durumu gerilimi ve direnci
3. Hızlı ilettime ve kesime geçme (anahtarlama turn-on ve turn-off)
4. Büyük güç harcama kapasitesi

Güç elemanlarının gelişmesindeki önemli ilerlemelere rağmen bu özelliklerin tümüne sahip bir güç elektroniği elemanı mevcut değildir. Bütün eleman türlerinde devrilme gerilimleri ve iletim kayıpları arasında ters bir ilişki vardır. Hepsinin ortak özelliği, doğrusal olmayan gerilim-akım karakteristiklerine sahip olmalarıdır[6]. Çift kutuplu elemanlarda da iletim kayıpları ile anahtarlama hızları arasında ters bir orantı vardır.

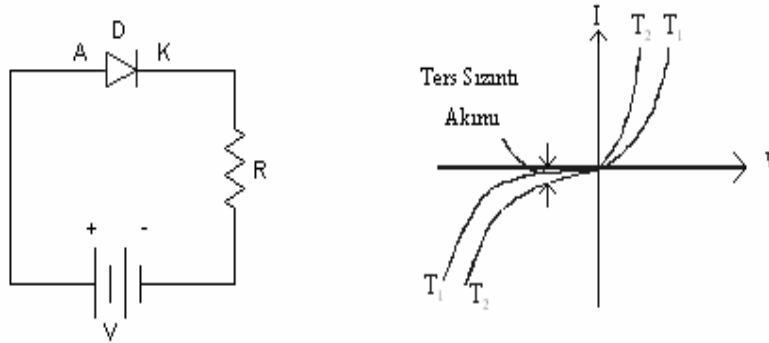
Yarıiletken güç elektroniği alanındaki ilerlemeler ve güç elektroniğinin uygulama alanının genişlemesi yeni çevirici topolojilerinin ortaya çıkmasına yol açmıştır. Bu yeni topolojiler ve uygulamalarını tanıyabilmek için öncelikle bu topolojileri oluşturan güç elektroniği elemanlarını incelemek gerekmektedir. Tezin bu bölümünde yarıiletken güç elektroniği elemanları ele alınacaktır.

Diyotlar, tüm yarıiletken elemanlarının en basitidir. Ayrıca diyot p-n jonksiyonu diğer güç yarıiletken elemanlarının temel yapı bloğudur. Bu nedenle ilk olarak diyot incelenecektir.

2.2 Diyotlar

Güç diyotları, anod ve katot olmak üzere iki terminalli p-n silikon jonksiyondan yapılmış en çok kullanılan güç doğrultma elemanlarıdır. Sadece bir tek yönde akım geçirebilen doğrusal olmayan iki uçlu devre elemanıdır[6]. Diyotlarda ileri yönde kutuplandığında uçlarında ileri yönde uygulanan küçük değerde bir gerilimle iletme geçer. Diyot ters yönde kutuplandığında ihmal edilebilecek derecede küçük bir sızıntı akımı, eleman üzerinden ters devrilme gerilimine ulaşıncaya kadar akar.

Diyotun kesime gitme, ters kutuplanma durumunda küçük bir sızıntı akımı aktığı ve iletme girdiği durumda ise küçük bir gerilim düşümü olduğu göze alınarak şekilde gösterilen karakteristik ele alınabilir.

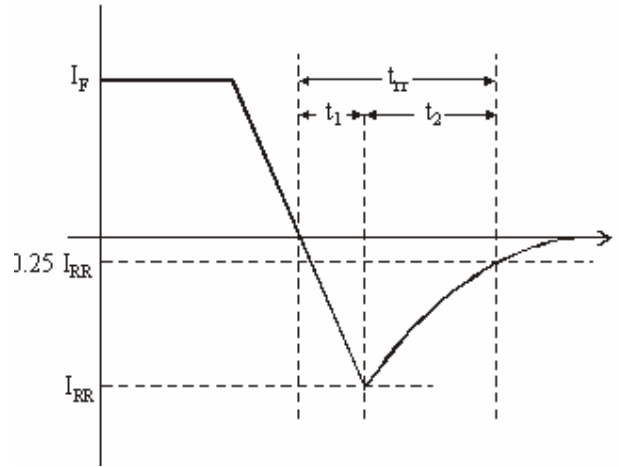


Şekil2.1 : Diyot I-V Karakteristiği

İletim durumunda, diyot ideal bir anahtar gibi düşünülebilir. Güç devresinde geçici rejime göre daha hızlı iletme geçer. Buna rağmen tıkama yönünde akım sıfıra düşmeden önce diyot üzerinden ters yönde bir akım akar. Bu ters sızıntı akımı diye adlandırdığımız akımın akmasıyla diodun negatif gerilimle durdurulabilmesi için gereklidir.

2.2.1 Kesim Dönüşümü

Diyotun kesimi ters gerilimi karşılayabilecek bir değerde PN jonksiyonunun yüklenmesi için negatif sızıntı akımını geçirir. Ters kesim aralığı boyunca diyot akımının zamanla değişimi şekil 2.2 de verilmiştir.



Şekil 2.2: Diyot Akımı

Şekil 2.2’de de görüldüğü gibi diyot akımının sıfıra düşmeden önce ters yönde t_{rr} süresi (ters toparlanma= recerse recovering) boyunca akar. Bu süre boyunca diyot uçlarındaki gerilim temelde sıfırdır.

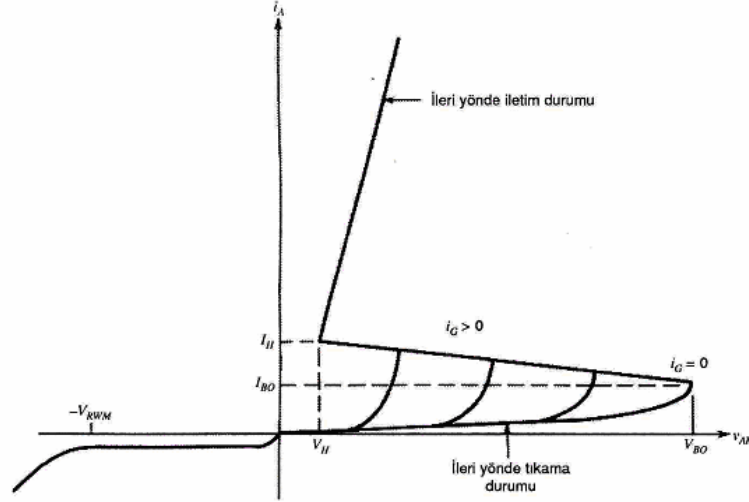
2.3 Tristörler (SCR=silicon controlled rectifier)

Tristörler, silikon kontrollü doğrultucu olarak adlandırılır ve basit olarak dört katmanlı, üç jonksiyonlu bir yarı iletken elemanlardır[7]. Anot, katod ve kapı (gate) olmak üzere üç terminale sahiptir.

Tristörleri basit olarak konverter sınıfı ve inverter sınıfı olarak sınıflandırmak mümkündür. Bu iki sınıf arasındaki farklılık ise inverter sınıfında kesime gitme süresi kısadır (birkaç mikrosaniye veya daha az). Konverter sınıfı tristörler inverter sınıfına göre yavaş tiptir ve doğal komütasyon uygulamalarında kullanılır. İnverter sınıfı tristörler ise zorlayıcı komütasyon uygulamalarında

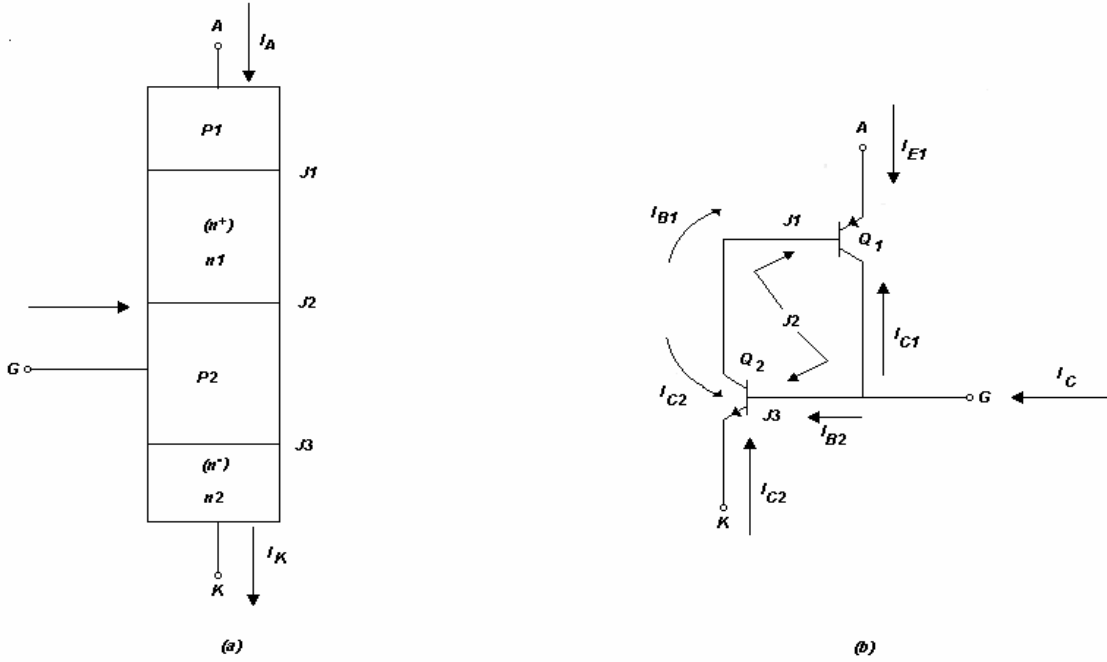
kullanılır. İnverter sınıfı tristörler dışarıdan komütasyonlu devrelerde kuvvetli bir akım tarafından kesime götürülür[6].

İleri yönde tristörün iki kararlı çalışma durumu vardır. Bu iki çalışma durumu arasında i-v karakteristiğinde negatif bir direnç olarak beliren kararsız bir çalışma durumu söz konusudur. Şekil 2.3’de tristörün akım-gerilim karakteristiği görülmektedir. Düşük akım, yüksek gerilim bölgesi ileri yön kesim durumuna ve düşük gerilim, yüksek akım bölgesi iletim durumuna karşılık gelir.



Şekil 2.3 Tristörün Akım-Gerilim Karakteristiği

Fiziksel bakış açısıyla tristörün çalışma mantığı şekil 2.4 a’da görülen tek boyutlu modelden kolaylıkla elde edilen ve birer pnp ve npn transistor den oluşan bir düşük frekans yaklaşık eşdeğer devresi de şekil 2.4 b ‘de görülmektedir.



Şekil 2.4 Tristörün Basitleştirilmiş Modelleri: (a) Tristörün Tek Boyutlu Modeli, (b) Tristörün İki Transistörlü Eşdeğer Devresi.

Ters yönde tıkama durumunda, anot gerilimi katoda göre negatiftir. Şekil 2.4 a' da görülen J_1 ve J_3 jonksiyonları ters, J_2 jonksiyonu ileri yönde kutuplanır. J_3 jonksiyonunun her iki yanındaki yoğun katkılama sonucu devrilme geriliminin düşük olması nedeniyle, J_1 jonksiyonu bu ters gerilime dayanabilmelidir.

İleri yön kesim durumunda J_1 ve J_3 jonksiyonları ters, J_2 jonksiyonu ileri yönde kutuplanır. Katmanlardaki katkılama yoğunlukları nedeniyle J_2 jonksiyonunun fakirleşmiş bölgesi n - katmanında (n_1 katmanı) oluşur. Böylece yine n^- bölgesi, bu kez ileri yönde tıkama durumunda, gerilim dayanımını belirlemektedir. Tristörler genellikle ileri yönde tıkama gerilimi V_{BO} , yaklaşık olarak ters yönde tıkama gerilimi V_{RWM} 'ye eşit olacak şekilde tasarlanırlar.

Tristörler katı hal güç elektroniği elemanlarının en eskilerindendir. Kontrol ucu (kapı-gate) ile iletme geçirilen ancak bu uç ile kesime götürülemeyen kilitlenme anahtarları olarak kullanılırlar. Tristörü ayrıcalıklı kılan temel özelliği şekil 2.3 de gösterilen i - v karakteristiğinde (anot akımı i_A 'nın , anot-katot gerilimi v_{AK} 'ya göre fonksiyonu) yatar. Tristör, ters yönde çıkış devrilme olayı oluşuncaya kadar çok küçük miktarda akım ileten, tıkama yönünde kutuplanmış bir diyot gibi davranır. İleri yönde tristörün iki kararlı çalışma durumu vardır. Bu iki çalışma durumu arasında i - v karakteristiğinde negatif bir direnç olarak beliren kararsız bir çalışma durumu söz konusudur. Düşük akım, yüksek

gerilim bölgesi ileri yön kesim durumuna ve düşük gerilim, yüksek akım bölgesi iletim durumuna karşılık gelir.

n_1 katmanındaki bu fazladan elektronların iki eşzamanlı etkisi vardır. Birinci olarak J_2 jonksiyonunun fakirleşmiş bölgesinin kalınlığı artacaktır, çünkü elemanları negatif uzay yükünü kısmen de olsa dengelemek için iyonize olmuş atomların ilave pozitif uzay yüküne ihtiyaç duyulur. Fakirleşmiş bölgenin n_1 katmanına doğru olan bu büyümesi pnp transistörün etkin baz kalınlığı azaltacak, dolayısıyla α_{pnp} 'nin artmasına neden olacaktır. İkinci olarak çoğunluk taşıyıcıların (elektronlar) pnp transistörün bazına enjeksiyonu (püskürtülmesi) deliklerin pnp transistörünün baz-emiter jonksiyonundan (p_1n_1 jonksiyonu) bu baz katmanına püskürtülmesine neden olur (uzay yükünün nötr olması gereği). Bu püskürtülen delikler bazın diğer yanında yayılırlar ve J_2 jonksiyonunun fakirleşmiş bölgesinden npn transistörün baz bölgesine süpürülürler. Bu delikler npn transistor ünün bazına olan elektron püskürtülmesinden daha büyük bir artışa neden olacaktır (çünkü deliklerin pozitif uzay yükü n_2 katmanındaki elektronları çeker). Bu püskürtülen ilave elektronlar, elektron püskürtülmesi için aynı çevirimden geçerler. Bu nedenle bu geri kazanımlı bir süreçtir.

Bu geri kazanımlı süreç tristörü iletim durumuna geçirir. Anot ve katot arasındaki yüksek akım miktarı sürekli bir geçit akımına ihtiyaç duyulmaksızın tristörleri doymada tutacak şekilde baz bölgesine yeterli miktarda taşıyıcı püskürtürler. Bu, tristörün kilitlenme davranışının çıkış noktasıdır[8].

2.3.1 Kesime Geçiş Süreci

Tristör iletim durumuna geçirildikten sonra kapı bağlantısının elemanın durumu üzerine herhangi bir kontrol işlevi söz konusu değildir. Özet olarak söylemek gerekirse, kapı tristörü kesime sokmak için kullanılamaz. Kesim, ancak bir dış devrenin anot akımını belli bir minimum süre için tutma akımının altına azaltılmasıyla sağlanır. Bu süre boyunca iç birleşmeler ve taşıyıcıların süpürülmesi beraberce BJT'lerin doymadan aktif bölgeye geçmesini sağlayacak şekilde birikmiş yüklerin yeter miktarda yok edilmesini sağlar. Bu oluştuğunda, tristörlerin geri kazanımlı bağlantısıyla eleman kesme gidecektir.

Standart bir tristörde negatif bir kapı akımı, katot bölgesi alanının geçit alanına göre çok büyük olması nedeniyle elemanı kesime geçirmeyecektir. Negatif kapı akımı aktığında şekil 2.6 'de görüldüğü gibi sadece yerel olarak kapı-katod (nnp transistörün baz-emiter) jonksiyonu ters kutuplanır. Negatif $\dot{I}_G$ 'nin neden olduğu p_2 bölgesindeki gerilim düşümleri BJT'nin kesime gitmesi sırasında oluşan emiter akım yığılmasına benzer bir şekilde katodun merkezine doğru bir akım yığılması sonucunu doğurur[8].

2.4 GTO (Gate Turn Off Thyristors =Kapıdan Tıkanabilen Tristör)

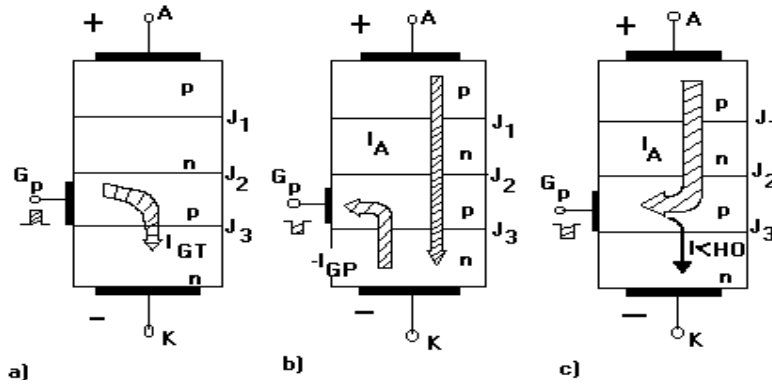
Normal tristörler güç elektroniği uygulamalarında hemen hemen ideal şalterler olarak kullanılır. Kapama yönünde birkaç bin volt değerindeki gerilimleri ve iletim yönünde ise birkaç bin ampere kadar çıkan akım değerlerini birkaç voltluk gerilim düşümü ile iletirler. En çok kullanımları, tristörün kapısına bir kontrol sinyali uygulayarak istenildiği anda iletime geçirilmeleridir. Bununla birlikte tristörlerin anahtarlama uygulamalarındaki kullanımlarını önleyen ciddi bir eksikliği vardır. Bir kontrol sinyali uygulayarak tıkamaya geçirilemezler. Bu tıkamaya geçirilme özelliğinin kazandırılması için eleman yapısında bazı değişiklikler yapılmalıdır.

GTO tristör (Gate Turn-Off thyristor), normal bir tristörde olduğu gibi p-n-p-n yapıya sahiptir fakat katot bölgesi, kapıya uygulanan pozitif bir akımın elemanı iletime sokacak ve kapıya uygulanan negatif bir akımın elemanı iletimden çıkaracak şekilde tasarlanmıştır. Sonuç olarak, sıradan bir tristörle karşılaştırsak, GTO tristör iki yolla iletimden çıkarılabilir:

a) Tristörde olduğu gibi, ileri akımını tutma akımı I_{H0} ' dan düşük bir değere azaltılmasıyla ,

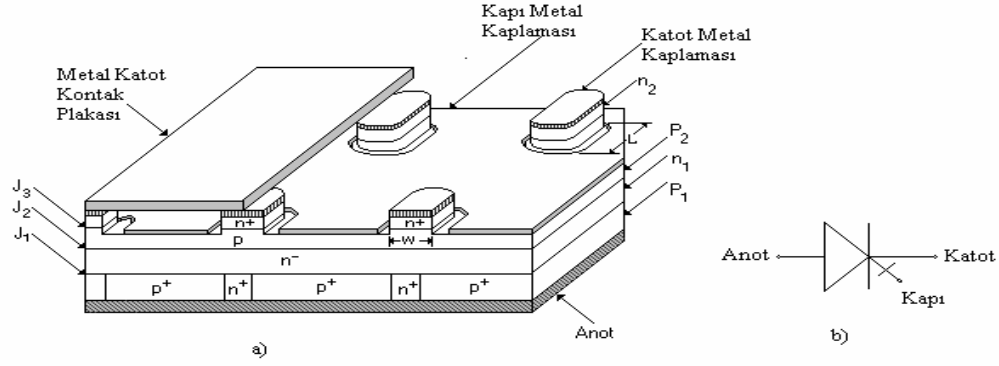
b) Kapıya negatif kapama akımının uygulanmasıyla.

Geriye kalan işlevler, özellikler, karakteristiği, normal tristör ile aynıdır.



Şekil 2.5. GTO Tristörün Çalışması

GTO inverterlerde, kıyıcı devrelerinde, elektronik anahtarlama ve diğer uygulamalarda kullanılmaktadır. GTO'nun avantajları, sıradan bir tristörü iletimden çıkarmayı kolaylaştıran komutasyon zamanını elde etmek için gerekli olan kıyıcı devrelerinde yardımcı endüktanslar ve kapasitelerin atılması olayına bağlıdır.



Şekil 2.6.GTO 'nun Düşey Kesit Perspektif Görünüşü ve GTO 'nun Devre Sembolü

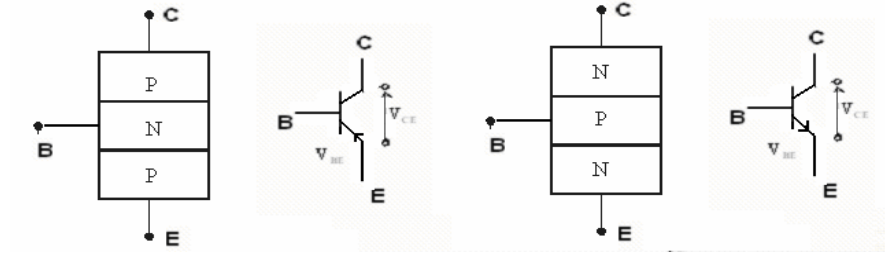
İletime girme ve serbest kalma süreleri bu elemanlar için genelde bir mikrosaniye mertebesinde. GTO' nun iletimdeki gerilim düşümü aynı büyüklükteki normal bir tristörle karşılaştırılırsa – GTO ' nun eşdeğer direncinin büyük olmasından dolayı – daha fazladır ve nominal akımdaki tipik değeri 3 volt mertebesinde. Kilitleme ve tutma akımları da yüksek değerdedir. İletimde iken anot akımı tutma akımı seviyesine kadar azalır, kristal yapıda akımın geçmediği izole adalar oluşabilir. Anot akımı tekrar artırıldığında ve kapı akımı bulunmaması halinde, akımın tekrar tüm yüzeye yayılmaması ihtimali vardır. Sonuçta, bölgesel ısınma sonucu eleman tahrip olabilir. Böyle bir sorunun meydana gelme olasılığı bulunan uygulamalarda, GTO'nun iletim süresince kapı akımının sürekli olarak geçirilmesi gerekir[8].

2.5 BJT (Bi-Polar Junction Transistors= Bipolar Jonksiyonlu Transistör)

Yüksek gerilim ve yüksek akım değerlerine sahip transistörler güç transistörleri olarak adlandırılırlar. Anahtarlama elemanı olarak kullanılan güç transistorleri saturasyon bölgesi içerisinde yüksek gerilim düşümü durumunda çalışır. Anahtarlama hızı Tristöre göre yüksektir. Transistörler D.A-D.A ve D.A-A.A çevirici devrelerinde paralelinde bir diyot bağlantısıyla kullanılır. Güç transistörlerini dört ana kategoriye ayırabiliriz;

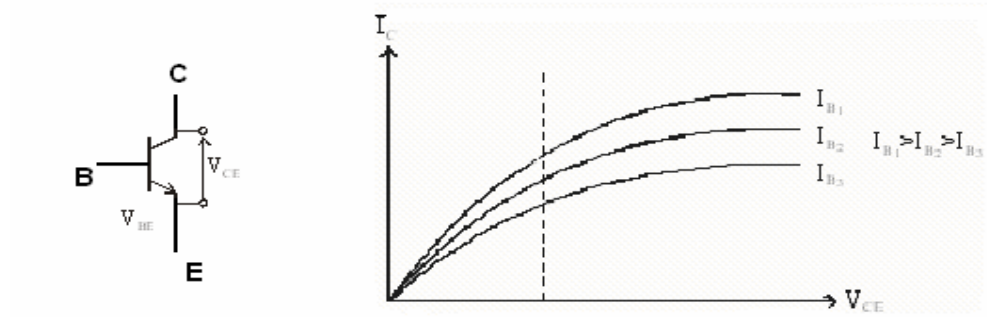
- 1- BJT (Bi-Polar Junction Transistors= Bipolar Jonksiyonlu Transistör)
- 2- MOSFET (Metal-Oxide Semi-Conductor Field Effect Transistors= Metal oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör)
- 3- IGBT (Insulated Gate Bi-Polar Transistors = Yalıtılmış Kapı Bipolar Transistör)
- 4- SIT (Static Induction Transistors= Statik İndüksiyon Transistörü)

BJT Güç transistörlerinin en geniş alanda kullanılan ve ideal anahtar yaklaşımı gösteren bir güç anahtarıdır. BJT üç katmanlı ve üç terminalli bir yarıiletken elemandır. Üç jonksiyondan oluşur. NPN ve PNP olmak üzere iki çeşit Transistör bulunmaktadır. Bu durum Şekil 2.7 de verilmiştir.



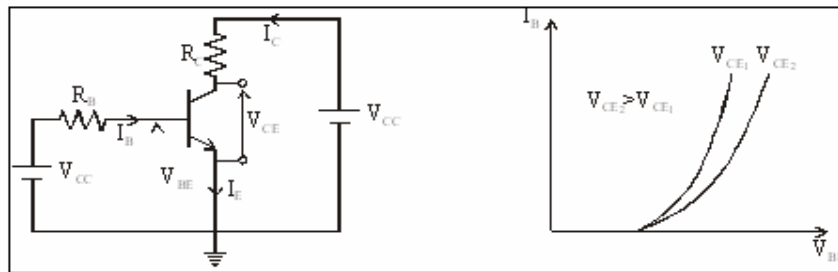
Şekil 2.7: Transistör Tipleri Ve Sembolleri

Üç terminali base, collectör ve emitter olarak adlandırılır. Bu üç terminalin farklı bağlantı şekilleri ile farklı uygulamalar meydana gelir. Şekil 2.8 da BJTnin sembolü ve I_C - V_{CE} karakteristiği verilmiştir.



Şekil 2.8 : BJT'nin Sembolü Ve I_C - V_{CE} Karakteristiği

Ortak emitter tabanlı bir uygulama şekil 2.9 de verilmiştir.



Şekil 2.9 : Ortak Emiterli NPN Transistorün Temel Devre Şeması ve I-V karakteristiği

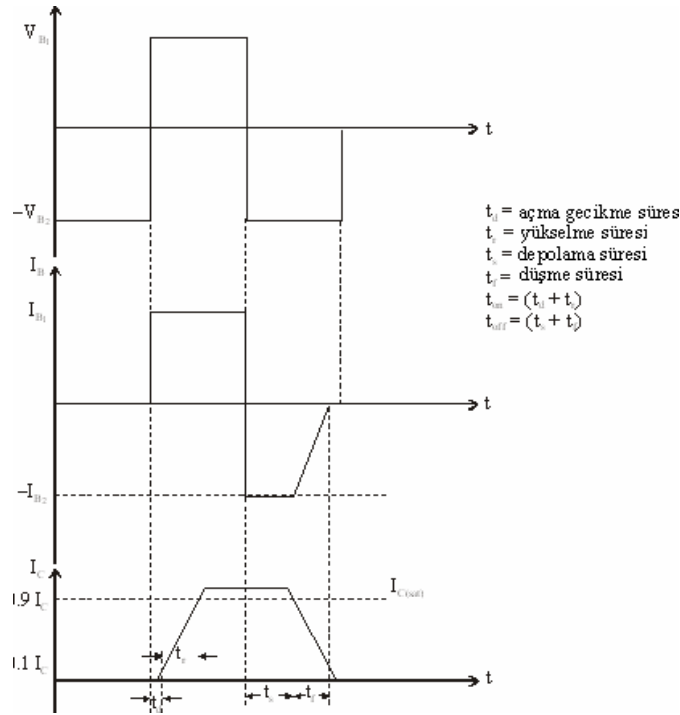
2.5.1 Anahtarlama Karakteristikleri

Transistör anahtar olarak kullanıldığında kesime gitme bölgesinde veya saturasyon bölgesinde çalışır. İletim bölgesinde Transistör doyuma yakın bir durumdadır veya doyum durumundadır. Transistör doğrusal bölgeden doyum durumuna geçerken kısmi doyum bölgesi oluşur. Burada Base akımı I_B nin artışı ile collector gerilimi V_{CE} azalır. Doğrusal bölgede V_{CE} nin değeri collector akımı I_C ye bağlıdır. Doyumda veya doyuma yakın çalışma için zorlanmış bir kazanç tanımlanır[8].

$$\text{Kazanç} = \beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (2.1)$$

Transistor ü doyuma götürmek için çok büyük base akımı I_B akımı gerekmektedir. Denklemden de anlaşılacağı gibi I_C akımı arttıkça kazanç azalacaktır. I_C akımının denklemini yazacak olursak;

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R} \quad (2.2)$$

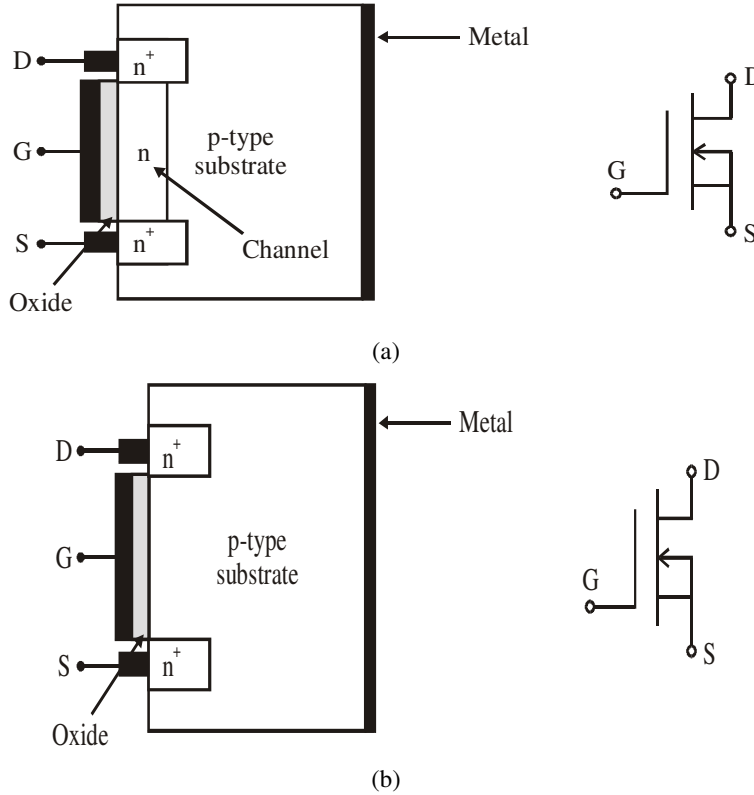


Şekil 2.10: BJT'nin Anahtarlama Süreleri

Şekilde transistörün anahtarlama süreleri görülmektedir. V_B giriş gerilimi ile birlikte V_{CE} dan V_{BE} değerine yükselir ve I_B 'de aynı zamanda I_{B1} değerine ulaşırken collector akımı I_C hemen bu duruma cevap vermez. t_d açma kesme süresi diye tanımladığımız zamanın geçmesi gerekir. Bu gecikme süresine V_{BE} (0.7V) geri besleme voltajı sağlandığında ulaşılmış olur.

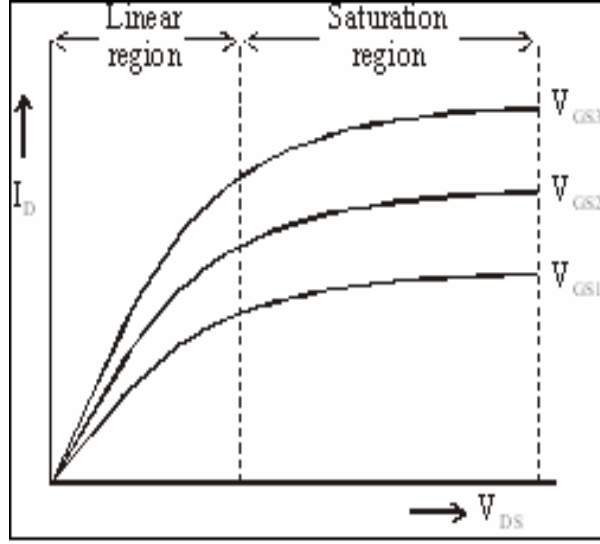
2.6 MOSFET (Metal-Oxide Semi-Conductor Field Effect Transistors= Metal oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör)

MOSFET 'in açılımı Metal oksit Yarıiletken Alan Etkili transistor dır. Küçük değerde bir kapı giriş gerilimi ile gerilim kontrollü bir elemandır. Yüksek frekanslı anahtarlamanın gerektiği MOSFET ler BJTLere göre kayıplarının daha az olması nedeniyle daha çok tercih edilir. Giriş empedansı transistor e göre büyüktür. MOSFET açma ve kapama bölgeleri olmak üzere iki bölgede çalışır. MOSFET'in anahtarlama hızı oldukça yüksektir. MOSFET'ler Kapı (Gate), Kaynak (Source) ve Akaç (Drain) olmak üzere üç terminalden oluşur. MOSFET'in genel yapısı ve sembolü şekil 2.11 de verilmiştir.

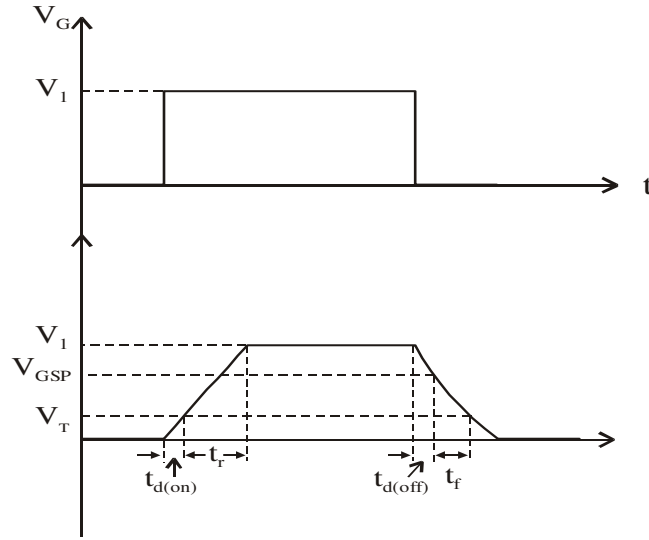


Şekil 2.11: a) N Kanal Tüketim MOSFET Yapısı ve Sembolü b) P Kanal Tüketim MOSFET Yapısı ve Sembolü

Şekil 2.11'de N kanal ve P kanal MOSFET' lerin fiziksel yapıları ve sembolleri verilmiştir. Şekil2.12 de verilen I-V karakteristiğinden de anlaşılaçağı gibi MOSFET gerilim kontrollü bir elemandır. Yeterli miktarda kapı geriliminin uygulanması ile ilettime girer ve kapı-kaynak gerilimi V_{GS} eşik değerinden düşük olduğunda açık anahtar özelliğı gösterir.



Şekil 2.12: N kanal MOSFET İçin I-V Karakteristiği

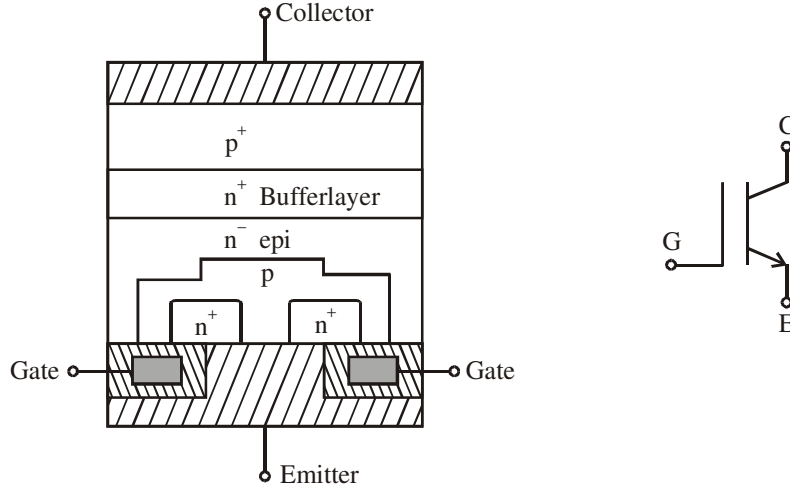


Şekil 2.13 MOSFET lerin Anahtarlama Süreleri

MOSFETlerin devamlı iletimde olması için kapı –kaynak geriliminin sürekli olarak uygulanması gerekmektedir. MOSFET iletim durumundan kesime veya kesim durumundan iletim durumuna geçerken Transistör gibi kapı akımı geçirmez. MOSFETlerin anahtarlama hızları yüksek olduğundan anahtarlama kayıpları da düşüktür[9].

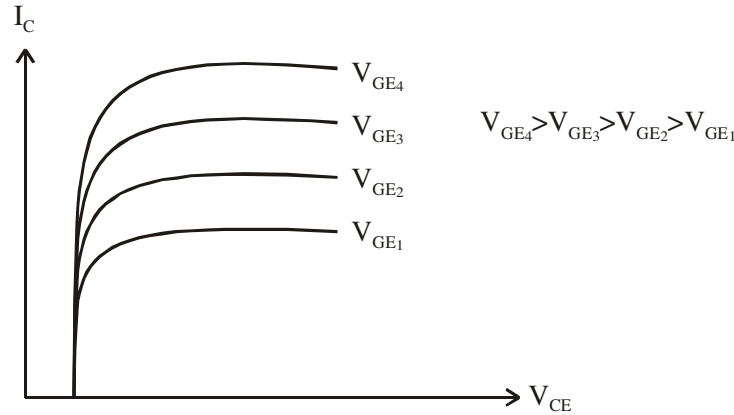
2.7 IGBT (Insulated Gate Bi-Polar Transistors = Yalıtılmış Kapı Bipolar Transistör)

IGBT'ler MOSFET ve BJT elemanlarının avantajlarını bir arada bulunduran gerilim kontrollü bir yarıiletken anahtardır. IGBT'ler BJT ye göre hızlı bir elemandır, ancak MOSFET kadar hızlı değildir. IGBT'ler yüksek akım, yüksek gerilim ve yüksek frekanslar için uygun bir elemandır.



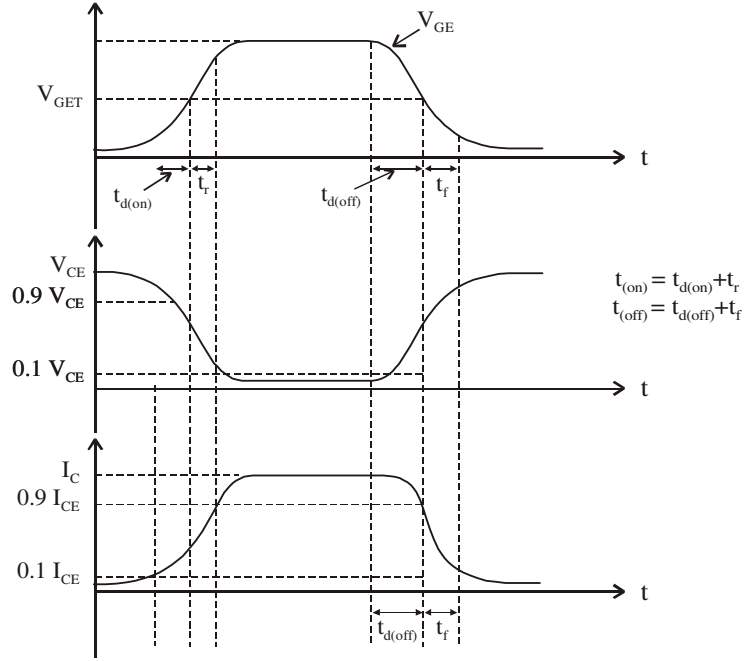
Şekil 2.14: IGBT' nin Yapısı ve Sembolü

Şekil 2.14 de IGBT' nin fiziksel yapısı ve sembolü verilmiştir. IGBT'nin sembolünde de görüldüğü gibi üç terminalden oluşur ki bunlar: kapı (gate) , kolektör (collector) ve emiter (emitter) 'dir.



Şekil 2.15: IGBT için I-V Karakteristiği

IGBT elemanını ilettime geçirmek için MOSFET'e benzer olarak küçük bir enerjinin uygulanması yeterli olacaktır. IGBT elemanı yine aynı MOSFET' e benzer yüksek giriş empedansa sahiptir. Şekil 2.15 de IGBT elemanının I-V karakteristiği verilmiştir.



Şekil 2.16: IGBT 'nin Anahtarlama Karakteristiği

Şekil 2.16 da IGBT' nin anahtarlama karakteristiği verilmiştir. IGBT 'ler Kapı-emiter gerilimi V_{GE} ile kontrol edilirler. IGBT elemanları daha çok A.A ve D.A motor sürme devreleri, güç besleme devreleri gibi orta güçlü uygulamalarda kullanılır[9].

Tablo 1 ' de güç anahtarlarının birbirlerine göre karşılaştırmalı olarak özellikleri tablo halinde verilmiştir[10].

	Verilen Gerilim Düşümü için Akım Yoğunluğu	Anahtarlama Kayıpları	Sürme Karmaşıklık	Sürme Değerlerinin Tipi	Emniyetli Kullanım Alanı	Koruma Karmaşıklık	Gerilim Limitleri
MOSFET	Yüksek Gerilimlerde Düşük	Oldukça Düşük	Düşük	Gerilim	Geniş	Düşük	Düşük
IGBT	Yüksek, Küçük Anahtarlama Hızına Bağlı Olarak	Düşükten Ortaya, İletim Kayıplarına Bağlı Olarak	Düşük	Gerilim	Geniş	Düşük	Yüksek
BJT	Orta, Ağır Anahtarlama Hızı İle	Ortadan Yükseğe	Orta	Akım	Dar	Düşük	Orta
MCT	Oldukça Yüksek	Yüksek	Düşük	Gerilim	Dar	Yüksek	Orta
GTO	Oldukça Yüksek	Yüksek	Yüksek	Akım	Dar	Yüksek	Oldukça Yüksek
SiTH	Yüksek	Yüksek	Yüksek	Akım	Dar	Yüksek	Orta

Tablo 1: Güç Anahtarlama Elemanlarının Karakteristiklerinin Karşılaştırmalı Tablosu

BÖLÜM 3

ALTERNATİF AKIMDAN DOĞRU AKIMA ÇEVİRİCİLER

3.1 Giriş

Çoğu güç elektroniği uygulamasında, elektrik şebekesinden sağlanan 50 ya da 60 Hz.'lik sinüzoidal alternatif gerilim, önce doğru gerilime çevrilir. Doğrultucular alternatif gerilimi doğru gerilime çeviren cihazlardır[11]. Alternatif akım doğru akım çeviricilerini kullanan anahtara göre kontrollü veya kontrolsüz çevirici olarak adlandırılır.

Kontrolsüz çeviricilerde anahtar olarak diyot kullanılır ve a.a. girişini kontrolsüz bir biçimde D.A.'a çevirmektedir. Güç akışı sadece şebeke A.A. tarafından D.A. tarafınadır. Güç elektroniği uygulamalarının çoğunluğunda; ayarlı D.A. güç kaynakları, A.A. motor sürme sistemleri, D.A. servo sürme sistemleri ve benzeri uygulamalarda bu tip kontrolsüz çeviriciler kullanılmaktadır.

Kontrolsüz çeviricilere karşın akümülatör doldurma devreleri ve bir grup D.A. ve A.A. motor sürme sistemleri gibi bazı uygulamalarda D.A. geriliminin kontrol edilebilir olması gereklidir. A.A. 'nın kontrollü D.A.' ya çevrilme işi şebeke frekanslı faz kontrollü çeviricilerde kullanılan tristörler yardımıyla gerçekleştirilir. Anma gerilimi ve akımı yüksek ve daha iyi kontrol edilebilir anahtarların geliştirilmesi nedeniyle tristörlü çeviricilerin günümüzde kullanımı üç fazlı yüksek uygulamalarla sınırlanmıştır. Özellikle yüksek güçlü A.A ve D.A. tarafları arasında güç akışının her iki yönde de kontrolün sağlanması istendiği uygulamalarda geçerlidir. Bu tip uygulamalara örnek olarak yüksek gerilimli D.A. güç iletiminde kullanılan çeviriciler ve D.A. motor ve geri kazanım kapasiteleri olan A.A. motor sürme sistemleri gösterilebilir.

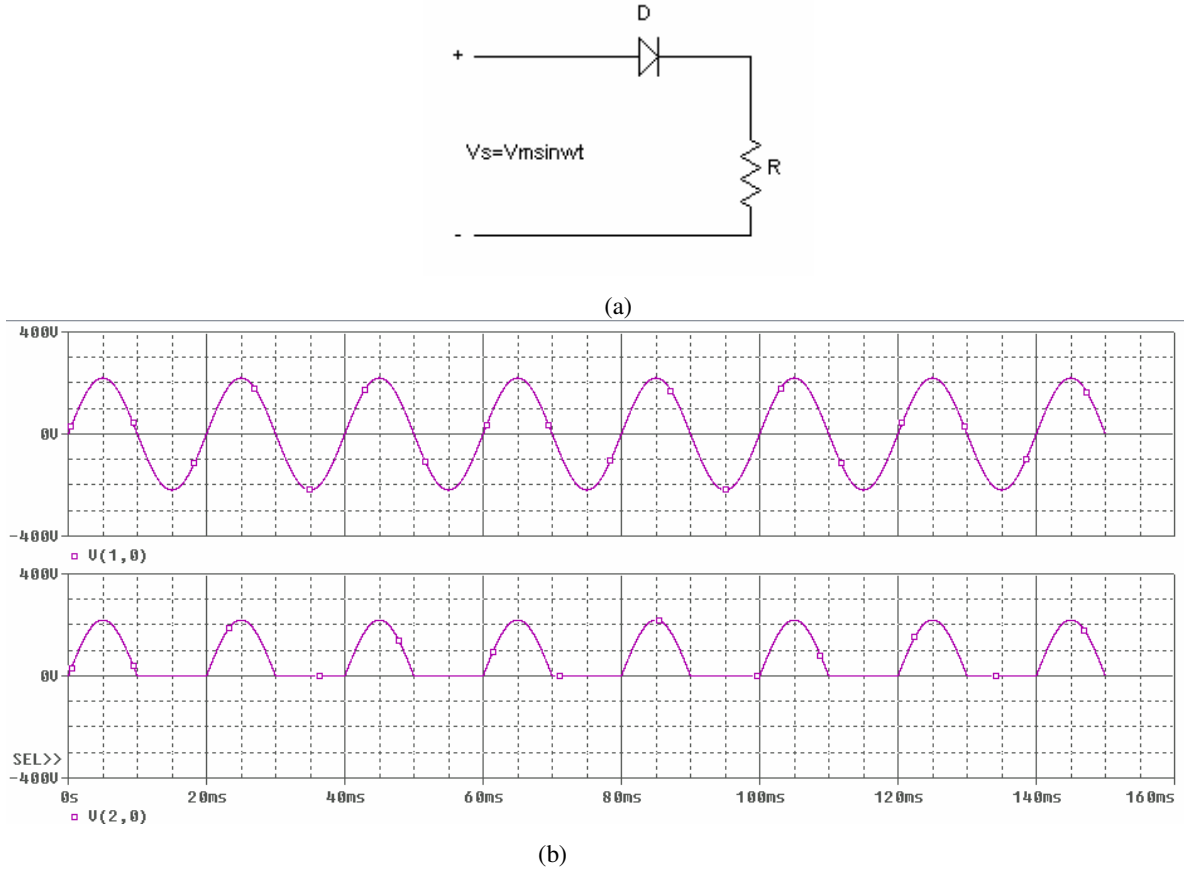
Bu tezde öncelikle diyot kullanılan çeviriciler incelenecektir.

3.2 Diyotlu Doğrultucular

Eğer kullanılan elemanlar kontrol edilmeyen elemanlar ise böyle devreler kontrolsüz doğrultucu devrelerdir[11]. Diyotlu doğrultucular A.A girişini kontrolsüz bir biçimde D.A .'a çevirirler ve kontrolsüz doğrultucular olarak adlandırılırlar. Bu tür doğrultucularda güç akışı A.A.'dan D.A .'a doğrudur. Ayarlı D.A. kaynağı, A.A. motor sürme sistemleri, D.A. servo sürme sistemleri gibi uygulama alanlarında diyotlu doğrultucular kullanılır.

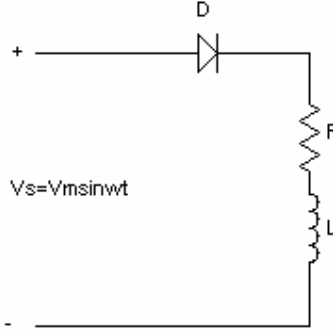
3.2.1. Yarım Dalgı Diyotlu Doğrultucular

Şekil 3.1 de en temel yarım dalgı diyotlu doğrultucu devre şekli ve dalgı formu verilmiştir. Kaynak periyodu 2π ve V_m maksimum değeri de sinüs dalgı formundadır. Ve omik yük üzerinde çıkış dalgı formu şekil 3.1 de verilmiştir.

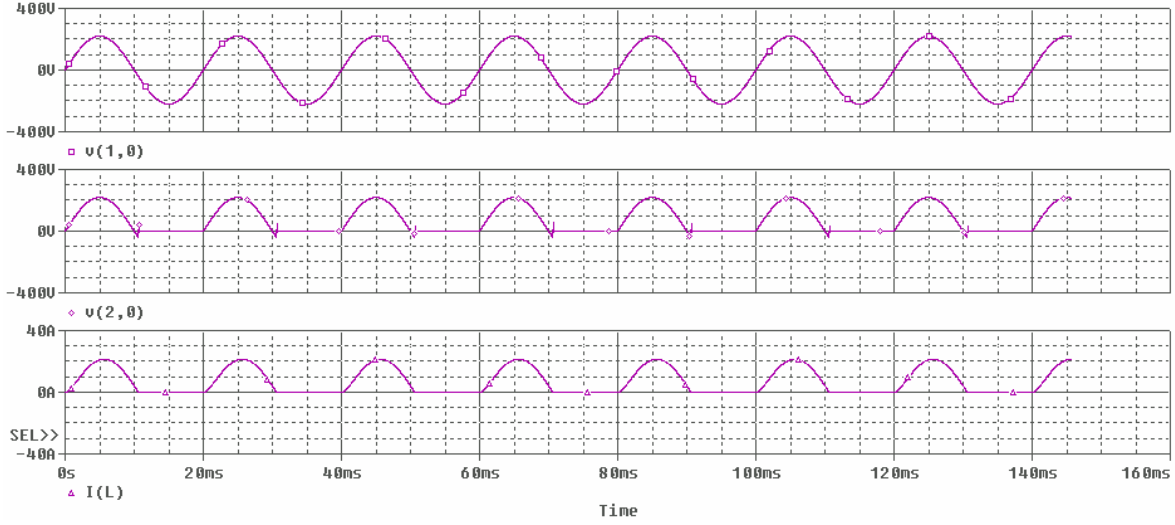


Şekil 3.1: (a) Omik Yüklü Temel Diyot Doğrultucu Devre Şeması (b) Yük Karakteristiğı ve PSPICE Benzetim Sonucu

Şekil 3.1 de çıkış gerilimin dalgı formu verilmiştir. Yük omik olduğı için çıkış akım dalgı formu gerilim dalgı formunun aynısıdır. Aynı devreyi indüktif yükle inceleyecek olursak; yukarıdaki devrede omik yük indüktif yük ile değıştirilmiştir. Şekil 3.2 de devre şeması ve giriş çıkış karakteristiğı görölmektedir.



(a)



(b)

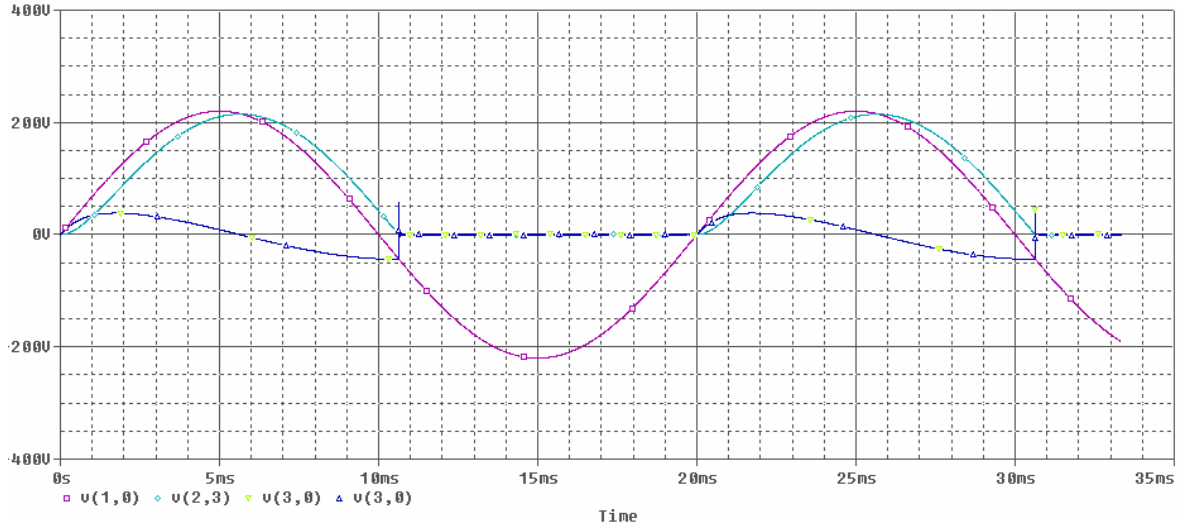
Şekil 3.2 : (a) İndüktif Yüklü Temel Diyot Doğrultucu Devre Şeması (b) Yük Karakteristiği ve PSpice Benzetim Sonucu

$t=0$ anında kaynak gerilimi pozitifdir ve diyot iletimdedir. Ve yük üzerinde bir akım akar. Akan I_L yük akımı sonrası indüktans üzerinde $V_L = L \cdot di/dt$ denklemleriyle ifade edebileceğimiz bir gerilim görülür.

$$V_i = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

Oluşan akım ve gerilim dalga şekli yukarıda şekil 3.2 de verilmiştir. Kaynak geriliminin aşağıdaki şekil 3.3de görüldüğü gibi direnç üzerindeki gerilim V_R den küçük olmaya başladığı t anından itibaren indüktansın etkisi olarak akım yön değiştirir. Kaynak geriliminin sıfır olduğu t zamanında gerilim sıfır olmasına rağmen akım hala pozitifdir. Ve indüktans üzerinde depolanan akımdan dolayı diyot hala iletimdedir. Akımın sıfıra ulaştığı anda diyot kesime gider. Ve kaynak gerilimi pozitif olana kadar yani periyot sonuna kadar diyot kesimdedir. Yukarıda denklem de indüktans gerilim denklemi verilmiştir. Akım denklemi aşağıda denklem de verilmiştir.

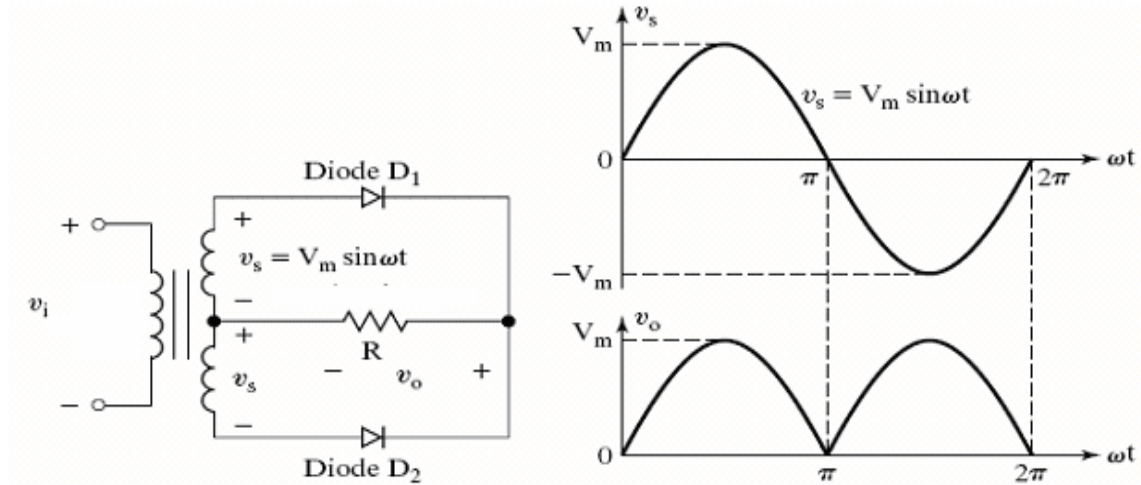
$$i(t) = \frac{1}{L} \int VLdt \quad (3.2)$$



Şekil 3.3: İndüktif Yüklü Temel Diyot Doğrultucu İçin Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga şekilleri

3.2.2 Tek Fazlı Tam Dalga Diyotlu Doğrultucular

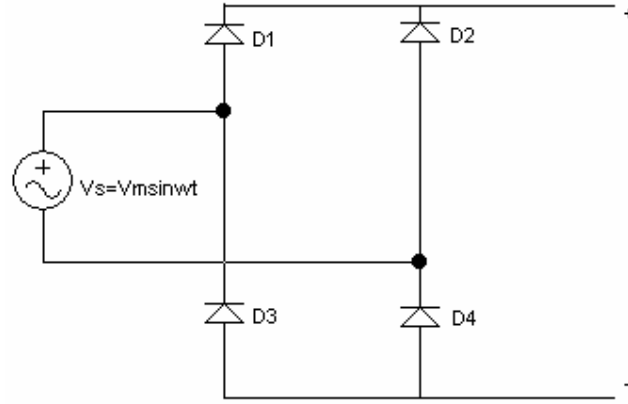
Tam dalga doğrultma, dört adet diyot kullanılarak bir köprü doğrultucu veya iki diyot kullanılarak sekonderi orta uçlu bir transformatör ile sağlanabilir. İlk olarak şekil 3.4 de sekonderi orta uçlu bir transformatörlü doğrultucu devre şeması ve çıkış karakteristiği verilmiştir.



Şekil 3.4: Orta Uçlu Bir Transformatörlü Doğrultucu Devre Şeması ve Giriş-Çıkış Karakteristiği

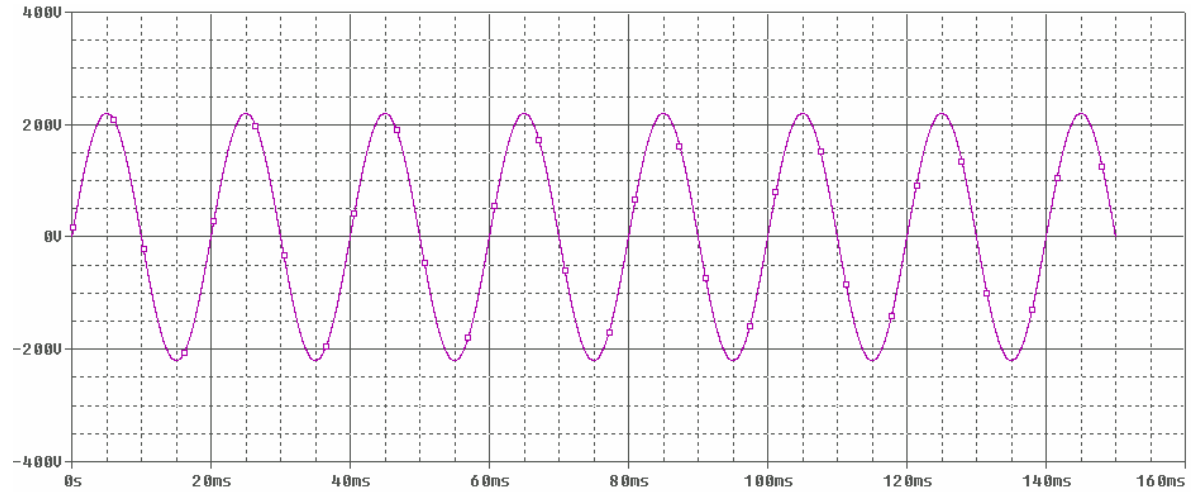
Yukarıdaki şekil 3.4 de orta uçlu bir transformatörlü doğrultucu devre şeması ve çıkış karakteristiği verilmiştir ve görüldüğü gibi çıkış dalga işareti incelendiğinde giriş işaretinin negatif

yarım dalgasının çıkış dalga formunda pozitif olduğu görülmektedir. Aynı şekilde köprü diyot doğrultucu devreyi inceleyelim.



Şekil 3.5: Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu Devre Şeması

Yukarıdaki devrede tam dalga köprü diyot doğrultucunun devre şeması verilmiştir. Şekil 3.5 de verilen tek faz tam dalga köprü diyot doğrultucu devre için yük ve işaretleri şekil 3.7 de verilmiştir.

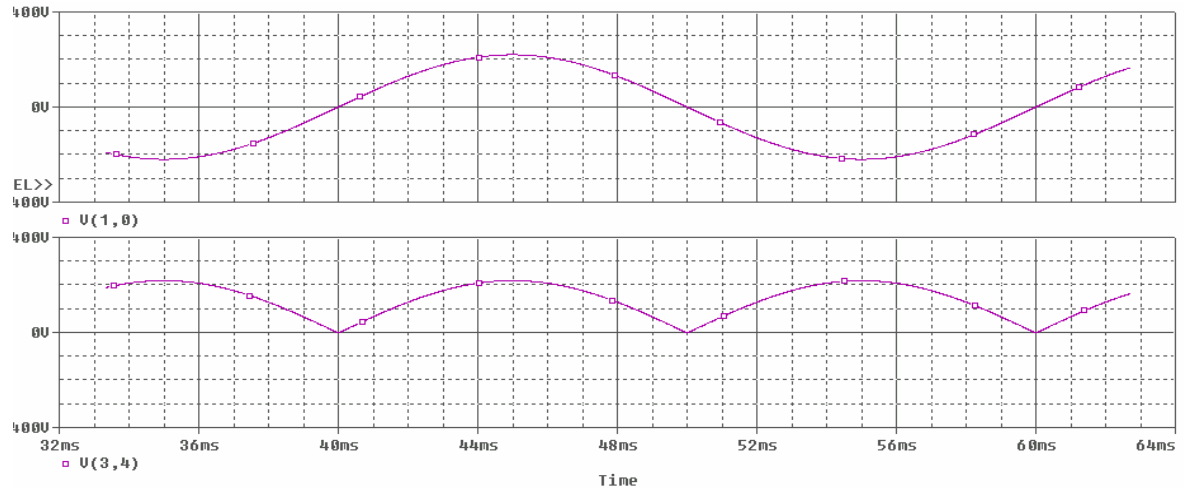


Şekil 3.6: Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu Giriş İşareti

Şekil 3.5 'de verilen Tam dalga köprü diyot doğrultucu Şekil 3.6 ' verilen şebeke gerilimi uygulandığı zaman pozitif yarım dalgada D1 ve D4 diyotları ilettime girer ve yük üzerinden pozitif

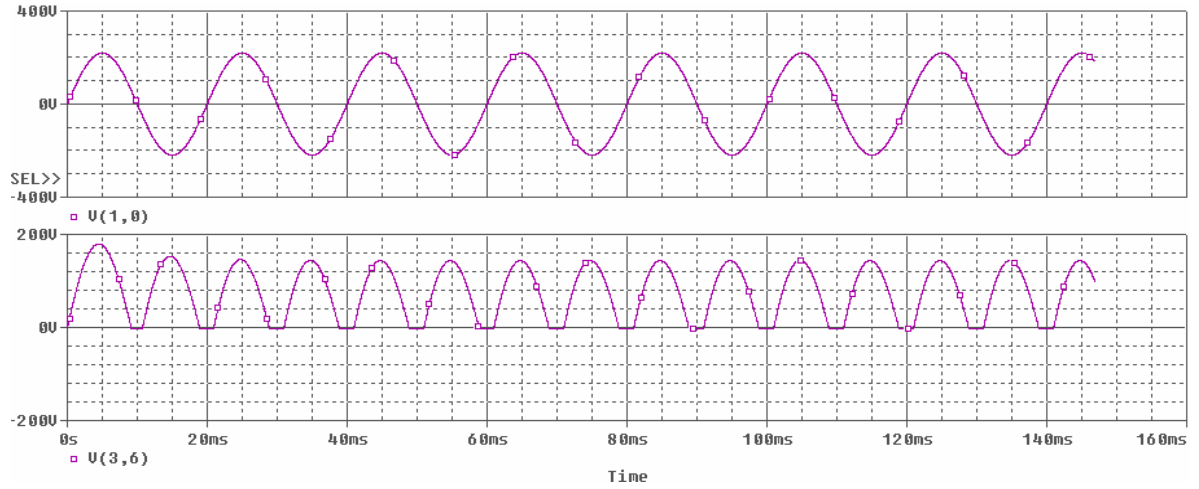
yönde akım akar. Giriş kaynağının negatif yarım dalgasında ise D3 ve D2 üzerinden devre tamamlanır ve akım yük üzerinden yine pozitif yönde akım akar. Yük akımı hem pozitif yarım dalgada hem de negatif yarım dalgada tek yönlü akıma dönüşür. Yük üzerinde gerilim her iki yarım dalgada da pozitif yönde olur.

Şekil 3.5 (a)'da verilen devre için giriş çıkış işaretleri şekil 3.7'de verilmiştir.



Şekil 3.7: Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu İndüktif Yük İçin Giriş ve Çıkış İşareti

Şekil 3.5 de ki devrenin kaynak tarafında yer alan indüktansın etkisini isse şekil 3.8 de görmemiz mümkündür. Giriş gerilimi 220V 50Hz sinüzoidal bir sinyaldir. Yük olarak $R=0.5\Omega$ ve $L=6.5\mu H$ olmak üzere indüktif yük alınmıştır. Ara devrede kullanılan $R_s=0.5\Omega$, $L_s=4\mu H$ ve $C=100\mu F$ olarak alınmış ve şekil 3.6 da gösterilen tüm devrelere bu değerler uygulanmıştır.

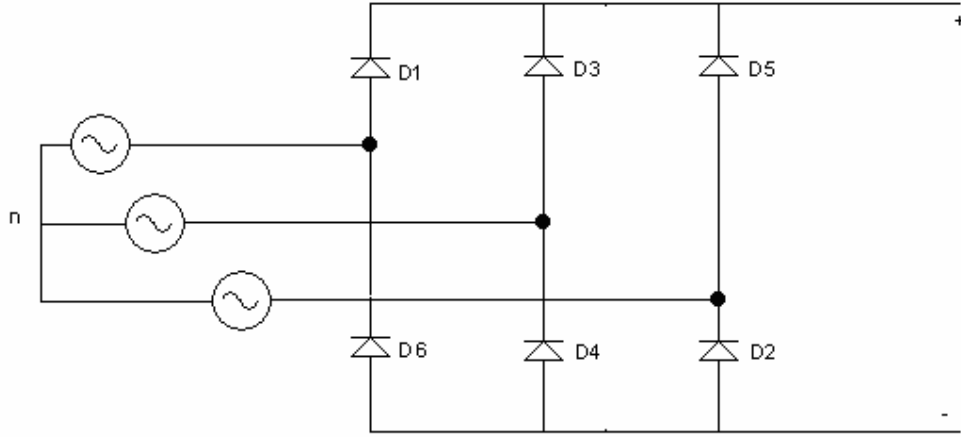


Şekil 3.8: Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu İndüktif Yük İçin Kaynak Tarafındaki İndüktansın Etkisi İle Giriş Ve Çıkış İşareti

Şekil 3.8 incelenecek olursa kaynak tarafında yer alan R-L yükün etkisi şekilde görülmektedir. Giriş geriliminin pozitif yarısında D1 ve D4 diyotları üzerinden akım akar ve giriş gerilimi çıkışın üzerinde görülür. Giriş gerilimi negatif yarıma geçtiğinde ise diğer diyot grubu D2-D3 üzerinden yüke aktarılır. Her iki diyot grubundan akan akımın polaritesi aynı ve pozitifdir. Şekil 3.5 de verilen devreye uygun olarak yapılan benzetim sonucu çıkış işareti şekil 3.7 de görüldüğü gibi kaynak işaretinin negatif yarısının doğrultulmuş formudur. Şekil 3.8 incelendiğinde ikinci grup diyotlar devreye girerken kaynak tarafında yer alan L_s 'in etkisi ile yük üzerindeki akım negatif bölgede bir süre akmaya devam etmiştir ve gerilim bir süre negatif değerde kalmıştır.

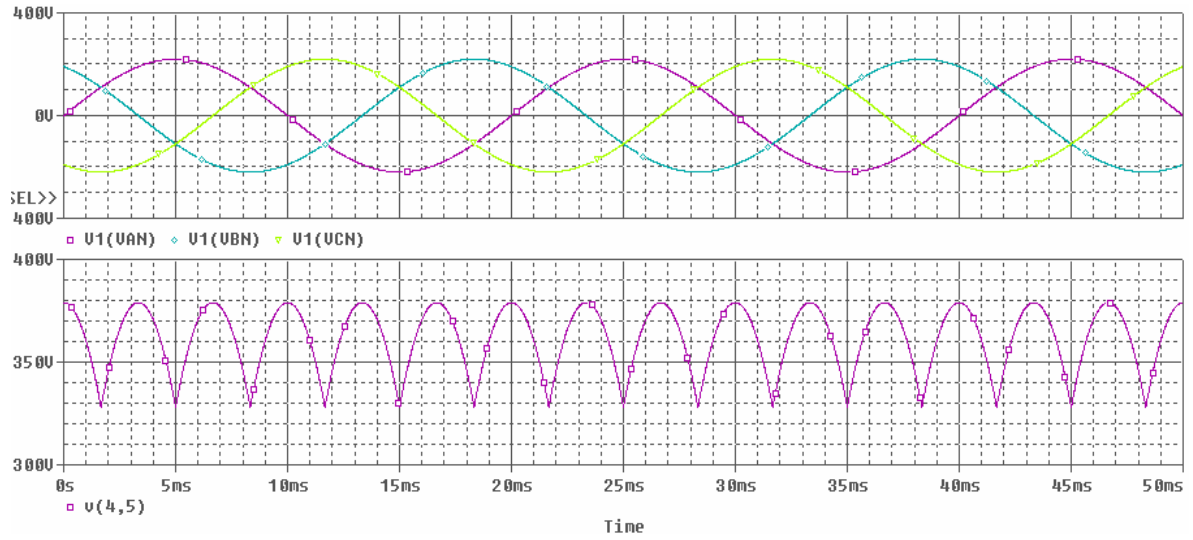
3.2.3. Üç Fazlı Tam Dalga Köprü Doğrultucular

Üç fazlı alternatif gerilimlerin olduğu sistemlerde üç faz tam dalga doğrultucu devrelerinin kullanımı bir faz tam dalga doğrultuculara göre daha düşük harmonikli dalga biçimleri ve daha yüksek güç oluşturma kapasiteleri nedeniyle tercih edilir. Devre şeması şekil 3.9 de verilmiştir.



Şekil3.9:Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu

Şekil 3.9da verilen devre için giriş çıkış işaretleri şekil 3.10 da verilmiştir.

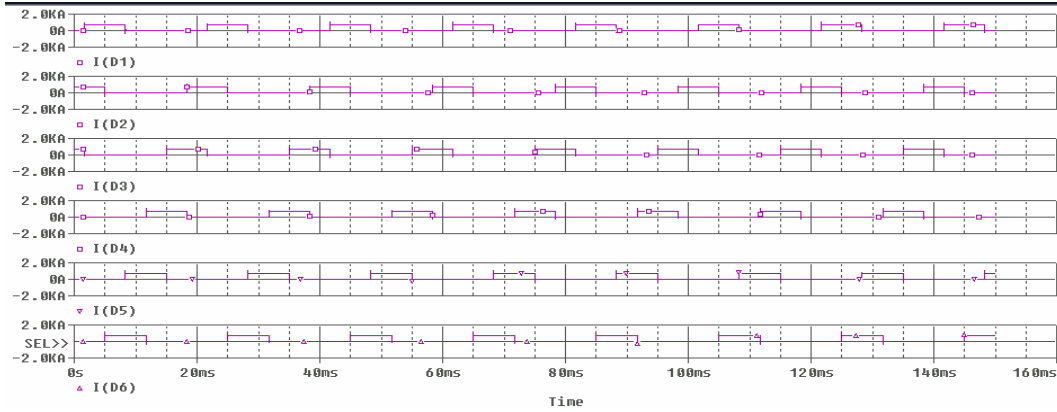


Şekil 3.10: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu Devrenin Giriş ve Çıkış İşareti

Üç fazlı tam dalga köprü doğrultucular çıkış gerilimi üzerinde 6 darbeli dalgalar üretir ve dönüşümü yaparak işlem yaparlar. Diyotların her biri 120 derece ile düzenlenir ve bağlantı dizim sırasına göre numaralandırılır. Diyotlar için bağlantı sırası D1-D2,D2-D3,D3-D4,D4-D5,D5-D6,D6-D1 şeklindedir.

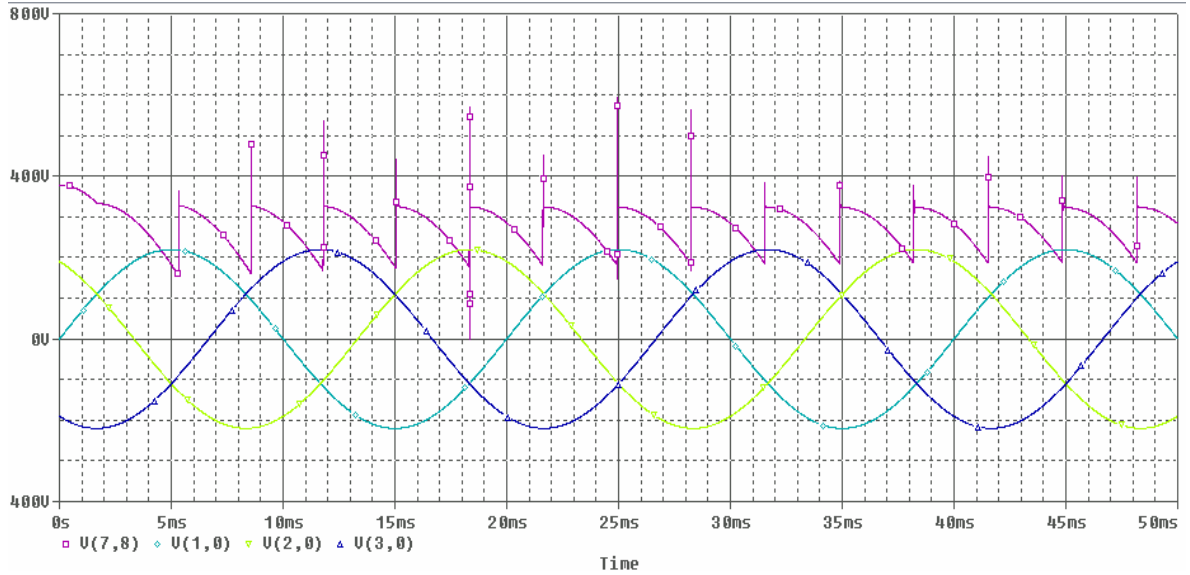
Üç fazlı tam köprü diyot doğrultucuların analizi tek faz köprü doğrultucuların analiziyle aynıdır. Yukarıda üç faz kaynak geriliminin dalga şekli verilmiştir. Üç faz köprü doğrultucu devrenin analizi tek faz köprü doğrultucu devrenin analizine benzer şekildedir.

Yukarıdaki şekil 3.10 da giriş çıkış dalga şekilleri incelendiğinde hat frekansının her bir periyodunda çıkış geriliminin altı parçadan oluşur. Her bir diyot 120° 'lık açıyla iletme girer. Diyotların üzerinden geçen akımların dalga formu aşağıda şekil 3.11 da verilmiştir.



Şekil 3.11: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu İçin Diyot Akımlarının Dalga Formu

Aynı devre üzerinde A.A kaynağında L_s in olması durumunda çıkışa olan etkisini inceleyecek olursak; giriş çıkış işaretleri şekil 3.12'de verilmiştir.



Şekil 3.12: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu Devrenin A.A. Kaynağı Tarafında Yer Alan L_s 'in Etkisi İle Giriş ve Çıkış İşareti

Şekil 3.12 deki devrenin şekil 3.16 den farkı A.A tarafında indüktans L_s dir. Yük üzerinde $L_s=0$ iken A fazı için Van gerilimi görünürken L_s o'dan farklı olduğu zaman;

$$V_d = V_{AN} - V_{Ls} \quad (3.3)$$

Olur.

3.3 Faz Kontrollü Doğrultucular (Çeviriciler)

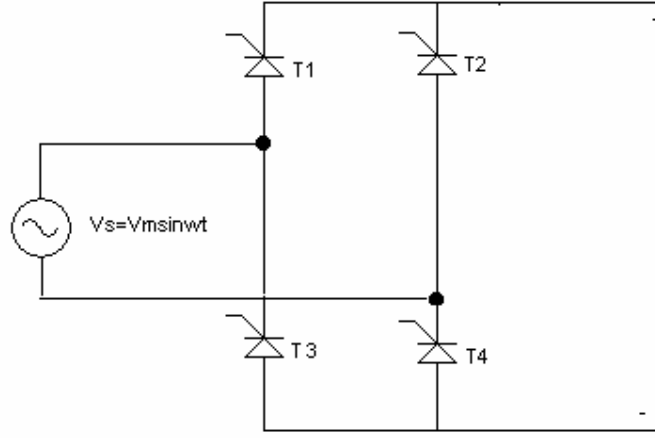
Bölüm 3.2.2 de kontrolsüz doğrultucuların incelenmiştir. Doğrultucu devrelerinde kontrolü sağlayan eleman olarak tristör kullanılır[11]. Kontrolsüz çeviricilere karşın akümülatör doldurma devreleri ve bir grup D.A. ve a.a. motor sürme sistemleri gibi bazı uygulamalarda D.A. geriliminin kontrol edilebilir olması gereklidir. A.A 'ın kontrollü D.A. 'a çevrilme işi şebeke frekanslı faz kontrollü çeviricilerde diyot yerine tristör kullanılması ile olur. Anma gerilimi ve akımı yüksek olduğundan tristörlü çeviriciler üç fazlı, yüksek güçlü uygulamalarla sınırlandırılmıştır. Bu tür devrelere tristörün iletme girmesi şebeke geriliminin dalga şekline ve kontrol girişlerine bağlıdır. Yani Tristörler arasında ki komütasyon kaynak geriliminin dalga şekline bağlı olarak doğal olarak gerçekleşir.

Faz kontrollü çeviriciler kaynak faz sayısına göre iki grupta sınıflandırılabilir;

1. Tek fazlı çeviriciler
2. Üç fazlı çeviriciler

3.3.1 Tek Fazlı Çeviriciler

Şekil 3.13 de tek faz tam dalga tristörlü (faz kontrollü) çevirici devre şeması verilmiştir. Bu devrenin analizi de bölüm 3.2 de diyotlu doğrultucuların analizine benzer. İki devre arasındaki fark faz kontrollü devrelerde diyot yerine tristör (SCR) kullanılmaktadır. Bölüm ikide yarıiletken güç elemanları hakkında genel bilgi verilmiş yarıiletken elemanların iletme girme ve kesime gitme prensipleri anlatılmıştır. Tekrar bu bölümde Tristörün çalışma prensipleri hakkında bilgi verilmeyecektir.



Şekil 3.13: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici Devre Şeması

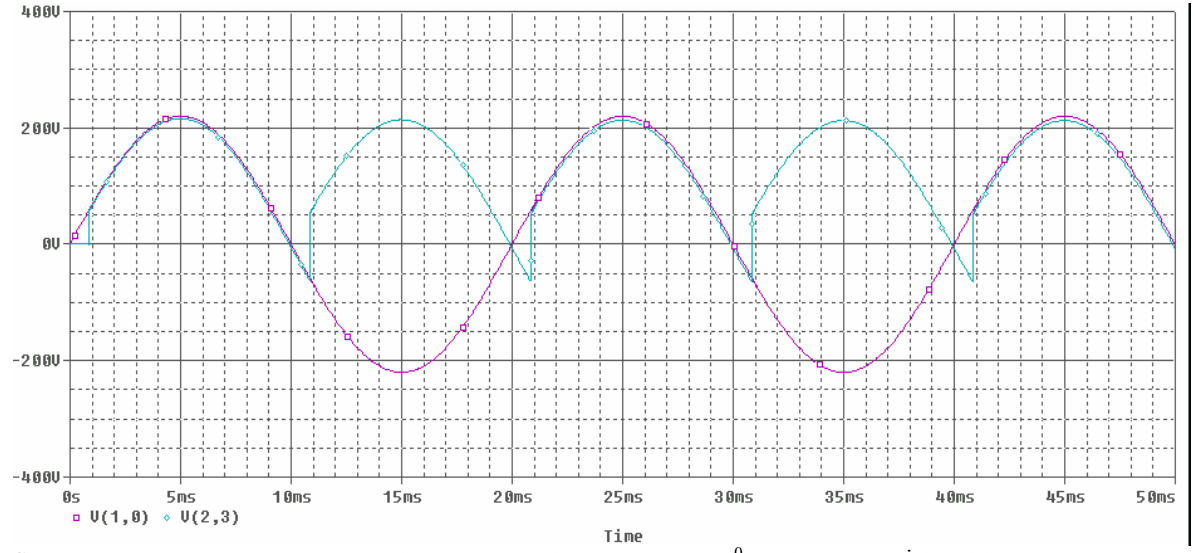
$t=0$ anında kaynak gerilimi pozitif iken birinci tristör grubunda T1 ileri yönde kutuplanırken T3 tıkama yönünde kutuplanır. İkinci grup tristörlere ise kaynağın negatif ucu bağlıdır ve T4 iletim yönünde kutuplanırken T2 tıkama yönünde kutuplanır. T1 iletim yönünde kutuplanır ancak gecikme açısı α anına kadar iletime geçmez. Bu ana kadar yük akımı sıfır gözükür. $\omega t = \alpha$ olunca yük akımı T1-T4 tristör grubu üzerinden devreyi tamamlar. Kaynak geriliminin negatif yarım periyodunda ise tristörlerin kutuplanma durumu pozitif durumun aksi şeklindedir. Kaynak geriliminin negatif olmasıyla T1-T4 tıkama yönünde kutuplanırken T2-T3 iletim yönünde kutuplanır. Ancak gecikme açısı $\alpha t = \pi + \alpha$ olana kadar T1-T4 tristörleri hala iletimde T2-T3 tristörleri hala tıkama yönündedir. Bu nedenle yük üzerinden negatif bir akım akmaya başlar. Aşağıda $\alpha t = \alpha$ gecikme açısına göre giriş çıkış ilişkileri indüktif yük için verilmiştir. Yalnız bu devrede çıkışa gerilim dalgalanmasını gidermek için kapasite yerleştirilmemiştir.

Gecikme açısı α nın dalga biçimi üzerindeki etkisini matematiksel olarak ifade edecek olursak[12];

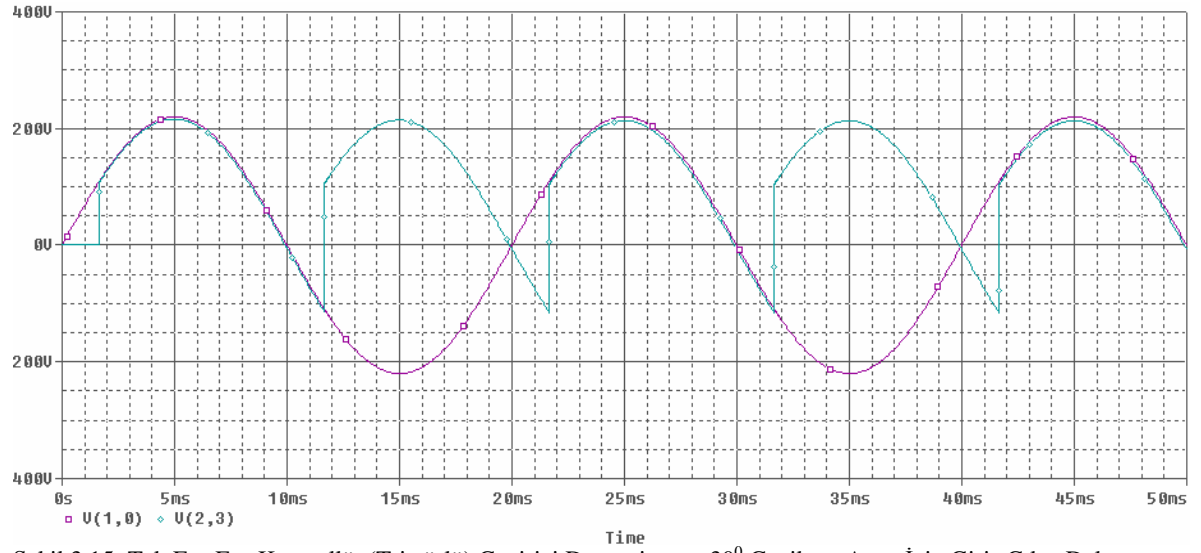
$$V_d \alpha = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos \alpha = 0.9 V_s \cos \alpha \quad (3.4)$$

elde ederiz.

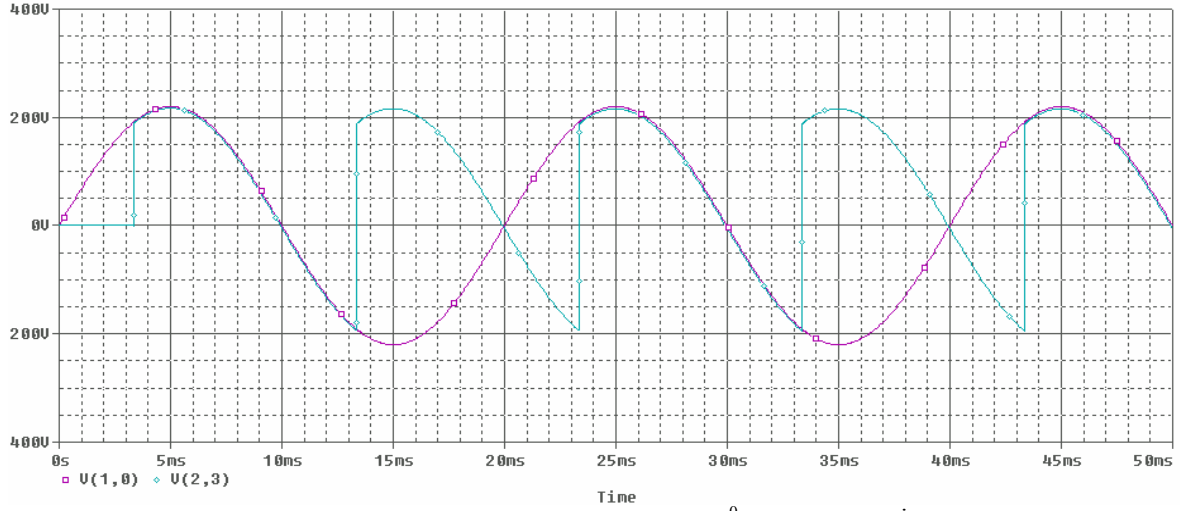
Şekil 3.13 de verilen Tek Faz faz kontrollü (tristörlü) çevirici devresi için giriş çıkış işaretleri şekil 3.14’de verilmiştir.



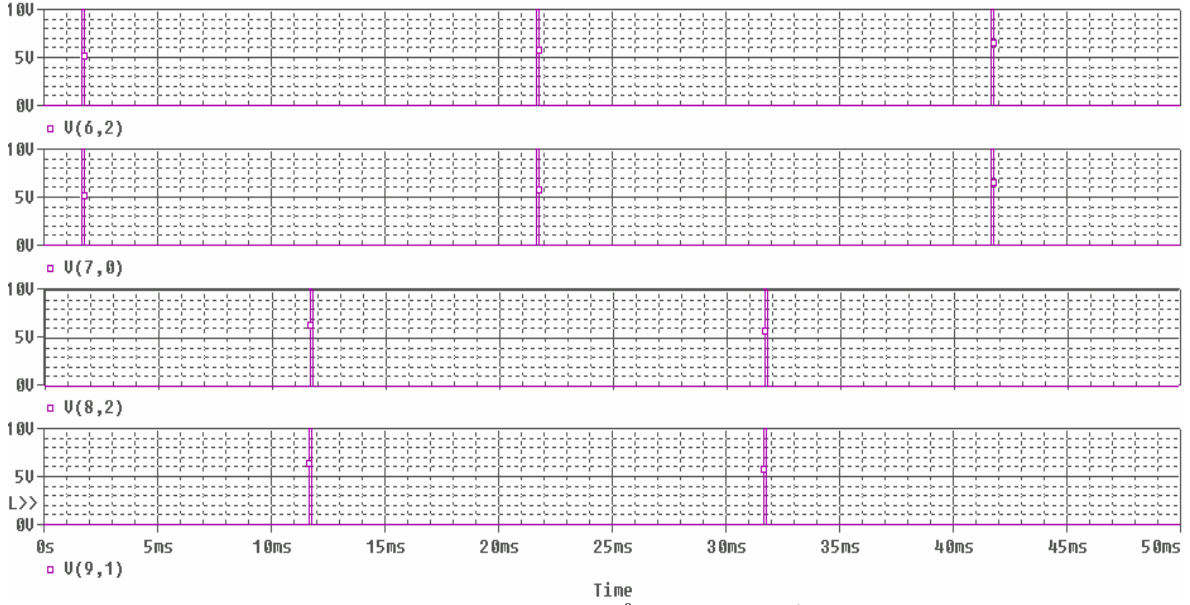
Şekil 3.14: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici Devrenin $\omega t=15^\circ$ Gecikme Açısı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu



Şekil 3.15: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici Devrenin $\omega t=30^\circ$ Gecikme Açısı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu

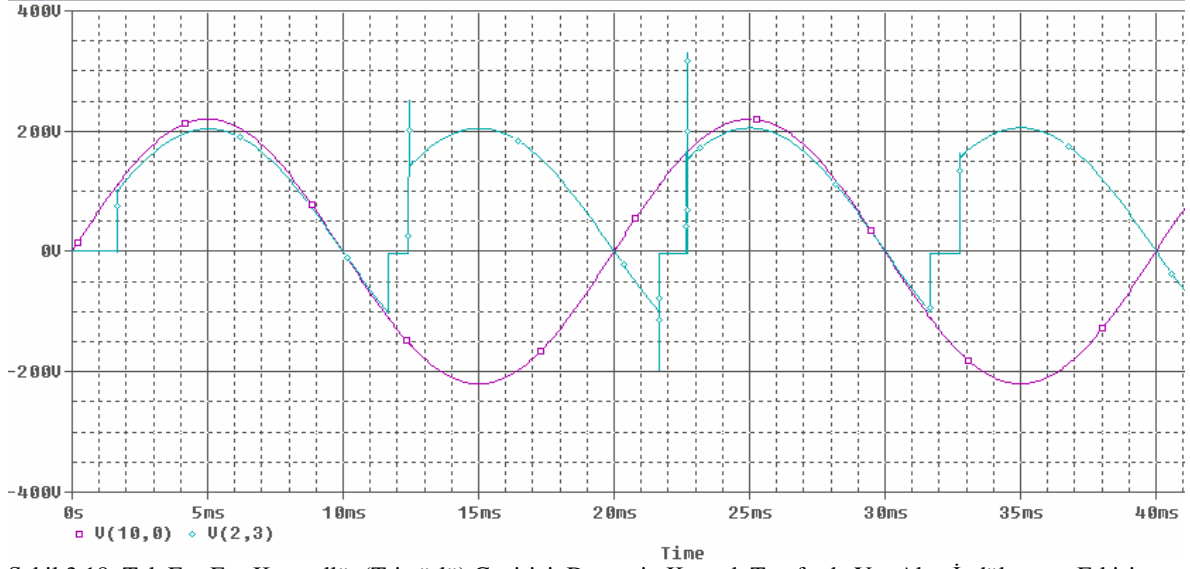


Şekil 3.16: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici Devrenin $\omega t=60^\circ$ Gecikme Açısı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu



Şekil 3.17: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici $\omega t=30^\circ$ Gecikme Açısı İçin Tristörlerin Kapı Gerilimleri

Şekil 3.14, şekil 3.15 ve şekil 3.16 karşılaştırılacak olunursa gecikme açısının değerinin büyümesiyle tristörlerin iletme girme sürelerinin daha uzun olduğu ve de çıkış geriliminin bu süreye kadar negatif değerde kaldığı görülmektedir. Bölüm 3.2.2 de tek faz köprü diyot doğrultucularda kaynak indüktansı L_s 'in yük üzerindeki etkisini incelemiştik. Aynı kaynak indüktansı L_s 'in tek faz kontrollü çevirici için etkisini inceleyelim.



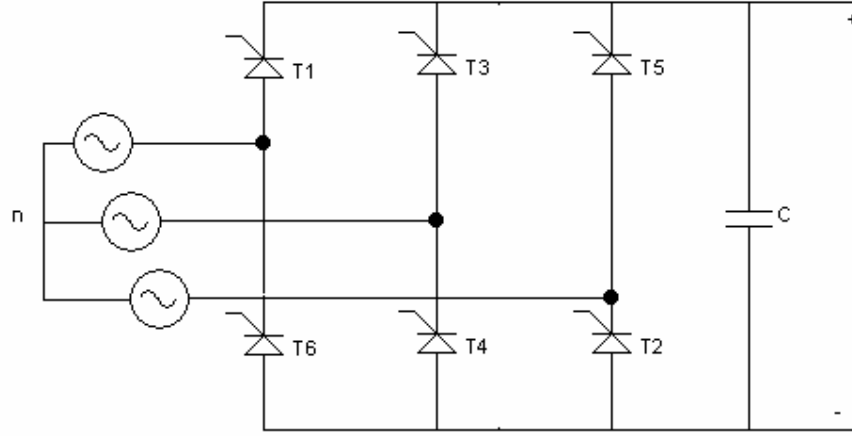
Şekil 3.18: Tek Faz Faz Kontrollü (Tristörlü) Çevirici Devrenin Kaynak Tarafında Yer Alan İndüktansın Etkisi İle $\omega t=30^\circ$ Gecikme Açısı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu

Şekil 3.17 'de giriş geriliminin yön değiştirmesiyle 1. grup tristörden 2. grup tristöre geçilirken gecikme açısı $\omega t=\alpha$ olduğunda yüksek değerlere çıktığı görülmektedir. Bu durum kaynağa seri bağlı L_s indüktansının etkisidir. Girişin negatif olmasıyla indüktans, üzerinden akan akımın yön değiştirmesiyle yüksek değerde bir akım geçmesine izin verir.

3.3.2 Üç Fazlı Çeviriciler

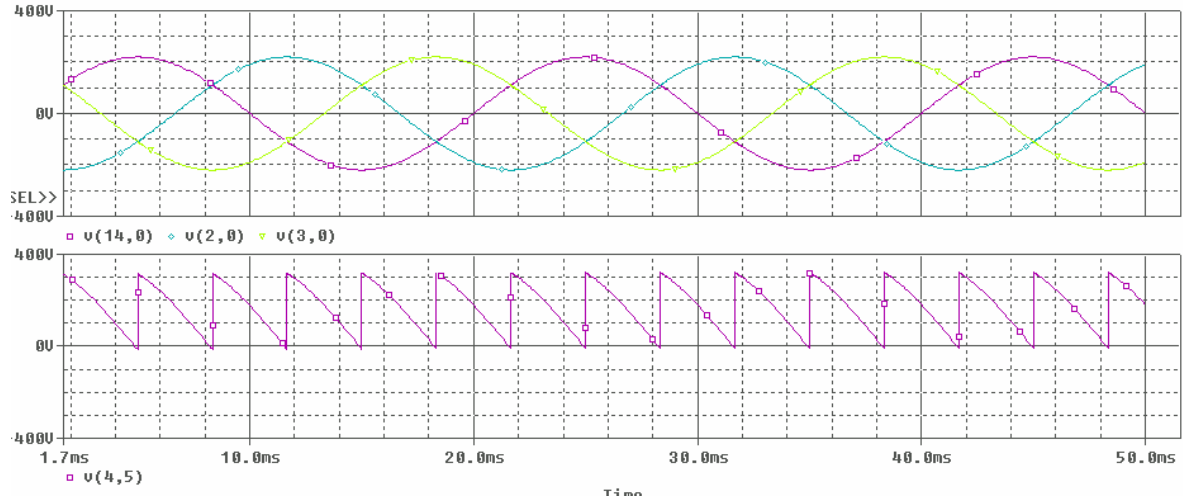
Çok fazlı çeviriciler tek faz çeviricilere göre kontrollü veya kontrolsüz olsun daha yüksek dalgacık frekansı ve daha düzgün bir çıkış elde edilir. Bölüm 3.2 de kontrolsüz doğrultucuların hem tek faz hem de üç faz besleme şekliyle devreler incelenmiş çıkış dalga formları verilmiştir. Şekil 3.7 ve şekil 3.9 incelendiğinde üç faz devrenin çıkışının tek faz çıkışa göre daha yüksek bir frekansta olduğu görülmüştür ve bunun sonucunda çıkış gerilimi yük üzerinde doğru akıma daha yakın bir kaynak olarak algılanır.

Tezin bu bölümünde ise kontrollü doğrultucular yani A.A-D.A çeviricilerin üç faz kaynak beslemeli durumu incelenecektir. Şekil 3.19 da tam dalga üç faz çeviricilerin temel devre şeması verilmiştir.

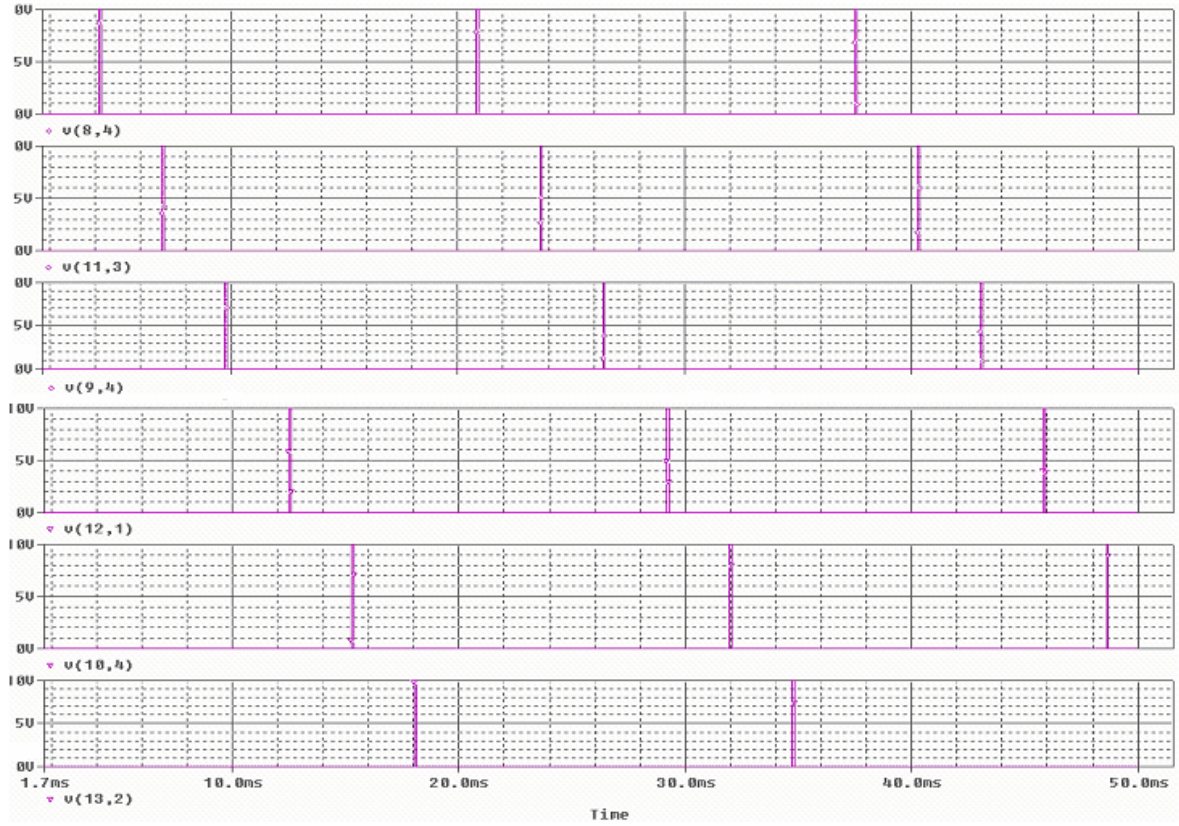


Şekil 3.19: Üç fazlı Kontrollü çevirici

Üç fazlı köprü diyot doğrultucu devresinde diyot yerine tristör kullanılarak üç fazlı kontrollü çevirici elde edilir. Yük akımı kaynak geriliminin değerine bağlı olarak üst grup tristörlerden (T1,T3,T5) birinden alt gruptaki tristörlerin (T2,T4,T6) birine akar. Kapı akımları sürekli uygulanacak olursa Tristörler diyot gibi davranır ve çalışma prensibi bir fazlı kontrollü çevirici 3.3.1 de bir fazlı kontrollü çevirici için anlatıldığı gibidir.

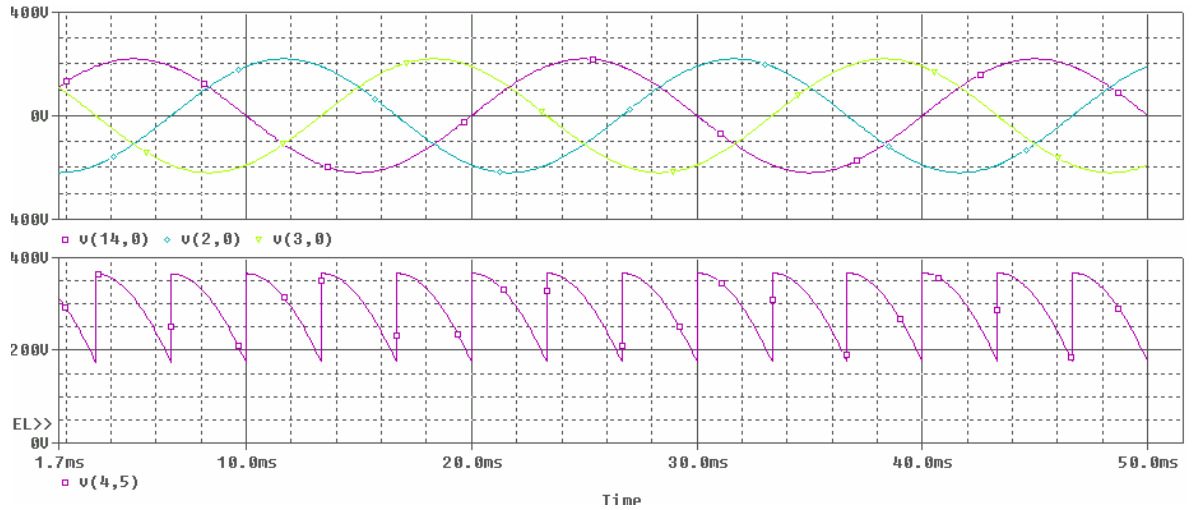


Şekil 3.20: Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=90^\circ$ Gecikme Açıcı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu

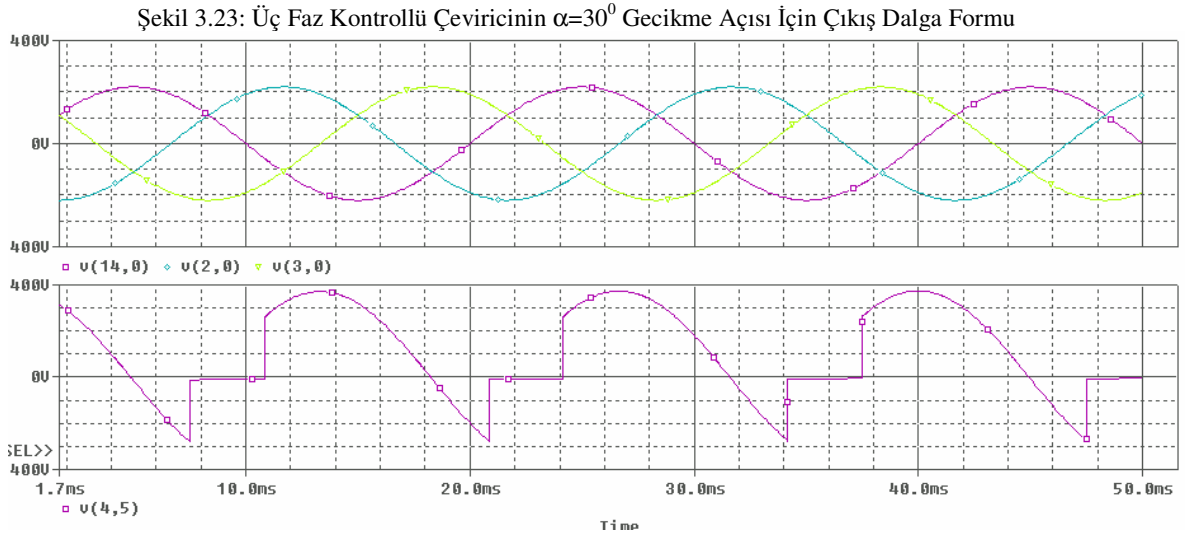
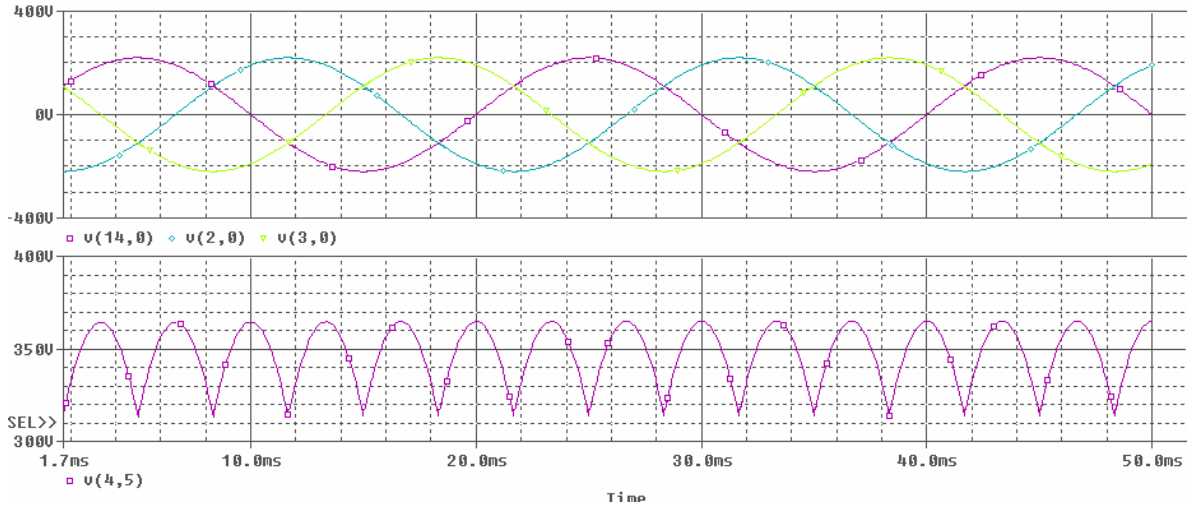


Şekil 3.21: Sırasıyla T1,T2,T3,T4,T5,T6 Tristörlerinin Kapı Gerilimlerinin Dalga Formu

Şekil 3.22 de üç faz kontrollü çeviricinin $\alpha=60^\circ$ gecikme açısı için çıkış dalga formu verilmiştir. α gecikme açısının farklı değerleri için çıkış işaretleri incelenecektir.



Şekil 3.22:Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=60^\circ$ Gecikme Açısı İçin Çıkış Dalga Formu



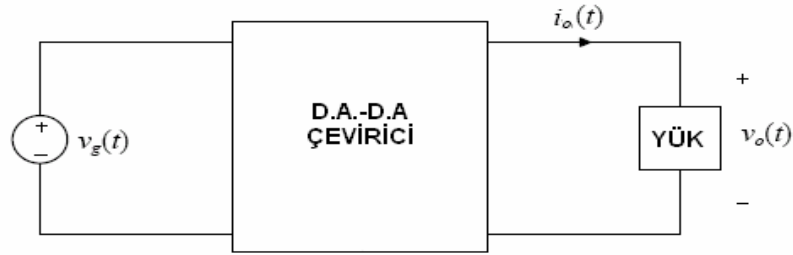
Şekil 3.21, şekil 3.22, şekil 3.23 ve şekil 3.24 incelendiğinde α gecikme açısının değeri büyüdükçe çıkış işaretinin üçgensel bir forma dönüştüğü görülmektedir.

BÖLÜM 4

DOĞRU AKIM-DAN DOĞRU AKIMA ÇEVİRİCİLER

4.1 Doğru Akım-Doğru Akım Çeviriciler (D.A. -D.A. Konverter)

Birçok endüstriyel uygulamada, sabit-voltaj D.A. kaynağının değişken voltaj D.A. kaynağına dönüştürülmesine ihtiyaç duyulur. Doğru akım-doğru akım çeviriciler (D.A. -D.A. Konverterler) isminden de anlaşılacağı gibi ayarsız D.A. girişinden istenilen gerilim kademesinde kontrollü D.A. çıkışı elde etmek için kullanılır. D.A.-D.A. çeviriciler, yüksek performans, boyut ve ağırlık açısından avantajlı özelliklerinden dolayı D.A motor sürücüler ve regüle edilmiş güç kaynaklarında geniş açıda kullanılan güç elektroniği devrelerinin bir sınıfıdır[13].



Şekil 4.1: Temel D.A.- D.A. Çeviricilerin Blok Diyagramı

D.A.-D.A. konverterlerin fonksiyonlarını sıralayacak olursak[14];

- 1- D.A. gerilimini bir seviyeden diğer bir seviyeye transfer etmek,
- 2- Yük değişimlerine ve girişe karşılık D.A. çıkış gerilimini regüle etmek,
- 3- Giriş ve çıkış arasında izolasyonu hazırlamaktır.

Elektrik elemanlarının bağlantı ve birleştirilme şekillerinin farklı olması sonucu her biri farklı özelliklere sahip topolojiler mevcuttur. Güç anahtarlarının bağlantı şekillerine göre Alçaltıcı Çevirici (BUCK Konverter), Yükseltici Çevirici (BOOST Konverter), Alçaltıcı-Yükseltici Çevirici (BUCK-BOOST Konverter), ÇÜK Çevirici olarak dört bölümde incelenebilir.

Anahtarlama D.A.- D.A. çeviricileri beş ana bölümde inceleyebiliriz;

- 1- Alçaltıcı Çevirici (BUCK Konverter)
- 2- Yükseltici Çevirici (BOOST Konverter)
- 3- Alçaltıcı-Yükseltici Çevirici (BUCK-BOOST Konverter)
- 4- ÇÜK Çevirici
- 5- Tam Köprü Çevirici

Bu beş çevirici arasında yalnızca alçaltıcı ve yükseltici çeviriciler temel çevirici yapılarıdır. Alçaltıcı-Yükseltici ve ÇÜK çevirici bu iki temel yapının birleşimidir. Tam köprü çevirici ise alçaltıcı çeviriciden türetilmiştir. Alçaltıcı çevirici adından da anlaşılacağı gibi D.A. giriş gerilimine göre genliği daha düşük D.A. çıkışı elde etmek için, yükseltici çevirici devre ise genliği daha yüksek D.A. çıkışı elde etmek için kullanılan güç elektroniği devreleridir.

4.2 Alçaltıcı D.A.-D.A. Çeviricisi (BUCK Konverter)

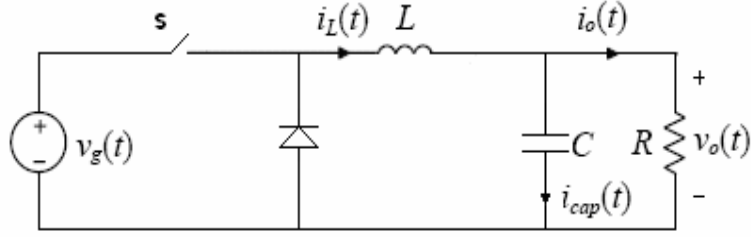
Alçaltıcı çevirici D.A. girişinden daha düşük bir seviyede bir ortalama D.A. çıkış gerilimi üretir. Temel uygulama alanları, ayarlı güç kaynakları ile D.A. motor hız denetimidir.

Kavramsal olarak şekil 4.2 deki temel devre saf dirençten oluşan bir yük için bir alçaltıcı çevirici oluşturur. Anahtar Transistör (BJT) , anlık giriş gerilimi V_d sabit ve yük $R_{yük}$ saf bir direnç kabul edildiğinde, anlık çıkış geriliminin dalga şekli şekil 4.3 ' de gösterilmiştir. Ortalama çıkış gerilimi anahtar çalışma oranı cinsinden hesaplanabilir[12].

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{ton} V_g(t) dt + \int_0^{ton} 0 dt \right) = \frac{ton}{T_s} V_g \quad (4.1)$$

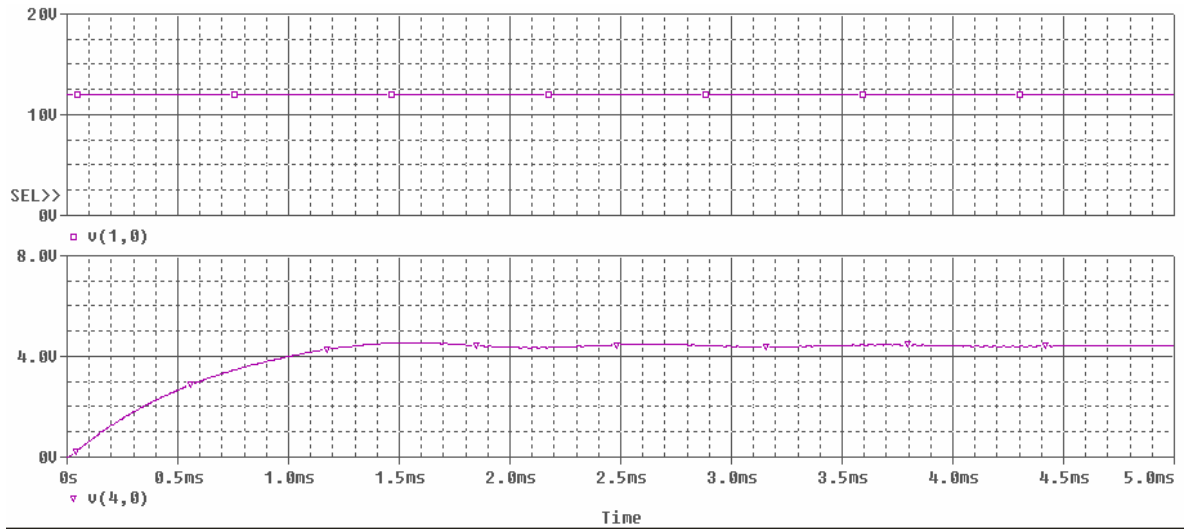
$$D = \frac{ton}{T_s} \quad (4.2)$$

$$V_o = D V_g \quad (4.3)$$

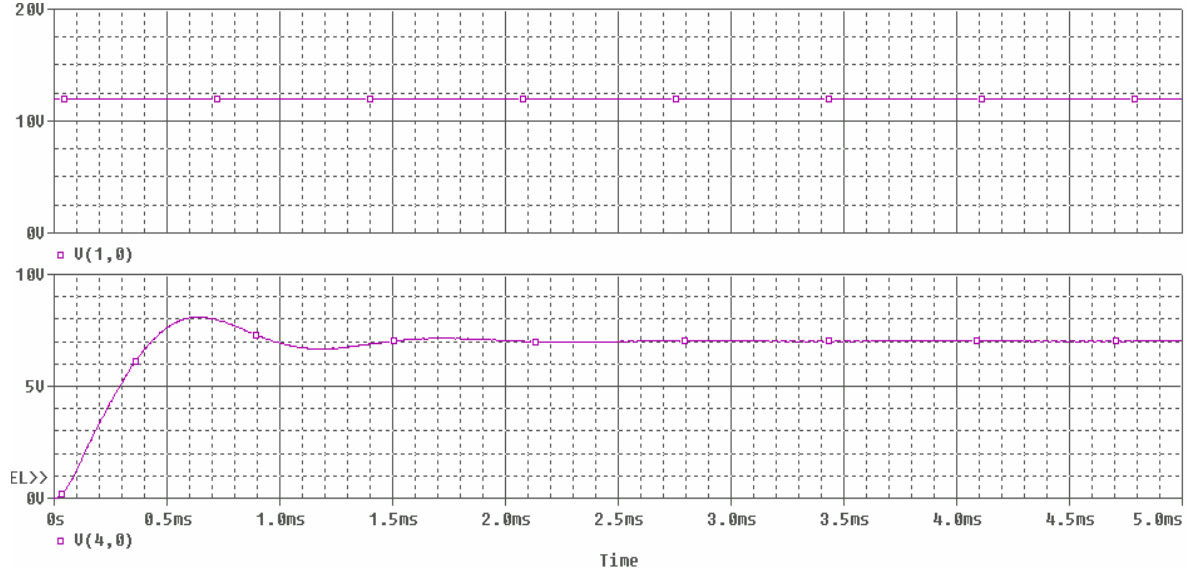


Şekil 4.2: Temel Alçaltıcı D.A.-D.A. Çevirici (Buck Konverter) Devre Şeması

Şekil 4.2 de verilen temel Alçaltıcı D.A.-D.A. çevirici (Buck konverter) devre şemasında anahtar klasik olarak s olarak verilmiştir. Burada s olarak verilen statik anahtar yerine Transistör (BJT), MOSFET, IGBT gibi yarıiletken güç anahtarları kullanılabilir. Şekil 4.3 de s yerine Transistör kullanılarak D.A. kaynağının ve yük geriliminin dalga şekli s yerine Transistör kullanılarak verilmişken şekil 4.4 de s yerine MOSFET yarıiletken anahtarı kullanılarak verilmiştir.



Şekil 4.3 :Alçaltıcı D.A.-D.A. Çeviricinin Transistör (BJT) Anahtarı İçin Giriş-Çıkış Dalga Şekilleri



Şekil 4.4 : Alçaltıcı D.A.-D.A. Çeviricinin MOSFET Anahtarı İçin Giriş-Çıkış Dalga Şekilleri

Devrede indüktans ve kapasite, çıkış geriliminin sınırlı bir dalgalanma içerisinde kalmasını sağlayan bir düzeltme işlemi için kullanılır. Yüke bağlı olarak gereken filtreleme işlemi gerçekleştirilir. Şekil 4.3 ve şekil 4.4 karşılaştırıldığında çıkış gerilimlerinde dalgalanma olduğu ve MOSFET kullanılan devrenin Transistör kullanılan devreye göre daha hızlı çalıştığı ancak anahtarın iletime girdiği ilk anda MOSFET 'li devrenin çıkış geriliminde sürekli duruma geçene kadar meydana gelen dalgalanmanın Transistörli devreye göre daha fazla olduğu görülmektedir.

Çıkış gerilimindeki dalgalanmalar kapasite değeri için şekil 4.3 ve şekil 4.4 deki çıkış gerilimindeki dalgalanmalar göz önüne alınarak hesaplanabilir. İndüktans akımı i_L üzerindeki dalgalanmaların tümünün kapasite üzerine aktığı ve de ortalama bileşenin yük üzerinde gözüktüğü varsayılarak ve indüktans akımı üzerindeki dalgalanmada minimum değer ile maksimum değer arasındaki fark Δi_L olarak alınırsa çıkış gerilimindeki dalgalanma ΔV_0 ;

$$\Delta V_0 = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.4)$$

olarak hesaplanabilir[12].

$$\Delta i_L = \frac{V_0}{L} \left(1 - \frac{t_{on}}{T_s} \right) T_s \quad (4.5)$$

$$\Delta V_0 = \frac{T_s^2}{8} \frac{V_0}{L} \left(1 - \frac{t_{on}}{T_s} \right) \quad (4.6)$$

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (4.7)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s 2(1-D)}{LC} = \frac{\pi 2(1-D)}{2} \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (4.8)$$

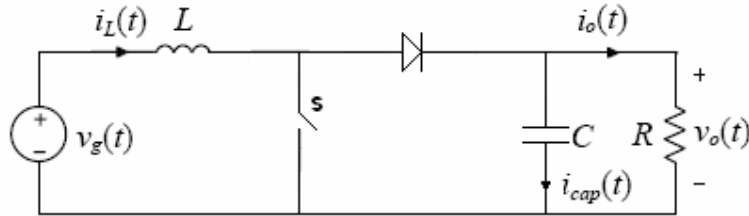
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.9)$$

Denklemden görüldüğü gibi çıkış gerilimindeki dalgalanma, devrede yer alan indüktans ve kapasitenin oluşturduğu alçak geçiren filtre çıkışındaki frekans f_c 'ye bağlı olarak değiştiği görülmektedir.

4.3 Yükseltici D.A.- D.A. Çevirici (BOOST Konverter)

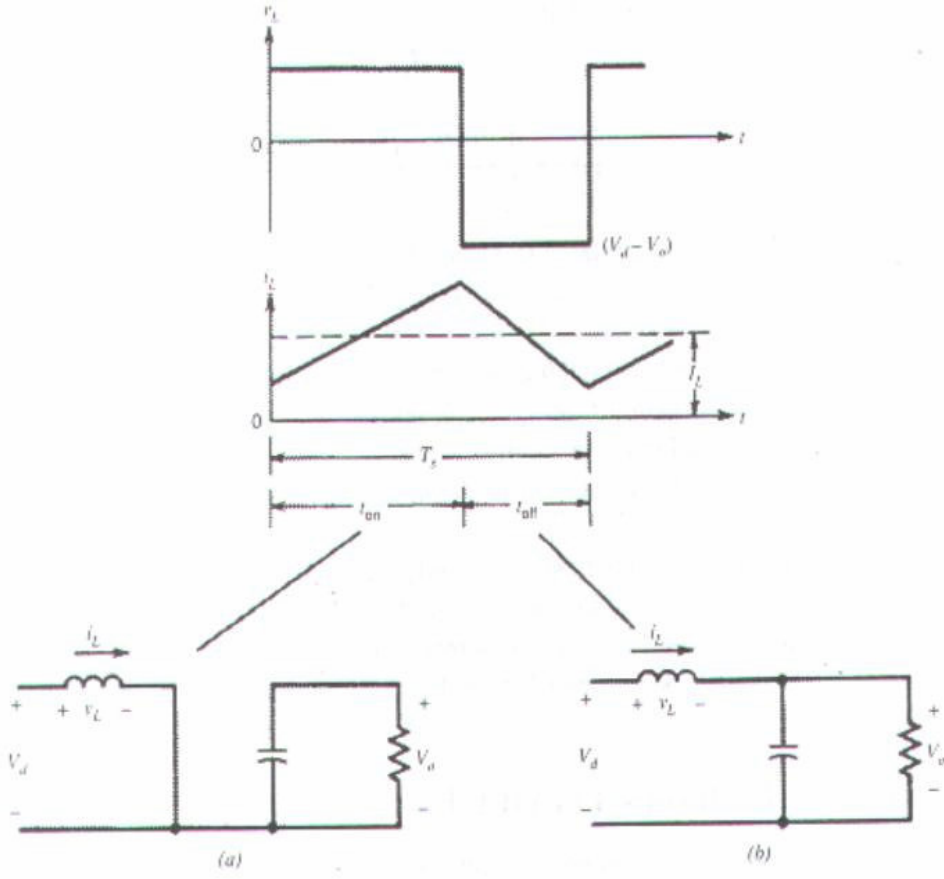
D.A-D.A. anahtarlama yükseltici çevirici(Boost konverter) yük durumu ve giriş geriliminin geniş aralığı için regüle edilmemiş giriş geriliminden regüle edilmiş çıkış gerilimi üretir[16]. Yükseltici çeviriciler temel olarak, en çok çıkış gerilimi ayarlı D.A. kaynakları ve D.A. motorlarının enerji geri kazanımlı frenlemesi uygulamalarında kullanılır. (Bölüm 4.2 de yaptığımız kabuller burada da yapılmıştır).

Şekil 4.5 de temel olarak yükseltici çevirici devresi görülmektedir. Devre şemasında da görüldüğü gibi Alçaltıcı çeviriciden farklı devrede kullanılan devre elemanlarının bağlantı şekillerinin farklı olmasıdır.



Şekil 4.5: Yükseltici D.A.-D.A. Çevirici Devre Şeması

Kontrollü anahtar iletime geçince diyot ters kutuplanır ve çıkış devresini girişten ayırır, bu esnada girişten indüktansa enerji uygulanır. Anahtar kesime girdince, devrenin çıkışına hem girişten hem de indüktans üzerinden enerji uygulanır.

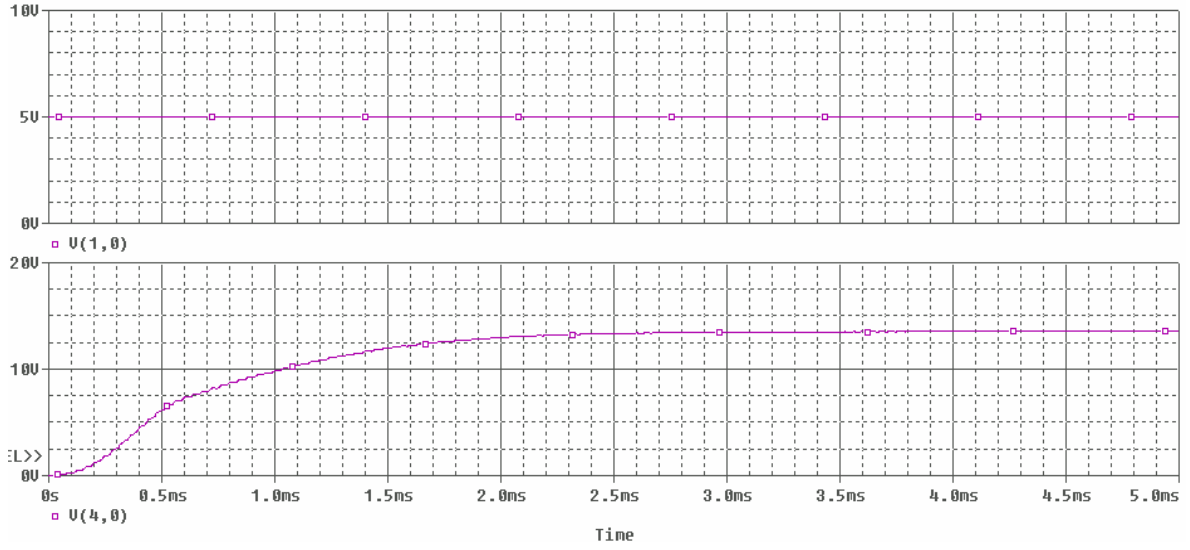


Şekil 4.6: Yükseltici D.A.-D.A. Çevirici Dalga Şekilleri

Şekil 4.6 göz önüne alınarak gerilim denklemi yazılacak olunursa[12];

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0 \quad (4.10)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (4.11)$$

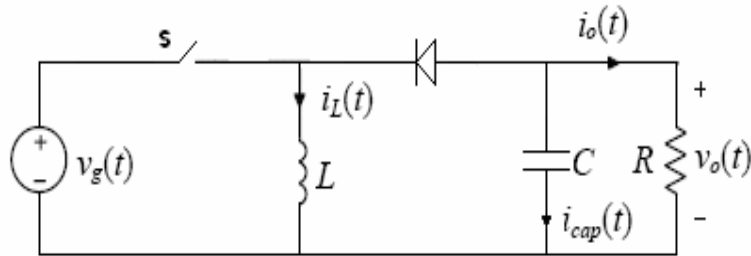


Şekil 4.7: Yükseltici D.A.-D.A. Çeviricide Anahtar Olarak MOSFET Kullanılması Durumunda Dalga Şekilleri

Şekil 4.7 de Yükseltici D.A.-D.A. Çeviricide anahtar olarak MOSFET kullanılması durumunda Dalga Şekilleri verilmiştir. Görüldüğü çıkış gerilimi bir süre 0'dan tepe değerine kadar yükselmiş birden tepe değerine ulaşmamıştır. Bu geçici rejim bölüm 4.2 de alçaltıcı D.A.-D.A. Çeviricide hem BJT hem de MOSFET kullanılarak kıyaslanmıştır ve görülmüştür ki MOSFET BJT ye göre daha hızlı ilettime girmiştir.

4.4 Alçaltıcı-Yükseltici D.A- D.A. Çevirici (BUCK-BOOST Konverter)

Bir alçaltıcı-yükseltici çevirici, iki temel çeviricinin, alçaltıcı ve yükseltici çeviricinin ardı ardına bağlanmasıyla elde edilebilir. Alçaltıcı-yükseltici çeviricilerin başlıca uygulaması, giriş uçlarına göre ters kutuplu çıkış gereken ve çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek ya da düşük olduğu ayarlı D.A. güç kaynaklarıdır.



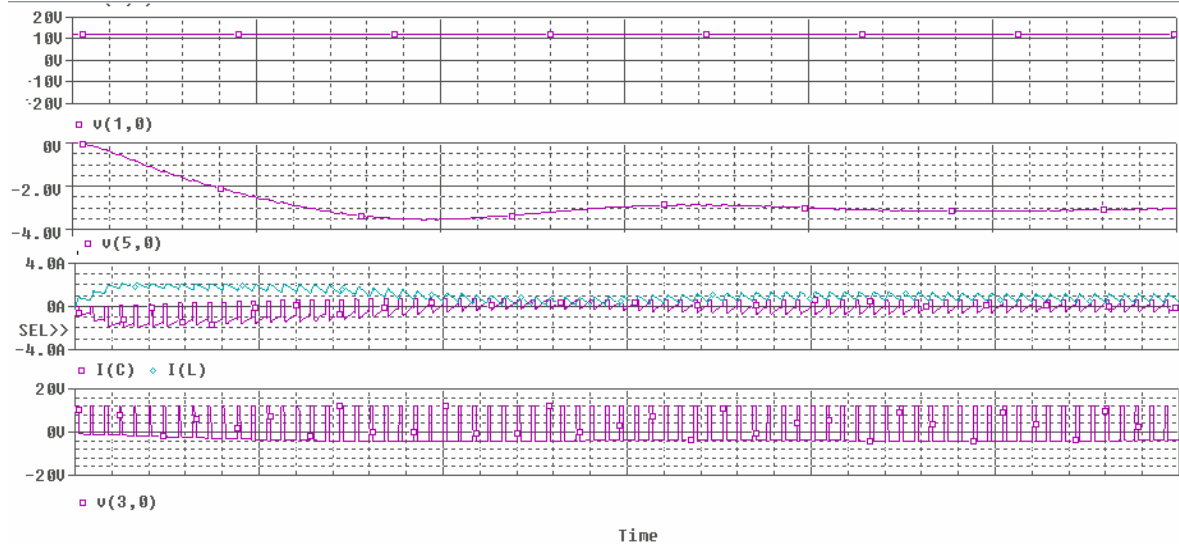
Şekil 4.8: Alçaltıcı-Yükseltici D.A- D.A. Çevirici Devre Şeması

Sürekli durumda çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı olan gerilim çevirme oranı D ardına bağlı iki çeviricinin çevirme oranlarının çarpımına eşittir.

Çıkış geriliminin giriş gerilimine oranını yazacak olursak[12];

$$\frac{V_o}{V_g} = D \frac{1}{1-D} \quad (4.12)$$

elde etmiş oluruz.

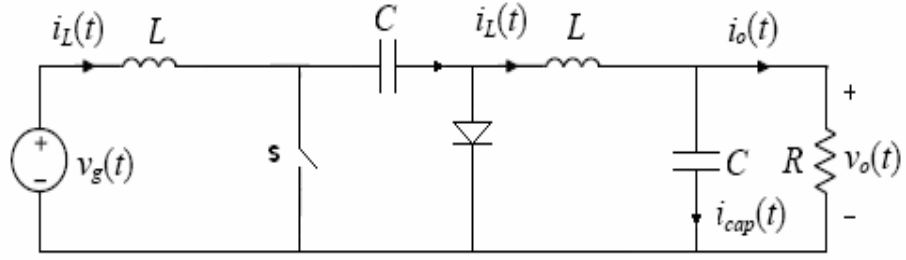


Şekil 4.9 Alçaltıcı-Yükseltici D.A- D.A. Çevirici Dalga Şekilleri

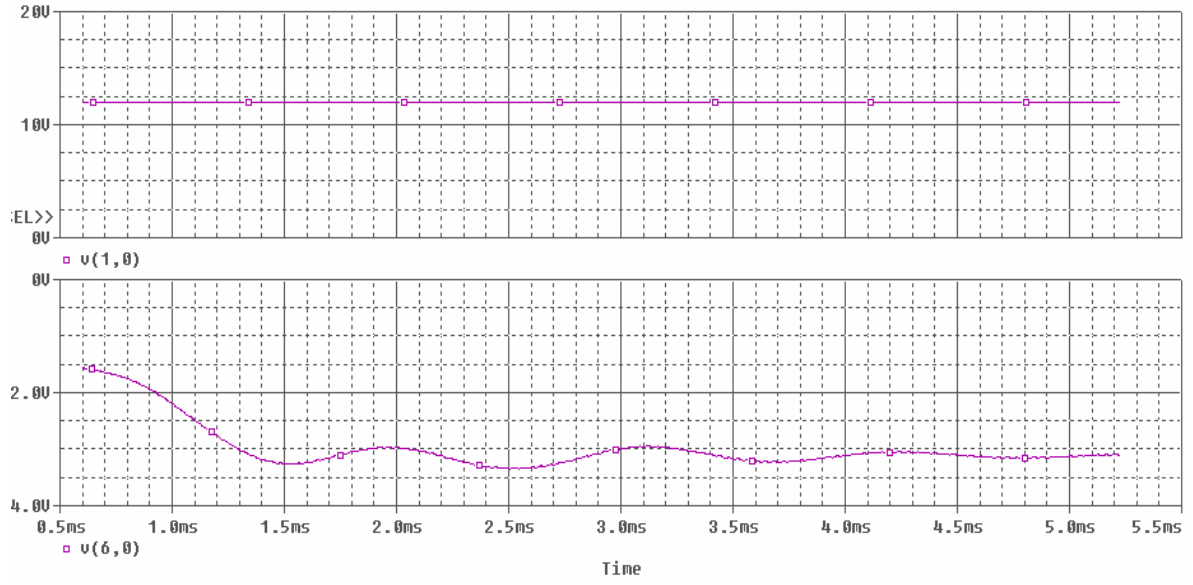
Şekil 4.9 da Alçaltıcı-Yükseltici D.A- D.A. Çevirici Dalga Şekilleri verilmiştir. Burada $V(1,0)$ giriş gerilimi $V(5,0)$ ise çıkış gerilimidir.

4.5 ÇÜK D.A. - D.A.Çevirici

Bulan kişinin adı ile anılan çevirici, alçaltıcı-yükseltici çevirici devresine dualite ilkesi uygulanarak elde edilir. Alçaltıcı-yükseltici çeviriciye benzer olarak ÇÜK çevirici de giriş geriliminin ortak ucuna göre ters kutuplu çıkış gerilimi üretir. Şekil 4.10 'da ÇÜK çeviricinin devre şeması verilmiştir.



Şekil 4.10: CÜK Çevirici Devre Şeması



Şekil4.11:CÜK Çeviricide Anahtar Olarak Transistör Kullanılınca Çıkış Dalga Şekilleri

Şekil 4.11 de Transistör kullanılan CÜK Çeviricinin giriş ve çıkış gerilimleri verilmiştir. Görüldüğü gibi çıkış gerilimi DA'a oldukça yakındır ve daha önce bahsetmiş olduğumuz gibi giriş gerilimine göre ters polaritede çıkış gerilimi üretir.

BÖLÜM 5

DOĞRU AKIMDAN ALTERNATİF AKIMA ÇEVİRİCİLER

5.1 Doğru Akım-Alternatif Akım Çeviriciler (D.A. -A.A. Konverter, İnverter, Eviriciler)

DA bir kaynaktan yükün gereksinim duyduğu değişken frekans ve genlikte AA kaynak sağlayan güç elektroniği devreleri İnverterler olarak bilinir. Güç akış yönü D.A. girişinden A.A. çıkışına doğrudur ve bu yüzden bu devreler evirici olarak da adlandırılırlar. İnverterin fonksiyonu D.A. girişinden sabit veya değişken frekans ve genlikte A.A çıkışı elde etmektir. İnverter çıkış dalga formunun sinüzoidal olması beklenir. Ancak pratik uygulamalarda İnverter çıkış sinüzoidal değildir ve harmonik bileşenleri mevcuttur. Eviricilerin çıkış gerilimleri kare dalga formundadır. Eviriciden elde edilen gerilim tam sinüs olmadığı için çıkış işaretinin fourier serisine açılımının belirttiği frekanslarda, belirli genliklerde harmonikler meydana gelecektir[16].Çıkış geriliminin harmonik bileşenleri yarıiletken güç anahtarlarının uygun biçimde anahtarlanması ile minimize edilebilir ve anahtarlama teknikleriyle önemli derecede indirgenebilir. Bu yarıiletken anahtarlar (Bölüm 2:Yarıiletken güç elemanları) Transistör, Tristör(SCR), MOSFET, IGBT, GTO gibi anahtarlardır. Bu anahtarlardan Transistör ve MOSFET düşük ve orta güç uygulamalarında daha çok tercih edilir MOSFET ayrıca hızlı anahtarlama yapabildiğinden yüksek frekans uygulamalarında da kullanılır. Tristör ve GTO 'lar büyük güçlü uygulamalarda kullanılır, bu anahtarlarında anahtarlama hızları düşüktür. İnverter devrelerinin nerdeyse tamamında IGBT kullanılmaktadır[17].

İnverterler endüstride endüksiyonla ısıtma sistemlerinde, AC gerilim regülatörlerinde, kesintisiz güç kaynaklarında (UPS), değişken hızlı asenkron motor sürücü devrelerinde kullanılmaktadır[18].

İnverterler basitçe hem tek fazlı devrelerde, hem de 3 fazlı devrelerde kullanılabilirler.

İnverterler besleme kaynaklarına göre 2'ye ayrılırlar.

1- Gerilim Beslemeli (VSI) İnverterler

2- Akım Beslemeli (CSI) İnverterler

Gerilim beslemeli inverterlerde kaynak, gerilim kaynağıdır. Eğer yük, harmonik akımlara yüksek empedans gösteren bir özellik taşıyorsa bu yükün gerilim beslemeli bir inverter ile sürülmesi daha uygun olur.

Akım beslemeli inverterlerde kaynak, akım kaynağıdır. Bunlar çok büyük güçlerde kullanılırlar. Eğer yükün harmonik akımlara düşük empedans gösteren bir özelliği varsa, bu yükün akım beslemeli bir inverter ile sürülmesi daha uygun olacaktır.

İnverterlerin %90'ını VSI' ler oluşturur. Bu nedenle bu bölümde CSI devrelerin incelemesi yapılmayacaktır.

5.2 Gerilim Beslemeli İnverterler (VSI=Voltage Source Inverter, VFD= Voltage Fed Inverter)

İsminden de anlaşılacağı gibi gerilim beslemeli inverterler de güç kaynağı olarak gerilim kaynağı kullanılır. Çıkış geriliminin frekans ve genliği yükün (uygulamaların) gereksinim duyduğu şekilde değişken veya sabit olabilir.

Tipik olarak anahtarlama frekansları 2-15 kHz arasındadır. VSI devrelerinde anahtar olarak MOSFET, IGBT ve GTO gibi yarıiletken güç anahtarları kullanılır. MOSFET düşük anahtarlama kayıpları ve düşük gerilimler için düşük iletim kayıplarına sahip olduğundan düşük güç, düşük gerilim uygulamaları için yarıiletken elemanlar içinde en çok tercih edilendir. IGBT orta/yüksek güç aralığında uygulamalar için tercih edilir. MOSFET ve IGBT 'nin her ikisi de basit geçit (gate) sürme devrelerine izin veren gerilim kontrollü elemanlardır. VSI devrelerinde kullanılan yarıiletken anahtarlardan bir diğeri olan GTO ise yüksek anahtarlama kayıplarına sahiptir ve akım kontrollü olduğundan daha karmaşık sürme devreleri gerektirir. GTO esas olarak yüksek tıkama gerilimi ve ileri yönde gerilim düşümü az olduğundan yüksek güç uygulamalarında tercih edilerek kullanılır[19].

Gerilim Beslemeli İnverterler uygulama alanlarını sıralayacak olursak;

- 1- A.A Motor sürücüleri
- 2- Kesintisiz Güç Kaynakları (UPS)
- 3- İndüksiyon Isıtma
- 4- Statik VAR Jeneratör ve ya Kompansatör
- 5- Aktif Harmonik Filtreleme

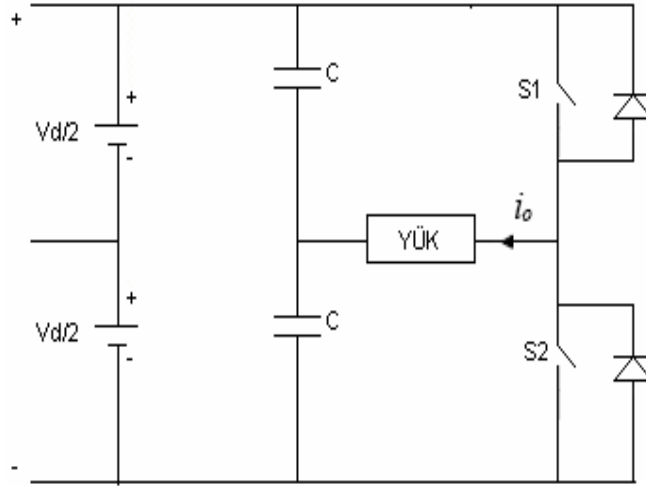
İnverter çıkışı tek fazlı veya çok fazlı olabilir. Ayrıca inverter çıkışı sinüs dalga olabileceği gibi karedalga, veya PWM dalga formlarında da olabilir.

5.2.1. Tek Faz Yarım Dalga İnverter

Şekil 5.1 de temel tek faz yarım dalga inverter devre şeması görülmektedir. Giriş geriliminin orta uçlu gerilim kaynağı olduğu görülmektedir. Devrede S anahtarı yerine daha öncede bahsedildiği gibi yarı iletken güç anahtarlarından herhangi biri yükün karakteristiğine ve de çıkış gücüne göre kullanılabilir. Tek fazlı inverterin iki kullanım alanı vardır;

- 1- Statik Frekans Değiştiriciler (SFC)
- 2- Kesintisiz Güç Kaynakları (UPS)

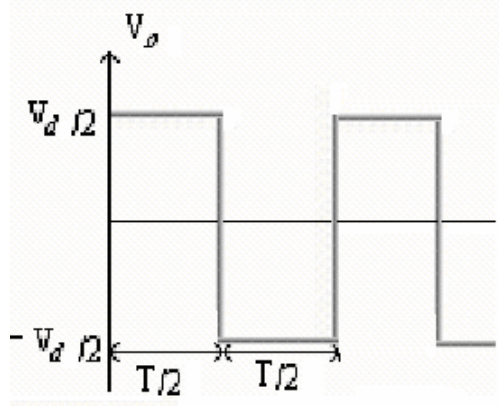
SFC'ler küçük iş yerlerinde , atölyelerde kullanılmaktadır. UPS'ler ise özellikle bilgisayarlarda kullanılmaktadır[17].



Şekil 5.1: Tek Faz Yarım Dalga İnverter Devre Şeması

S anahtarları alternatif olarak açılır kapanırlar. Yarım periyot boyunca bir anahtar açıkken diğer anahtar kapalıdır ve diğer yarı periyot boyunca açık olan anahtar kapanırken kapalı olan anahtar açılır. Yani $S1$ anahtarı kapalı iken $S2$ anahtarı açıktır ve yük üzerine düşen gerilim $V_L = V_d/2$ olur ve i_L pozitifdir. $t=T/2$ olduğunda $S1$ açılır ve $S2$ kapalı konuma gelir. Bu durumda yük üzerinde görülen gerilim $V_L = -V_d/2$ olur. B durumda ise i_L negatiftir. Şekil 5.2 de devrenin çıkış geriliminin

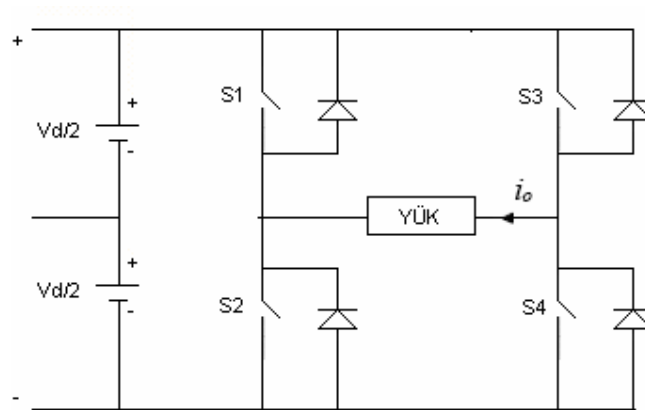
dalga formu verilmiştir. Şekil 5.2 de de görüldüğü gibi çıkış gerilimi kare dalga formundadır. Yükün indüktif olması durumunda $t=T/2$ zamanında i_L pozitiftir. $t=T/2$ olduğunda S1 açılır ve S2 kapalı konuma geldiğinde i_L yön değiştirmez. Bu durumda ters yönde akan akımı iletmesi için anahtarlara paralel diyot kullanılır.



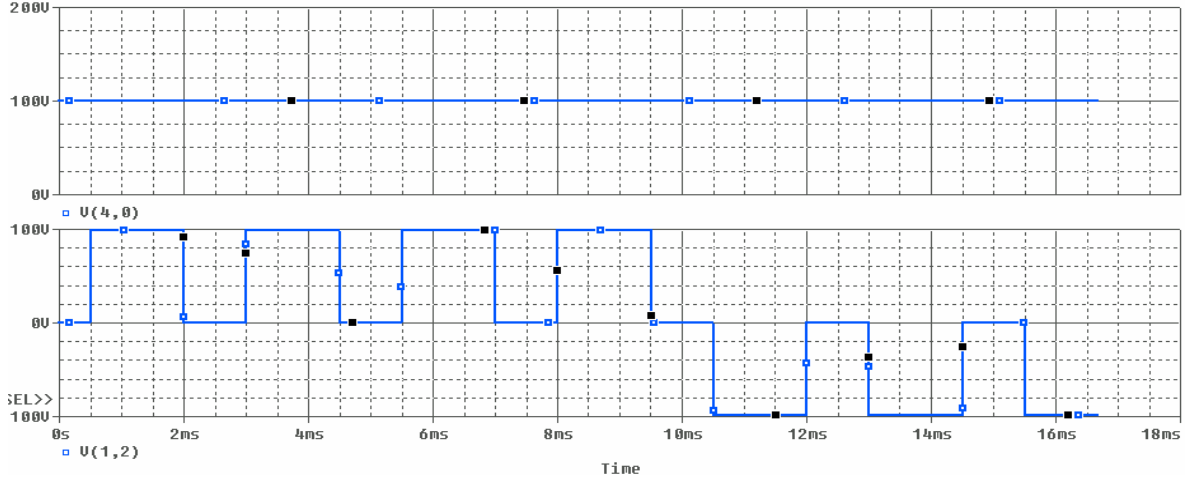
Şekil 5.2: Tek Faz Yarım Dalga İnverter Devrenin Çıkış Geriliminin Dalga Formu

5.2.2. Tek Faz Tam Dalga İnverter

Şekil 5.3 de tek faz tam dalga inverter devresi verilmiştir ve görüldüğü gibi Tek faz yarım dalga inverterden iki adet içerir. Tek faz tam dalga inverterler daha yüksek güçlü uygulamalarda kullanılır. Aynı D.A kaynağı için tam dalga inverter çıkışında yarım dalga invertere göre daha yüksek genlikli bir çıkış gerilimi elde edilir.

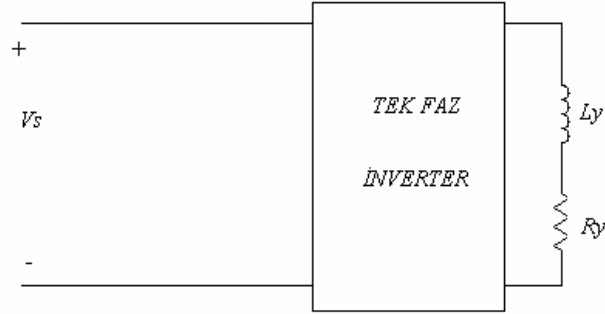


Şekil 5.3 : Tek Faz Tam Dalga İnverter

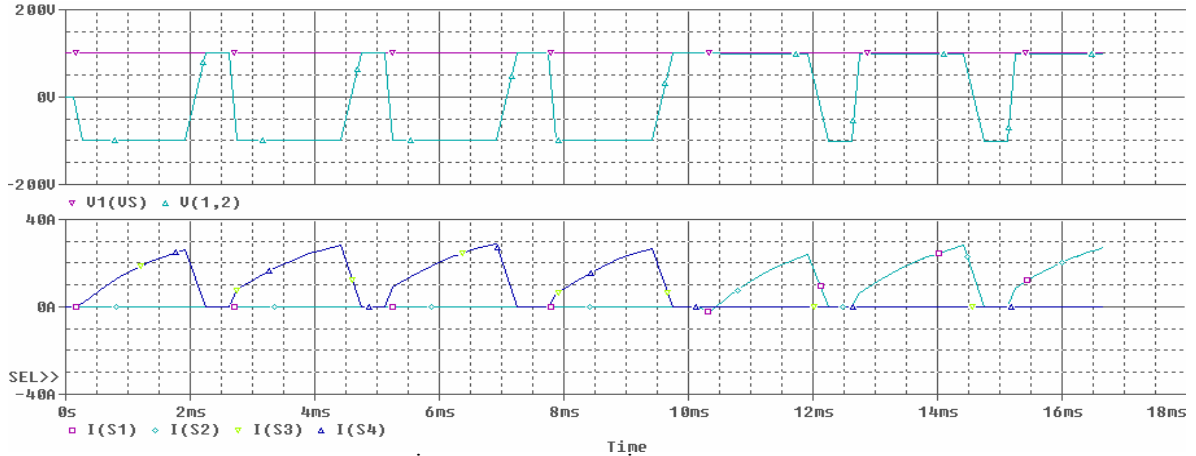


Şekil 5.4: S Anahtarları Kullanılarak elde edilen Tek Faz Tam Dalga İnverter Giriş ve Çıkış Gerilimlerinin Dalga Formları

Tam köprü konfigürasyonda 4 anahtar ve 4 diyot bulunmaktadır. Burada S1-S4 kapalı ve S2-S3 açık iken yük üzerindeki gerilim $V_0 = V_d$, S1-S4 açık ve S2-S3 kapalı iken $V_0 = -V_d$ olur. Tam köprü inverterde 0 seviyesini üretmek için; S1-S3 kapalı iken S2-S4 anahtarları açık konuma getirilir ya da bunun tam ters durum geçerli olur. Eğer devre şekil 5.5 deki gibi olursa çıkış gerilimi şekil 5.6 'daki gibidir.

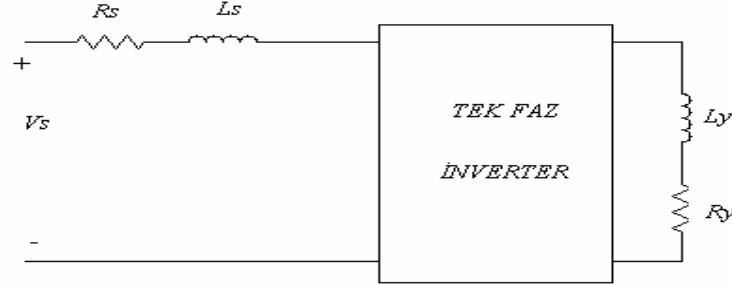


Şekil 5.5: R-L Yük İçin Tek Faz İnverter Devre Şeması

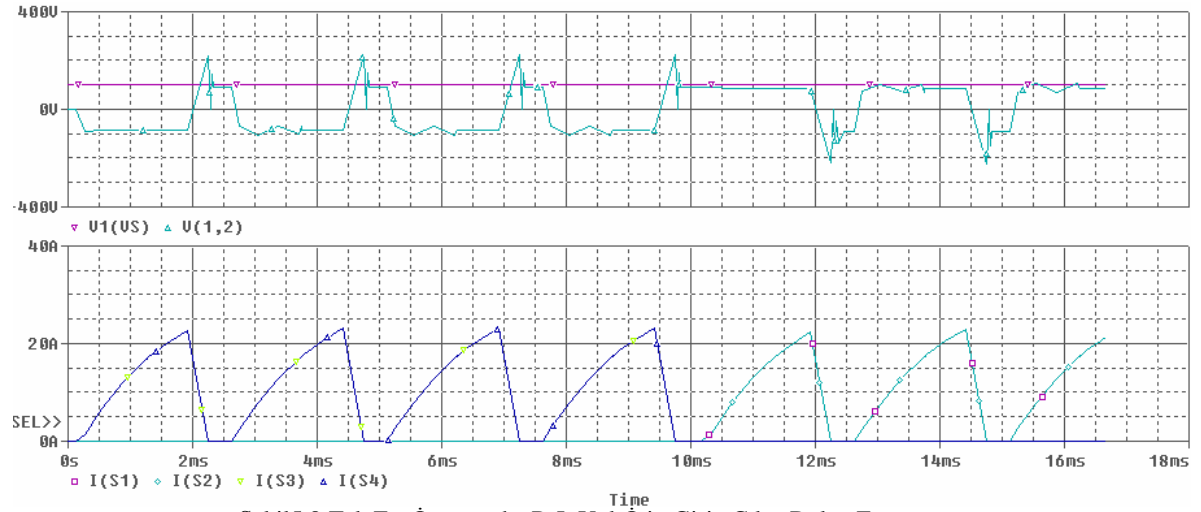


Şekil5.6 :Tek Faz İnverterde R-L Yük İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu

Şekil 5.6 da yüke L indüktansı eklendiğinde Çıkış gerilimin değişimi görülmektedir. Görüldüğü gibi çıkış dalga formu şekil 5.4 den farklıdır. Bunun sebebi bölüm 3 de anlatılmıştır. Bu devrenin giriş kaynağına seri R-L ara devresi eklediğimizde ise devre şeması şekil 5.7 de olduğu gibidir. Bu devreye karşılık çıkış geriliminin dalga şekli şekil 5.8 de verilmiştir.

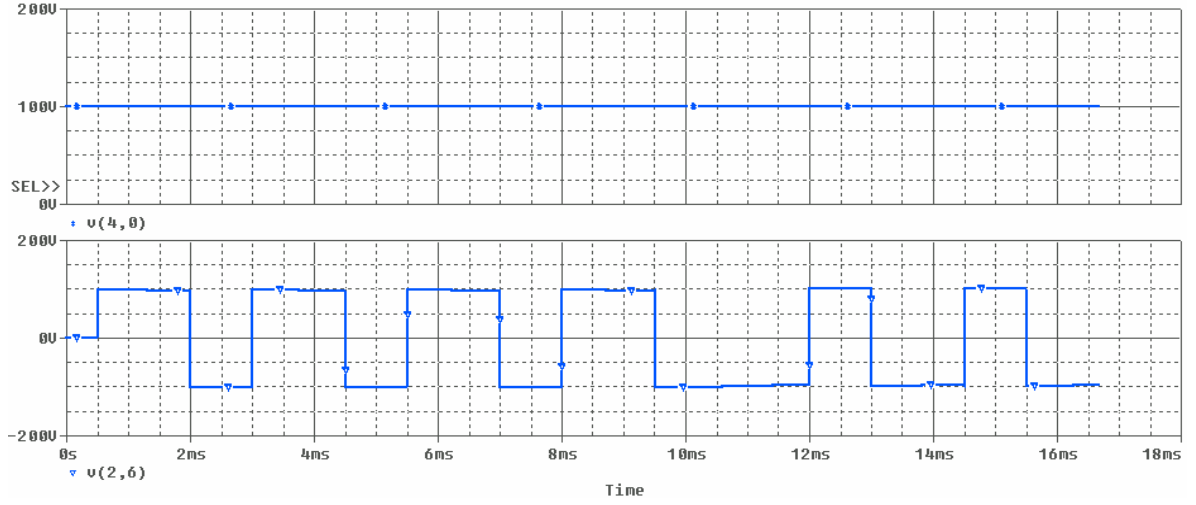


Şekil 5.7: Kaynağa Seri R-L Ara Devre ve R-L Yüklü İçin Tek Faz İnverter Devre Şeması



Şekil 5.8: Tek Faz İnverterde R-L Yüklü İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu

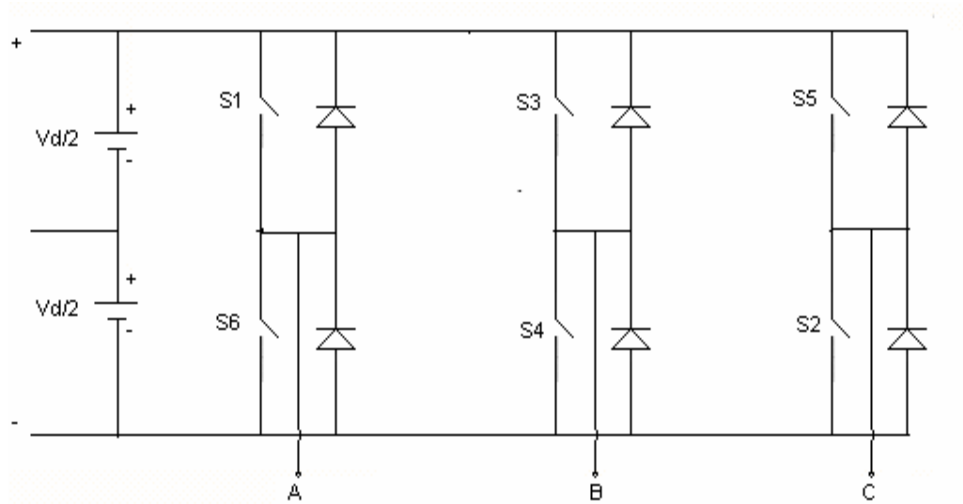
Şekil 5.3 deki devrede S anahtarı yerine IGBT kullanılarak oluşturulan devrenin çıkış gerilimine ait dalga şekli şekil 5.15 de verilmiştir.



Şekil 5.9: S Anahtarı Yerine IGBT Kullanılarak elde edilen Tek Faz Tam Dalga İnverter Giriş ve Çıkış Gerilimlerinin Dalga Formları

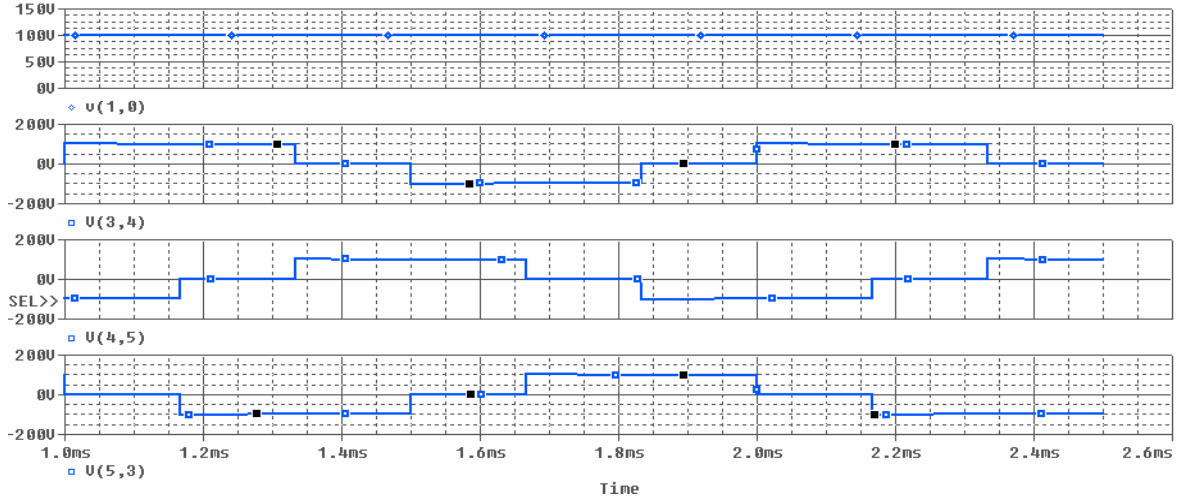
5.2.3 Üç Fazlı İnverterler

Şekil 5.10 da Üç faz inverter devre şeması görülmektedir. Kesintisiz A.A. güç kaynakları ve A.A. motor sürücüler gibi uygulamalarda, üç fazlı yükleri beslemek için üç fazlı inverterler kullanılır. Üç faz inverterin her biri tek faz inverterden oluşan üç kolu vardır ve bu kolun çıkışı anahtarın durumuna bağlıdır. Her iki anahtardan biri devamlı iletimde olduğu için çıkışın karakteristiği yükten bağımsızdır.

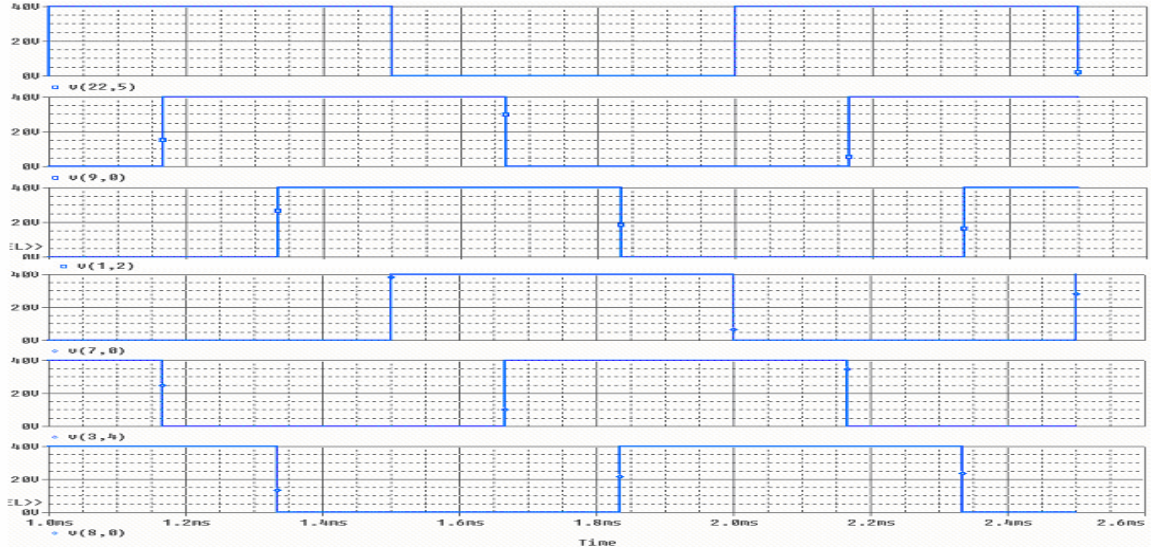


Şekil 5.10: Üç Faz İnverter Devre Şeması

Şekil 5.10 de üç faz inverterde S anahtarı yerine Transistör kullanılarak elde edilmiş çıkış gerilimlerinin dalga formu verilmiştir. Görüldüğü gibi çıkış gerilimleri arasında 120° faz farkı bulunmaktadır.



Şekil 5.11:S Anahtarı Yerine Transistör Kullanılarak Oluşturulan Üç Faz İnverterin Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri



Şekil 5.12: Transistör Tetikleme Gerilimleri(Q1,Q2,Q3,Q4,Q5,Q6)

Şekil 5.18 'de üç fazlı inverter devresinde kullanılan transistörlerin tetikleme gerilimleri verilmiştir. Görüldüğü gibi transistorler sırayla ilettime girmektedir. İlk kolda Q1 ve Q4 'ün 180° faz farkıyla ilettime girdiği görülmektedir. Üst grup transistörler Q1, Q3, Q5'in ise 120° faz farkı ile ilettime girer. Yani A, B, C kollarının çıkışları arasında transistörlerin anahtarlanması ile 120° faz farkı oluşur.

Bu durum yükün karakteristiğinden bağımsız olarak, anahtarlama durumları ile gerçekleşir. Üç fazlı yükün gereksinim duyduğu güç elde edilmiş olur.

5.3. Darbe Genlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation=PWM)

İnverter çıkışı beklenildiği gibi tam bir sinüs olmaz ve büyük harmonik bileşenleri oluşmuştur. Çıkış geriliminin harmonik bileşenleri yarıiletken güç anahtarlarının uygun biçimde anahtarlanması ile minimize edilebilir ve anahtarlama teknikleriyle önemli derecede indirgenebilir. İnverter çıkışı darbe genlik modülasyon teknikleriyle kontrol edilerek harmoniklerin minimize edilmesi sağlanır. Birden fazla darbe genlik modülasyon teknikleri mevcuttur. Darbe genlik modülasyonu tekniklerini sırlayacak olursak[17];

- 1- Sinüsoidal (SPWM)
- 2- Harmonik Eliminasyonlu (SHE-PWM)
- 3- Minimum Akım Dalgalanmalı
- 4- Üçüncü Harmonik İlaveli (THIPWM)
- 5- Harmonik İlaveli (HIPWM)
- 6- Değiştirilmiş Sinüsoidal (MSPWM)
- 7- Sigma Delta Modülasyon
- 8- Uzay Vektör (SVPWM)

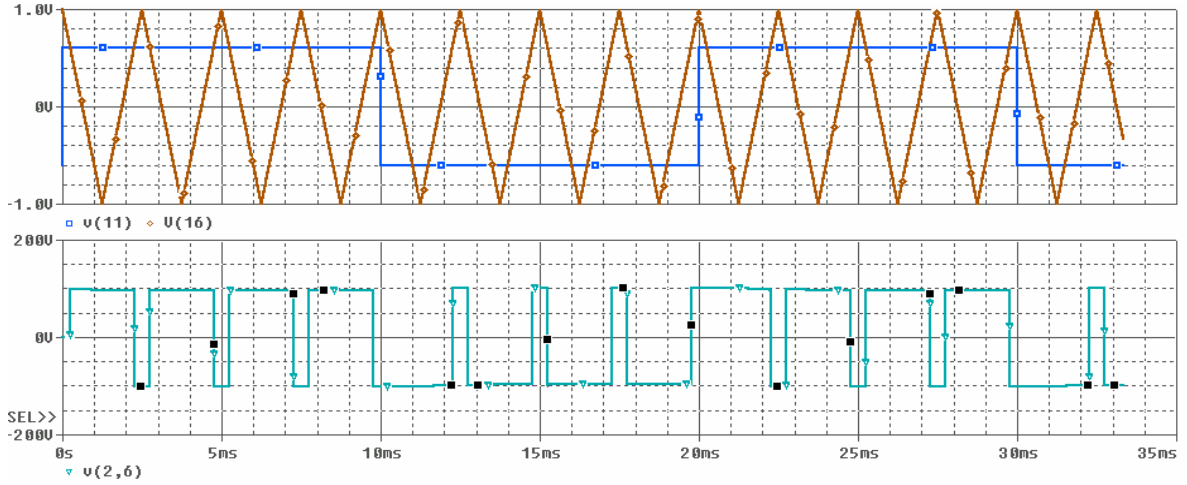
Ancak tezin bu bölümünde tüm tekniklere yer verilmeyecektir. Bu teknikler içerisinde en çok kullanılan darbe genlik modülasyonları içerisinde Sinüsoidal PWM (SPWM) tekniğine yer verilecektir.

PWM kontrol de , yarım periyod boyunca başına sadece bir darbe vardır ve darbe genliği değiştirilerek inverter çıkış gerilimi kontrol edilir. PWM karesel referans sinyalinin genliği A_r ile üçgensel taşıyıcı sinyalinin genliğini A_c karşılaştırarak inverter devresinde kullanılan yarı iletken güç elektroniği elemanlarının kapı sürme gerilimini elde eder. Taşıyıcı sinyalin frekansı çıkış geriliminin temel frekans belirler. Referans sinyalinin genliğinin taşıyıcı sinyalin genliğine oranı modülasyon oranı olarak adlandırılır.

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (5.1)$$

δ dalga olmak üzere çıkış gerilimi V_0 'ın değeri aşağıdaki denklemle bulunabilir[13];

$$V_0 = \sqrt{\left[\frac{2}{2\pi} \int_{\pi-\delta/2}^{\pi+\delta/2} V_s 2d(\omega t) \right]} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (5.2)$$

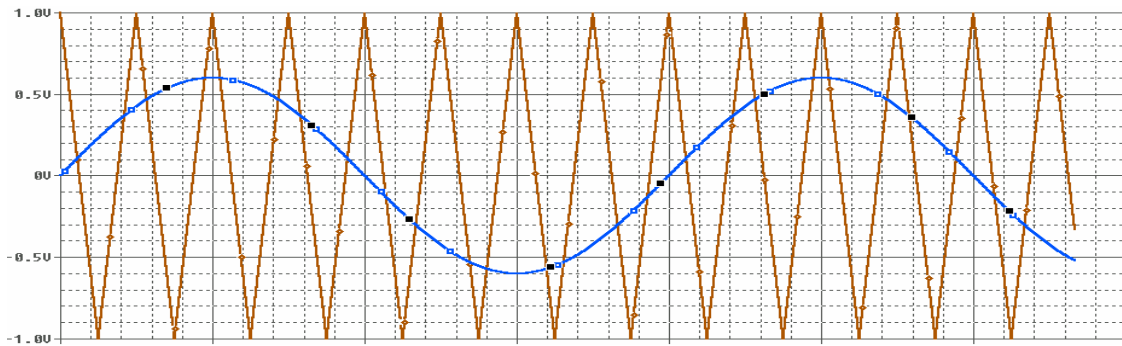


Şekil 5.13 : Tek Faz PWM İçin Taşıyıcı ve Referans Sinyallerinin ve Tek Faz IGBT İnverter Çıkış Dalga Şekilleri($M < 1$ için)

Şekil 5.13' da Tek faz IGBT inverter için referans ve taşıyıcı sinyalleri ve çıkış geriliminin dalga şekilleri $M < 1$ için verilmiştir. Görüldüğü gibi referans sinyalinin genliği taşıyıcı sinyalinin genliğinden büyük olduğu durumda çıkış geriliminin pozitif küçük olduğu durumda negatif olduğu görülmektedir.

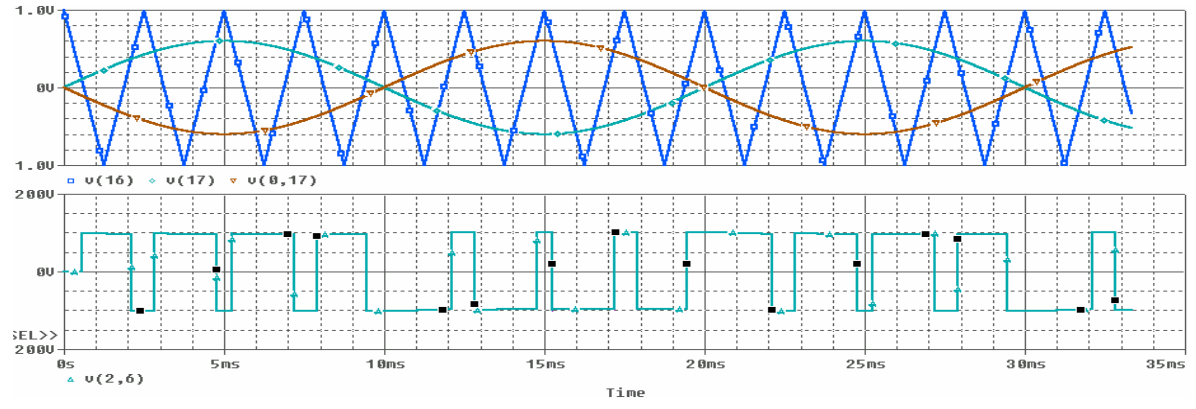
5.3.1 Sinüsoidal Darbe Genlik Modülasyonu (SPWM=Sinusoidal Pulse Width Modulation)

SPWM de bölüm 5.3 de belirtilen genel PWM metodundan farkı Referans sinyalinin sinüsoidal olmasıdır. Şekil 5.14 da taşıyıcı sinyal ile referans sinyalin dalga şekilleri gösterilmiştir. Mantık pwm için geçerli olan mantıkla aynıdır.



Şekil 5.14 : SPWM için Taşıyıcı ve Referans Sinyallerinin dalga şekilleri

Referans sinyalinin genliğinin taşıyıcı sinyalinin genliğinden büyük olduğu aralık boyunca çıkış gerilimi pozitifdir. Tek faz IGBT inverter SPWM için çıkış dalga şekilleri şekil 5.15 de verilmiştir.



Şekil 5.15 : SPWM İçin Taşıyıcı ve Referans Sinyallerinin ve Tek Faz IGBT İnverter Çıkış Dalga Şekilleri ($M < 1$ için)

BÖLÜM 6

ALTERNATİF AKIM DAN ALTERNATİF AKIMA ÇEVİRİCİLER

6.1 Alternatif Akımdan Alternatif Akıma Çeviriciler (A.A. -A.A. konverter -Cycloconverter)

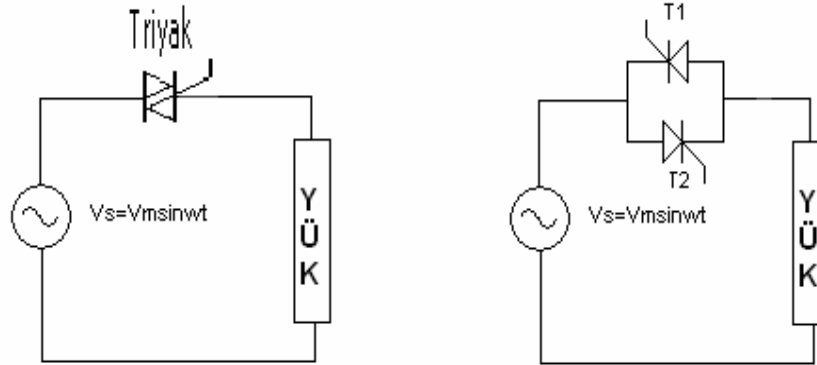
Alternatif akımdan alternatif akıma çeviriciler, sabit genlikli ve frekanslı bir alternatif giriş gerilimini yüksek frekansta anahtarlayarak, istenilen frekans ve genlikte bir çıkış dalga şekli elde edilmesini sağlar[20]. A.A giriş geriliminin genlik ve frekansı sabit değerli iken çıkış geriliminin genlik ve frekansı değişken olma eğilimindedir. Bu tür A.A-A.A. çeviriciler Cycloconverter olarak da adlandırılır. Diğer yandan frekans aynı kalmak kaydıyla A.A. giriş gerilimini farklı genlikte A.A. gerilime çeviren devre A.A kıyıcı (A.C. Chopper) olarak bilinir.

Endüstride, uygulamada tristörlü AC hat regülatörleri AC gerilim dönüşüm devrelerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunların en büyük dezavantajları; kaynak akımında daha büyük harmoniklerin üretilmesi, kurulu güç üretilirken faz açısı kontrolü, ve integral kontrol yapılırken alt harmoniklerin oluşmasıdır[21].

Tezin bu bölümünde A.A-A.A. çeviriciler, A.A Kıyıcılar ve Cycloconverterler olmak üzere iki kısımda incelenecektir.

6.2 A.A Kıyıcılar

6.2.1 Tek Faz Tam Dalga A.A Kıyıcı



Şekil 6.1 :Tek Faz A.A Kıyıcı Devre Şeması

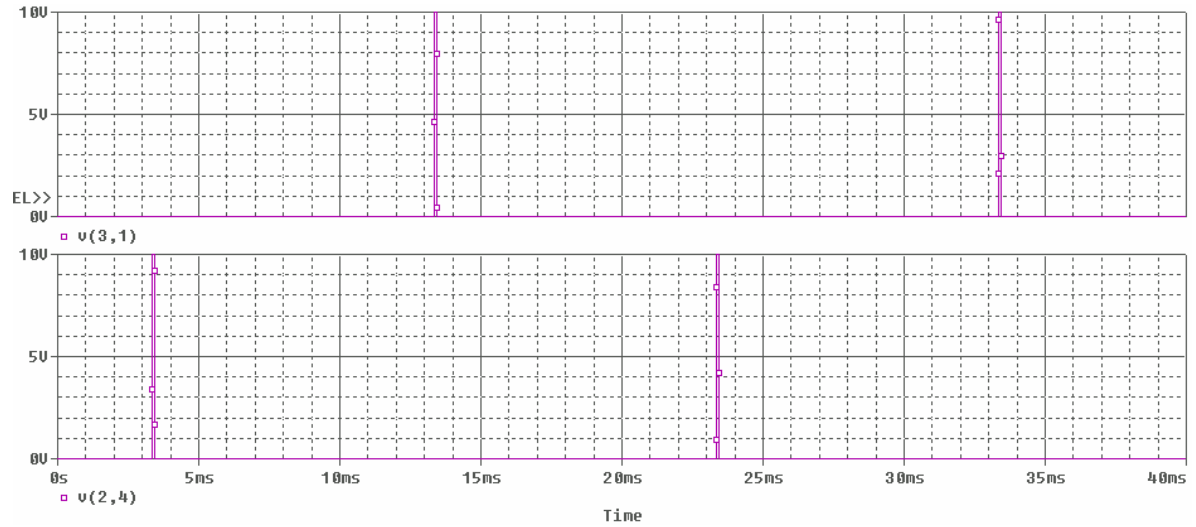
Şekil 6.1 de temel A.A kıyıcı devre şemaları verilmiştir. İlk devrede anahtar olarak Triyak kullanılmıştır. İkinci devrede ise birbirine ters bağlantılı Tristör (SCR) kullanılmıştır. İkinci devrede, gerek duyulan çıkış gerilimini elde etmek için anahtarların (SCR) ikisinin tetikleme açısı bağımsız olarak kontrol edilebilir. Ancak saf A.A. çıkış gerilimi elde etmek için her iki anahtarın (SCR) tetikleme açısı aynı olmalıdır.

A.A-A.A. çeviricilerin kullanım alanları alternatif akım motorlarında sürme devresi olarak kullanılır. Şekil 6.1' de tek faz A.A-A.A. çeviricinin devre şeması verilmiştir. Çıkış geriliminin değerini giriş gerilimi cinsinden yazacak olursak;

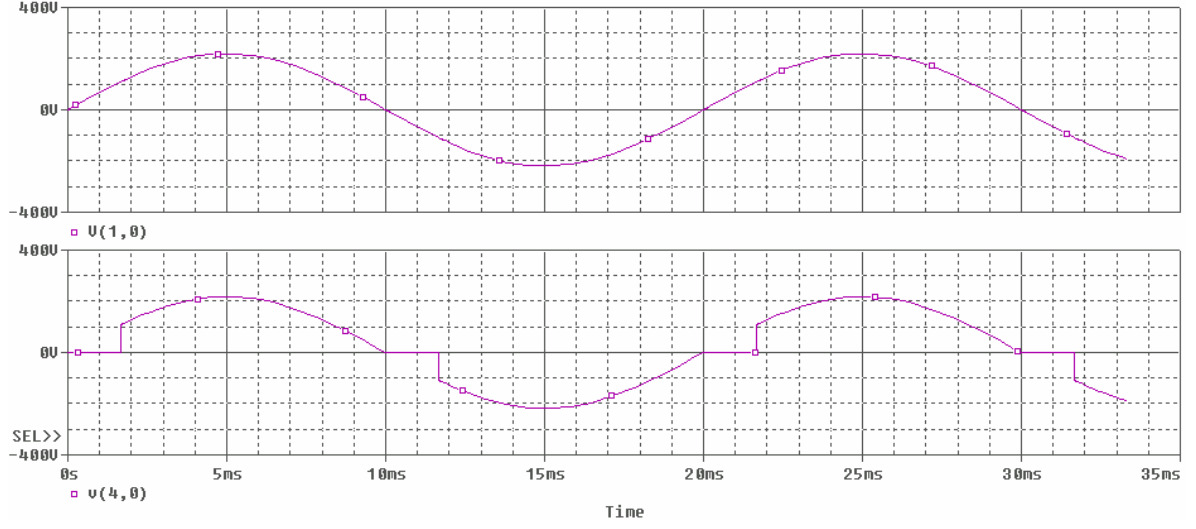
$$V_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}V_s \sin \alpha)^2 d(\alpha)} = V_s \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6.1)$$

elde ederiz[13]. Şekil 6.2 de saf direnç yük için tristör tetikleme açılarının farklı değerlerinde giriş –çıkış gerilimlerinin dalga formları verilmiştir.

Giriş geriliminin pozitif yarım dalgası boyunca T2 tetiklenir ve tristör tetikleme açısına ulaşıncaya iletme girer. Giriş geriliminin negatif değer almasıyla T1 tristörü tetiklenirken T2 tristörü tıkama yönündedir ve tetikleme açısına ulaşıncaya T1 iletme girer. Tristörlerin sırayla iletme girmesiyle akım her yarım dalgada yön değiştirir. Tristörlerin tetikleme gerilimleri arasında şekil 6.2 de görüldüğü gibi 180° fark vardır.

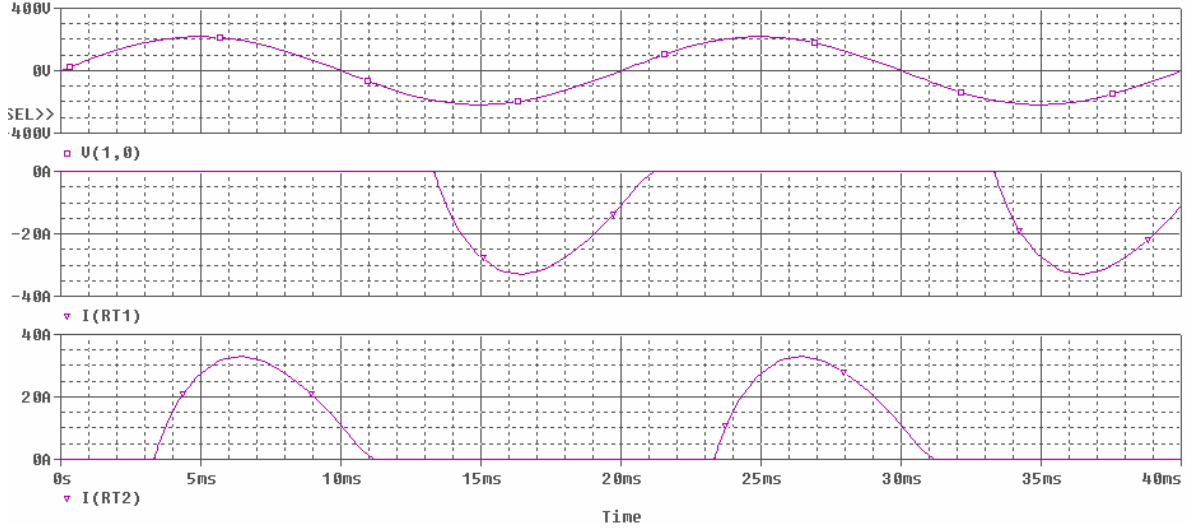


Şekil 6.2 : T1 ve T2 Tristörlerinin Tetikleme Gerilimleri



Şekil 6.3: Rezistif Yük İçin A.A Kıyıcı Tristör Tetikleme Açısı $\alpha=30^\circ$ İçin Giriş Çıkış Dalga Formu

Şimdi de indüktif yük için giriş –çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri tristör tetikleme açısının değişik değerleri için verilmiştir. Giriş geriliminin pozitif yarım dalgası boyunca T2 tristörünün iletimdedir ve yük akımını taşır. Giriş geriliminin negatif olmasıyla T2 tristörü $\alpha=\beta$ (bu gecikmeyi $\alpha=\beta$ olarak kabul edersek) olana kadar şekil 6.4 de gösterildiği gibi iletimde olmaya devam eder.



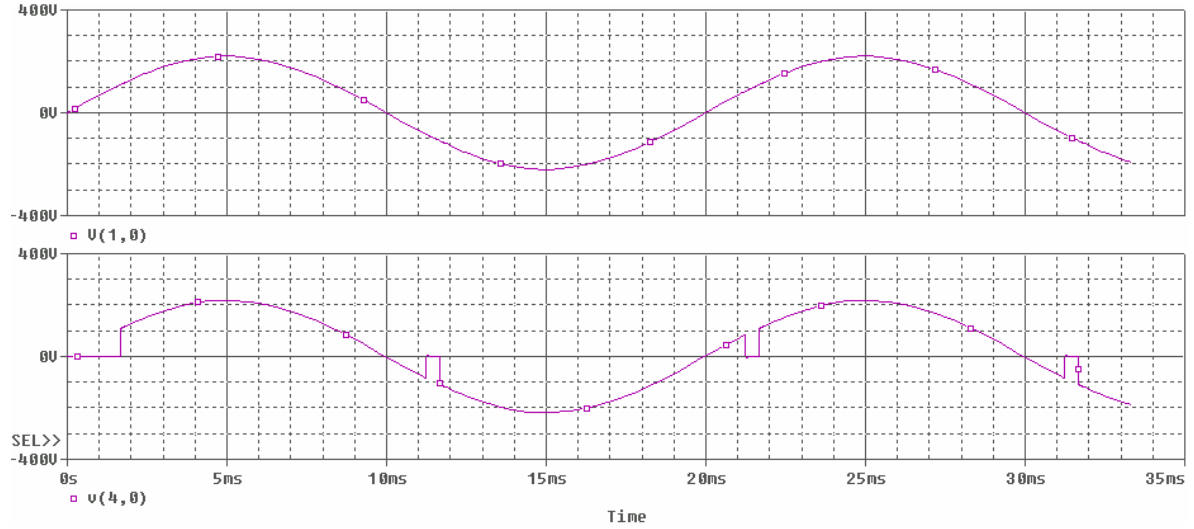
Şekil 6.4 : Giriş Gerilimine Göre Tristörlerin Üzerinden Geçen Akımların Dalga Şekilleri

Rezistif yük için yazdığımız denklemi indüktif yük için yazacak olursak;

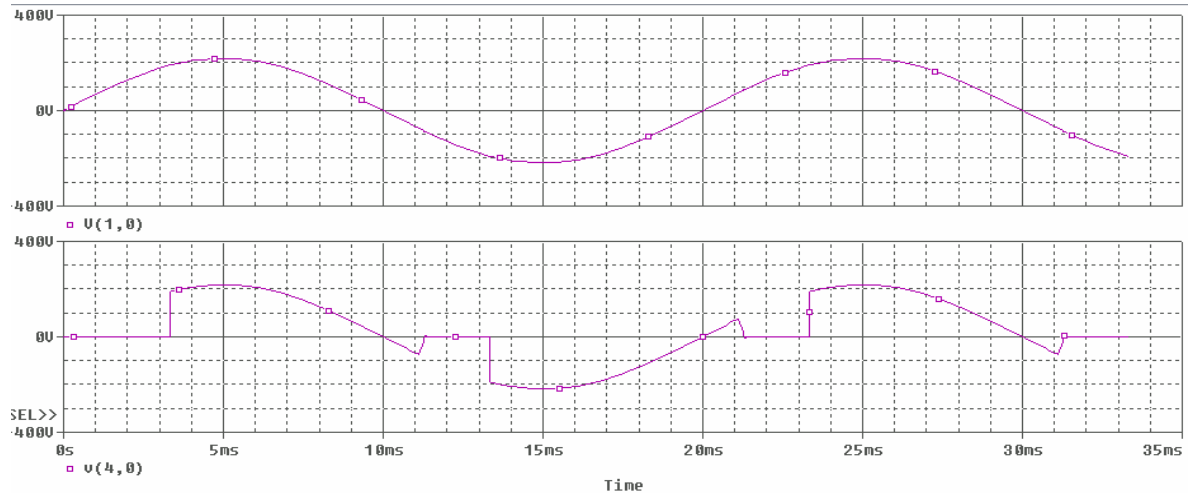
$$V_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (\sqrt{2} V_s \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \quad (6.2)$$

$$V_o = V_s \sqrt{\frac{1}{\pi}} \left(\beta - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right) \quad (6.3)$$

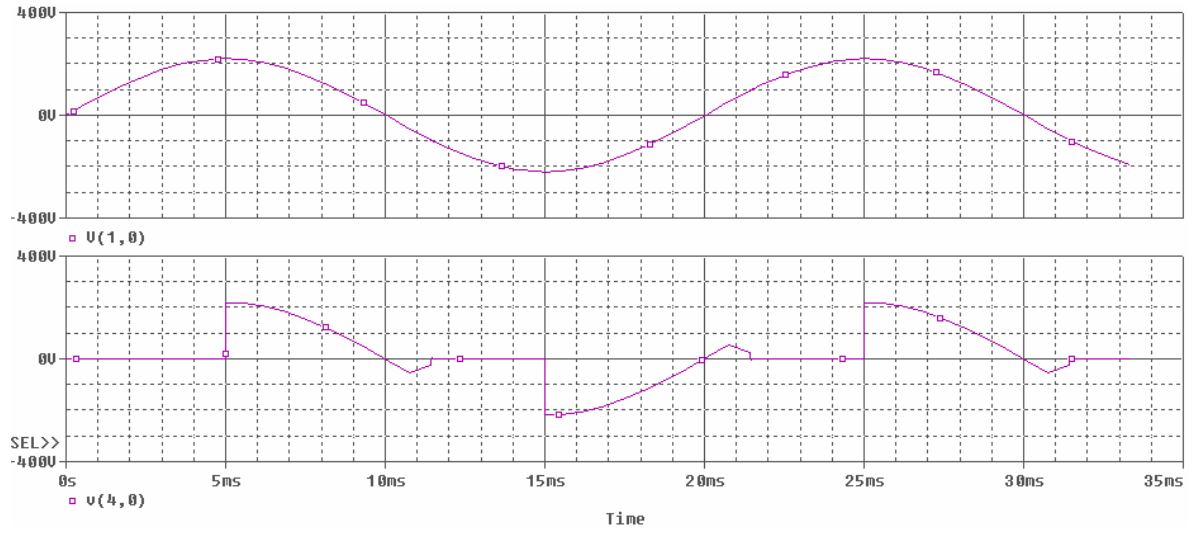
denklemini elde etmiş oluruz[13].



Şekil 6.5: A.A Kırıyıcı İndüktif Yük İçin Tristör Tetikleme Açısı $\alpha=30^0$ İçin Giriş Çıkış Dalga Formu



Şekil 6.6: A.A Kırıyıcı Tristör Tetikleme Açısı $\alpha=60^0$ İçin Giriş Çıkış Dalga Formu

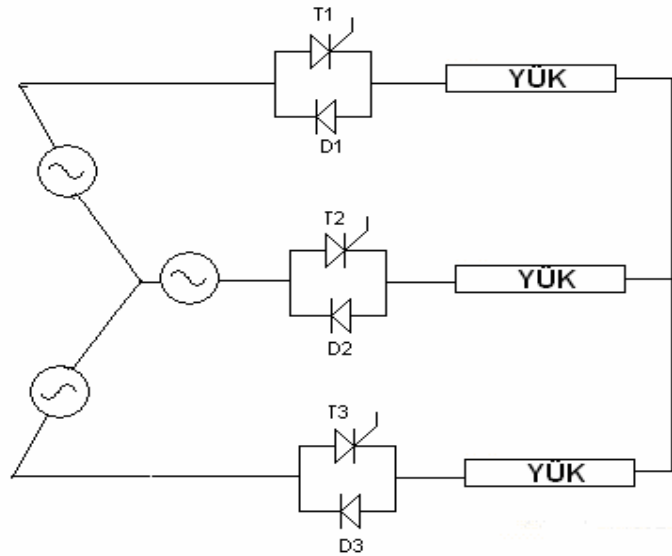


Şekil 6.7: A.A Kıyıcı Tristör Tetikleme Açısı $\alpha=90^\circ$ İçin Giriş Çıkış Dalga Formu

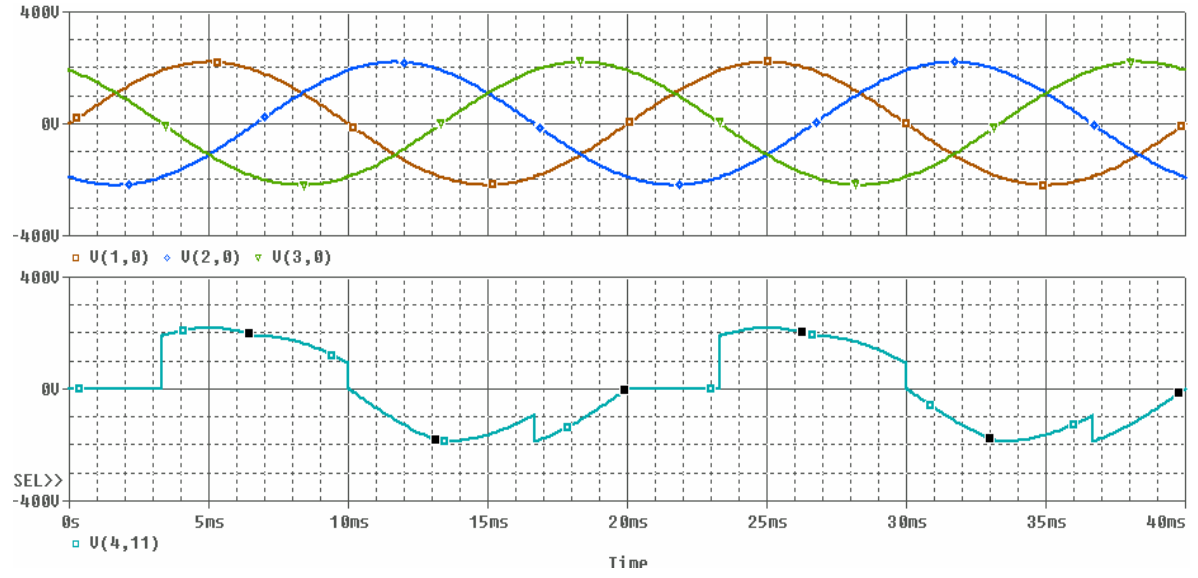
Şekil 6.5, şekil 6.6 ve şekil 6.7 indüktif yük için incelendiği zaman tetikleme açısı α büyüdükçe çıkış geriliminin sürekliliğinin azaldığı görülmektedir.

6.2.2 Üç Faz Yarım Dalga A.A. Kıyıcı

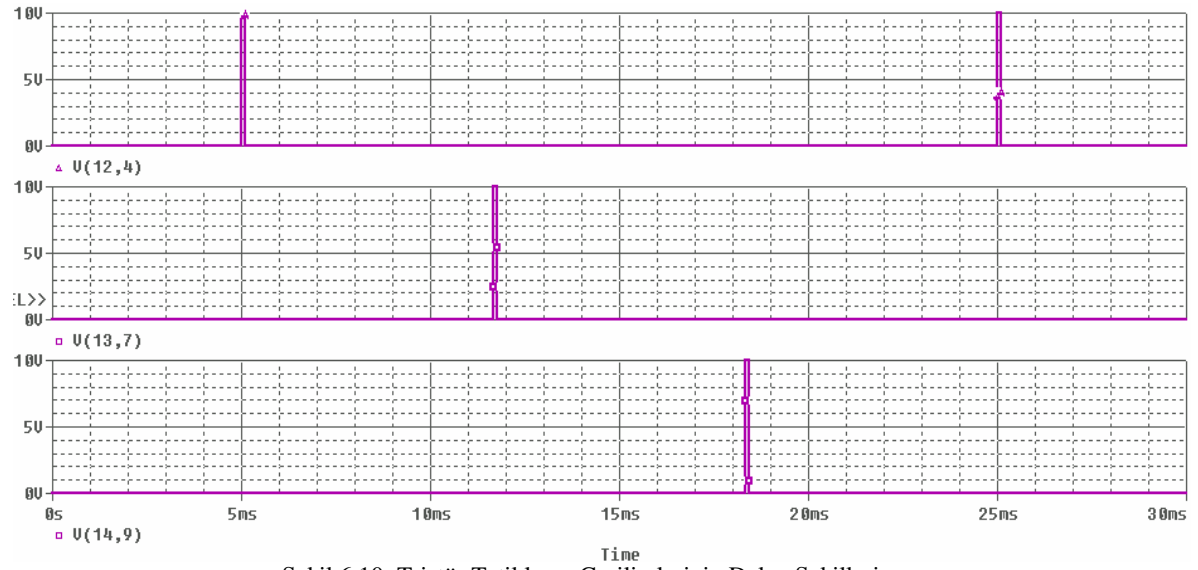
Şekil 6.8 de üç faz yarım dalga A.A. kıyıcı devre şeması verilmiştir. Üç faz devrenin analizi tek faz A.A. kıyıcı analiz prensiplerine benzerdir.



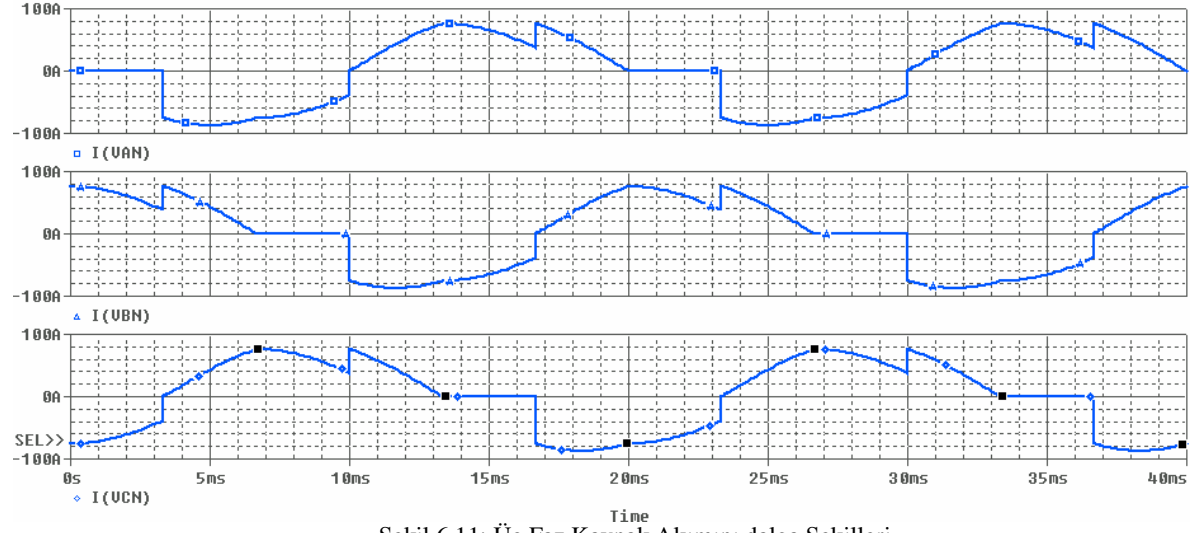
Şekil6.8: Üç Faz Yarım Dalga A.A. Kıyıcı Devre Şeması



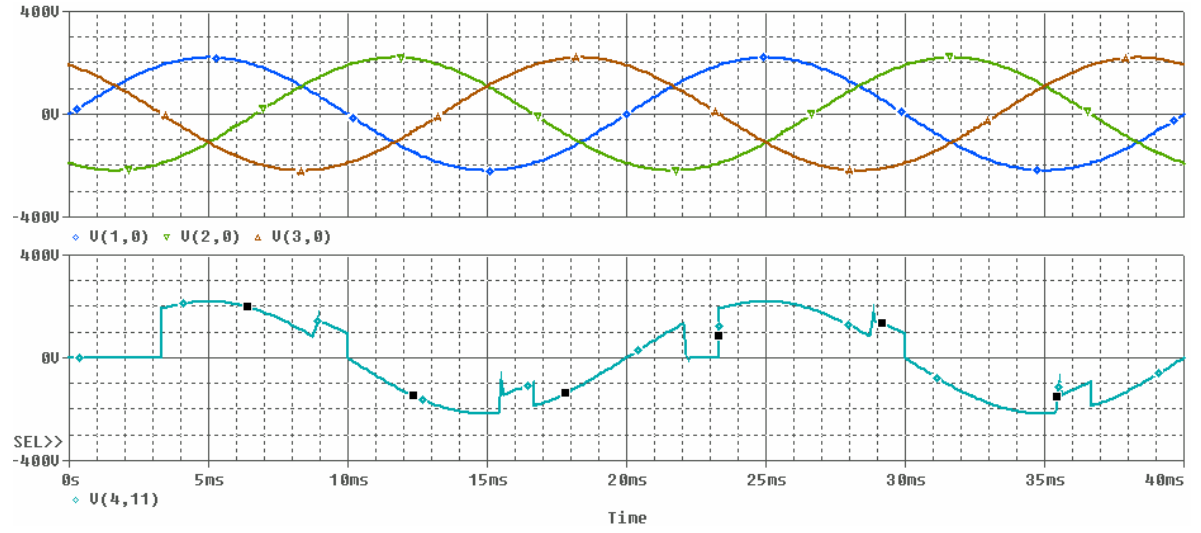
Şekil 6.9: Rezistif Yük Üzerinde Üç Faz Yarım Dalga A.A. Kırıyıcının $\alpha=60^\circ$ Tetikleme Açısı İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu



Şekil 6.10: Tristör Tetikleme Gerilimlerinin Dalga Şekilleri



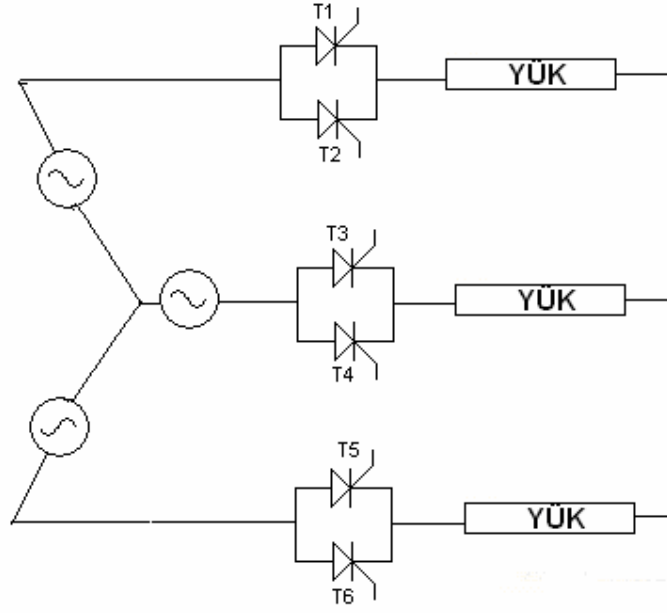
Şekil 6.11: Üç Faz Kaynak Akımını dalga Şekilleri



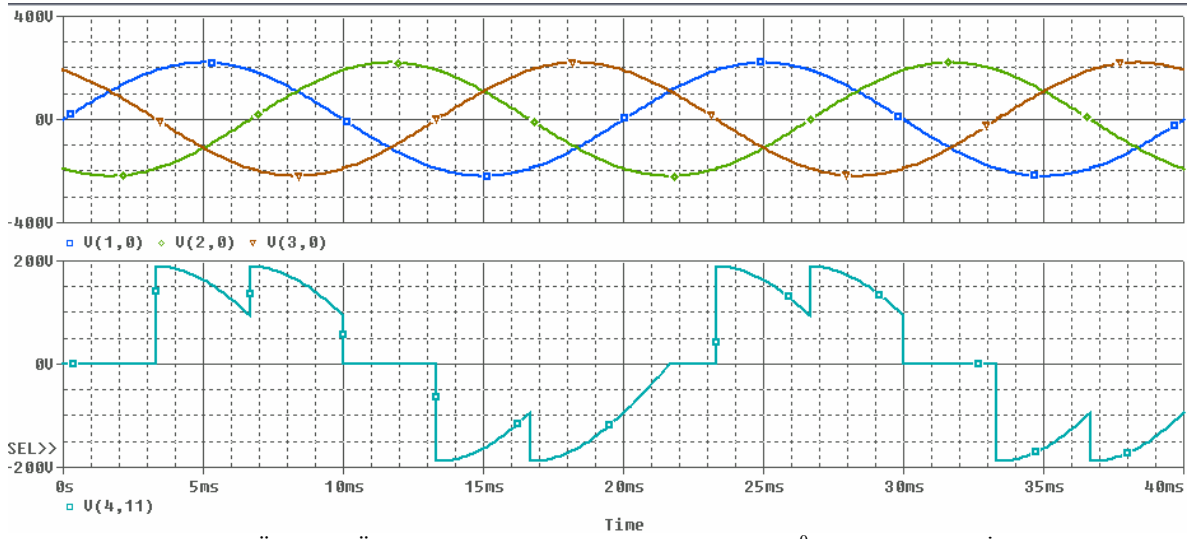
Şekil 6.12:İndüktif Yük Üzerinde Üç Faz Yarım Dalga A.A. Kırıcının $\alpha=60^\circ$ Tetikleme Açısı İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu

6.2.3 Üç Faz Tam Dalga A.A. Kırıcı

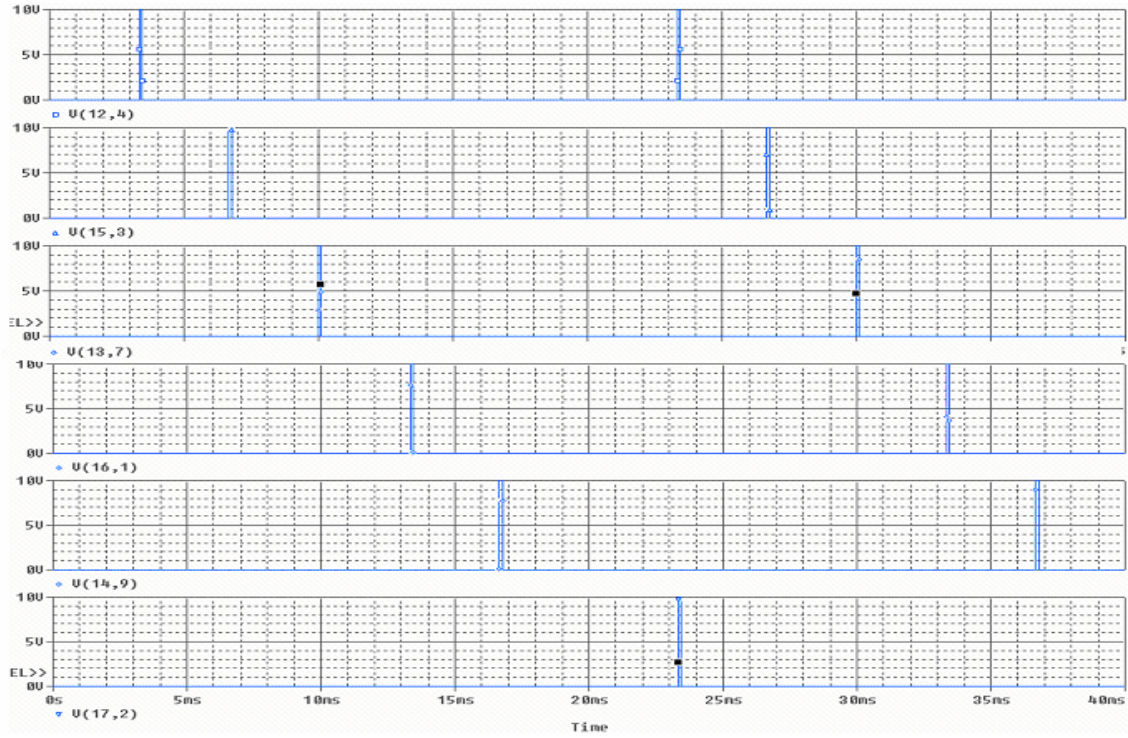
Bölüm 6.2.2 de üç faz yarım dalga A.A. kırıcı devresi incelenmiştir. Bu bölümde ise üç faz tam dalga A.A. kırıcı devre incelenecektir. Şekil 6.13 de devre şeması verilmiştir.



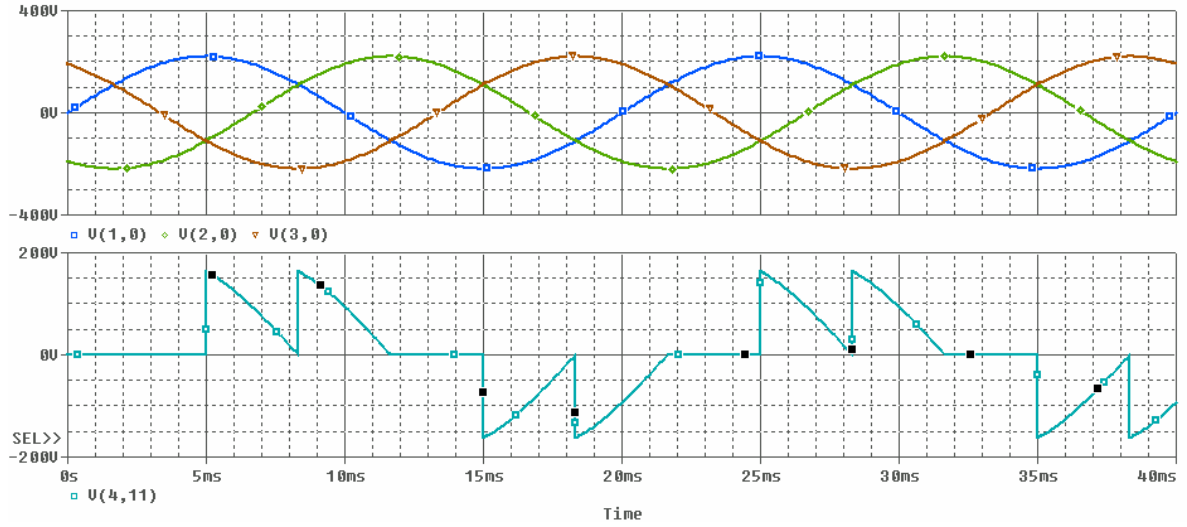
Şekil 6.13:Üç Faz Tam Dalga A.A. Kırıyıcı Devre Şeması



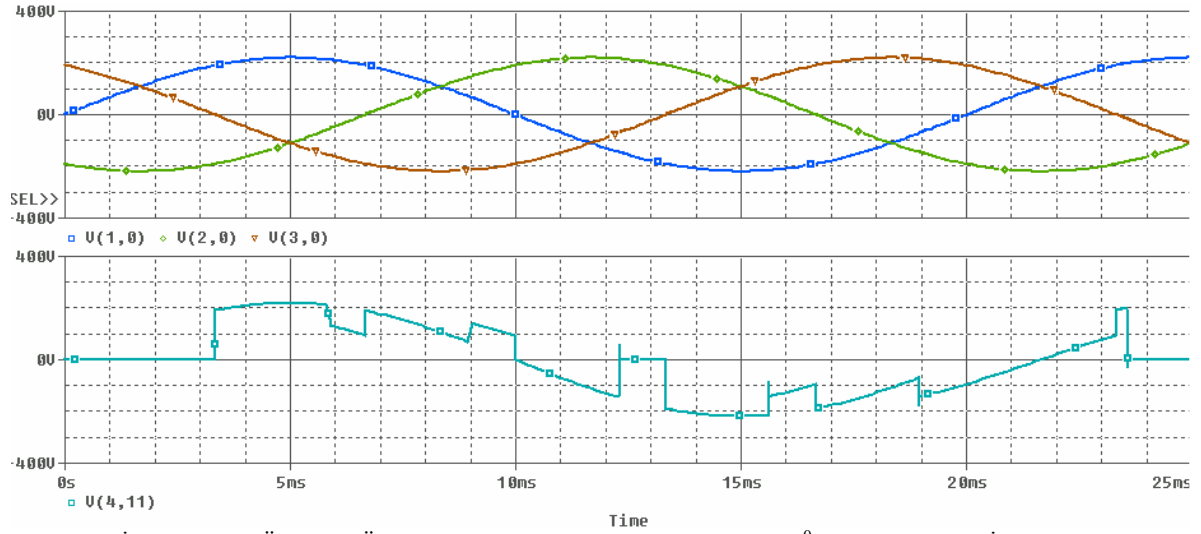
Şekil 6.14:Rezistif Yük Üzerinde Üç Faz Yarım Dalga A.A. Kırıyıcının $\alpha=60^\circ$ Tetikleme Açısı İçin Giriş-Çıkış Dalga Formu



Şekil 6.15: Tristör Tetikleme Gerilimleri



Şekil 6.16: Rezistif Yük Üzerinde Üç Tam Yarı Dalg A.A. Kıyıcının $\alpha=90^\circ$ Tetikleme Açısı İçin Giriş-Çıkış Dalg Formu



Şekil 6.17:İndüktif Yük Üzerinde Üç Tam Yarımlı Dalgalar A.A. Kılıcının $\alpha=60^\circ$ Tetikleme Açısı İçin Giriş-Çıkış Dalgaları

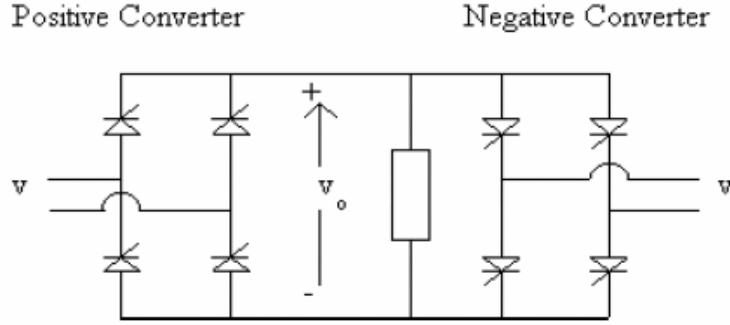
6.3 A.A-A.A. Değişken Frekanslı Konverter : Cycloconverterler

A.A Kılıcılar sabit olmayan çıkış gerilimi sağlarlar fakat çıkış geriliminin frekansı sabittir ve yüksek harmonik bileşenleri içerir. Değişken frekans da değişken çıkış gerilimi iki aşamalı dönüştürme ile elde edilebilir ki bunlar; sabit A.A. dan değişken D.A. 'a dönüştürme (A.A-D.A Çeviriciler) ve değişken D.A. dan değişken frekansda değişken A.A. 'a (İnverterler) dönüştürme aşamalarıdır. Cycloconverterlerde dönüşüm işlemi yapmak için bir veya daha fazla ara dönüştürücü devrelere ihtiyaç duyulur. Cycloconverterler direk frekans dönüştürücüleridir.

Cycloconverterleri Tek Faz Cycloconverterler ve Üç Faz Cycloconverterler olmak üzere iki bölümde incelenebilir.

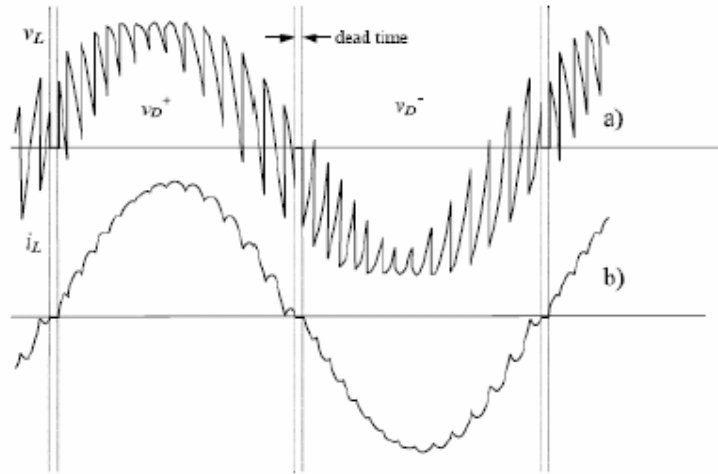
6.3.1 Tek Faz Cycloconverterler

Şekil 6.18 de tek faz A.A-A.A. değişken frekanslı konverterlerin devre şeması verilmiştir.A.A-A.A. değişken frekanslı konverter (Cycloconverter) frekans dönüşüm ilkesi , sistem frekansından daha düşük bir frekansla beslenen çift konverterden elde edilir. Eğer çift konverterin sinyal kontrolü zamanın bir fonksiyonu ise çıkış gerilimi bu sinyali takip edecektir.

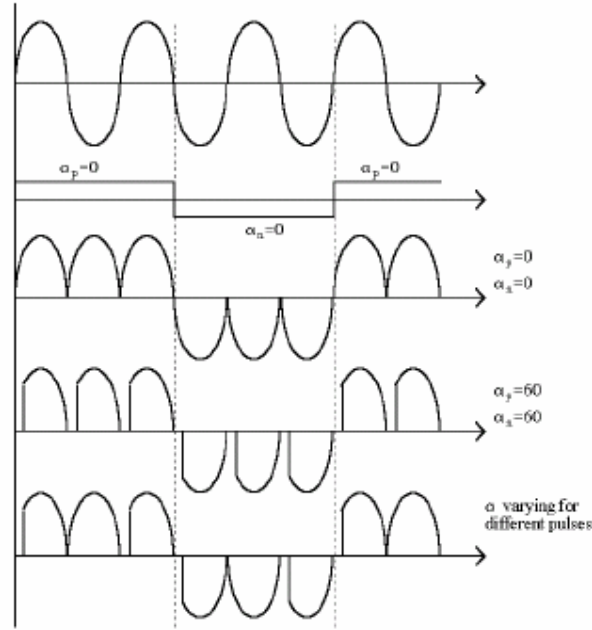


Şekil 6.18: Tek Faz A.A.-A.A. Değişken Frekanslı Konverter Devre Şeması

Eğer bu kontrol sinyalinin değeri istenen frekans ile sinüzoid olarak değişirse, dalga formu yüksek harmonik akımı ile tek faz gerilimi şekil 6.19 görüldüğü gibidir. Eğer yük indüktif ise akımdaki bozulma gerilime göre daha az olacaktır.



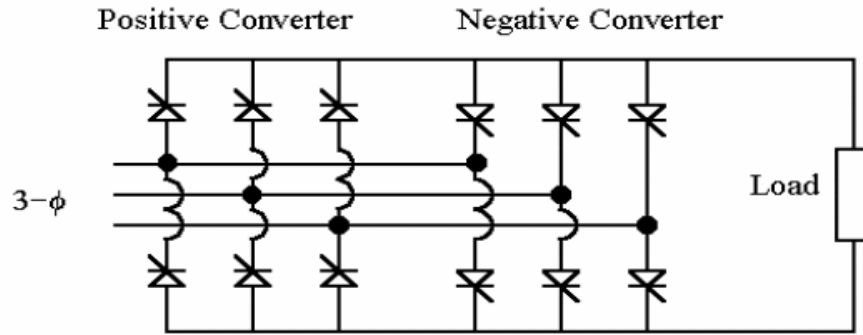
Şekil 6 19: Tek Faz A.A.-A.A. Değişken Frekanslı Konverter İçin Çıkış Akımı Ve Geriliminin Dalga Şekilleri



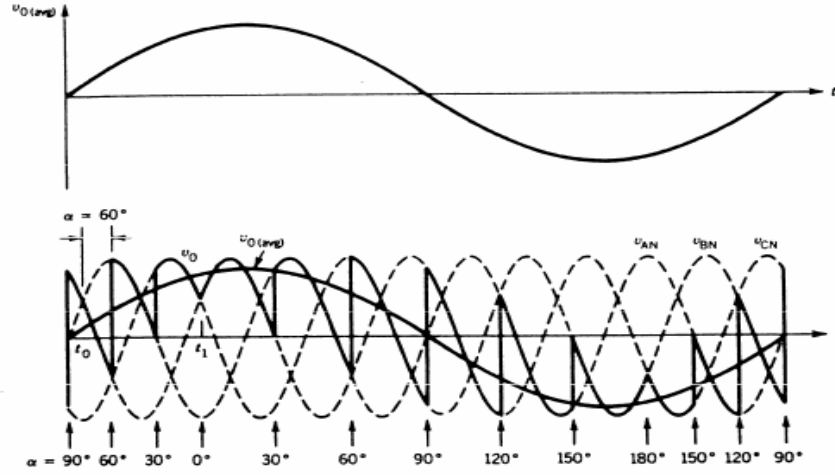
Şekil 6 20: Tek Faz A.A-A.A. Değişken Frekanslı Konverter İçin Çıkış Akımı Ve Geriliminin Dalga Şekilleri

6.2.2 Üç Faz Cycloconverterler

Üç faz Cycloconverterler yüksek güç, düşük frekans gereksinimi olan sistemlerde kullanılır. Alçak hız sahasında büyük senkron motorların hız kontrolü üç faz Cycloconverterlerin güçlü uygulamaları içerisinde en çok kullanılan biridir. Cycloconverterler aynı zamanda indüksiyon makinaların rotor sargılarında meydana gelen frekans kaymalarını kontrol etmek için de kullanılırlar. Şekil 6.21 de üç faz A.A-A.A. değişken frekanslı konverter devre şeması verilmiştir.



Şekil 6 21:Üç Faz A.A-A.A. Değişken Frekanslı Konverter Devre Şeması



Şekil 6.22:Üç Faz A.A-A.A. Değişken Frekanslı Konverter Giriş Ve Çıkış Geriliminin Dalga Formları

Şekil 6.22 de üç Faz A.A-A.A. değişken frekanslı konverter giriş ve çıkış geriliminin dalga formları görülmektedir. Görüldüğü gibi çıkış tam bir sinüs sinyalıdır.

BÖLÜM 7

GÜÇ ELEKTRONİĞİ SİSTEMLERİNİN PSPICE VE MATLAB/SİMULINK MODELLERİ VE MODELLERİN KARŞILAŞTIRILMASI

7.1 Giriş

Güç elektroniği devreleri karakteristik olarak anahtarlama davranışlarından dolayı oldukça değişik ve kompleks yapılı ve zaman sabitlerinin oldukça farklı değerleriyle olağanüstülük içeren sistemlerdir[22,23]. Güç elektroniği sistemlerinde son yıllarda meydana gelen gelişmeler, bu sistemlerin spesifik davranışları için simülasyon araçları gerektirir[24]. Güç elektroniği sistemlerinin analiz, dizayn ve fiziksel gerçekleştirilmesi, bilgisayar simülasyonu olmadan aşırı derecede zahmetli, zaman alan ve oldukça pahalıdır. Böylece modelleme ve bilgisayar simülasyonu güç elektroniği gibi sistemlerin dizayn ve analizinde önemli bir rol oynar[23].

Sistemlerin bilgisayar benzetimi yapılarak incelenmesi günümüzde özellikle araştırma ve geliştirme alanında sıkça kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntemin en büyük avantajı, sistemi laboratuarda fiziksel olarak gerçekleştirip istenen verilerin alınması ve devre parametrelerinin etkilerinin gözlenmesi yerine aynı işi bilgisayar modeli üzerinde daha hızlı bir şekilde yapabilmesi ve tasarım süresinin kısılmasıdır. Bilgisayar benzetimi yapılırken modellemesi yapılacak sisteme uygun simülasyon programları seçilir. Simülasyon programlarından istenen, modelleme sonucu elde edilen verilerin sistemin fiziksel gerçekleştirilmesi sonucu alınan verilerle aynı olmasıdır. Ancak bu simülasyon sonucu gerçek değerlere yakın olmakla birlikte gerçek değerlerle aynı olmamaktadır. Bunun sebebi sistem bileşenleri modellenirken ideal olarak kabul edilmesidir. Ancak günümüzde gerçeğe yakın veriler elde edebilen simülatörler bulunmaktadır. Devreler simüle edilirken bileşenlerinin modellemesi önemli bir faktördür. Yarıiletken güç anahtarları tipik olarak özellikle ideal olmayan anahtarlar ideal anahtarlar ve seri ve/veya paralelinde genel bileşenler (rezistör, kapasitör, indüktör vs.) eklenerek modellenenir[24].

Güç elektroniği devrelerinin analizi için birçok farklı yazılım vardır. Bu programlar yarı iletken anahtarlarını kapsamaktadır ve gerilim, akım ve türevleri hakkında iyi bilgi vermektedir. SPICE, SABER bu programlardan en iyi bilinenlerdendir.

Bunların dışında matematiksel fonksiyonlardan oluşturulan bloklarla da simülasyon mümkündür. MATLAB/SIMULINK bunlardan en bilinenidir[25].

Bu tez de güç elektroniği devrelerinin bir kısmı PSPICE ve MATLAB/SIMULINK simülasyon programları yardımıyla bilgisayar benzetimi yapılarak incelenmektedir. Güç elektroniği sistemlerinin modellenmesi sonucunda devre dalga şekillerinin, sistemin sürekli ve geçici hal davranışlarının ve yarı iletken elemanların akım ve gerim değerleri elde edilir. Bu bölümde güç elektroniği devrelerinden bazılarının hem PSPICE hem de MATLAB/SIMULINK benzetimleri yapılmış ve kullanılan benzetim programlarının birbirlerine göre üstünlükleri tartışılmıştır.

7.2 PSPICE’ ın Kullanım Amacı Ve Yeri

SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis= Tüm Devre Ağırlıklı Benzetim Programı) devre tabanlı benzetim programlarından biridir. Kişisel bilgisayar ile uyumlu birçok ticari türü bulunmaktadır. En çok kullanılan türü ise PSPICE’ dır.

PSPICE birçok özelliği içinde bulunduran çok katmanlı bir simülasyon programıdır. PSPICE devre benzetimi yaparken sistem bileşenlerini tek tek tanımlayarak sonuca ulaşmaktadır. Ayrıca sistem bileşenleri tanımlanırken istenilen parametreleri değiştirilerek uygulamaya yönelik çözümler sağlanabilir.

Bir matematiksel modelleme metodunda çok sayıda simülasyon paket programı kullanılması, analizlerle birçok problem çözümünde, konverter devrelerinin ve sistemlerinin, tasarım ve optimizasyonunu sağlamak için, tatmin edici bir araçtır. Simülasyon programları tasarım işleminin her aşamasını; genel fikrin doğrulanmasından, devre yapısının seçiminden, stratejik seçimlerin kontrolünden, sistemde temel gücün ve çalışan parametrelerin kontrol edilmesinden, gerçek eleman parametrelerinin seçiminden, sistemin çalışmasına elemanların toleranslarının etkilerinin doğrulanmasından daha detaylı teknik tasarıma kadar destekleyecek nitelikte olmalıdır. Çokça bilinen şebeke tipi simülasyon programlarından birisi de SPICE ‘dır. Mikro elektrik entegre devreleri için tasarlanmış olmasına rağmen, SPICE güç elektroniği sistemlerinin analizi ve tasarımında da geniş bir kullanım alanına sahiptir[26].

PSPICE programı ile;

- 1- Direnç, bobin, kondansatör, transformatörlerin ısınmasıyla değişmelerin etkileri ölçülür,
- 2- Performans yükseltilmesi veya azaltılması yapılır,
- 3- Gürültü etkilerini, sinyal distorsiyonunu pahalı ölçü aletlerine gerek duymadan değerlendirir,
- 4- Her bir elemanın toleransı ve bütün elemanların değerleri ve aktif elemanların parametreleri sebebiyle izin verilen sınırlarda duyarlılık analizleri hesaplanır,
- 5- Fourier analizi yapılır,
- 6- Lineer olmayan elemanlarının devre üzerinde performansları ölçülür,
- 7- Devre parametreleri bakımından elektronik devrelerin tasarımı ideal şartlara yaklaştırılır[27].

7.3 MATLAB' ın Kullanım Amacı Ve Yeri

MATLAB, yüksek başarımlı sayısal hesaplamalar ve bir teknik programdır. Sayısal analiz, matris işlemleri, kullanımı kolay bir ortamda bir bütün olarak sunar[28]. MATLAB tüm mühendislik alanında, sayısal hesaplamalar, veri çözümlenmesi ve grafik işlemlerinde kolaylıkla kullanılabilen bir programlama dilidir. MATLAB'de temel eleman, boyutlandırma gerektirmeksizin bir matristir. Pek çok sayısal problemi çok kısa bir sürede çözmek mümkündür. MATLAB'de kullanılan algoritmaların temeli bilgisayar yardımı ile sayısal integral ve türev hesaplamalarında kullanılan en küçük kareler yöntemine dayanır[27]. FORTRAN ve C dili gibi yüksek seviyeden programlama dili ile yapılabilen hesaplamaların pek çoğunu MATLAB ile yapmak mümkündür. Gerçekte MATLAB, M-dosyaları (M-files) olarak bilinen pek çok sayıda fonksiyon dosyalarından, altprogramlardan ibarettir. Hazırlanacak bir program içinde M-dosyalarını kullanmak sureti ile program komut sayısını çok kısa tutmak mümkündür[7].

MATLAB' ın kullanım yerleri;

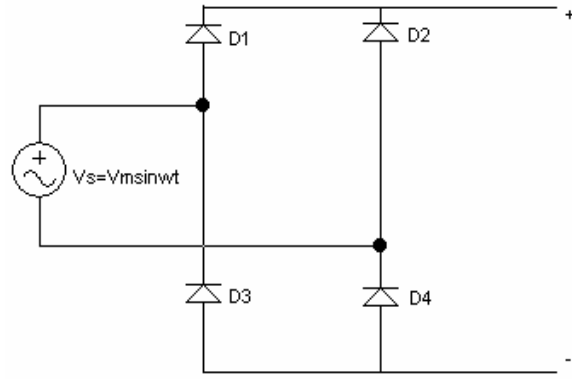
- Denklemler takımının çözümü, doğrusal ve doğrusal olmayan diferansiyel denklemlerinin çözümü, integral hesabı gibi sayısal hesaplamalar,
- Veri çözümleme işlemleri,
- İstatistiksel hesaplamalar ve çözümlemeler,
- Grafik çizimi ve çözümlemeler,
- Bilgisayar destekli denetim sistemi tasarımı.

7.3.1 SIMULINK

MATLAB' ın bir uzantısı olan SIMULINK dinamik sistemlerin benzetimi amacı ile hazırlanmış bir programdır. SIMULINK bir taraftan MATLAB' ın genel amaçlı fonksiyonlarını kullanırken diğer taraftan da dinamik sistemlerin çözümünde pek çok kolaylıklar sağlamaktadır.

SIMULINK; model tanımı ve model analizi olmak üzere iki amaçla kullanılır. WINDOWS ortamında çalışan ve WINDOWS ortamının tüm kullanım kolaylığı özelliklerinden yararlanan SIMULINK' te model tanımında, öbek şemaları (blok diyagram) pencereleri kullanılır. Bu pencereler içerisinde, fare ile sürülen komutlar yolu ile modeller oluşturulabilir ve daha sonra kullanılmak üzere saklanabilir. Hazır öbek şemaları yolu ile kullanıcı kendisine ait bir modeli kolaylıkla oluşturulabilir

7.4 Tek Faz Diyot Doğrultucu Devrenin Bilgisayar Benzetimi



Şekil 7.1: Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucu Devre Şeması

Tek faz diyot doğrultucu devre şeması şekil 7.1 de verilmiştir. Tek faz diyot doğrultucu devre hakkında bölüm 3 de bilgi verilmiştir. Bu devrenin analizini öncelikle PSPICE benzetim programıyla modelleyecek olursak şekil 7.2 deki giriş gerilimine karşılık elde ettiğimiz çıkış gerilimi verilmiştir. Giriş gerilimi 220V 50Hz sinüzoidal bir sinyaldir. Yük olarak $R=0.5\Omega$ ve $L=6.5\mu H$ olmak üzere indüktif yük alınmıştır.

7.4.1 PSPICE Benzetimi

Devreye ait PSPICE formülasyonu aşağıda verilmiştir. Öncelikle kaynak gerilimi aşağıdaki gibi tek faz ve sinüzoidal olarak tanımlanmıştır;

VS 1 0 SIN(0 220V 50HZ)

Köprü diyot doğrultucu devrenin çıkışında yük olarak R-L yükü $R=0.5\Omega$ ve $L=6.5\mu H$ olarak düğüm noktalarına göre belirtilmiştir

R 3 5 0.5

L 5 6 6.5MH

Diyotlar düğüm noktalarına göre tanıtıldıktan sonra simülasyon sonuçlandırılmıştır.

D1 1 3 DMOD

D2 0 3 DMOD

D4 4 0 DMOD

D3 4 1 DMOD

.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=1200V IBV=13E-3 CJO=2PF TT=1US)

Diyotlar düğüm noktalarına göre tanıtıldıktan sonra simülasyon sonuçlandırılmıştır.

Simülasyonun tamamlanması için analiz türü ve PSPICE son işlemcilerini seçmek gerekir. Bunlardan biri .TRAN , geçici (transient analysis) analiz gerçekleştir ki genel formu aşağıdaki gibidir[29].

.TRAN TSTEP TSTOP [TSTOP TMAX] UIC

Bir diğer son işlemci :PROBE 'dır..PROBE bizim simülasyon sonuçlarını ekranda görmemizi sağlayan komuttur. .OPTIONS komutu ile simülasyon seçeneklerini listeleyen komuttur. .FOURIER komutu ile de sistemin Fourier açılımını yapıp frekans cevabını almak mümkündür ve genel formu aşağıda verilmiştir[29].

.FOUR FREKANS N V1 V2 ...VN

.FOUR FREKANS N I1 I2IN

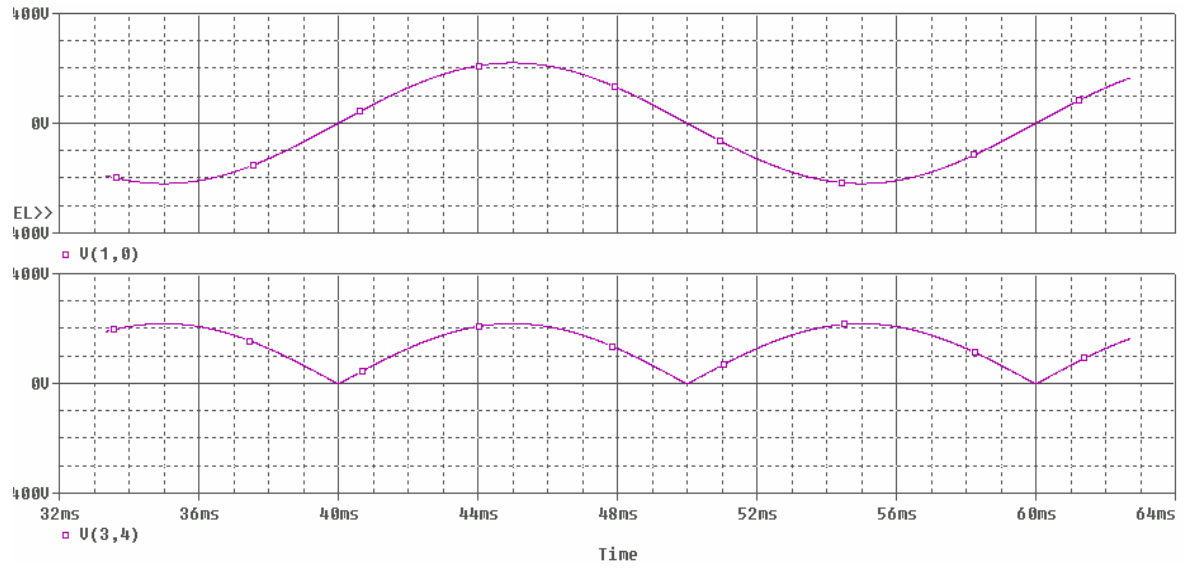
Simülasyonu sonlandırmak için en son olarak .END komutu yazılır ve simülasyon sonlandırılır.

.TRAN 10US 150MS 0MS 10US

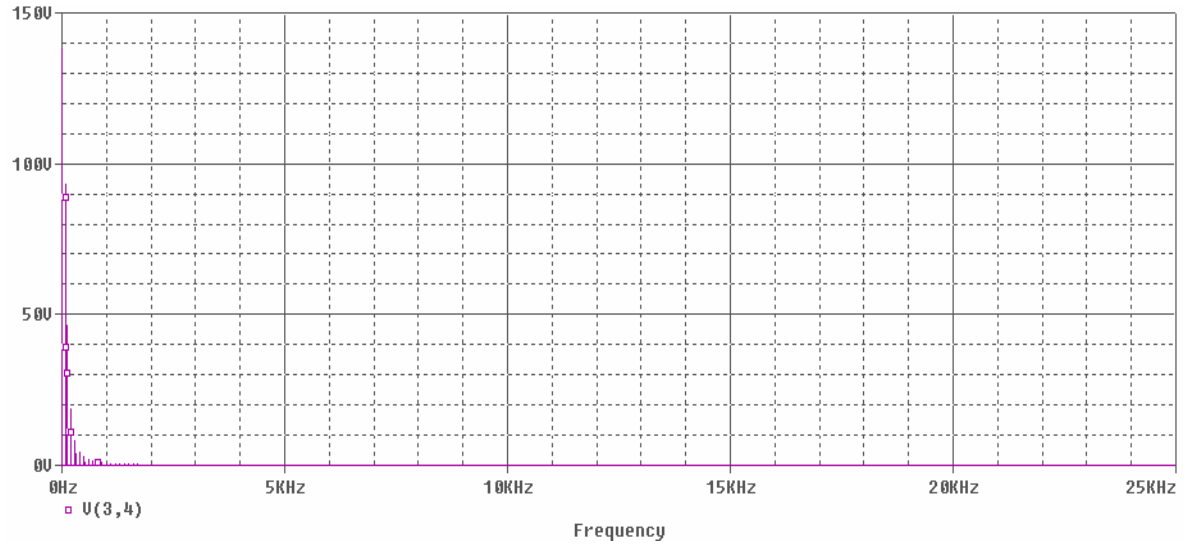
.PROBE

.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL=0.01 VNTOL=0.01 ITL5=50000

.END



Şekil 7.2: Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun PSPICE Benzetimi Sonucu Giriş Ve Çıkış İşareti

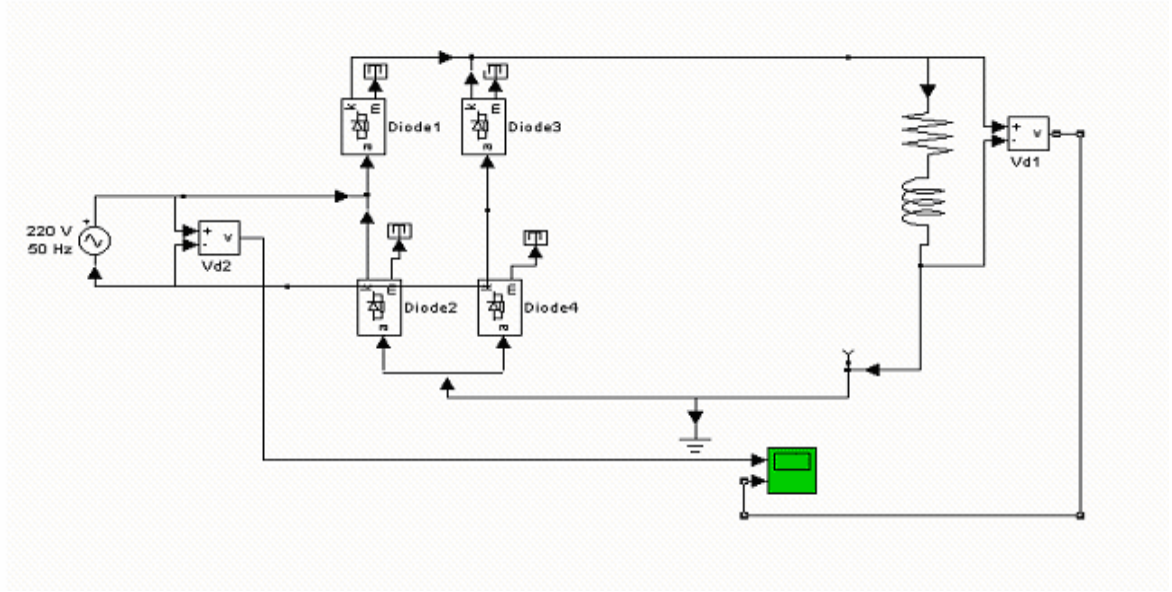


Şekil 7.3 : Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun PSPICE Benzetimi Sonucu Çıkış İşaretinin Frekans Bileşenleri

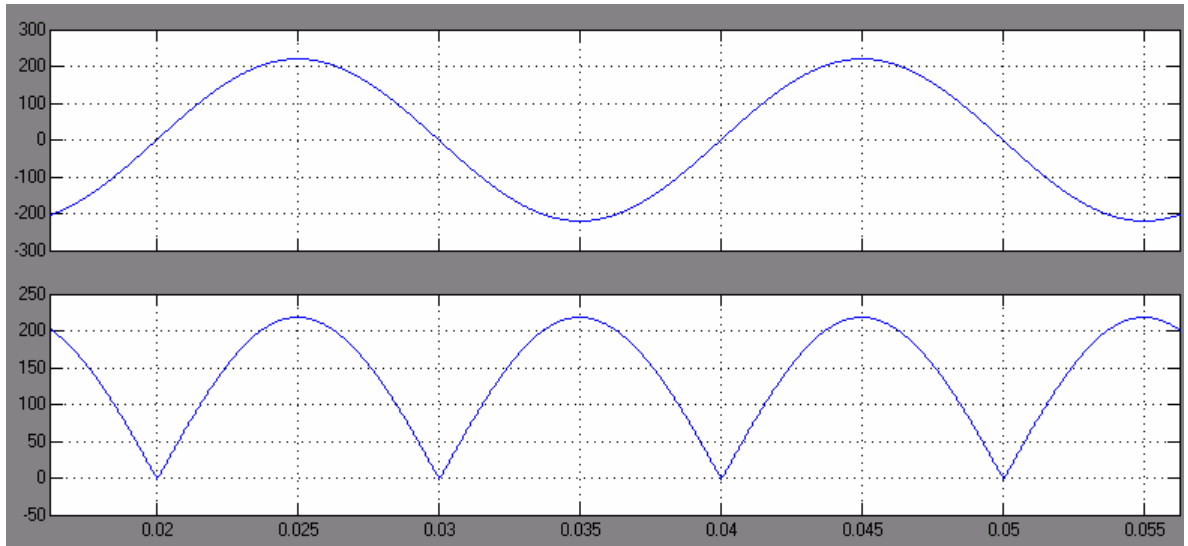
Şekil 7.2 ve şekil 7.3 'de şekil 7.1'de verilen devrenin yapılan benzetimi sonucu çıkış geriliminin işareti ve fourier açılımı sonucu frekans bileşenleri verilmiştir. Şekil 7.3 'de de görüldüğü gibi ilk frekans bileşeni oldukça büyük değerdedir. Bununla birlikte diğer bileşenleri giderek azalmaktadır.

Şekil 7.2 de de görüldüğü gibi çıkış girişi göre tam dalga doğrultulmuş bir sinyaldir. Aynı devreyi aynı giriş gerilimi ve yük için MATLAB/SIMULINK benzetim programında modelleyelim.

7.4.2 MATLAB/SIMULINK Benzetimi



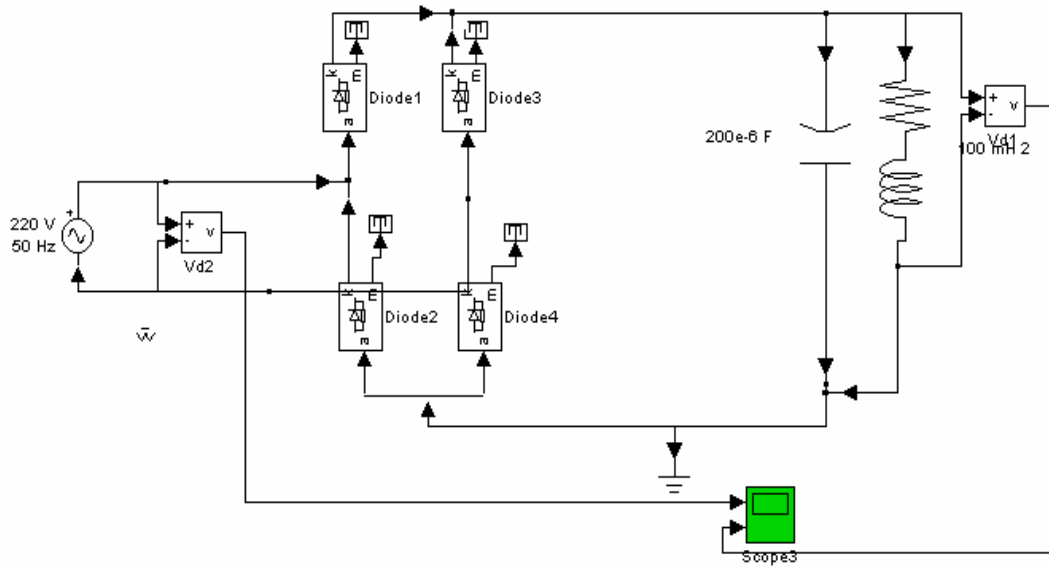
Şekil 7.4 : Tek Faz Diyot Doğrultucu Devrenin SIMULINK Bloğu



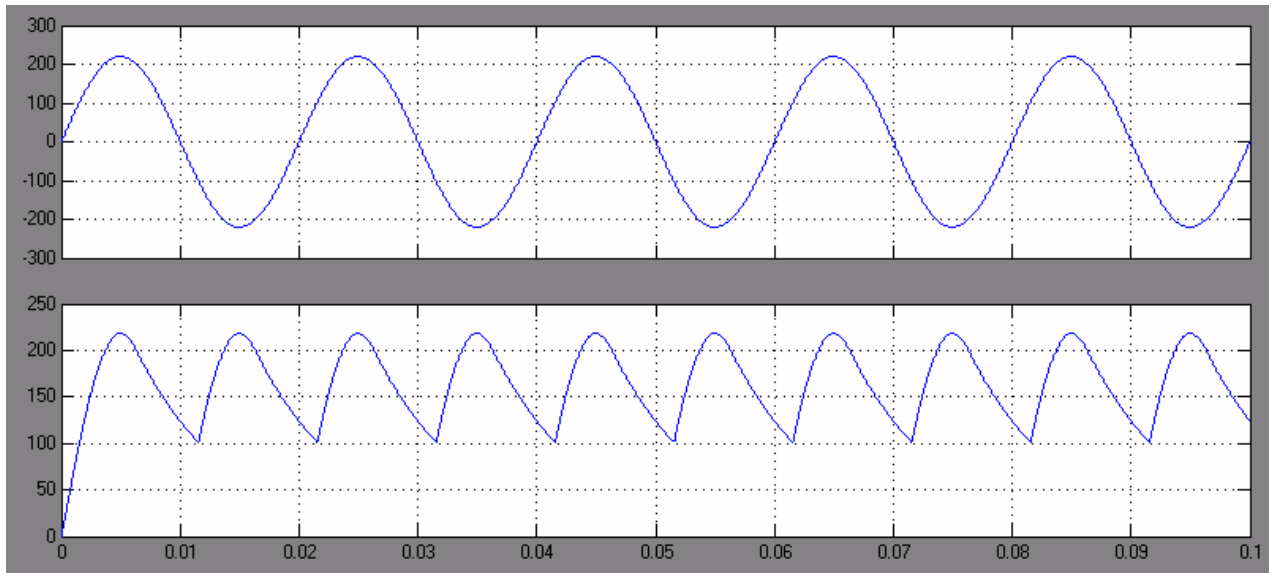
Şekil 7.5: Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun MATLAB/SIMULINK Benzetimi Sonucu Giriş Ve Çıkış İşareti

Şekil 7.1 de verilen tek faz tam dalga diyot doğrultucu devrenin PSPICE benzetim sonuçlarını şekil 7.2 de incelemiştik. Şekil 7.5 de ise aynı devrenin MATLAB/SIMULINK benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 7.2 ve şekil 7.5 karşılaştırıldığında her iki sonucunda aynı olduğu görülmektedir.

Çıkışın D.A ‘a yaklaşması için yüke paralel bir kapasite yerleştirilebilir. Yüke paralel 200 μ F ‘lık bir kapasite yerleştirirsek çıkış işareti şekil 7.7 de gösterildiği gibi olur.



Şekil 7.6 : Kapasitif Düzeltmeli Tek Faz Diyot Doğrultucu SIMULINK Bloğu

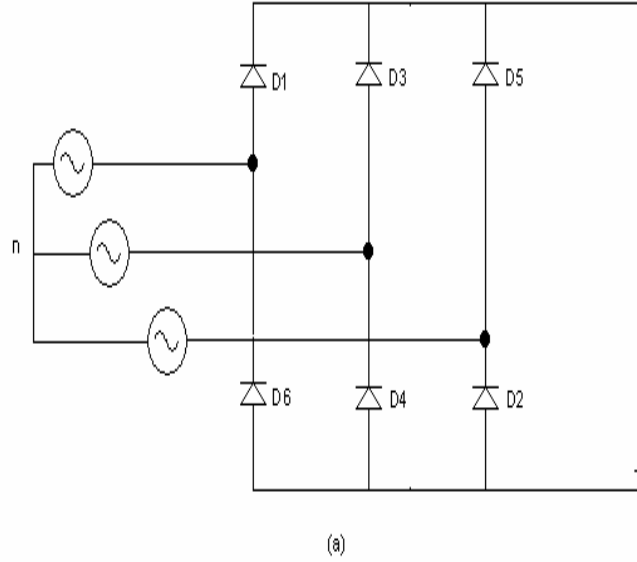


Şekil 7.7: Yüke Paralel Bağlı Kondansatörlü Tek Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun MATLAB/SIMULINK Benzetimi Sonucu Giriş Ve Çıkış İşareti

Şekil 7.7 de çıkış işareti incelendiğinde genliğinin 100v ile 220V arasında değiştiği görülmektedir. Aynı devrede şekil 7.5 incelendiğinde gerilimin genliğinin 0V ile 220 V arasında değiştiği gözlenmektedir. İki şekil arasındaki fark yüke paralel bağlanan kapasitenin etkisidir.

Kapasite akımının akmasıyla tepe değerine şarj olur ve akım ters yönde akmaya başlayınca depolamış olduğu gerilimden dolayı çıkış üzerinden gerilimini boşaltmaya başlar. Giriş gerilimi negatiften sıfıra çıkana kadar gerilimini yük üzerinden boşaltmaya devam eder. Giriş geriliminin ikinci periyodunda yük giriş gerilimini görürken kapasite tepe genliğe dolmaya devam eder.

7.5 Üç Faz Diyot Doğrultucu Devrenin Bilgisayar Benzetimi



Şekil 7.8 : Üç Faz Diyot Tam Dalga Doğrultucu Devre Şeması

Üç faz diyot doğrultucu devre hakkında bölüm 3 de bilgi verilmiştir.. Giriş gerilimi 220V 50Hz sinüzoidal bir sinyaldir. Yük olarak $R=0.5\Omega$ ve $L=6.5\mu H$ olmak üzere indüktif yük alınmıştır.

7.5.1 PSPICE Benzetimi

Devreye ait PSPICE formülasyonu aşağıda verilmiştir. Giriş gerilimi üç faz ve sinüzoidal olarak belirtilmiştir.

VAN 8 0 SIN(0 220V 50HZ)

VBN 2 0 SIN(0 220V 50HZ 0 0 120DEG)

VCN 3 0 SIN(0 220V 50HZ 0 0 240DEG)

Yük aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

CE 4 5 1UF

R 4 6 0.5

L 6 7 6.5MH

* DİYOT GRUBU

D1 8 4 DMOD

D3 2 4 DMOD

D5 3 4 DMOD

D2 5 3 DMOD

D6 5 2 DMOD

D4 5 8 DMOD

.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=1200V IBV=13E-3 CJO=2PF TT=1US)

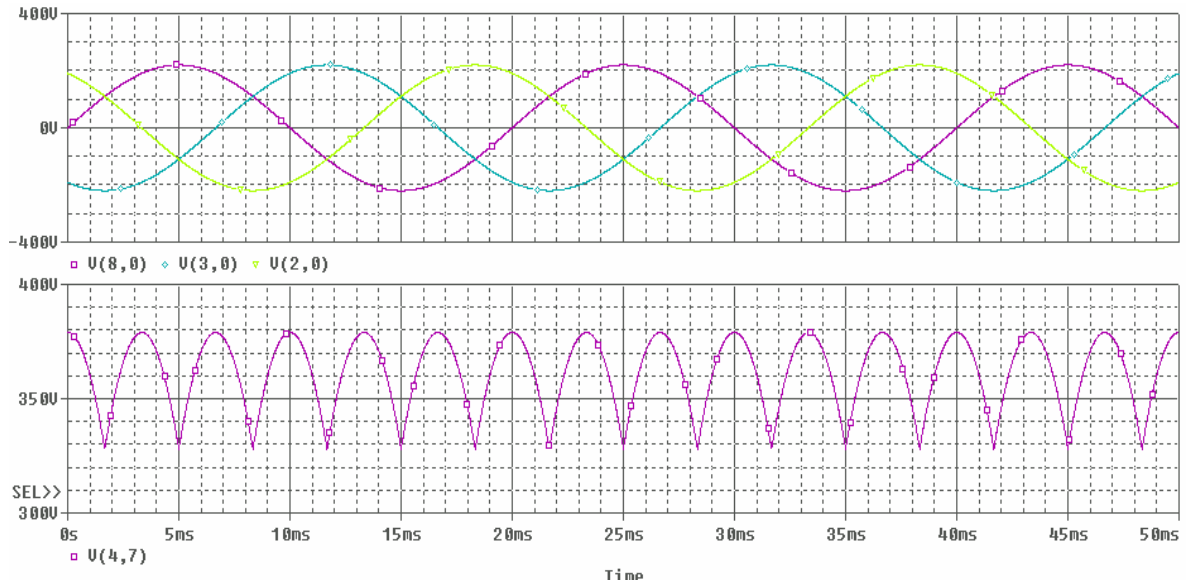
.TRAN 10US 50MS 0MS 10US

.PROBE

.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL=0.01 VNTOL=0.01 ITL5=50000

.END

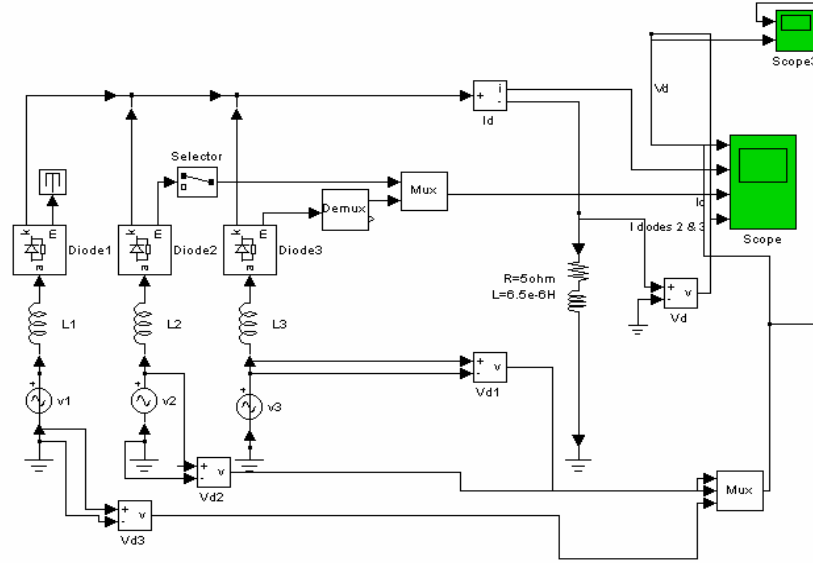
Diyot grubu da tanımlandıktan ve son işlemciler belirtildikten sonra simülasyon sonuçlandırılmıştır.



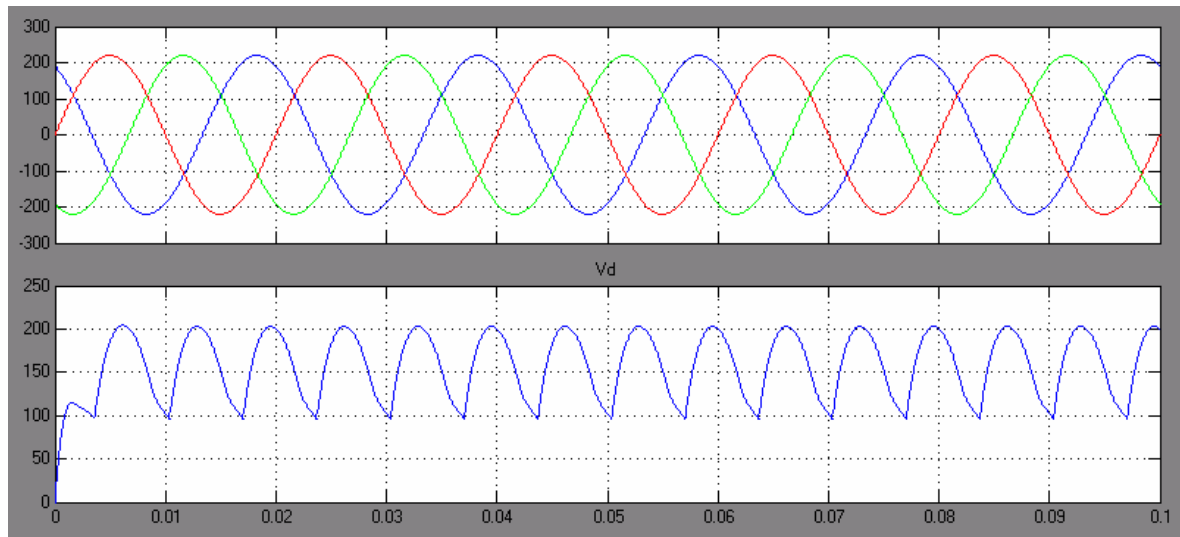
Şekil 7.9: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun PSPICE Benzetimi Sonucu Giriş Ve Çıkış İşareti

Şekil 7.9 de de görüldüğü gibi çıkış girişi göre tam dalga doğrultulmuş bir sinyaldir. Bölüm 7.3 de verilen devrenin çıkış işaretini (şekil 7.2) karşılaştırsak çıkış geriliminin D.A' a daha yakın olduğu ve çıkış geriliminde dalgalanma frekansının daha büyük olduğu görülmektedir. Aynı devreyi aynı giriş gerilimi ve yük için MATLAB/SIMULINK benzetim programında modelleyelim

7.5.2 MATLAB/SIMULINK Benzetimi



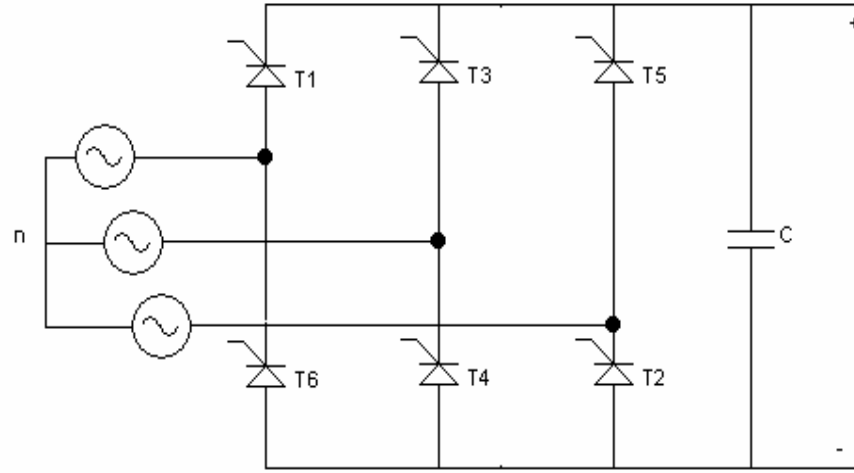
Şekil 7.10 Üç Faz Diyot Doğrultucu Devrenin SIMULINK Bloğu



Şekil 7.11: Üç Faz Tam Dalga Köprü Diyot Doğrultucunun MATLAB/SIMULINK Benzetimi Sonucu Giriş Ve Çıkış İşareti

Şekil 7.11 da SIMULINK benzetim sonucu verilmiştir. Çıkış işareti incelendiğinde şekil 7.9 de verilen PSPICE benzetim sonucu çıkış işareti ile aynı olduğu görülmektedir. SIMULINK benzetimi sonucu şekil 7.11 da verilen çıkış işaretinin geçici hal davranışı görülmektedir.

7.6. Üç Faz Kontrollü Doğrultucu



Şekil 7.12 : Üç Fazlı Kontrollü Çevirici Devre Şeması

Şekil 7.12 de Üç fazlı Kontrollü çevirici devre şeması verilmiştir. Bölüm 3' de Üç fazlı Kontrollü çevirici hakkında bilgi verilmiştir.

7.6.1 PSPICE Benzetimi

Simülasyon için gerekli formülasyon verilmiştir. İlk önce giriş olarak üç faz sinüzoidal kaynak tanımlanmıştır.

* ÜÇ FAZ 60HZ ALTERNATİF GİRİŞ GERİLİMLERİ

Van 1 0 SIN (0 220V 50HZ)
Vbn 2 0 SIN (0 220V 50HZ 0 0 -120DEG)
Vcn 3 0 SIN (0 220V 50HZ 0 0 -240DEG)

Daha sonrasında tristörler düğüm numaralarına göre tanımlanmış ve tristör kapı tetikleme işaretleri belirtilmiştir.

- TRISTOR GRUBU

XT1	1	4	8	4	SCR
XT2	5	3	11	3	SCR
XT3	2	4	9	4	SCR
XT4	5	1	12	1	SCR
XT5	3	4	10	4	SCR
XT6	5	2	13	2	SCR

```
.SUBCKT SCR 1 2 3 2
```

```
S1 1 5 6 2 SMOD
```

```
RG 3 4 50
```

```
VX 4 2 DC 0V
```

```
VY 5 7 DC 0V
```

```
DT 7 2 DMOD
```

```
RT 6 2 1
```

```
CT 6 2 10UF
```

```
F1 2 6 POLY(2) VX VY 0 50 11
```

```
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.0105 ROFF=10E+5 VON=0.5V VOFF=0V)
```

```
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200V TT=0 CJO=0)
```

```
.ENDS SCR
```

- TRİSTÖR KAPI TETİKLEME GERİLİMLERİ
- .PARAM DELAY_ANGLE=15 FREQ=50HZ

```
Vg1 8 4 PULSE(0 10V {{DELAY_ANGLE}/{360*{FREQ}}}} 1NS 1NS 100US  
{1/{FREQ}})
```

```
Vg3 9 4 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+120}/{360*{FREQ}}}} 1NS 1NS  
100US {1/{FREQ}})
```

```
Vg5 10 4 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+240}/{360*{FREQ}}}} 1NS 1NS  
100US {1/{FREQ}})
```

```
Vg2 11 3 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+60}/{360*{FREQ}}}} 1NS 1NS  
100US {1/{FREQ}})
```



```

Vg4  12    1    PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+180}/{360*{FREQ}}}} 1NS 1NS
100US {1/{FREQ}})
Vg6  13    2    PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+300}/{360*{FREQ}}}} 1NS 1NS
100US {1/{FREQ}})

```

Devrenin çıkışında yük olarak R-L yükü $R=0.5\Omega$ ve $L=6.5\mu H$ olarak düğüm noktalarına göre belirtilmiştir

```

R      4      6      0.5
L      6      5      6.5MH

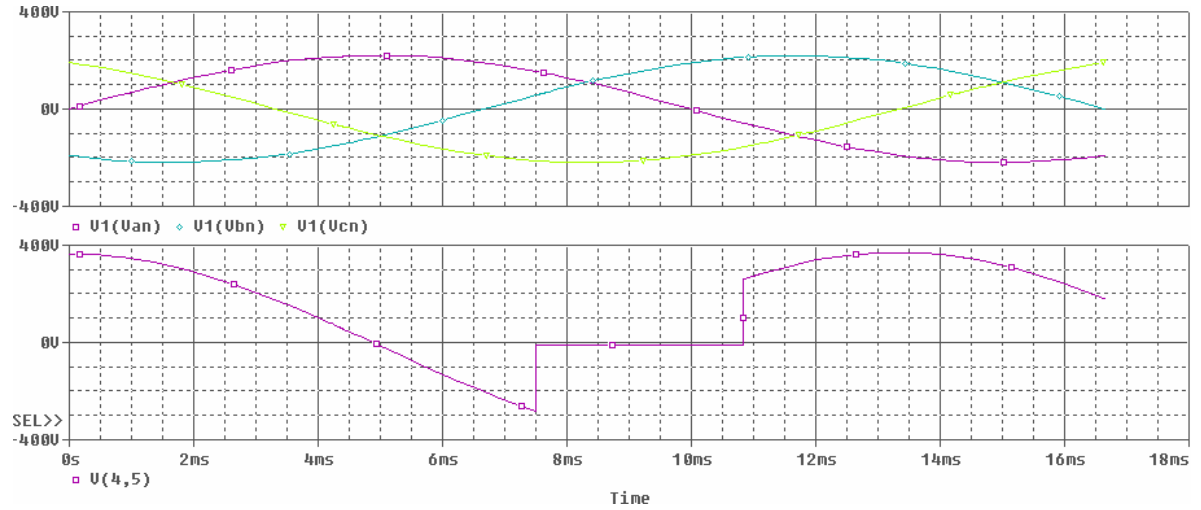
```

```

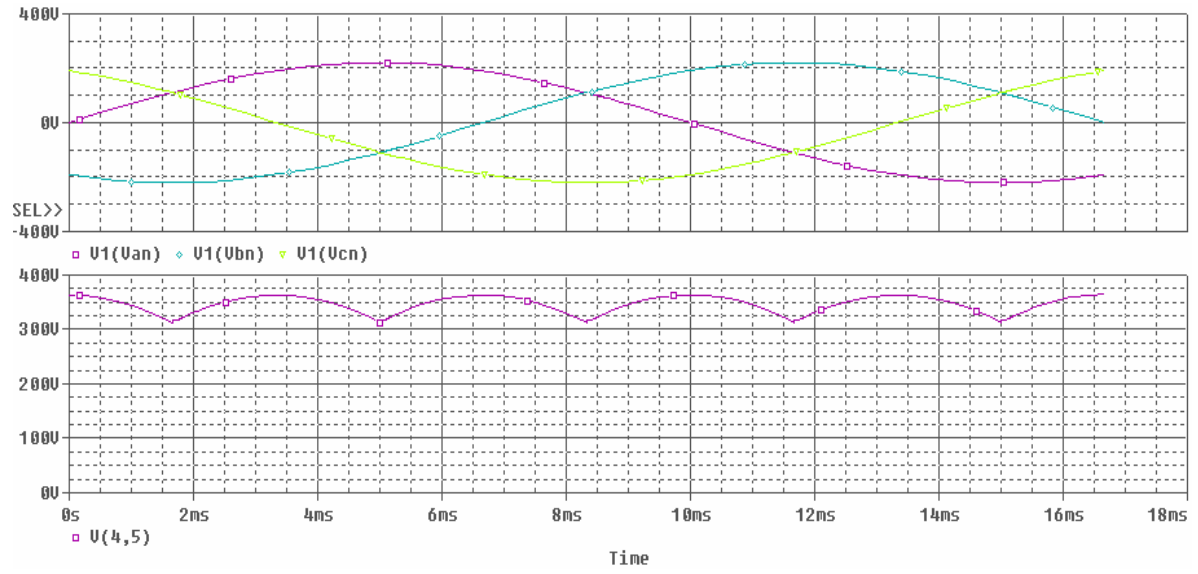
.TRAN      50US 50MS 0MS 100us
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL=0.01 VNTOL=0.01 ITL5=50000
.END

```

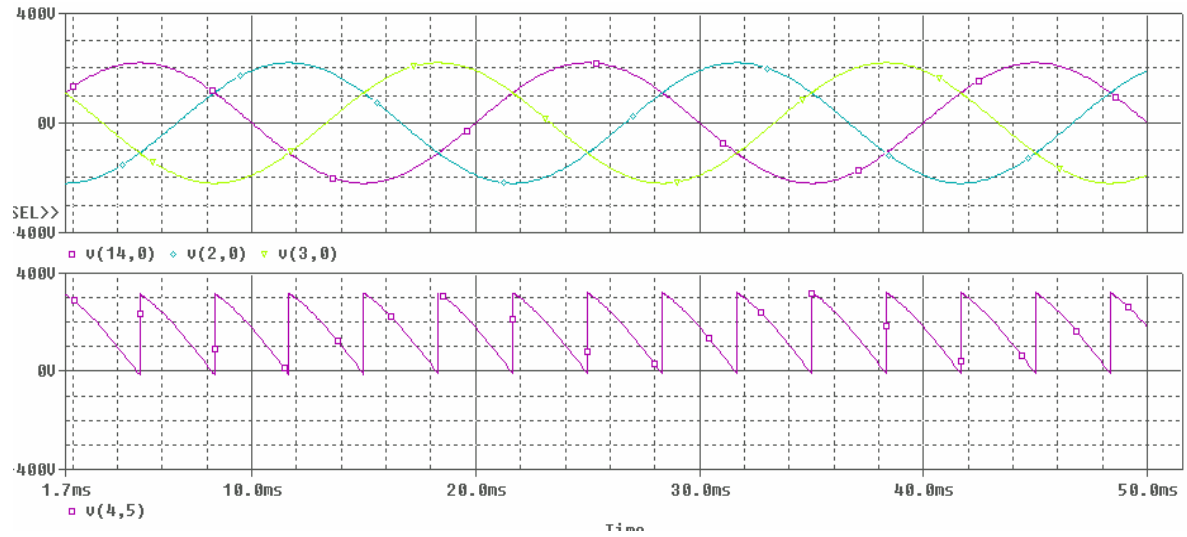
Son işlemciler de tanımlandıktan sonra simülasyon sona erdirilir.



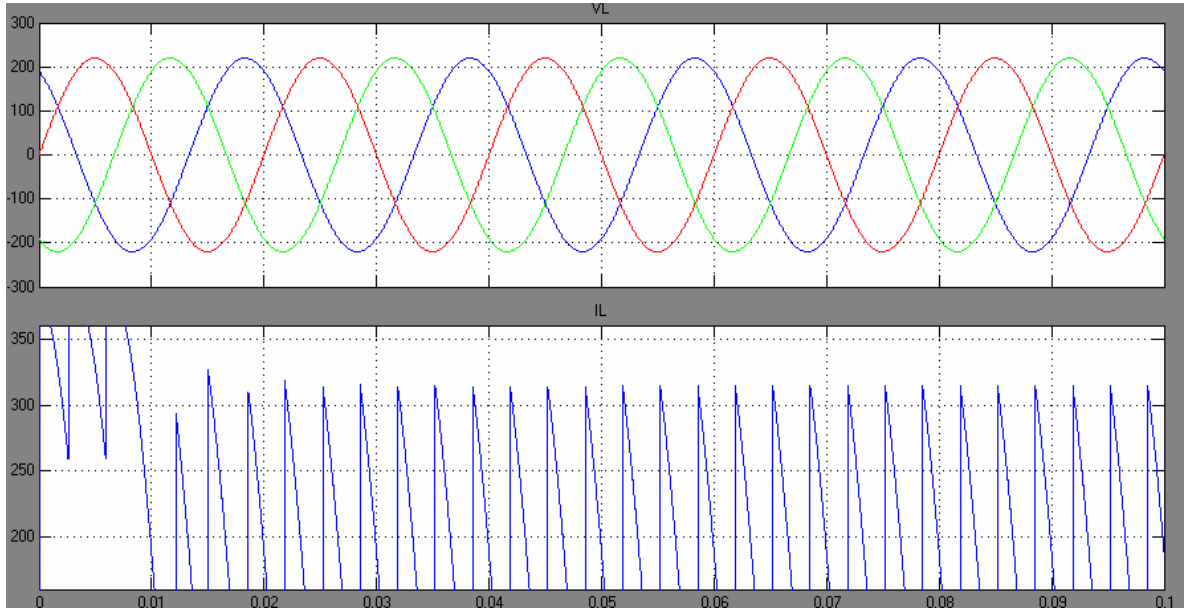
Şekil 7.13 : Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=15^\circ$ Gecikme Açıcı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu



Şekil 7.14 : Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=30^\circ$ Gecikme Açıcı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu



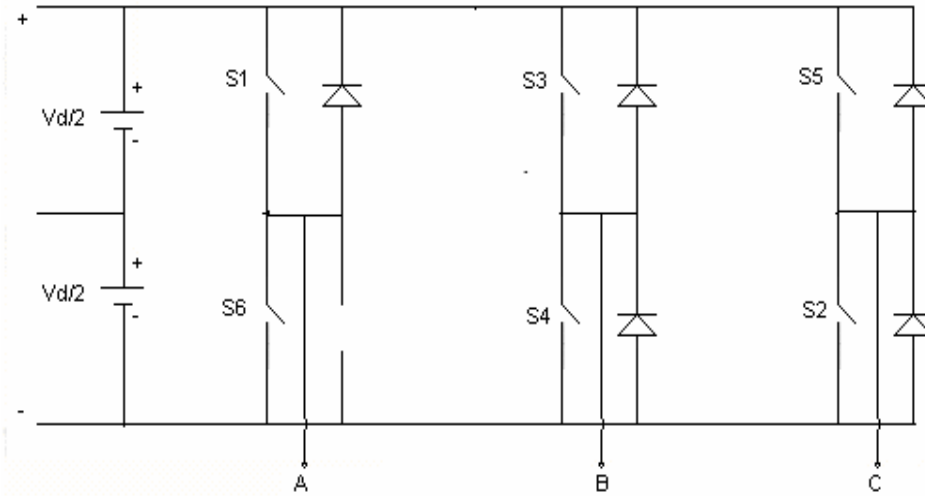
Şekil 7.15 : Üç Faz Kontrollü Çeviricinin $\alpha=90^\circ$ Gecikme Açıcı İçin Giriş Çıkış Dalga Formu



Şekil 7.18: Üç faz kontrollü çeviricinin SIMULINK Benzetimi Sonucu Giriş ve Çıkış Gerilimi Dalga Şekilleri

7.7 Üç Faz İnverter

İnverter sistemlerinin simülasyonu için, sadece seçilen gerçek dalganın sabit ve değişken özelliklerini aksettiren güç yarıiletken güç yarıiletken elemanlarının basit işlevsel modellerine ihtiyaç duyulur. İyi bir işlevsel model hızlı ve güvenilir olmalı ve arzu edilen yapı fonksiyona bağlı olarak özel ihtiyaçlara göre, basit ekleme veya çıkarmalara müsaade edebilecek modülerlikte olmalıdır[27].



Şekil 7.19: Üç Faz İnverter Devre Şeması

Şekil 7.19 de üç faz inverter devre şeması verilmiştir. Bölüm 5 de inverterler anlatılmıştır. Bu bölümde sadece SPICE ve SIMULINK sonuçları karşılaştırılacaktır.

7.7.1 Anahtar Olarak Transistör Kullanılarak Elde Edilen Üç Faz İnverter İçin PSPICE

Benzetimi

Giriş kaynağı 100v D.A. kaynağı olarak belirtilmiştir.

VS 15 0 100V

transistor ler ve tetikleme işaretleri aşağıda verilmiştir.

VY 15 6 0V

VX 5 19 0V

.PARAM FREQ=1KHZ

RB1 22 21 50

VG1 22 5 PULSE (0 40 0 1NS 1NS {1/(2*{FREQ})-2NS} {1/(FREQ)})

RB2 9 12 50

VG2 9 0 PULSE (0 40 {1/(6*{FREQ})-2NS} 1NS 1NS {1/(2*{FREQ})-2NS} {1/(FREQ)})

RB3 1 11 50

VG3 1 2 PULSE (0 40 {2/(6*{FREQ})-2NS} 1NS 1NS {1/(2*{FREQ})-2NS} {1/(FREQ)})

RB4 7 13 50

VG4 7 0 PULSE (0 40 {3/(6*{FREQ})-2NS} 1NS 1NS {1/(2*{FREQ})-2NS} {1/(FREQ)})

RB5 3 10 50

VG5 3 4 PULSE (0 40 {4/(6*{FREQ})-2NS} 1NS 1NS {1/(2*{FREQ})-2NS} {1/(FREQ)})

RB6 8 14 50

VG6 8 0 PULSE (0 40 {5/(6*{FREQ})-2NS} 1NS 1NS {1/(2*{FREQ})-2NS} {1/(FREQ)})

D1 5 6 DMOD

D2 0 4 DMOD

D3 2 6 DMOD

D4 0 5 DMOD

D5 4 6 DMOD

D6 0 2 DMOD

.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1800V IBV=13E-3 CJO=0 TT=0)

```

Q1 6 21 5 QMOD
Q2 4 12 0 QMOD
Q3 6 11 2 QMOD
Q4 5 13 0 QMOD
Q5 6 10 4 QMOD
Q6 2 14 0 QMOD

```

```

.MODEL QMOD NPN(IS=6.83E-14 BF=13 CJE=1PF CJC=607.3PF TF=26.5NS)

```

Yük olarak 3 faz R-L yük aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

```

LA 18 17 5MH
RA 19 18 10
RB 16 2 10
LB 17 16 5MH
RC 20 4 10
LC 17 20 5MH

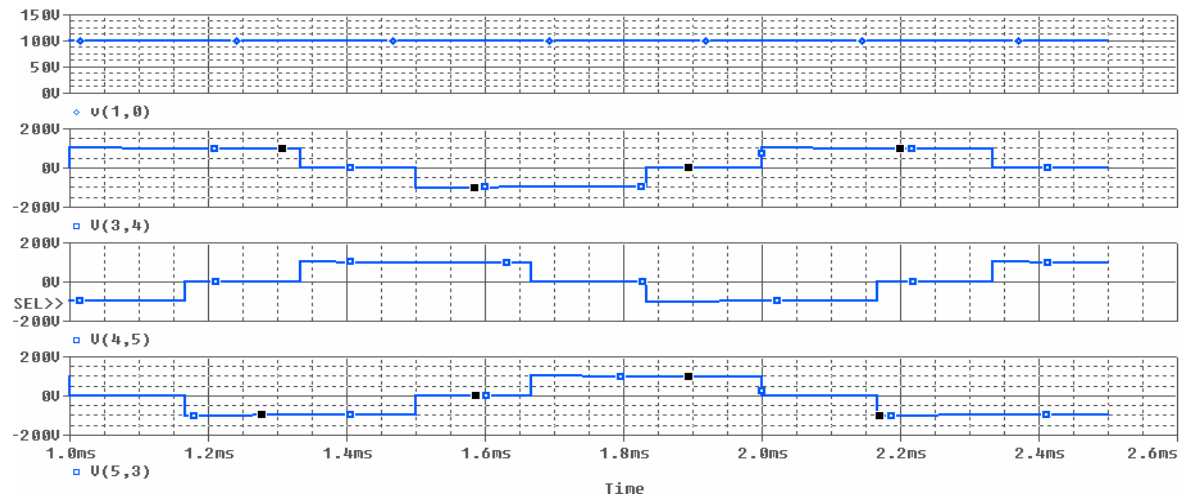
```

Ve son işlemciler tanımlanmış ve simülasyon sonuçlandırılmıştır.

```

.TRAN 0.1US 2.5MS 1MS 0.1E-6
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL =1UA CHGTOL=0.01NC ITL2=100 ITL4=150 RELTOL=0.1 VNTOL=0.1
.END

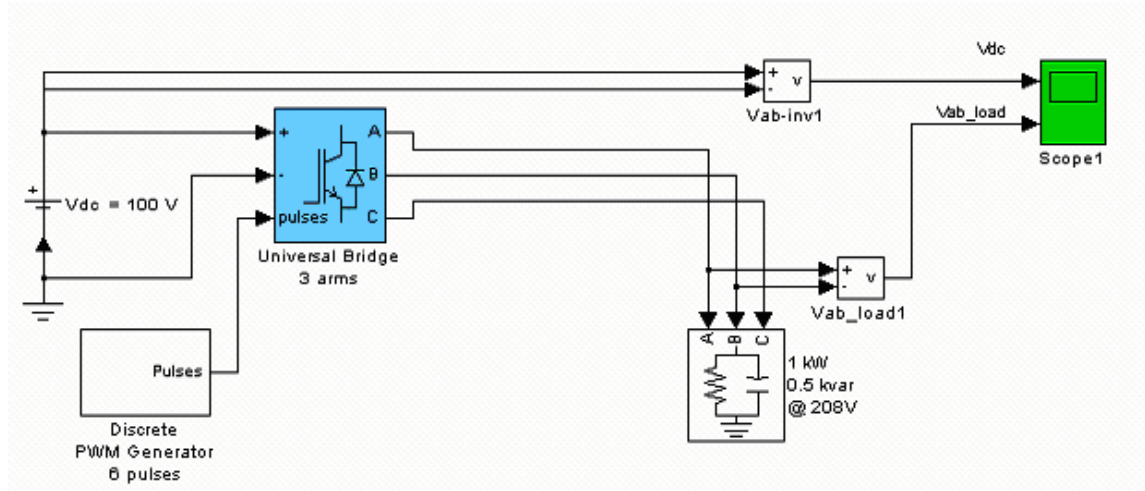
```



Şekil 7.20:S Anahtarları Yerine Transistör Kullanılarak Oluşturulan Üç Faz İnverterin PSPICE Benzetimi Sonucu Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri

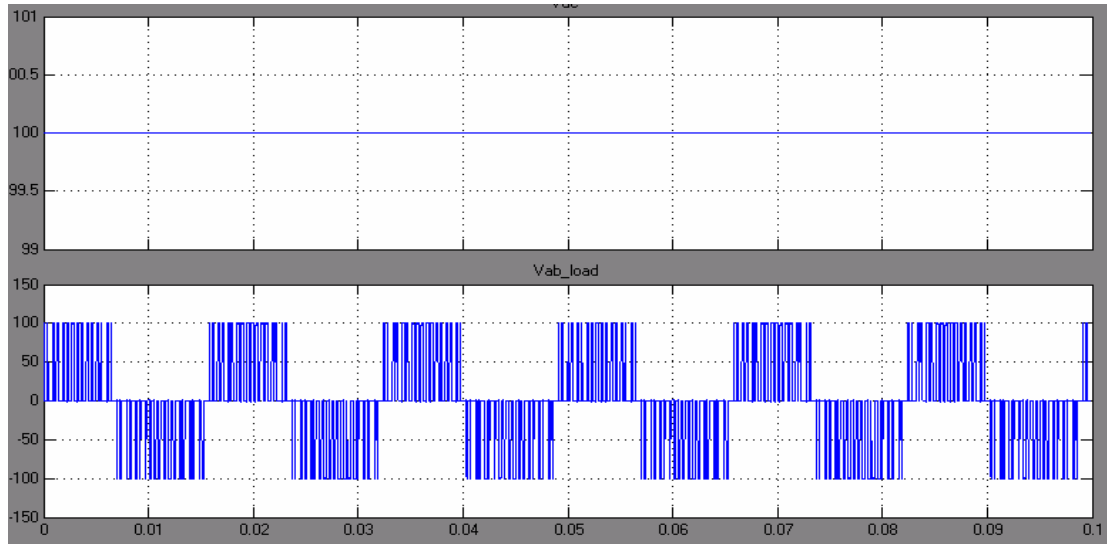
Şekil 7.20 de Transistör kullanılarak oluşturulmuş üç faz inverter devresinin PSPICE benzetim sonuçları verilmiştir. Görüldüğü gibi her kol için ayrı bir gerilim dalga şekli verilmiştir. Üç seviyeli PWM dalga elde edilmiştir. Her kol çıkış işareti arasında 120^0 faz farkı bulunmaktadır.

7.7.2 MATLAB/SIMULINK Benzetimi



Şekil 7.21: S Anahtarı Yerine Transistör Kullanılarak Oluşturulan Üç Faz İnverterin SIMULINK Bloğu

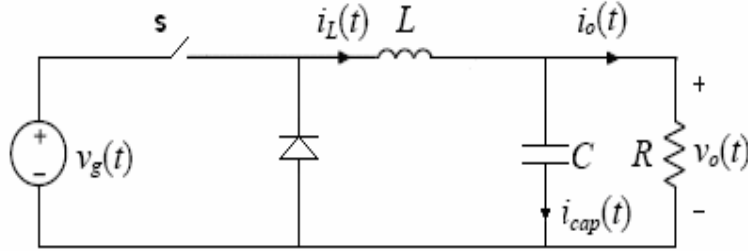
Şekil 7.21 de üç faz inverterin SIMULINK benzetimi verilmiştir. Burada PWM generatör tarafından transistor lerin sürülmesi sağlanmıştır. Benzetim sonucu şekil 7.22 de verilmiştir.



Şekil 7.22: S Anahtarı Yerine Transistör Kullanılarak Oluşturulan Üç Faz İnverterin SIMULINK Benzetimi Sonucu Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri

Şekil 7.22 de üç faz inverterin SIMULINK benzetim sonucu çıkış gerilim dalga şekli verilmiştir. Sadece bir kolun çıkışı verilmiştir.

7.8. Alçaltıcı D.A.-D.A. çevirici



Şekil 7.23: Temel Alçaltıcı D.A.-D.A. Çevirici (Buck Konverter) Devre Şeması

Bölüm 4 de incelemiş olduğumuz Temel Alçaltıcı D.A.-D.A. çevirici S anahtarı yerine BJT kullanılarak analiz edilmiştir. Bu bölümde MOSFET yarıiletken anahtar için inceleyeceğiz.

7.8.1 PSPICE Benzetimi

Simülasyon için gerekli formülasyon verilmiştir. Giriş kaynağı olarak 100V D.A. gerilim kaynağı tanımlanmıştır.

VS 1 0 DC 200V

Anahtar olarak MOSFET tanımlanmış ve tetikleme işareti belirtilmiştir.

M1 1 6 3 3 IRF150

DM 0 3 DMOD

VG 7 3 PULSE (0V 30V 0 0.1NS 0.1NS 16.7US 40US)

.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=12000V CJO=0 TT=0)

.MODEL IRF150 NMOS (VTO=2.83 KP=31.2U L=1U W=30M CGDO=0.418N CGSO=2.032N)

RB 7 6 250

R 4 0 5

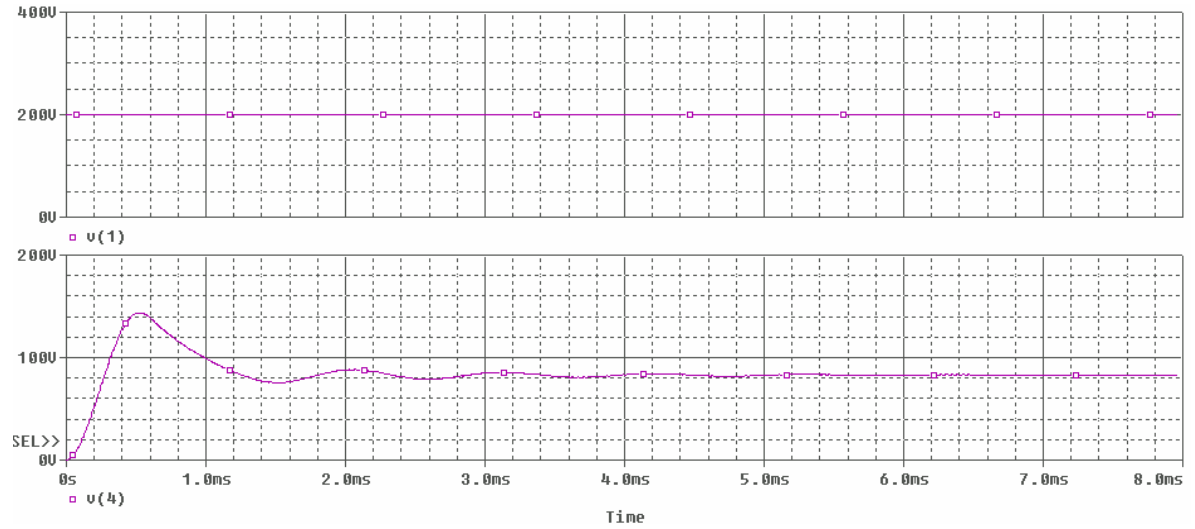
L 3 4 145.8UH


```

C 4 0 200UF IC=0V
.TRAN 0.1US 10MS 0MS 100ms
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL = 0.01 VNTOL = 0.1 ITL5 = 50000
.END

```

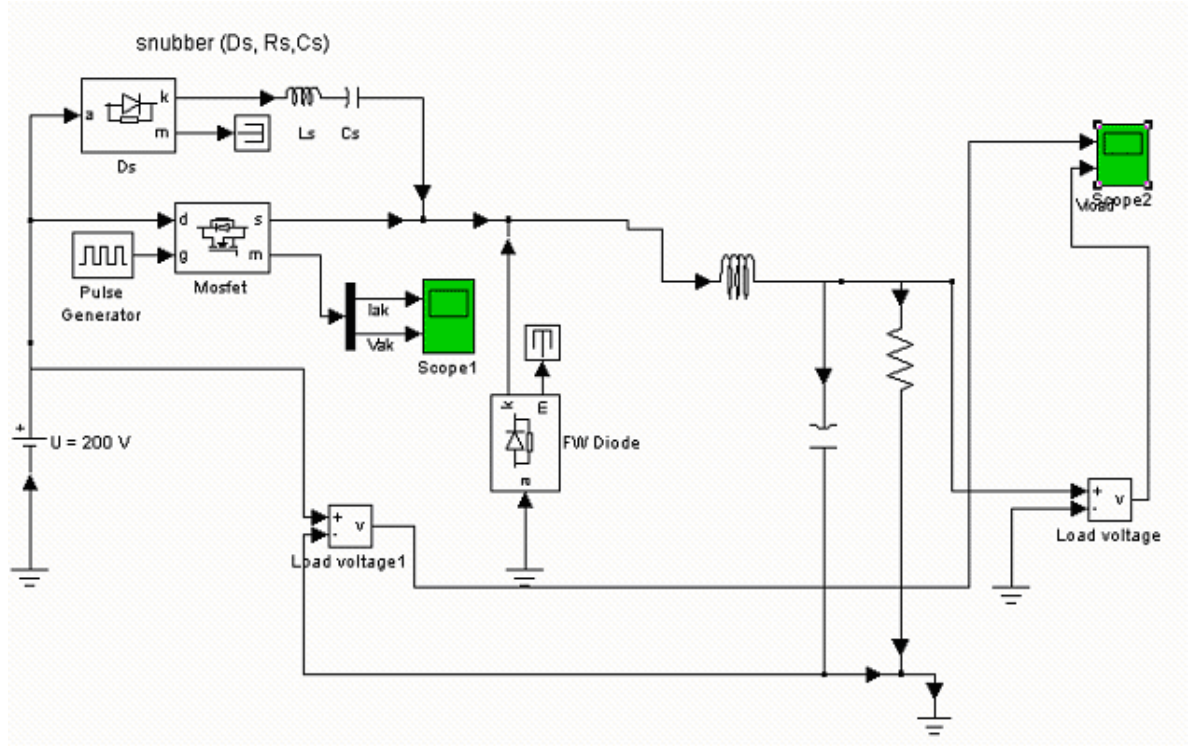
Devrenin diğer bileşenleri de düğüm numaralarına göre belirtilmiş ve simülasyon son işlemcilerin tanımlanmasıyla sona erdirilmiştir.



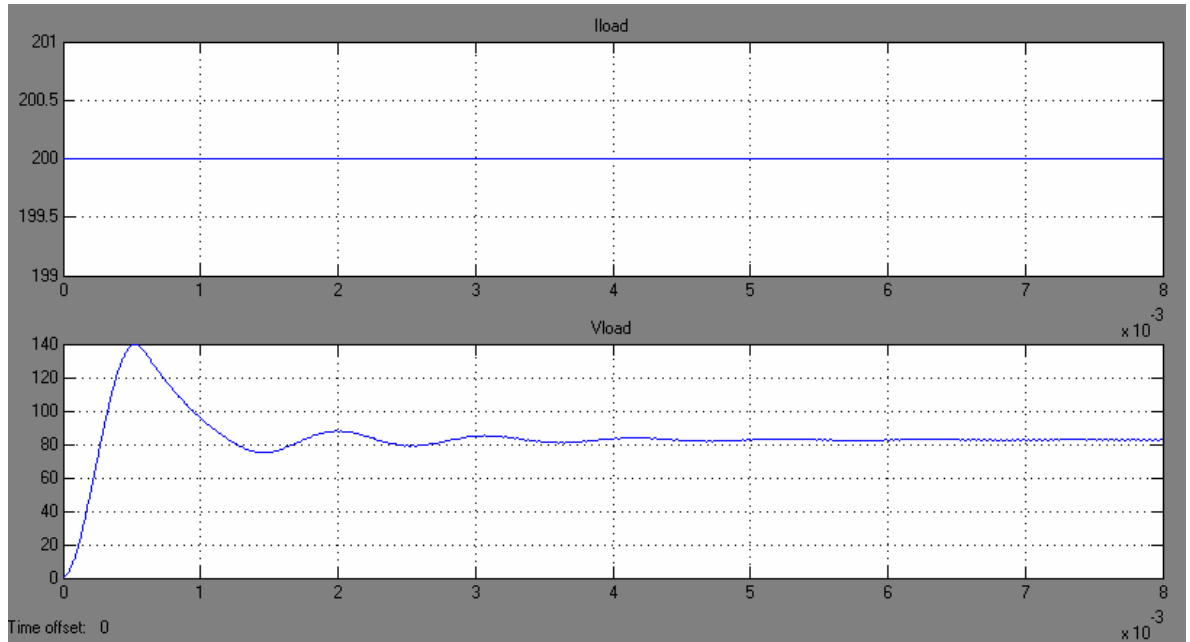
Şekil 7.24: MOSFET Anahtarlama Alçaltıcı D.A.-D.A. Çevirici (Buck Konverter) PSPICE Benzetim Sonucu Giriş Ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri

Şekil 7.21 de MOSFET Anahtarlama Alçaltıcı D.A.-D.A. çevirici (Buck konverter) PSPICE benzetimi sonucu giriş ve çıkış gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 4.3 ile karşılaştırıldığında BJT kullanılan sistemin MOSFET kullanılan sisteme göre geçici rejimin daha yavaş olduğu gözlenmiştir.

7.8.2 MATLAB/SIMULINK Benzetimi



Şekil 7.25 : MOSFET Anahtarlama Alçaltıcı D.A.-D.A. Çevirici (Buck konverter) SIMULINK Bloğu



Şekil 7.26 : MOSFET Anahtarlama Alçaltıcı D.A.-D.A. Çevirici (Buck konverter) SIMULINK Benzetim Sonucu Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri

Şekil 7.26 da MOSFET anahtarlama alçaltıcı DA-D.A çevirici devrenin SIMULINK benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 7.24 ve şekil 7.26 karşılaştırıldığında SIMULINK benzetimi sonucu geçici sürenin PSPICE benzetim sonucuna göre dalgalanmanın fazla olduğu görülmektedir. Sürekli durumda ise çıkış bir D.A. sinyalidir.

BÖLÜM 8

SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında güç elektroniği sistemleri incelenmiştir ve güç elektroniği sistemlerinin bilgisayar yardımıyla benzetimleri yapılmıştır. Tezde ilk önce güç elektroniği devrelerinde kullanılan yarıiletken güç elemanlarının anlatımına yer verilmiştir. Daha sonrasında güç elektroniği çeviricileri olarak adlandırdığımız güç elektroniği sistemlerinin en çok uygulama gören sistemleri teoriyle bilgisayar benzetimi birleştirilerek anlatılmıştır.

Günümüzde özellikle eğitim ve sanayi alanında sistemler fiziksel ortamlar yerine bilgisayar benzetimleri yapılarak incelenmektedir. Bu yöntem sonucunda devre tasarım ve analiz etme süresi kısalmaktadır. Sayısal yöntemler ve eşdeğer devre yaklaşımları ile bilgisayar benzetimi neticesinde en karmaşık sistemlerde dahi fiziksel ortamdaki performansını yakalayan sonuçlar elde edilmektedir.

Bu çalışmada PSPICE ve MATLAB/SIMULINK programları kullanılarak güç elektroniği sistemlerinin benzetimi yapılmış ve bu sonuçlar kıyaslanmıştır. Tüm simülasyon sonuçlarının teori ile uyduğu gösterilmiştir. Ayrıca PSPICE modelinde tüm elemanlar MATLAB\SIMULINK modeline göre basitleştirilmediği için daha kararlı olduğu sonucuna varılmıştır. MATLAB\SIMULINK simülasyon programında kullanılan elemanlar ideal olarak kabul edilir. PSPICE programında ise elemanlar gerçeğe yakın modellenebilmektedir. Bu nedenle PSPICE modeli MATLAB\SIMULINK modeline göre daha gerçekçi sonuçlar verdiği görülmüştür.

Sonuç olarak güç elektroniği sistemlerinin bilgisayar yardımıyla modellenerek analizi yapılmış ve modelleme sonucu sistem performanslarının teoriyle örtüştüğü gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] Zhou L., 2005, "Evaluation And Dsp Based Implementation Of Pwm Approaches For Single-Phase Dc-Ac Converters", Master Thesis, The Florida State University
- [2] B.K.Bose, 1992, "Recent Advances In Power Electronic" 2 Ieee Transactions On Power Electronics. Vol 7, No 1. *Fellow, Ieee*
- [3] T.Higashi, M. Nakahara1 "An Educational Simulator For Switched-Mode Power Converter" *Department Of Technology Education, Kumamoto University Energy Electronics Laboratory, Sojo University*
- [4] J.Holtz, 1994 "Pulsewidth Modulation For Electronic Power Convension" Proceedings Of The IEEE
- [5] S.Sünter, A.F.Ayhan , 2002" Design Of A Single-Phase Direct Ac-Ac Converter With Harmonic Elimination" *FAE International Symposium, European University Of Lefke, TRNC, Dec. 2002, Pp. 465-470.*465
- [6] B.KILINÇ, 1998, "Güç Elektroniği Devrelerinin Bilgisayar Destekli Çözümlemesi ve Tasarımı" Yüksek Lisans Tezi, Ondokuz Mayıs Üniversitesi
- [7] Gürdal O. , 2000, " Güç Elektroniği (Analiz ,Tasarım , Simülasyon) "Nobel Yayın Dağıtım
- [8] Mohan, Undealand ,Robbins Çevirenler: Tuncay N., Gökaşan M., Boğosyan S., "Güç Elektroniği Çeviriciler, Uygulamalar, Tasarım", Literatür Yayınları 100s
- [9] E. Akadur, 2000 "Özel Tristörler" Proje 1 Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
- [10] Kuang Sheng , 1999 "Design, Modelling And Application Of The Igbt" Heriot-Watt University
Thesis Submitted For The Degree Of Doctor Of Philosophy
- [11] S.Adak, 2003 "Enerji Sistemlerinde Harmonik Distorsiyununun Azaltılması" Doktora Tezi,Yıldız Teknik Üniversitesi
- [12] Rashid, M.H., 1988 "Power Electronics Circuits , Devices , And Applications" ,Prentice- Hall International, Inc.
- [13] A.G.Beccuti, G.Papafotiou, M. Morari, 2006," Explicit Model Predictive Control Of The Boost Dc-Dc Converter" Preprints Of The 2nd Ifac Conf. On Analysis And Design Of Hybrid Systems (Alghero, Italy)

- [14] Quan Li, B.Eng. 2002 “Development Of High Frequency Power Conversion Technologies For Grid Interactive Pv Systems Dissertation Submitted In Partial Fulfilment Of The Requirements For The Degree Of Master Of Engineering James Goldston Faculty Of Engineering Central Queensland University
- [15] F. Baronti, P.C. Adell, W.T. Holman, R.D. Schrimpf, L.W. Massengill, A.F. Witulski, M. Ceschia , 2004 “Dc-Dc Switching Power Converter With Radiation Hardened Digital Control Based On Sram Fpgas” P/Mapld
- [16] M.C. İnce, B. Gürsu, 2005 “Eviricilerin Harmonik Eliminasyonunda Optimum Anahtarlama Açılarının Genetik Algoritmalar İle Elde Edilmesi”, F. Ü. Fen Ve Mühendislik Bilimleri Dergisi,
- [17] Kocalmış A., 2005 “Uzay Vektör Pwm Kontrollü Çok Seviyeli İnvertin Modellenmesi Ve Benzetimi”, Master Tezi ,Fırat Üniversitesi
- [18] Bose, B.K, “Modern Power Electronics And Ac Drivers”, 1983
- [19] M. Ström, J.Björnstedt, “Power Electronic Voltage And Frequency Control For Distributed Generation System” Lund Institut Of Technology, Lund University
- [20] A.F.Ayhan, 2001,”Tek Faz Direkt AC-AC Konverterde Harmonik Eliminasyonu” Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi
- [21] Z.Fedyczak, R. Strzelecki, K. Sozański “Review Of Three-Phase Pwm Ac/Ac Semiconductor Transformer Topologies And Applications” *University Of Zielona Góra, Institute Of Electrical Engineering,*
- [22] H.Grotstollen,J.Boecker, N.Froehleke,” Simulation Of Power Electronic Circuits” Institute Of Power Electronics And Electrical Drives, University Of Paderborn
- [23] R.E.Araújo, A. V. Leite, D. S.İlva Freitas,2002 “Modelling And Simulation Of Power Electronic Systems Using A Bond Graph Formalism “ Proceedings Of 10th Meditarrenean Conference On Control And Automotion –Med 2002
- [24] M.Zou,2003,” Interpolation And Reinitialization For The Simulation Of Power Electronic Circuits” International Conference On Power Systems Transients – IPST In New Orleans, USA
- [25] O. Ustun M. Yilmaz R. N. Tuncay, 2000, “Simulation Of Power Electronic Circuits Using Vissimtm Software: A Study On Toolbox Development” 0-7803-6561-5/2000 IEEE
- [26] J.Deskur, J.Piłaciński, 2002 ” Pspice-Functional Models Of Power Semiconductor Devices For Power Electronics Applications” Epe-Pemc Dubrovnik & Cavtat P.11

- [27] Ş.Alataş, 2004 “Üç Faz Giriş İki Faz Çıkışlı Matris Çeviriciden Beslenen Tek Fazlı Asenkron Motorun Pspice Modellemesi “ Yüksek Lisans Tezi , Fırat Üniversitesi
- [28] H.Işık, O.Özgönenel, C.Sungur, 2004 “Güç Elektroniği Devrelerinin Benzeşiminde Kullanılan Bilgisayar Teknikleri” Selçuk Üniversitesi Issn 1302/6178 Journal Of Technical-Online
- [29] Rashid, M.H.,Rashid H.M., “Spice For Power Electronics And Electric Power ,Prentice- Hall International”, Taylor&Francis Group 2006 ,Second Edition

ÖZGEÇMİŞ

1982 yılında Malatya 'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Malatya 'da tamamladı. 1999 yılında girdiği Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 2003 yılında mezun oldu.

2003 yılında Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde yüksek lisans eğitimine başladı. 2004 yılında Türkiye Elektrik Dağıtım Anonim Şirketinde Elektrik Mühendisi olarak görev yapmaya başladı ve halen Elektrik Dağıtım Anonim Şirketinde Elektrik Mühendisi olarak görevini sürdürmektedir.

EK-1

SİSTEM BENZETİMLERİNDE KULLANILAN PSPICE KOMUT LİSTESİ

**** single phase full converter**

VS 10 0 SIN(0 220V 50HZ)

.PARAM DELAY_ANGLE=30 FREQ=50HZ

Vg1 6 2 PULSE(0 10V {{DELAY_ANGLE}/{360*{FREQ}}}} 1NS 1NS 100US {1/{FREQ}})

Vg2 7 0 PULSE(0 10V {{DELAY_ANGLE}/{360*{FREQ}}}} 1NS 1NS 100US {1/{FREQ}})

Vg3 8 2 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+180}/{360*{FREQ}}}} 1NS 1NS 100US
{1/{FREQ}})

Vg4 9 1 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+180}/{360*{FREQ}}}} 1NS 1NS 100US
{1/{FREQ}})

R 2 4 0.5

L 4 3 6.5MH

LK 10 1 0.5MH

XT1 1 2 6 2 SCR

XT3 0 2 8 2 SCR

XT2 3 0 7 0 SCR

XT4 3 1 9 1 SCR

.SUBCKT SCR 1 2 3 2

S1 1 5 6 2 SMOD

RG 3 4 50

VX 4 2 DC 0V

VY 5 7 DC 0V

DT 7 2 DMOD

RT 6 2 1

CT 6 2 10UF

F1 2 6 POLY(2) VX VY 0 50 11

.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.0105 ROFF=10E+5 VON=0.5V VOFF=0V)

.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200V TT=0 CJO=0)

.ENDS SCR

.TRAN 50US 50MS 0MS 50US

.PROBE

.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL=0.01 VNTOL=0.01 ITL5=20000

.END

**** ÜÇ FAZ FULL A.A-D.A ÇEVİRİCİ**

* ÜÇ FAZ 50HZ ALTERNATİF GİRİŞ GERİLİMLERİ

Van 14 0 SIN (0 220V 50HZ)

Vbn 2 0 SIN (0 220V 50HZ 0 0 -120DEG)

Vcn 3 0 SIN (0 220V 50HZ 0 0 -240DEG)

.PARAM DELAY_ANGLE=15 FREQ=50HZ

* TRİSTÖR KAPI TETİKLEME GERİLİMLERİ

Vg1 8 4 PULSE(0 10V {{DELAY_ANGLE}/{360*{FREQ}}} 1NS 1NS
100US {1/{FREQ}})

Vg3 9 4 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+120}/{360*{FREQ}}} 1NS
1NS 100US {1/{FREQ}})

Vg5 10 4 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+240}/{360*{FREQ}}} 1NS
1NS 100US {1/{FREQ}})

Vg2 11 3 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+60}/{360*{FREQ}}} 1NS
1NS 100US {1/{FREQ}})

Vg4 12 1 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+180}/{360*{FREQ}}} 1NS
1NS 100US {1/{FREQ}})

Vg6 13 2 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+300}/{360*{FREQ}}} 1NS
1NS 100US {1/{FREQ}})

R 4 6 0.5

L 6 5 6.5MH

XT1 1 4 8 4 SCR

XT2 5 3 11 3 SCR

XT3 2 4 9 4 SCR

XT4 5 1 12 1 SCR

XT5 3 4 10 4 SCR

XT6 5 2 13 2 SCR

.SUBCKT SCR 1 2 3 2

S1 1 5 6 2 SMOD

RG 3 4 50

VX 4 2 DC 0V

VY 5 7 DC 0V

DT 7 2 DMOD

RT 6 2 1

CT 6 2 10UF

F1 2 6 POLY(2) VX VY 0 50 11

.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.0105 ROFF=10E+5 VON=0.5V VOFF=0V)

```

.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200V TT=0 CJO=0)
.ENDS SCR

.TRAN          50US 50MS 0MS 100us

.PROBE

.OPTIONS ABSTOL = 1.00N  RELTOL=0.01 VNTOL=0.01 ITL5=50000
.END

** BJT BUCK-BOOST KIYICI

VS 1 0 DC 12V
VG 7 3 PULSE(0V 40V 0 0.1NS 0.1NS 10US 40US)
RB 7 6 250
R 5 0 5
L 3 0 150UH
C 5 0 200UF IC=0V
DM 5 3 DMOD
Q1 1 6 3 3 2N6546
.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=12000V CJO=0 TT=0)
.MODEL 2N6546 NPN (IS=6.83E-14 BF=13 CJE=1PF CJC=607.3PF TF=26.5NS)
.TRAN 1US 3MS 0MS UIC
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL = 0.01 VNTOL = 0.1 ITL5 = 40000
.END

*** BJT BUCK KIYICI

VS 1 0 DC 200V
VG 7 3 PULSE (0V 30V 0 0.1NS 0.1NS 16.7US 40US)
RB 7 6 250
R 4 0 5
L 3 4 145.8UH
C 4 0 200UF IC=0V
DM 0 3 DMOD
Q1 1 6 3 3 2N6546
.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=12000V CJO=0 TT=0)
.MODEL 2N6546 NPN (IS=6.83E-14 BF=13 CJE=1PF CJC=607.3PF TF=26.5NS)
.TRAN 50US 50MS 0MS 100ms
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL = 0.01 VNTOL = 0.1 ITL5 = 50000
.END

*** BJT CUK CHOPPER

```

```

VS 1 0 DC 12V
VG 8 0 PULSE(0V 40V 0 0.1NS 0.1NS 10US 40US)
RB 8 7 250
R 6 0 5
L1 1 3 200UH
C1 3 4 200UF
L2 5 6 150UH
C2 6 0 200UF
VX 4 5 DC 0V
DM 4 0 DMOD
Q1 3 7 0 0 2N6546
.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=12000V CJO=0 TT=0)
.MODEL 2N6546 NPN (IS=6.83E-14 BF=13 CJE=1PF CJC=607.3PF TF=26.5NS)
.TRAN 50US 50MS 600US 750US
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL = 0.01 VNTOL = 0.1 ITL5 = 40000
.END

```

*** MOSFET BOOST KİYİCİ

```

VS 1 0 DC 5V
VG 7 0 PULSE (0V 6V 0 0.1NS 0.1NS 26.7US 40US)
RG 7 0 10MEG
RB 7 6 10K
R 4 0 100
L 1 3 150UH
C 4 0 220UF IC=0V
DM 3 4 DMOD
M1 3 6 0 0 IRF150
.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=12000V CJO=0 TT=0)
.MODEL IRF150 NMOS (VTO=2.83 KP=31.2U L=1U W=30M CGDO=0.418N CGSO=2.032N)
.TRAN 0.1US 5MS 0MS UIC
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL = 0.01 VNTOL = 0.1 ITL5 = 40000
.END

```

*** S ANAHTARI KULLANILARAK TEK FAZ İNVERTER

```

VS 4 0 100V
VY 4 3 0V

```

```

V_MOD 5 0 0.6
.PARAM FOUT 50HZ P=4
S1 3 1 10 0 SMD
S2 2 0 10 0 SMD
S3 3 2 11 0 SMD
S4 1 0 11 0 SMD
D1 1 3 DMOD
D2 0 2 DMOD
D3 2 3 DMOD
D4 0 1 DMOD
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0)
.MODEL SMD VSWITCH (RON=0.01 ROFF=10E+6 VON=1V VOFF=0V)
R 1 2 2.5
VREF 7 0 PULSE (1 0 0 {1/(2*{2*{P}*{FOUT}})}) {1/(2*{2*{P}*{FOUT}})}-1NS} 1NS
{1/{2*{P}*{FOUT}})})
VX 8 0 PULSE (0 1 0 1NS 1NS {1/(2*{FOUT})}-2NS} {1/{FOUT}})
E_MULT1 10 0 VALUE {V(8)*V(6)}
E_MULT2 11 0 VALUE {V(9)*V(6)}
E_ABM21 6 0 VALUE {IF(V(5)-V(7)>0, 1, 0)}
E_ABM12 9 0 VALUE {1-V(8)}
.TRAN 1US 16.67MS 0 0.1US
.FOUR 50HZ 10 V(1,2) I(VY)
.OPTIONS ABSTOL = 1UA CHGTOL=0.1UC RELTOL = 0.1 VNTOL = 0.1
.PROBE
.END

```

*** IGBT TEK FAZ PWM INVERTER

```

VS 4 0 100V
VY 4 9 0V
.PARAM FOUT 50HZ P=4
V_MOD 15 0 0.6
Z1 9 3 2 IXGH40N60
Z2 6 7 0 IXGH40N60
Z3 9 8 6 IXGH40N60
Z4 2 1 0 IXGH40N60
.MODEL IXGH40N60 NIGBT (TAU=287.5NS KP=50.034 AREA=37.5UM AGD=18.75UM)
D1 2 9 DMOD
D2 0 6 DMOD
D3 6 9 DMOD
D4 0 2 DMOD
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0)
E1 3 2 10 0 10
E2 7 0 10 0 10
E3 8 6 13 0 10
E4 1 0 13 0 10

```

```

R 2 5 2.5
L 5 6 10MH
VREF 16 0 PULSE (1 -1 0 {1/(2*{2*{P}*{FOUT}})}) {1/(2*{2*{P}*{FOUT}})-1NS} 1NS
{1/{2*{P}*{FOUT}})})
VX 11 0 PULSE (1 -1 0 1NS 1NS {1/(2*{FOUT})-2NS} {1/{FOUT}})
E_MULT1 10 0 VALUE {V(11)*V(12)}
E_MULT2 13 0 VALUE {V(14)*V(12)}
E_ABM21 12 0 VALUE {IF(V(15)-V(16)>0, 1, 0)}
E_ABM12 14 0 VALUE {1-V(11)}
.TRAN 50US 33.33MS 0 0.1US
.FOUR 50HZ 10 V(1,2) I(VY)
.OPTIONS ABSTOL = 1UA CHGTOL=0.1UC RELTOL = 0.1 VNTOL = 0.1
.PROBE
.END
*** IGBT TEK FAZ SPWM INVERTER
VS 4 0 100V
VY 4 9 0V
.PARAM FOUT 50HZ P=4
V_MOD 17 0 AC 0 SIN(0.6 {FOUT} 0 0 0)
E_ABS 15 0 VALUE {ABS(V(17))}
Z1 9 3 2 IXGH40N60
Z2 6 7 0 IXGH40N60
Z3 9 8 6 IXGH40N60
Z4 2 1 0 IXGH40N60
.MODEL IXGH40N60 NIGBT (TAU=287.5NS KP=50.034 AREA=37.5UM AGD=18.75UM)
D1 2 9 DMOD
D2 0 6 DMOD
D3 6 9 DMOD
D4 0 2 DMOD
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0)
E1 3 2 10 0 10
E2 7 0 10 0 10
E3 8 6 13 0 10
E4 1 0 13 0 10
R 2 5 2.5
L 5 6 10MH

```

```

VREF 16 0 PULSE (1 -1 0 {1/(2*{2*{P}*{FOUT}})}) {1/(2*{2*{P}*{FOUT}})-1NS} 1NS
{1/{2*{P}*{FOUT}})})
VX 11 0 PULSE (0 1 0 1NS 1NS {1/(2*{FOUT})-2NS} {1/{FOUT}})
E_MULT1 10 0 VALUE {V(11)*V(12)}
E_MULT2 13 0 VALUE {V(14)*V(12)}
E_ABM21 12 0 VALUE {IF(V(15)-V(16)>0, 1, 0)}
E_ABM12 14 0 VALUE {1-V(11)}
.TRAN 10US 20MS 0 0.1US
.FOUR 60HZ 10 V(1,2) I(VY)
.OPTIONS ABSTOL = 1UA CHGTOL=0.1UC RELTOL = 0.1 VNTOL = 0.1
.PROBE
.END
***SWITCH TEK FAZ PWM INVERTER
VS 4 0 100V
VY 4 3 0V
V_MOD 5 0 0.6
.PARAM FOUT 50HZ P=4
S1 3 1 10 0 SMD
S2 2 0 10 0 SMD
S3 3 2 11 0 SMD
S4 1 0 11 0 SMD
D1 1 3 DMOD
D2 0 2 DMOD
D3 2 3 DMOD
D4 0 1 DMOD
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0)
.MODEL SMD VSWITCH (RON=0.01 ROFF=10E+6 VON=1V VOFF=0V)
R 1 2 2.5
VREF 7 0 PULSE (1 0 0 {1/(2*{2*{P}*{FOUT}})}) {1/(2*{2*{P}*{FOUT}})-1NS} 1NS
{1/{2*{P}*{FOUT}})})
VX 8 0 PULSE (0 1 0 1NS 1NS {1/(2*{FOUT})-2NS} {1/{FOUT}})
E_MULT1 10 0 VALUE {V(8)*V(6)}
E_MULT2 11 0 VALUE {V(9)*V(6)}
E_ABM21 6 0 VALUE {IF(V(5)-V(7)>0, 1, 0)}
E_ABM12 9 0 VALUE {1-V(8)}
.TRAN 1US 16.67MS 0 0.1US
.FOUR 50HZ 10 V(1,2) I(VY)

```

```
.OPTIONS ABSTOL = 1UA CHGTOL=0.1UC RELTOL = 0.1 VNTOL = 0.1
.PROBE
.END
```

*** TEK FAZ GERILIM KAYNAKLI INVERTER

```
VS 4 0 100V
VY 4 3 0V
V_MOD 5 0 0.6
.PARAM FOUT 50HZ P=4
S1 3 1 10 0 SMOD
S2 2 0 10 0 SMOD
S3 3 2 11 0 SMOD
S4 1 0 11 0 SMOD
D1 1 3 DMOD
D2 0 2 DMOD
D3 0 1 DMOD
D4 2 3 DMOD
R 1 2 2.5
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0)
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.01 ROFF=10E+6 VON=1V VOFF=0V)
E_ABM21 6 0 VALUE {IF(V(5)-V(7)>0,1,0)}
VX 8 0 PULSE (0 1 0 1NS 1NS {1/(2*{FOUT})-2NS} (1/{FOUT}))
VREF 7 0 PULSE (1 0 0 {1/(2*{2*{P}*{FOUT}})}) {1/(2*{2*{P}*{FOUT}})-1NS} 1NS
{1/{2*{P}*{FOUT}})})
E_ABM12 9 0 VALUE {1-V(8)}
E_MULT1 10 0 VALUE {V(8)*V(6)}
E_MULT2 11 0 VALUE {V(9)*V(6)}
.TRAN 1US 16.67MS
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL = 0.01 VNTOL = 0.1 ITL5 = 40000
.FOUR 50HZ 10 V(1,2)
.END
```

*** TEK FAZ AC VOLTAJ KONTOLLÜ

```
VS 1 0 SIN (0 169.7V 60HZ)
.PARAM DELAY_ANGLE=90 FREQ=60HZ
VG1 2 4 PULSE (0 1 {{DELAY_ANGLE}/{360*{FREQ}}} 1NS 1NS 100US {1/{FREQ}})
VG2 3 1 PULSE (0 1 {{{DELAY_ANGLE}+180}/{360*{FREQ}}} 1NS 1NS 100US {1/{FREQ}})
R 4 5 2.5
```



```

L 5 6 6.5MH
VX 6 0 DC 0V
CS 1 7 0.1UF
RS 7 4 750
XT1 1 4 2 4 ASCR
XT2 4 1 3 1 ASCR
TRAN 1US 33.33MS
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL=1.00N RELTOL=1.0M VNTOL=1.0M ITL5=10000
.FOUR 60HZ I(VY)
.END
*** TEK FAZ AKIM KAYNAKLI INVERTER
VS 1 0 DC 100V
VG 22 2 PULSE (0V 40V 0 1NS 1NS 300US 500US)
RG 22 2 10MEG
RB 22 21 250
RB1 8 7 50
RG1 8 9 10NEG
VG1 8 9 PULSE (0 40V 0 1NS 1NS 0.5MS 1MS)
RB2 17 16 50
RG2 17 18 10MEG
VG2 17 18 PULSE (0 40V 250US 1NS 1NS 0.5MS 1MS)
RB3 11 10 50
RG3 11 12 10MEG
VG3 11 12 PULSE (0 40V 500US 1NS 1NS 0.5MS 1MS )
RB4 14 13 50
RG4 14 15 10MEG
VG4 14 15 PULSE (0 40V 750US 1NS 1NS 0.5MS 1MS )
VY 1 23 DC 0V
VX 5 19 DC 0V
R 19 20 10
L 20 6 6.5MH
LE 2 3 10MH IC=1A
CE 3 0 100UF
LM 3 4 20MH IC=3A
D1 9 5 DMOD
D2 18 0 DMOD

```

```

D3 12 6 DMOD
D4 15 0 DMOD
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200V IBV=13E-3 CJO=1PF TT=0)
M1 23 21 2 2 IRF150
.MODEL IRF150 NMOS (VTO=2.83 KP=31.2U L=1U W=3.0M CGDO=1.359N CGSO=2.032N)
Q1 4 7 9 9 2N6546
Q2 6 16 18 18 2N6546
Q3 4 10 12 12 2N6546
Q4 5 13 15 15 2N6546
.MODEL 2N6546 NPN (IS=2.33E-27 BF=13 CJE=1PF CJC=607.3PF TF=26.5NS)
.TRAN 10US 5MS 3MS UIC
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL =1.00U RELTOL=0.02 VNTOL=0.1 ITL5=50000
.FOUR 1KHZ I(VX)
.END
*** ÜÇ FAZ YARIM DALGA A.A. KIYICI
VAN 1 0 SIN(0 220V 50HZ)
VBN 2 0 SIN(0 220V 50HZ 0 0 -120DEG)
VCN 3 0 SIN(0 220V 50HZ 0 0 -240DEG)
.PARAM DELAY_ANGLE=90 FREQ=50HZ
Vg1 12 4 PULSE(0 10V {{DELAY_ANGLE}}/{360*{FREQ}} 1NS 1NS 100US {1/{FREQ}})
Vg3 13 7 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+120}}/{360*{FREQ}} 1NS 1NS 100US
{1/{FREQ}})
Vg5 14 9 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+240}}/{360*{FREQ}} 1NS 1NS 100US
{1/{FREQ}})
RA 4 15 2.5
RB 7 16 2.5
RC 9 17 2.5
LA 15 11 6.5MH
LB 16 11 6.5MH
LC 17 11 6.5MH
XT1 1 4 12 4 ASCR
XT3 2 7 13 7 ASCR
XT5 3 9 14 9 ASCR
D2 9 3 DMOD
D4 4 1 DMOD
D6 7 2 DMOD

```

```
.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=1200V IBV=13E-3 CJO=2PF TT=1US)
.SUBCKT ASCR 1 2 3 2
S1 1 5 6 2 SMOD
RG 3 4 50
VX 4 2 DC 0V
VY 5 7 DC 0V
DT 7 2 DMOD
RT 6 2 1
CT 6 2 10UF
F1 2 6 POLY(2) VX VY 0 50 11
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.0105 ROFF=10E+5 VON=0.5V VOFF=0V)
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200V TT=0 CJO=0)
.ENDS ASCR
.TRAN 10US 30MS 0MS 0.1MS
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL=0.01 VNTOL=0.01 ITL5=10000
.END
```

***** ÜÇ FAZ TAM DALGA A.A. KIYICI**

```
VAN 1 0 SIN(0 220V 50HZ)
VBN 2 0 SIN(0 220V 50HZ 0 0 -120DEG)
VCN 3 0 SIN(0 220V 50HZ 0 0 -240DEG)
.PARAM DELAY_ANGLE=60 FREQ=50HZ
Vg1 12 4 PULSE(0 10V {{DELAY_ANGLE}}/{360*{FREQ}} 1NS 1NS 100US {1/{FREQ}})
Vg2 15 3 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+60}}/{360*{FREQ}} 1NS 1NS 100US
{1/{FREQ}})
Vg3 13 7 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+120}}/{360*{FREQ}} 1NS 1NS 100US
{1/{FREQ}})
Vg4 16 1 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+180}}/{360*{FREQ}} 1NS 1NS 100US
{1/{FREQ}})
Vg5 14 9 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+240}}/{360*{FREQ}} 1NS 1NS 100US
{1/{FREQ}})
Vg6 17 2 PULSE(0 10V {{{DELAY_ANGLE}+360}}/{360*{FREQ}} 1NS 1NS 100US
{1/{FREQ}})
RA 4 11 2.5
RB 7 11 2.5
RC 9 11 2.5
XT1 1 4 12 4 ASCR
```

```
XT3 2 7 13 7 ASCR
XT5 3 9 14 9 ASCR
XT2 9 3 15 3 ASCR
XT4 4 1 16 1 ASCR
XT6 7 2 17 2 ASCR
.SUBCKT ASCR 1 2 3 2
S1 1 5 6 2 SMOD
RG 3 4 50
VX 4 2 DC 0V
VY 5 7 DC 0V
DT 7 2 DMOD
RT 6 2 1
CT 6 2 10UF
F1 2 6 POLY(2) VX VY 0 50 11
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.0105 ROFF=10E+5 VON=0.5V VOFF=0V)
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200V TT=0 CJO=0)
.ENDS ASCR
.TRAN 10US 40MS 0MS 0.1MS
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL=0.01 VNTOL=0.01 ITL5=10000
.END
***
```

