

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DOĞRU AKIM AYARLAYICILARI VE EVİRİCİLER İLE YÜK
DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS

Elk. Müh. Celal AKMAN

Anabilim Dalı: Elektrik Mühendisliği

Danışman: Prof. Dr. Nurettin ABUT

KOCAELİ,2009

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DOĞRU AKIM AYARLAYICILARI VE EVİRİCİLER İLE YÜK
DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Mühendisi Celal AKMAN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih:13.05.2009

Tezin Savunulduğu Tarih:11.06.2009

Tez Danışmanı

Prof.Dr. Nurettin ABUT

(Nurettin Abut)
(.....)

Jüri Üyesi

Prof.Dr. Bekir ÇAKIR

(Bekir Çakir)
(.....)

Jüri Üyesi

Yrd.Doç.Dr. Ahmet ONDUK

(Ahmet Onduk)
(.....)

KOCAELİ, 2009

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Dünyanın pek çok ülkesinde olduğu gibi ülkemizde de alternatif akım, rakipsiz olarak koltuğunda oturmaktadır. Buna rağmen doğru akımın yeri azımsanamayacak kadar önemlidir. Az da olsa depolanabilme özelliği doğru akımın yerini daima korumasını sağlayacaktır. Daha sonra kullanılmak üzere depolanan doğru akım, ihtiyaç durumunda evirici devreleri sayesinde alternatif akıma dönüştürülüp kullanılabilir. Dolayısıyla bizim için vazgeçilmez olan elektrik enerjisini en iyi ve sürekli bir şekilde kullanmamızı sağlayacak evirici devreleri çok önem kazanmaktadır.

Doğru akım ayarlayıcıları ve eviricilerle yük denetimi konusunda bana gerekli temel eğitimi veren sayın hocam Doç Dr. Erhan BÜTÜN'e, çalışmalarım sırasında her türlü teknik doküman desteğini sağlayan, fikirleri ve teşvikleri ile beni yönlendirerek bu çalışmanın meydana gelmesini sağlayan çok değerli danışman hocam Sn. Prof. Dr. Nurettin ABUT'a teşekkür ederim.

Ve..!

Bu günlere ulaşmamda bana sürekli yardımcı olan bütün arkadaşlarıma, her zaman yanımda olup bana destek olan ve benden hiçbir zaman yardımlarını esirgemeyen babam Bekir AKMAN ve annem Şanlı AKMAN'a sonsuz minnet duygularımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iiiv
TABLolar DİZİNİ	vii
KISALTMALAR	viii
ÖZET.....	ix
İNGİLİZCE ÖZET	x
1. GİRİŞ	1
2. DOĞRU AKIM AYARLAYICILARI.....	2
2.1. Tristörlü ayarlayıcılar	2
2.2. Transistorlu ayarlayıcılar	4
3. DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	6
3.1. DC-DC Dönüştürücülerin Kullanım Alanları ve Sağladığı Avantajlar	6
3.2. DC-DC Dönüştürücülerin Genel Çalışma Prensibi.....	7
3.3. DC-DC Dönüştürücü Çeşitleri.....	8
3.3.1. Buck tipi dönüştürücüler	8
3.3.2. Buck-boost tipi dönüştürücüler.....	11
3.3.3. Cuk tipi dönüştürücüler.....	12
3.3.4. İzole tip dönüştürücüler	13
3.3.4.1. Flyback tipi dönüştürücüler	13
3.3.4.2. Forward tipi dönüştürücü	14
3.3.5. Boost tipi dönüştürücü	15
3.3.5.1. Boost tipi dönüştürücülerde anahtar kapalı iken bobin akımı.....	18
3.3.5.2. Boost tipi dönüştürücülerde anahtar açık iken bobin akımı.....	18
3.3.5.3. Boost tipi dönüştürücü için sürekli ve süreksiz halde çalışma.....	21
3.3.5.3.1. Sürekli çalışma durumu.....	22
3.3.5.3.2. Süreksiz çalışma durumu	24
3.4. DC-DC Dönüştürücü Devresi İçin Kapalı Çevrim Kontrol Sistemi.....	28
3.5. DC-DC Dönüştürücü Devrelerinde Kullanılan Bazı Tetikleme Devreleri.....	31
3.5.1. Transistorlu osilator devresi.....	31
3.5.2. 555 Entegreli astable multivibratör devresi	32
3.5.3. PIC16F877 İle PWM tetikleme sinyali üretme.....	34
3.5.3.1. PIC16F877 Mikro denetleyicisi.....	35
3.5.3.2. PIC16F877 ile PWM üretme	40
3.6. Boost Tipi Dönüştürücü Devresinin Çıkış Sinyalleri	41
4. EVİRİCİLER	46
4.1. Gerilim Beslemeli Eviriciler	47
4.1.1. Tek fazlı yarım köprü evirici	47
4.1.2. Tek fazlı köprü evirici.....	51
4.1.3. Tek fazlı darbe genişlik modülasyonlu evirici.....	53
4.1.4. Üç fazlı eviriciler.....	56

4.1.4.1.	Üç fazlı köprü evirici	57
4.1.4.2.	Üç fazlı PWM eviriciler	59
4.1.4.2.1.	Genel	59
4.1.4.2.2.	Minimum anahtarlama aralığı	61
4.1.4.2.3.	Sabit gerilim/frekansla çalışma	62
4.1.4.2.4.	Sinuzoidal PWM'in faydaları	64
4.1.4.2.5.	PIC16F877 ile üretilen PWM tetiklemeli evirici	65
4.2.	Akım Beslemeli Eviriciler	67
4.2.1.	Akım beslemeli eviricinin yararları ve sakıncaları	71
5.	EVİRİCİ ÇIKIŞ GERİLİMİNİN SÜZÜLMESİ (FİLTRE EDİLMESİ)	72
5.1.	LC Filtre Devresi	72
6.	DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ ve EVİRİCİ DEVRELERİNİN BİRLİKTE KULLANILMASI	74
7.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER	82
	KAYNAKLAR	84
	EKLER	86
	ÖZGEÇMİŞ	87

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1: DC-AC Evirici Blok Diyagramı	1
Şekil 2.1: Tristörlü Doğru Akım Ayarlayıcısı	3
Şekil 3.1: Temel bir DC-DC dönüştürücü devresi	7
Şekil 3.2: Buck Dönüştürücü	8
Şekil 3.3: Buck Dönüştürücüde Sürekli Çalışma Durumunda Gerilim ve Akım Değişimleri.....	9
Şekil 3.4: Doluluk Oranına Göre Çıkış Gerilimleri	10
Şekil 3.5: Doluluk Oranına Göre Çıkış Akım ve Gerilimleri	11
Şekil 3.6: Cuk Tipi Dönüştürücü	12
Şekil 3.7: Transistor ON konumunda:	12
Şekil 3.8: Transistor OFF konumunda:	12
Şekil 3.9: Buck-Boost Tipi Dönüştürücü	13
Şekil 3.10: Bobin Yerine Trafo Kullanılması	14
Şekil 3.11: Flyback Tipi Dönüştürücü	14
Şekil 3.12: Forward Tipi Dönüştürücü	15
Şekil 3.13: Üçlü Transformator ile Forward Dönüştürücüler	15
Şekil 3.14: Boost Tipi Dönüştürücü Devresi:	16
Şekil 3.15: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Anahtar Kapalıyken Devre Şeması	17
Şekil 3.16: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Anahtar Açıkken Devre Şeması....	17
Şekil 3.17: Boost Tipi Dönüştürücüde Sürekli Çalışma için Akım ve Gerilim Değişimleri.....	19
Şekil 3.18: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Anahtarın Açık ve Kapalı Durumları için Kondansatör Akım ve Gerilimleri	20
Şekil 3.19: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Sürekli Çalışma Durumu için Bobin Akımı	22
Şekil 3.20: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Süreksiz Çalışma için Bobin Akımı	24
Şekil 3.21: Direnç değişimine bağlı olarak gerilim kazancımız ve diyot doluluk-boşluk oranı değişimi ($L=500$ uH, $f=20$ kHz).....	28
Şekil 3.22: DC-DC Dönüştürücü Devresi için Kapalı Çevrim Kontrol Sistemi Blok Diyagramı.....	28
Şekil 3.23: DC-DC Dönüştürücü Devresi için Kapalı Çevrim Kontrol Sistemi Blok Diyagramının Açık Hali	29
Şekil 3.24: DC-DC Dönüştürücü Devresi için Kapalı Çevrim Kontrol Sisteminin transfer fonksiyonu eşdeğeri	30
Şekil 3.25: Transistorlu Kararsız Multivibrator Devresi	31
Şekil 3.26: 555 Entegreli Kararsız Multivibrator Devresi.	33
Şekil 3.27: 555 Entegreli Kararsız Multivibrator Devresi için 1 kHz lik Çıkış Sinyali	33
Şekil 3.28: 555 Entegreli Kararsız Multivibrator Devresi için 5 kHz lik ve %77 Doluluk Oranı Sahip Çıkış Sinyali.....	34

Şekil 3.29: PIC16F877 Mikro Denetleyicisinin Bacak Bağlantıları.....	37
Şekil 3.30: PIC16F877 ve TC4424 Entegreleri ile PWM İşareti Üretme.....	40
Şekil 3.31: (a)PIC16F877 ile PWM (b) 555 Osilatörlü DC-DC Dönüştürücü.....	41
Şekil 3.32: Osilatör Tetiklemeli DC-DC Dönüştürücü:1 kHz ve % 60 Doluluk İçin Çıkış Geriliminin Değişimi(0–60 msn arası L=0,1 mH)	42
Şekil 3.33: Osilatör Tetiklemeli DC-DC Dönüştürücü:1 kHz ve % 60 Doluluk İçin Çıkış Geriliminin Değişimi(0–10 sn arası L=0,1 mH)	42
Şekil 3.34: Osilatör Tetiklemeli DC-DC Dönüştürücü:1 kHz ve % 60 Doluluk Oranı İçin Çıkış Geriliminin Değişimi (0–10 sn arası, L=10mH, Çıkış Gerilimi=224,24 V)	42
Şekil 3.35: PWM Tetiklemeli DC-DC Dönüştürücü:1 kHz ve % 50 Doluluk Oranı İçin Çıkış Geriliminin Değişimi (0–10 sn arası, L=10mH, Çıkış Gerilimi=175 V) ..	43
Şekil 3.36: PWM Tetiklemeli DC-DC Dönüştürücü:1 kHz ve % 60 Doluluk İçin Çıkış Geriliminin Değişimi(0–60 msn arası L=0,1 mH)	43
Şekil 3.37: 1 kHz ve % 60 Doluluk Oranı İçin Çıkış Akımının Değişimi (0–0,1 sn arası, L=10mH)	43
Şekil 3.38: : 1 kHz ve % 30 Doluluk Oranı İçin Çıkış Akımının Değişimi (0–0,1 sn arası, L=10mH,)	44
Şekil 4.1: Tek fazlı evirici için (a)dinamik anahtar, (b)statik anahtar (tranzistör) ile prensip devresi,	47
Şekil 4.2: (a)Omik-Endüktif Yüklü Tek fazlı evirici devresi, (b) Omik-Endüktif yükte, çıkış gerilimi ve akımının değişimi	48
Şekil 4.3: Tek fazlı R-L yüklü köprü evirici	51
Şekil 4.4: Tek fazlı R-L Yüklü Köprü Eviricin İçin Anahtar Konumlarına Göre Akım Yolları	52
Şekil 4.5: Tek fazlı R-L Yüklü Köprü Eviricinin Temel Uygulama Devresi	52
Şekil 4.6: Tek fazlı PWM eviricide çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	54
Şekil 4.7: DGA Çıkış İşareti	55
Şekil 4.8: (a)Temel DGA Üreteç Devresi, (b) Karşılaştırma Lojiği	55
Şekil 4.9: : Tek fazlı eviricilerden üç fazlı evirici elde edilmesi	57
Şekil 4.10: Üç Fazlı Köprü Evirici.....	58
Şekil 4.11: Üç fazlı Bir PWM eviricinin diyot köprüsü ile beslenmesi.....	59
Şekil 4.12: PWM Tetiklemeli Evirici Uygulama Devresi	65
Şekil 4.13: PIC16F877 ile Üretilen PWM Tetikleme İşareti	66
Şekil 4.14: Tek Fazlı PWM Tetiklemeli Evirici için Çıkış Gerilim İşareti	66
Şekil 4.15: : Tek Fazlı PWM Tetiklemeli Evirici için Çıkış Gerilim İşareti	66
Şekil 4.16: : Tek Fazlı PWM Tetiklemeli Evirici için Çıkış Akım İşareti	67
Şekil 4.17: : Tek fazlı akım beslemeli evirici; a) Montaj, b) Sürme sinyalleri, c) Yük akımının değişimi.....	68
Şekil 4.18: : Tristörlü tek fazlı akım beslemeli evirici.....	69
Şekil 4.19: : Üç fazlı akım beslemeli evirici; a) Montaj, b) Faz akımlarının değişimi	70
Şekil 5.1: LC Filtre Devresinin Evirici Çıkışına Bağlanması–1	72
Şekil 5.2: LC Filtre Devresinin Evirici Çıkışına Bağlanması–2	72
Şekil 5.3: Köprü Eviricide Transformatörlü Filtre Devresi Kullanılması.....	73
Şekil 6.1:DC-DC Dönüştürücü ve Evirici Devrelerinin Birlikte Kullanıldığı Sistemin Blok Diyagram	74
Şekil 6.2: DC-DC Dönüştürücü ve Eviriciden Oluşan DC-AC Evirici Devresi(555 Entegreli osilatörlü ve analog PWM tetiklemeli).....	76

Şekil 6.3: Temel Evirici Devresi Çıkış Gerilim Grafiği (Evirici girişi=50 V,Yük; R=2 Ohm, L=1mH, 0–0,01 sn arası).....	77
Şekil 6.4: Temel Evirici Devresi Çıkış Akım Grafiği (Evirici girişi=50 V,Yük; R=2 Ohm, L=1mH, 0–0,01 sn arası).....	77
Şekil 6.5: Temel Evirici Devresi Çıkış Akım Grafiği (Evirici girişi=50 V,Yük; R=10 Ohm, L=1mH, 0–0,01 sn arası).....	77
Şekil 6.6:DC-DC Dönüştürücü ve Eviriciden Oluşan DC-AC Evirici Devresi (PIC16F877 Mikro denetleyicisi ile PWM tetiklemeli).....	78
Şekil 6.7: Çıkış Gerilim Grafiği (Vg= 12 V,Yük; R=100 Ohm, L=1mH, Tetikleme frekansı=100kHz.,0–0,01 sn arası)	79
Şekil 6.8: Çıkış Akım Grafiği (Vg= 12 V,Yük; R=100 Ohm, L=1mH, Tetikleme frekansı=100kHz.,0–0,01 sn arası)	80
Şekil 6.9: Çıkış Gerilim Grafiği (Vg= 12 V,Yük; R=100 Ohm, Tetikleme frekansı=100kHz.,0–0,01 sn arası)	80
Şekil 6.10: Çıkış Akım Grafiği (Vg= 12 V,Yük; R=100 Ohm, Tetikleme frekansı=100kHz.,0–0,01 sn arası)	80
Şekil 6.11: Çıkış Gerilim Grafiği (Vg= 12 V,Yük; L=1mH, Tetikleme frekansı=100kHz.,0–0,01 sn arası)	81
Şekil 6.12: Çıkış Gerilim Grafiği (Vg= 12 V,Yük; R=100 Ohm, L=1mH, C=1uF, Tetikleme frekansı=100kHz.,0–0,01 sn arası)	81
Şekil 6.13: Çıkış Akım Grafiği (Vg= 12 V,Yük; R=100 Ohm, L=1mH, C=1uF, Tetikleme frekansı=100kHz.,0–0,01 sn arası).....	81

TABLolar DİZİNİ

Tablo 1.1: Yarıiletken Anahtarlama Elemanlarının Bağlı Özellikleri	4
Tablo 3.1: PIC16F877 ile PIC16F84 Mikro denetleyicisinin Karşılaştırılması.....	38
Tablo 3.2: PIC16F877 Mikro denetleyicisinin Pin Tanımlamaları.....	39
Tablo 3.3: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Farklı Giriş Gerilimleri için Çıkış Gerilimleri	44
Tablo 3.4: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Farklı Bobin Değerleri için Çıkış Gerilimleri	44
Tablo 3.5: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Farklı Tetikleme Frekansları için Çıkış Gerilimleri	44
Tablo 3.6: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Farklı Yük Dirençleri için Çıkış Gerilimleri.....	45

KISALTMALAR

DC	: Direct Current
DA	: Doğru Akım
AC	: Alternative Current
AA	: Alternatif Akım
PWM	: Pulse Width Modulation
DGA	: Darbe Genişlik Ayarı
BJT	: Bipolar Junction Transistor
UJT	: Unipolar Junction Transistor
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
SCR	: Silicon Controlled Rectifier
GTO	: Gate Turn Off Thyristor
ASCR	: Asymmetric Silicon Controlled Rectifier
RCT	: Reverse Conducting Thyristor
kW	: Kilo Watt
V	: Volt
A	: Amper
EMK	: Elektromotor Kuvveti
R	: Resistor
C	: Capacitor
L	: Inductance
D	: Duty Cycle-Doluluk Boşluk Oranı
kHz	: Kilo Hertz
KGK	: Kesintisiz Güç Kaynağı
UPS	: Uninterruptable Power Supply
OPAMP	: Operational Amplifier
P.C.	: Program Code
CPU	: Central Processing Unit
RISC	: Reduced Instruction Set Computer
SFR	: Special Function Register
RAM	: Random Access Memory
EEPROM	: Electrically Erasable Programmable Read Only Memory
CMOS	: Complementary Metal-Oxide Semiconductor
TMR	: Timer
RD	: Read
WR	: Write
CS	: Chip Select
A/D	: Analog/Digital
USART	: Universal Serial Asynchronous Receiver/Transmitter
SCI	: System Control Interrupt
BOR	: Brown Out Reset
v.b.	: Ve benzeri

DOĞRU AKIM AYARLAYICILARI VE EVİRİCİLER İLE YÜK DENETİMİ

Celal AKMAN

Anahtar Kelimeler: Doğru Akım Ayarlayıcıları, DA-DA Dönüştürücüler, Eviriciler, Darbe Genişlik Ayarı (DGA), Osilatör, Boost Tipi Dönüştürücü, PIC16F877.

Özet: Doğru Akım Ayarlayıcıları ve Eviriciler, birbirlerini tamamlayan ve hayatımızda önemli bir yere sahip olan sistemlerdir. Hayatın her alanında farkında olmadan kullandığımız bu sistemler, günümüzde her türlü motorlu hava, kara ve deniz taşıtlarında, konut, işyeri vb. gibi yaşam alanları da dahil daha pek çok alanda tercih edilmektedir. Kullandığımız elektrikli cihazların % 90'ından fazlasının AC gerilimle çalıştığını göz önüne alırsak, depolayabildiğimiz DC gerilimden AC gerilim elde etmemizi sağlayacak bu sistemlerin sağladığı faydaları anlamış oluruz. Bu tez kapsamında DC-DC dönüştürücüler ve eviricilerle ilgili çalışmalar yapılmış olup, bu iki sistemin birleştirilmesi sonucu elde edilecek yeni sistem hakkında bilgiler verilmiştir. DC-DC dönüştürücü devresi çeşitleri ile ilgili bilgiler verilmiş, Boost tipi dönüştürücü devresinin analizi yapılarak giriş/çıkış gerilim ilişkileri göz önüne serilmiştir. Evirici uygulamaları hakkında detaylı bilgiler verilerek, girişinde bir doğru akım ayarlayıcısından beslenen evirici devresinin avantajları ortaya konulmuştur.

LOAD CONTROL WITH DC-DC CONVERTERS AND INVERTERS

Celal AKMAN

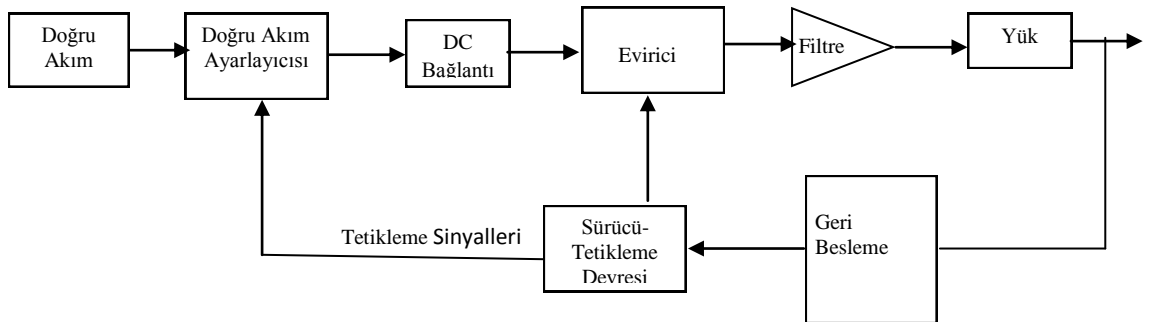
Keywords: Direct Current Regulators, DC-DC Converters, Inverters, Pulse Width Modulation (PWM), Oscillator, Boost Converter, PIC16F877

Abstract: DC Current Regulators and Inverters, which are used to complement each other, are very important systems in our lives. These systems which are used in all fields of life without being aware, are now preferred in all motor-air, on land and sea vehicles, housing, workplace, etc. If we consider that the huge percent of electrical machines usage are with AC voltage, we can see the advantages of these DC-AC voltage inverting systems. In the scope of this thesis, DC-DC converter and inverter systems are studied and the system which is consist of the combined DC-DC converter-inverter, is analyzed. Some informations about DC-DC converter circuits are given and the input-output equitions and graphics of Boost type DC-DC converter circuit are analyzed. Some important notes and informations about inverter applications are given and the advantages of an inverter application circuit which is fed from a DC supply, are given.

1.GİRİŞ

İnverter olarak bilinen Doğru Akım-Alternatif Akım Dönüştürücü devreleri ya da diğer bir deyişle DC-AC Eviriciler hayatımızda önemli yere sahiptirler. Elektrik hattının ulaşmadığı ev, ikametgah alanları, radyo, TV ve data aktarım sistemleri, karayolları çalışma ikaz ışıkları, deniz fenerleri, balık çiftlikleri, karavanlar, deniz gezi tekneleri, dağda arı besiciliği, hayvan besiciliği yapanlar, güneş ışığının ulaşabildiği ve elektrik enerjisine ihtiyaç duyulan sektörler gibi birçok yerde kullanılabilirler. Eviriciler tek başlarına şarj devresi ile evlerde, iş yerlerinde, elektrik kesintilerinde ihtiyaç duyulan asgari-zorunlu enerjiyi bize sağlarlar. Kara, deniz, hava araçları, konutlar, iş yerleri, aktarıcı sistemler, karavanlar ve 12–24 volttan 220 volta dönüşüm gerektiren tüm alanlarda kullanılabilirler.

Günümüzde kullanılan neredeyse tüm eviricilerde gerilim ve frekans ayarı ya yoktur, ya da sadece belirli kademelerde yapılabilmektedir. Bu tip eviricilerde gerilim ayarı eviricinin içerisinde yapılmaktadır. Yani evirici hem doğru akım ayarlama işini, hem de DC-AC evirme işini gerçekleştirmektedir. Böyle eviricilerde kayıplar fazla olmakta, verim daha düşük olmakta ve istenilen hassasiyet yakalanamamaktadır. Bu yüzden evirici devresini bir DA ayarlayıcı devresi(DC-DC Dönüştürücü) ve bir DC-AC evirici devresini birlikte kullanarak oluşturursak, hem kararlı bir çalışma elde edilmiş olur, hem de çıkışta ideale yakın bir sinüs işareti elde edilebilir. Bahsedilen sistem için gerekli blok diyagram Şekil 1.1’de gösterilmektedir.



Şekil 1.1:DC-AC Evirici Blok Diyagramı

2. DOĞRU AKIM AYARLAYICILARI

Doğru akım ayarlayıcıları mevcut bir DC kaynağın gerilimini istenilen bir gerilim değerine getirmek için gerilimin seviyesini arttıran ya da azaltan devrelerdir. Yapılan işlem aslında çok basittir. Mevcut gerilimin seviyesini, devrenin çıkışında bulunan yüke uygulama süresini değiştirerek, yani gerilimin ortalama değeriyle oynayarak rahatlıkla değiştirebiliriz.

Şimdi yukarıda ifade ettiğimiz işlemleri gerçekleştirmemizi sağlayacak olan devreleri incelemeye başlayalım:

Doğru akım ayarlayıcıları iki ana gruba ayrılır;

Tristörlü Ayarlayıcılar;

- Yüksek akımlarda

- Düşük frekanslarda

Transistorlu Ayarlayıcılar;

- Düşük güçlü uygulamalarda

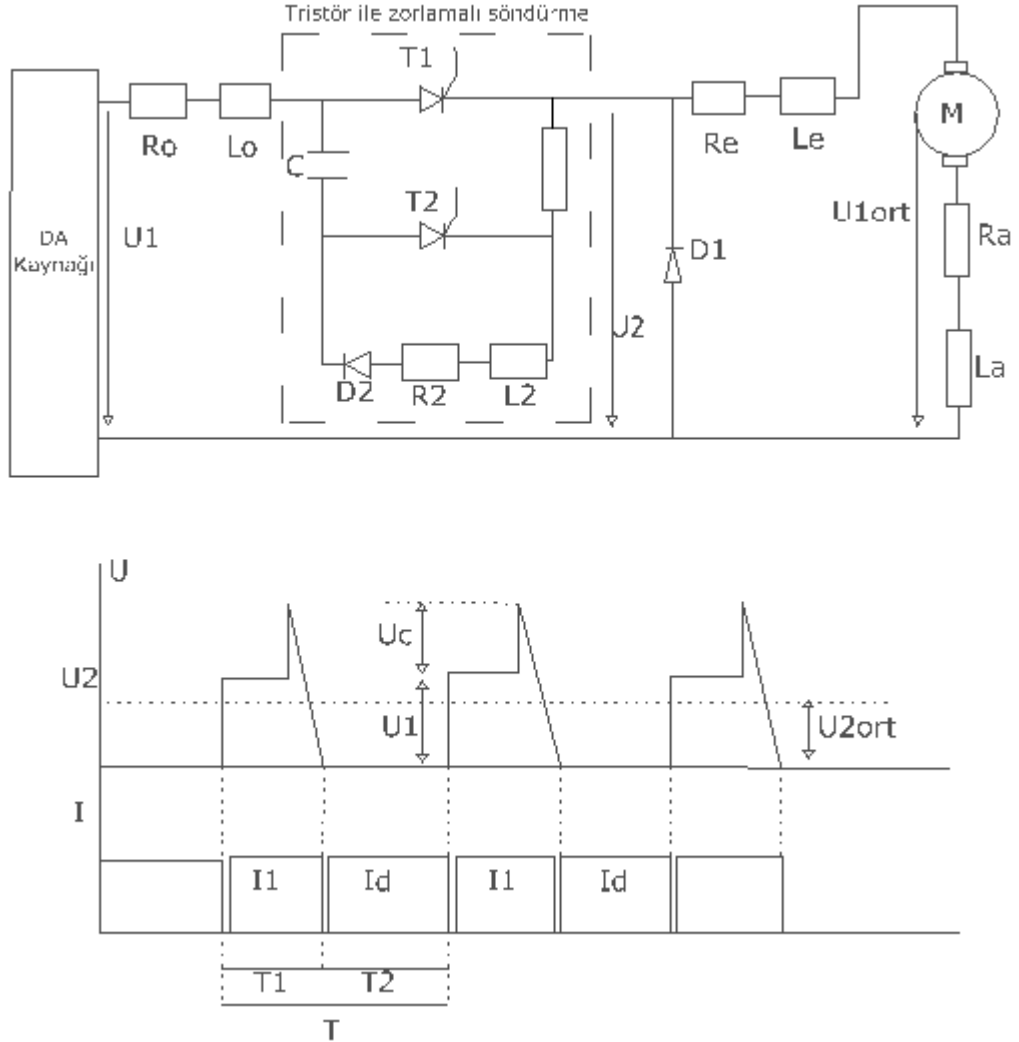
-Yüksek frekanslarda

2.1. Tristörlü Ayarlayıcılar

Bilindiği gibi tristörler özellikle yüksek güçlerde tercih edilen ve düşük frekanslarda çalıştırılabilen anahtarlama elemanlarıdır. Çalışma mantıkları esas olarak: birim zamanda yapılan anahtarlama sayısıyla yani devrede kalma süresiyle, devreden akan akımın kontrolüne dayanmaktadır. Burada yapılan anahtarlama genel olarak yarı iletken elemanın (tristör) kapı ucuna belirli frekanslarda darbeler uygulamaktan ibarettir. Bu sayede devredeki tristörün ON/OFF konumlarıyla oynayarak istenilen sonuçlara ulaşılmış olur[1].

Tristörlü ayarlayıcı devreleri büyük güçlerde kullanılan devrelerdir.50 KW,100 KW gibi büyük güçlü DC motorların kontrolünde, yüksek akım çeken DC devrelere istenen gerilim değerini sağlamada ve bunun gibi birçok büyük güçlü uygulamada tristörler tercih edilir. Tristörler yapıları itibariyle transistorlardan daha dayanıklı ve

daha fazla akımın üzerinden geçmesine izin verecek şekilde imal edilen yarı iletken elemanlardır.¹



Şekil 2.1: Tristörlü Doğru Akım Ayarlayıcısı [9]

Şekil 2.1'deki devre çift tristörle bir Doğru Akım makinesinin kontrol devresidir. Bu devre Güç Elektroniği derslerinin verildiği neredeyse bütün eğitim kurumlarında örnek teşkil etmektedir. Tristörlerin tetiklenmeleri, giriş-çıkış gerilim şekilleri, darbe şekilleri ve devrenin çalışma mantığı ileriki sayfalarda anlatılacak olan transistorlu ayarlayıcı devrelerinden çok farklı değildir[1].

Bu tez çalışmasında daha çok transistorlu ayarlayıcılar üzerinde durulacaktır.

¹ Prof. Dr. Nurettin ABUT, Kocaeli Üniversitesi, Elektrik Müh. Statik Anahtarlama Devreleri Ders Notu

2.2. Transistorlu Ayarlayıcılar

Ayarlayıcı devrelerinde genelde transistorlar kullanılır. Çünkü transistorlar yüksek frekanslarda anahtarlama yapabilen elemanlardır. Ayarlayıcı devreleri için bu özellik çok önemlidir. Anahtarlar ne kadar sık aralıklarla anahtarlama yapabiliyorsa, devre izin verdiği sürece o kadar geniş aralıkta bir ayarlama elde edebilir. Yüksek frekanslarda çalışma çok önemli olmasına rağmen, yüksek güçlere çıkılamaması oldukça önemli bir dezavantajdır. Yine de düşük güçlü uygulamalarda sıklıkla kullanılan transistorlar bu dezavantajlarını unutturacak birçok avantaja sahiptirler.

Transistorlu Ayarlayıcılarda kullanılan bazı transistor çeşitleri[1]:

BJT = Bipolar Junction Transistor (İki Kutuplu Bağlantılı Transistor)

UJT = Unipolar Junction Transistor (Tek Kutuplu Bağlantılı Transistor)

MOSFET= Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistor)

IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor (Yalıtılmış Kapılı İki Kutuplu Transistor)

GTO = Gate Turn-Off (Kapıdan Tıkanabilir Tristör)

MCT = MOS Controlled Thyristor (MOS Kontrollü Tristör)'dir.

Tablo 1.1: Yarıiletken Anahtarlama Elemanlarının Bağlı Özellikleri

Eleman	Güç Kapasitesi	Anahtarlama Hızı
BJT / MD	Orta	Orta
MOSFET	Düşük	Hızlı
GTO	Yüksek	Yavaş
IGBT	Orta	Orta
MCT	Orta	Orta

Bunlar günümüzde çok sık kullanılan transistor çeşitleridir. Çalışma mantıkları birbirlerine benzer. Birbirlerinden farkları: Çalışma gerilimleriyle, sıcaklıklarıyla, frekanslarıyla, boyutlarıyla ya da tetikleme şekilleriyle ilgilidir. Son zamanlarda

transistor çeşitlerinden yukarıda bahsedilenler, DA ayarlayıcı devrelerinde çok fazla kullanılmaya başlamışlardır. Bu çalışmada genel olarak DA ayarlayıcı devrelerinde kullanılan anahtarları 'Transistor' olarak ifade edilecektir. Ancak unutulmaması gerekir ki devrede yukarıda ki anahtarlardan herhangi biri kullanılıyor olabilir.

3. DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

3.1. DC-DC Dönüştürücülerin Kullanım Alanları ve Sağladığı Avantajlar

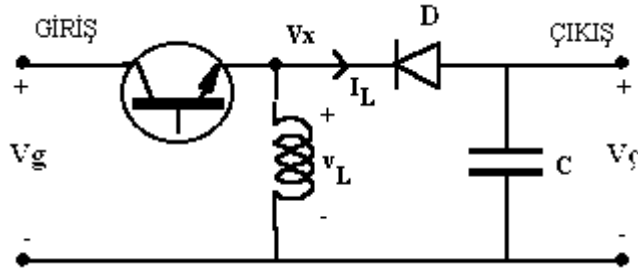
DC-DC dönüştürücülerin çalışma prensiplerine geçmeden önce bunların kullanım alanları, faydaları, hayatımıza getirdiği kolaylıklarla ilgili bazı bilgiler vermek daha faydalı olacaktır. DC-DC dönüştürücüler günümüzde neredeyse bütün taşınabilir elektronik cihazların içinde yer almaktadırlar. Örneğin, cep telefonları, diz üstü bilgisayarlar, mp3 çalarlar, kamera, video oynatıcılar v.b. gibi bataryalarla çalışan her türlü elektronik cihazda bir DC-DC dönüştürücü devresi görmek mümkündür. Özellikle bazı sabit gerilim gerektiren fakat her zaman bu gerilimin elimizde bulunmadığı yerlerde kullanılmaktadırlar. Buna da örnek olarak otomobiller verilebilir. Otomobillerin aküleri sabit 12 V üretmektedir. Ancak otomobillerdeki bazı parçalar ya da aksesuarlar (oto teypleri, özel aydınlatma araçları, oto bilgisayarları gibi) daha farklı gerilimlerle çalışabilmektedirler.

Dönüştürücülerin bize sağladığı önemli bir avantaj da yer sorununu çözmeleridir. Bir otomobilin içinde farklı seviyedeki gerilimlerle çalışan parçaların olduğunu söylemiştik. Eğer bu otomobilde DC-DC dönüştürücüler kullanılsaydı, her gerilim seviyesi için ayrı bir akü kullanmak gerekecekti. Sonuç olarak da otomobillerin boyutları belki iki ya da üç katına çıkacaktı. Sadece otomobiller için değil, oldukça küçük üretimleri yapılan kameralar da bu kadar ufak üretilmeyecekti. Boyutlar doğal olarak fiyatlara da yansır. Biz ne kadar küçük boyutlarda ve az malzeme kullanarak bir şey üretmişsek o kadar daha fazla kar elde etmemiz mümkündür.

Kısacası sistem ya da cihazlarımızda DC-DC dönüştürücüler kullanmamız hem bizim açımızdan hem de kullanıcılar açısından oldukça önemlidir. İnsanlar her zaman daha kullanışlı daha ufak, daha çekici ve daha ucuz olan cihazlara yönelmişlerdir. Biz de çalışılmamızda bunları dikkate almalı ve ona göre geliştirmeler yapmalıyız.

3.2. DC-DC Dönüştürücülerin Genel Çalışma Prensibi

Temel olarak sabit bir gerilim seviyesini, düşüren ya da yükselten devrelere DC-DC Dönüştürücüler (DC-DC Converters) denir. Buradan da anlaşılacağı gibi, girişine uyguladığımız sabit bir DC kaynağın geriliminin seviyesini, enerjinin korunumu ilkesine dayanarak (Giriş enerjisi=Çıkış enerjisi) artırıp azaltan devrelerdir. Tabii ki gerilimin artırılması demek akımın da aynı oranda azalması demektir. Ters durum için gerilim kontrolsüz azaltılırsa, akım değerleri istenmeyen seviyelere ulaşılabilir. Bu konuda dikkatli olunmalıdır.²



Şekil 3.1: Temel bir DC-DC dönüştürücü devresi

Şekil-3.1’de görülen devre genel olarak DC-DC dönüştürücü devrelerinin içerdiği bütün elemanları içermektedir. Neredeyse bütün DC-DC dönüştürücü devrelerinde yukarıda görülen elemanlar kullanılmaktadır. Ancak devredeki kullanım yerleri farklı olduğu zaman devrenin işlevi de ismi de farklı olmaktadır.

Devremizin genel çalışma prensibine gelirse: Devrede bulunan transistörümüz yüksek frekanslarda tetikleme yaparak V_{in} yani giriş geriliminin kendinden sonra gelen kısma iletilip iletilmemesini sağlar. Burada bulunan bobin ani değişimlere karşı bir zıt elektromotor kuvveti (EMK) oluşturan bir eleman olduğu için her anahtarlama bir EMK meydana getirecektir. Hem bobinin ürettiği gerilim hem de kondansatör üzerindeki gerilim yüke uygulandığında yük üzerinde kaynak geriliminden daha fazla bir gerilim uygulanmış olur. Ters durumda sadece kondansatör üzerindeki gerilim yüke uygulanırsa yük kaynak geriliminden daha düşük bir gerilim uygulanmış oluruz. Bahsedilen bu olaylar ileriki sayfalarda daha ayrıntılı olarak anlatılacaktır.

² Namık ÜNLÜ, Şeyma Karahan: Elektrikli Araçlar, s.y.f.91

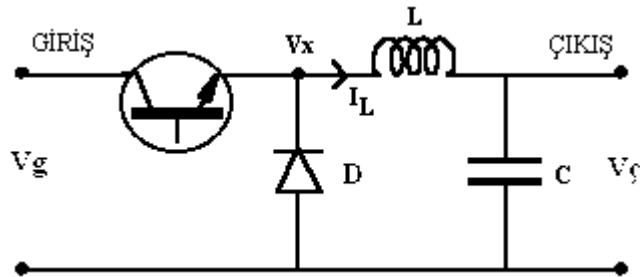
3.3. DC-DC dönüştürücü Çeşitleri

Dönüştürücü devreleri genel olarak şu şekilde sınıflandırılabilir [24];

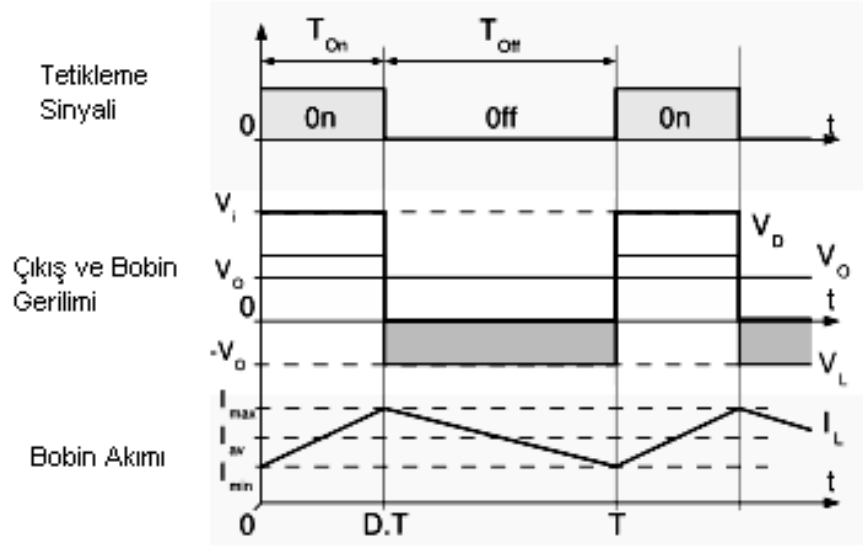
- Buck Tipi Dönüştürücüler
- Buck-Boost Tipi Dönüştürücüler
- Çuk Tipi Dönüştürücüler
- İzole Tip Dönüştürücüler
- Flyback Tipi Dönüştürücüler
- Forward Tipi Dönüştürücüler
- Boost Tipi Dönüştürücüler

3.3.1. Buck tipi dönüştürücüler

Buck tipi dönüştürücü devresi Şekil 3.2’de verilmiştir. Devrenin temel amacı girişine uygulanan gerilimi, çıkışta daha düşük seviyeli olarak yüke aktarmaktır [4]. Transistor ON konumundayken giriş gerilimi doğrudan bobinin bir ucuna uygulanmış olur. Bu gerilim sayesinde bobin akımı yavaş yavaş artmaya başlayacaktır. Transistorun OFF konumuna alınması devremizden akım akmasını engellemeyecektir. Bobinden dolayı bir miktar akım devrede dolaşmaya devam edecektir. Fakat artık kaynak üzerinden değil diyot üzerinden devresini tamamlayacak bir akım akacaktır[3].



Şekil 3.2: Buck Dönüştürücü [24]



Şekil 3.3: Buck Dönüştürücüde Sürekli Çalışma Durumunda Gerilim ve Akım Değişimleri[24]

Bütün DC-DC dönüştürücülerde olduğu gibi Buck tipi dönüştürücülerde de iki farklı çalışma durumu söz konusudur. Birinci çalışma durumu, devrede bobin üzerinden akan akımın hiç sıfıra inmediği ‘Sürekli Modda Çalışma’, diğeri de akımın sıfıra indiği ‘Sürekli Modda Çalışma’ durumudur. Bu farklı çalışma durumlarını transistor ve devrede kullanılan kondansatör ile bobin değerleri belirlemektedir. Transistoru ne kadar sık tetiklenirse akımın sıfıra inmesi riski o kadar fazla önlemiş olur.

Devrenin farklı çalışma durumlarına geçmeden önce bir periyot boyunca oluşan olayları matematiksel olarak ifade edelim:

Bobin gerilimi:

$$V_x - V_{\zeta} = L \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

Bobin akımının zamana göre değişimi:

$$di = \int_{ON} (V_x - V_{\zeta}) dt + \int_{OFF} (V_x - V_{\zeta}) dt \quad (3.2)$$

Transistorun ON ve OFF konumlarına göre yukarıdaki akım formülünde değişimler olacaktır. ON konumu için $V_x = V_g$, OFF konumu için $V_x = 0$ olacaktır.

Bunları formüllerde yerlerine yazacak olursak:

$$0 = di = \int_0^{t_{on}} (V_g - V_f) dt + \int_{t_{on}}^{t_{on}+t_{off}} (-V_f) dt \quad (3.3)$$

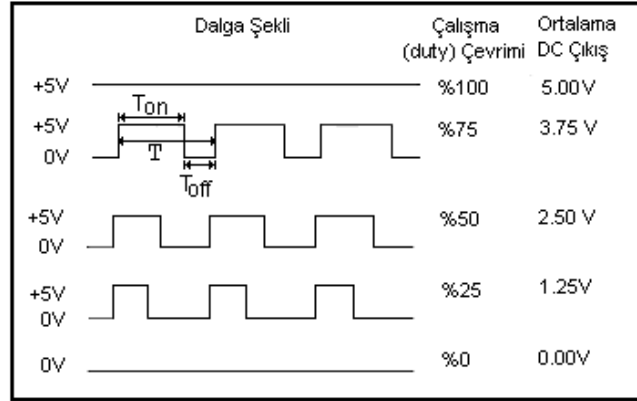
$$(V_g - V_f)t_{on} - V_f t_{off} = 0 \quad (3.4)$$

Formülleri basitleştirirsek:

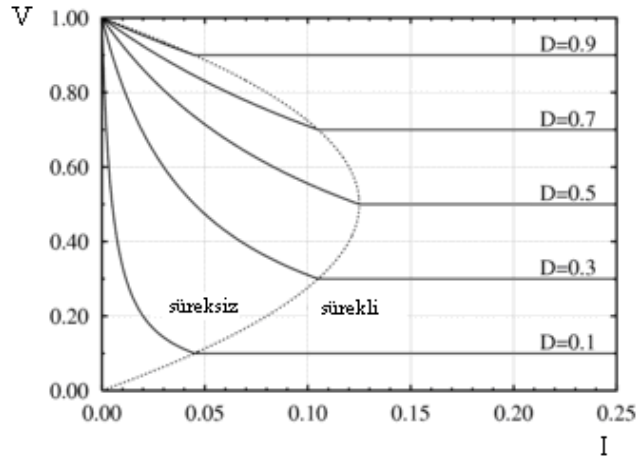
$$\frac{V_f}{V_g} = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.5)$$

Burada verilen çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı bize 'Doluluk Oranı'nı verir. Son durumda eşitliğimiz:

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.6)$$



Şekil 3.4: Doluluk Oranına Göre Çıkış Gerilimleri



Şekil 3.5: Doluluk Oranına Göre Çıkış Akım ve Gerilimleri [24]

3.3.2. Buck-boost tipi dönüştürücüler

Yapı ve çalışma bakımından Boost tipi dönüştürücülere benzemektedir. Transistorun ON konumu için $V_x = V_g$, OFF konumu için $V_x = V_ç$ olur.

Boost tipi dönüştürücülerde minimum gerilim seviyesi $V_g (- V_ç)$ iken, Buck-Boost tipi dönüştürücülerde minimum çıkış gerilimi ($V_ç$) voltur. Devrenin matematiksel modeli de Boost tipi dönüştürücülerin modelinden farklıdır[24];

$$V_g t_{ON} + V_ç t_{OFF} = 0 \quad (3.7)$$

$$\frac{V_ç}{V_g} = - \frac{D}{(1-D)} \quad (3.8)$$

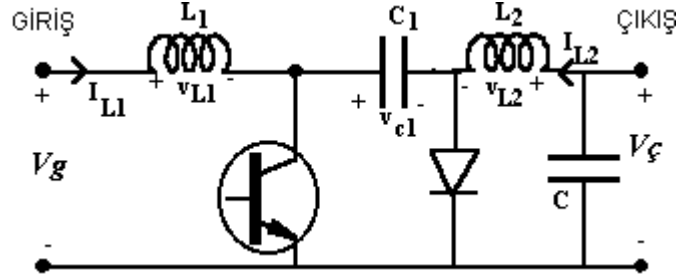
$$\frac{I_ç}{I_g} = - \frac{(1-D)}{D} \quad (3.9)$$

En son verilen formüle bakarak bir değerlendirme yaparsak;

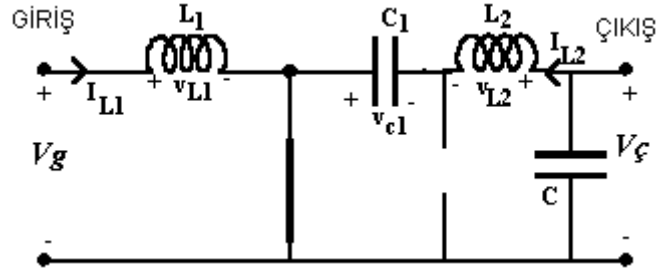
$0 < D < 1 \rightarrow$ Durumu için çıkış gerilimi girişten büyük de olabilir küçük de olabilir.

3.3.3.Cuk tipi dönüştürücüler

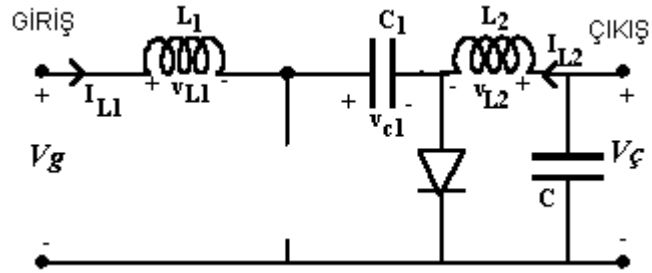
Buck ve Buck-Boost tipi dönüştürücülerde giriş ve çıkış arasındaki enerji dönüşümü bobin ile yapılıyordu ve analizler bobin gerilimine dayanılarak yapılıyordu. Şimdi inceleyeceğimiz Cuk tipi dönüştürücü devrelerinde enerji transferi ve analizler kondansatör akımının dengesine göre yapılmaktadır.



Şekil 3.6:Cuk Tipi Dönüştürücü [24]



Şekil 3.7: Transistor ON konumunda [24]



Şekil 3.8: Transistor OFF konumunda [24]

Transistorun ON konumunda C_1 kondansatörü üzerinden akan akım I_{L1} akımıdır. Transistorun OFF konumundayken C_1 kondansatörü üzerinden akacak akım ise I_{L2} akımı olacaktır.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{D}{(1-D)} \quad (3.10)$$

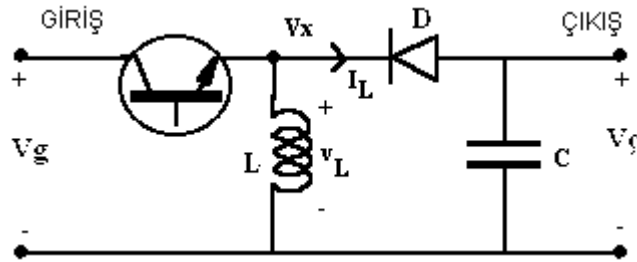
Cuk tipi dönüştürücünün diğerlerine göre en büyük ve önemli avantajı her iki kısımda da bobin olduğu için daha düzgün bir akım sağlamasıdır.

3.3.4. İzole tip dönüştürücüler

DC-DC dönüştürücü(ler) kullanılan bazı uygulamalarda çoklu çıkış gereksinimi ortaya çıkabilir. Bu gibi durumlarda çıkışların birbirinden yalıtılması gerekir. Herhangi bir sorunla karşılaşmamak için bir çıkıştaki değişme diğer çıkışı etkilemeyecek şekilde bir tasarım gerçekleştirilmelidir.³ Yapacağımız devrelerin aynı zamanda giriş/çıkış yalıtımı da bulunmalıdır. Aşağıda göreceğimiz DC-DC dönüştürücü çeşitleri bu sorunu ortadan kaldırmak için tasarlanmış devrelerdir.

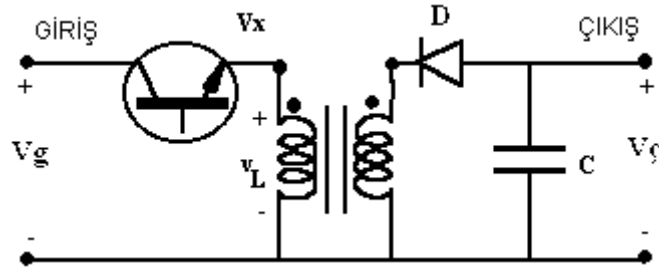
3.3.4.1. Flyback tipi dönüştürücüler

Flyback tipi dönüştürücüler aşağıdan da görülebileceği gibi Buck-Boost tipi dönüştürücü devrelerinin farklı bir şekilde düzenlenmesi ile elde edilmiştir. Devremizde bobin yerine bir transformatör kullanılmıştır. Devrede enerji depolama işi artık transformatörün nüvesinde manyetik olarak gerçekleşmektedir. Depolanan enerjinin artması için daha fazla hava aralığına sahip manyetik nüveler kullanılabilir.

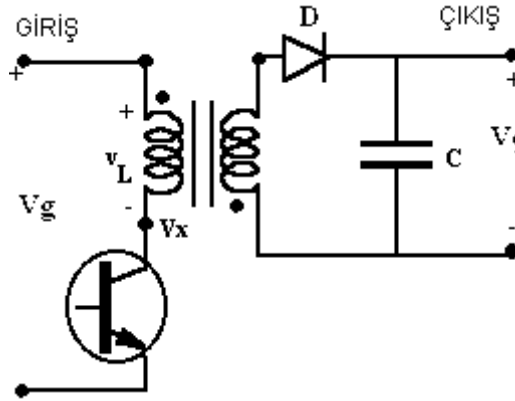


Şekil 3.9: Buck-Boost Tipi Dönüştürücü [24]

³ Ned Mohan, Güç Elektroniği: Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım(Çeviri), Literatür Yayıncılık, 2003



Şekil 3.10: Bobin Yerine Trafo Kullanılması [24]



Şekil 3.11: Flyback Tipi Dönüştürücü [24]

3.3.4.2. Forward tipi dönüştürücü

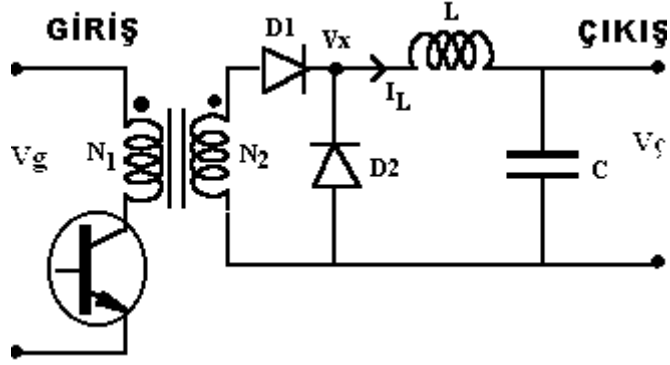
Bu tip dönüştürücülerin temel çalışma prensibi; girişlerindeki DC gerilim seviyesini çıkışında yine DC ve girişten yalıtılmış bir gerilim seviyesine ayarlamalarına dayanmaktadır. Devredeki transistor iletimde olduğu zaman (ON), V_g gerilimindeki değişme aşağıda görüldüğü gibi olacaktır:

$$V_x = \frac{N_1}{N_2} V_g \quad (3.11)$$

Yani girişe uygulanan DC gerilim ikinci kısma trafonun dönüştürme oranı kadar iletilecektir. Burada da D_1 diyotu sayesinde sadece pozitif kısımlar kalacağı için DC gerilim elde edilmiş olacaktır.

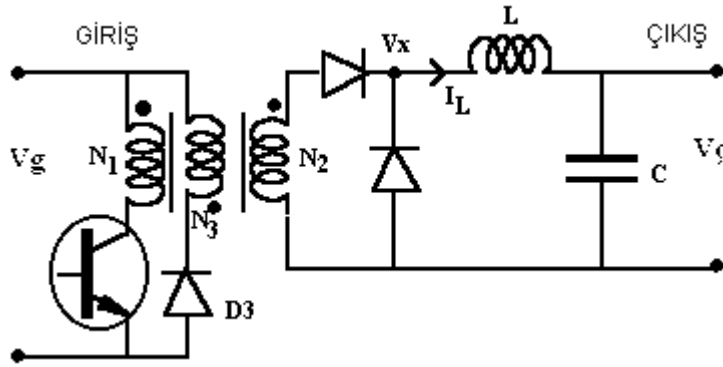
Forward tipi dönüştürücü devrelerinin çalışmaları yine daha önce bahsedilen devrelerle aynıdır. Ancak bu devrenin onlara göre bir dezavantajı olmasıdır. Transformatörde kullanılan nüve manyetik olarak doyuma ulaştığında yani mıknatıslama akımı çok fazla arttırıldığında devre istenilmeyen bir şekilde çalışmaya

başlar. Giriş-Çıkış arasında ki bağılılık bozulur. Anahtarın OFF konumunda bile devrede hala bir manyetik akı dolaşacağı için devre istenildiği gibi çalışmayacaktır. Çıkış gerilimini istediğimiz gibi değiştiremeyiz.



Şekil 3.12: Forward Tipi Dönüştürücü [24]

Yukarıda bahsedilen dezavantajı yok etmek için aşağıda verilen devre geliştirilmiştir. Aslında pek fark bulunmamaktadır. Sadece ek bir sarım ve bir diyot ile akımın negatif alternanslarda, konulan diyot üzerinden geçerek mevcut akıyı azaltması sağlanmıştır.

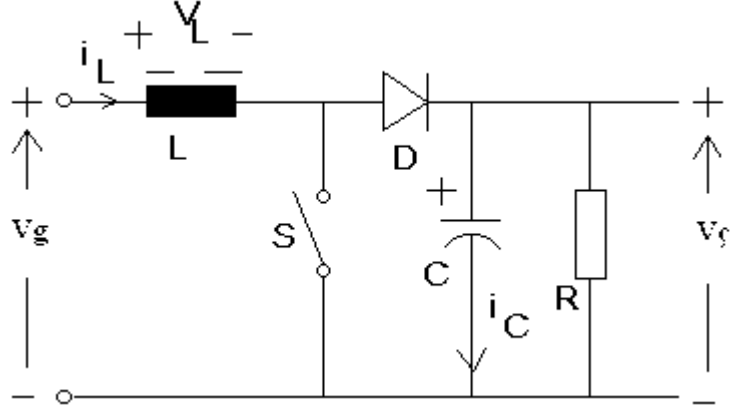


Şekil 3.13: Üçlü Transformatör ile Forward Dönüştürücüler [24]

3.3.5. Boost tipi dönüştürücüler

Boost tipi dönüştürücüler de çalışma olarak Buck tipleri ile aynıdır. Yalnız Boost tipi dönüştürücülerin yük gerilimi, yani çıkış gerilimi, girişten yüksek de olabilir, düşük de olabilir. Hem düşürme hem yükseltme yapan devrelerdir. Fakat genellikle daha yüksek çıkış gerektiren uygulamalarda kullanılırlar.

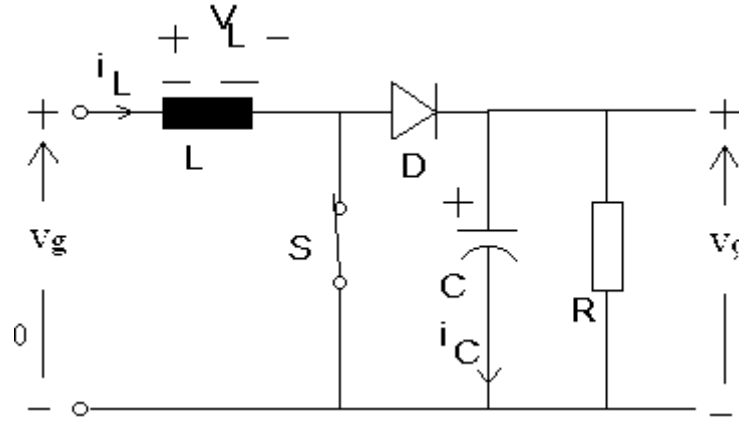
İdeal Boost tipi dönüştürücü devresi beş temel elemandan oluşmaktadır: Bir yarı iletken anahtarlama elemanı, bir diyot, bir bobin, bir kapasite ve DGA bloğu. Bu elemanların devre içinde yerleşimleri ile devrenin karakteri tamamen değişmekte, Boost tipi(yükseltici tip) dönüştürücü olabileceği gibi Buck Tipi(Düşürücü Tip) dönüştürücü de olabilmektedir [21]. Basit olarak bir Boost tipi dönüştürücü devresi aşağıda görülmektedir.



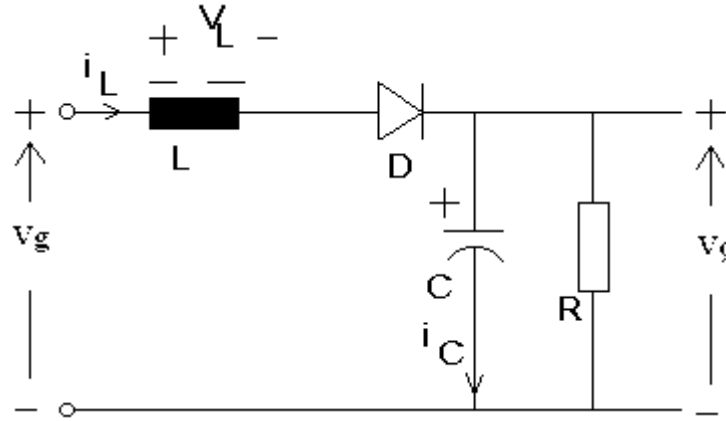
Şekil 3.14: Boost Tipi Dönüştürücü Devresi

Şimdi bu temel dönüştürücü devremizin çalışma prensibi hakkında biraz bilgi verelim.

Devrenin temel çalışma mekanizması anahtarlama elemanının açık ve kapalı konumlarına bağlıdır[3]. Anahtar kapalı (ON) konumdayken bobinden akan akım artar ve bobin üzerinde bir enerji depolanmaya başlar. Anahtar açık (OFF) konumdayken akım bobin sayesinde diyot ve RC elemanları üzerinden akmaya devam eder ve yolunu tamamlar[17]. Bobin üzerinde depolanan enerji deşarj olana kadar akım akmaya devam eder. Kondansatör geriliminin kaynak geriliminden yüksek olduğu ortadadır. Hem gerilim kaynağımız hem de bobinimiz kondansatörü şarj etmeye çalışırlar. Devredeki bobin anahtar kapalı iken kaynaktan enerjiyi alıp, anahtar açıldığında da enerjiyi RC bağlantı noktasına ileterek bir nevi pompa görevi görür.



Şekil 3.15: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Anahtar Kapalıyken Devre Şeması[17]



Şekil 3.16: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Anahtar Açıkken Devre Şeması[17]

Devrenin analizinin yapılabilmesi için bazı varsayımlarda bulunmamız gerekmektedir. İdeal bir devre olduğunu kabul edelim. Bobin ve kondansatörün kayıpsız olduğu, anahtar ve diyotun zaman gecikmelerinin de ihmal edildiğini düşünelim:

1. Devrenin verdiği cevaplar periyodiktir. Özellikle bobin akımı periyodiktir. Anahtarlama süresinin başından sonuna kadar aynı değerdedir. Akımdaki net artış bir çevrim için sıfırdır.
2. Anahtarlama elemanının ON-OFF bir eleman olduğu ve sabit bir T frekansında çalıştığı kabul edilir. Doluluk Boşluk oranı olarak D verilmiş, anahtar DT süresi boyunca ON, $(1-D)T$ süresi boyunca da OFF kabul edilmiştir.
3. Bobin akımı süreklidir ve sıfırdan büyük olduğu kabul edilir.

4. Kondansatör büyük değerlidir. RC zaman sabiti büyük olduğu için bobin akımının ve çıkış geriliminin hesaplamalarında, kondansatör gerilimi ihmal edilebilir.
5. Kaynak gerilimi V_s sabittir.

3.3.5.1.Boost tipi dönüştürücülerde anahtar kapalı iken bobin akımı

Anahtar kapalı iken kaynak gerilimi direk olarak bobine uygulanır ve bobin akımı kaynak gerilimi V_s ile bobin indüktansı L 'ye bağlıdır. Eşitlik[23];

$$L \frac{di_L}{dt} = V_g(t) \quad (3.12)$$

şeklindedir.

Eğer kaynak gerilimi sabit kalırsa, bobin akımının artışı da pozitif ve sabit kalacak böylece bobin doyuma ulaşamayacaktır.

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_g}{L} \quad (3.13)$$

Anahtar, bir anahtarlama süresi boyunca ON konumunda kalırsa Δt yerine DT 'yi kullanabiliriz. Yani;

$$\Delta i_L = \frac{V_g}{L} \times (DT) \quad (3.14)$$

3.3.5.2.Boost tipi dönüştürücülerde anahtar açık iken bobin akımı

Anahtar açıkken bobin gerilimi;

$$v_L = V_g - V_\zeta \quad (3.15)$$

şeklinde yazılabilir.

Eşitlikte bobin gerilimini ve dt yerine $(1-D)T$ değerini koyarsak bobin akımı aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g - V_\zeta}{L} \quad (3.16)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_g - V_g}{L} \times (1 - D)T \quad (3.17)$$

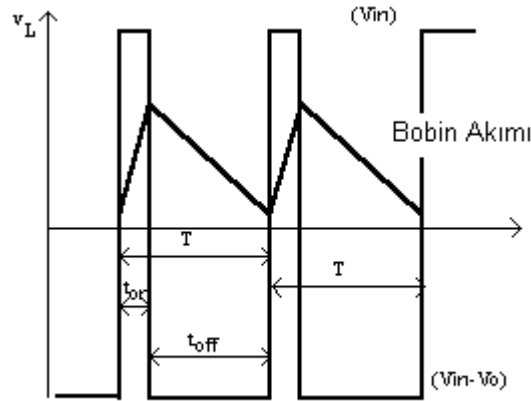
Çıkış geriliminin kaynak geriliminde büyük olduğunu, bir çevrimdeki bobin akımının net değişiminin de sıfır olduğunu dikkate alarak (3.14) ve (3.17) nolu ifadeleri de kullanarak aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\frac{V_g}{L} \times DT + \frac{V_g - V_g}{L} \times (1 - D)T = 0 \quad (3.18)$$

(3.18) nolu eşitlikte biraz basitleştirme yaparsak çıkış gerilimi ve kaynak gerilimi arasındaki aşağıdaki bağıntı bulunabilir:

$$V_g = \frac{V_g}{1 - D} \quad (3.19)$$

(3.19) nolu eşitlikten görüldüğü gibi doluluk boşluk oranımız D; $0 < D < 1$ Aralığında değerler alabilir. Bu da demektir ki çıkış gerilimi hiçbir zaman kaynak geriliminden küçük olamaz. D için genellikle $0,1 < D < 0,9$ Aralığında değerler alınır.



Şekil 3.17: Boost Tipi Dönüştürücüde Sürekli Çalışma için Akım ve Gerilim Değişimleri

Bobin gerilim ve akımının değişimleri yukarıda gözlenmektedir. Anahtarın açık ve kapalı konumları için akım değişimlerini net bir şekilde görülebilir.

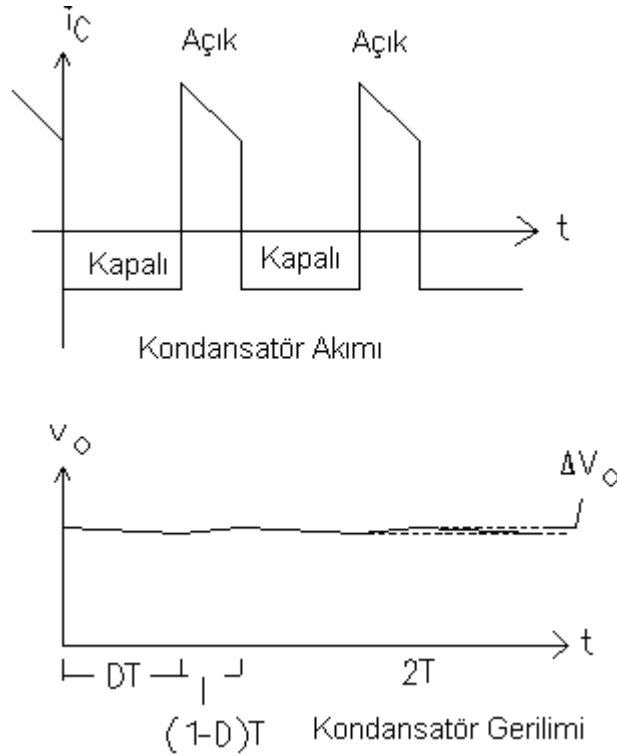
Anahtarın kapalı konumu için kondansatör üzerinden akan akım ifadeleri (3.20) ve (3.21) eşitliklerindeki gibi yazılabilir.

$$i_C(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (3.20)$$

$$i_C(t) \approx -\frac{V_\xi}{R} \quad (3.21)$$

Kondansatör akımı sabit olarak alınırsa kondansatör gerilimi zamana bağlı lineer olarak değişir. DT süresi boyunca çıkış geriliminin tepeden tepeye değerini de Dv_o alırsak çıkış gerilimi ifadesi;

$$\Delta v_o = i_C \times (DT) = -\frac{V_\xi}{R} \times (DT) = -\frac{DV_\xi}{fR} \quad (3.22)$$



Şekil 3.18: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Anahtarın Açık ve Kapalı Durumları için Kondansatör Akım ve Gerilimleri

Yukarıdaki şekilde kondansatör akımının ve çıkış geriliminin değişimleri görülmektedir. Çıkış gerilimindeki salınımlar biraz abartılmıştır. Pratikte bu salınımlar şekildekinden çok daha küçüktür.

Kondansatör akımının ardından bobin akımı için de bir ifade çıkartılabilir;

Çıkışta yük direncinin gücü;

$$P_{\varphi} = \frac{(V_{\varphi})^2}{R} \quad (3.23)$$

Kaynak akımının aynı zamanda bobin akımı olduğunu göz önüne alarak (3.24) nolu eşitlik yazılabilir[17].

$$P_g = V_g \times I_L \quad (3.24)$$

Giriş ve çıkış güçlerinin eşitliği prensibine dayanarak (3.23) ve (3.24) nolu denklemleri eşitlersek aşağıdaki (3.25) nolu denklem elde edilir.

$$I_L = \frac{(V_{\varphi})^2}{V_g \times R} \quad (3.25)$$

$$I_{\varphi} = \frac{V_{\varphi}}{R} \quad (3.26)$$

(3.19),(3.25) ve (3.26) nolu denklemleri kullanarak bobin akımı için aşağıdaki (3.27) nolu denklem elde edilir.

$$I_L = \frac{I_{\varphi}}{1-D} \quad (3.27)$$

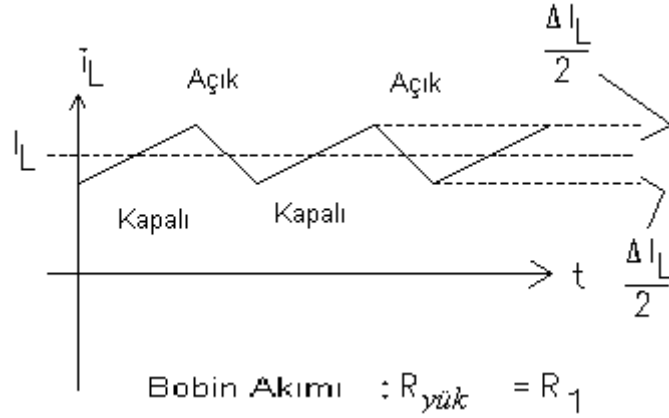
(3.27) nolu denklem biraz irdelenirse $0 < D < 1$ olması gerektiği anlaşılabilir ve bu göz önüne alındığında da $I_L > I_{\varphi}$ olması gerektiği sonucu ortaya çıkar.

3.3.5.3. Boost tipi dönüştürücü için sürekli ve süreksiz halde çalışma

Boost tipi dönüştürücü devresi için iki şekilde çalışma bölgesi tanımlanabilir.

1. Akımın sıfıra inmediği durum → Continues → Sürekli çalışma.
2. Akımın sıfırlandığı durum → Non-continues → Süreksiz çalışma

3.3.5.3.1.Sürekli çalışma durumu



Şekil 3.19: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Sürekli Çalışma Durumu için Bobin Akımı

Bobin üzerinden akan akım sürekli çalışma durumu için yukarıda görüldüğü gibi alınır. Bu şekle ve (3.14) nolu eşitliğe bakarak denklemlerimizi oluşturmaya başlayalım [23].

$$I_{L,max} = I_L + \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right) \quad (3.28)$$

$$I_{L,min} = I_L - \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right) \quad (3.29)$$

Sürekli durumda çalışma şartının sağlanabilmesi için (3.30) nolu denklem sağlanmalıdır.

$$I_L > \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.30)$$

Sürekli ve süresiz çalışma durumlarının arasındaki geçiş durumu için (3.31) nolu denklem geçerlidir.

$$I_L = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.31)$$

(3.25) numaralı denklem ile (3.19) numaralı denklemleri kullanarak aşağıdaki eşitlikler oluşturulabilir.

$$I_L = \frac{V_g}{(1-D)^2 \times R} \quad (3.32)$$

(3.14) , (3.28) ve (3.29) nolu eşitlikleri kullanarak (3.33) ve (3.34) nolu denklemler elde edilir.

$$I_{L,max} = \frac{V_g}{[1-D]^2 R} + \left(\frac{(DT)V_g}{2L} \right) \quad (3.33)$$

$$I_{L,min} = \frac{V_g}{[1-D]^2 R} - \left(\frac{(DT)V_g}{2L} \right) \quad (3.34)$$

Son olarak (3.33) ve (3.34) nolu denklemlerden aşağıdaki ifadeleri elde edildi. Sürekli durumda çalışma için gerekli olan frekans değerini (3.35) numaralı denklem ile bulunabilir.

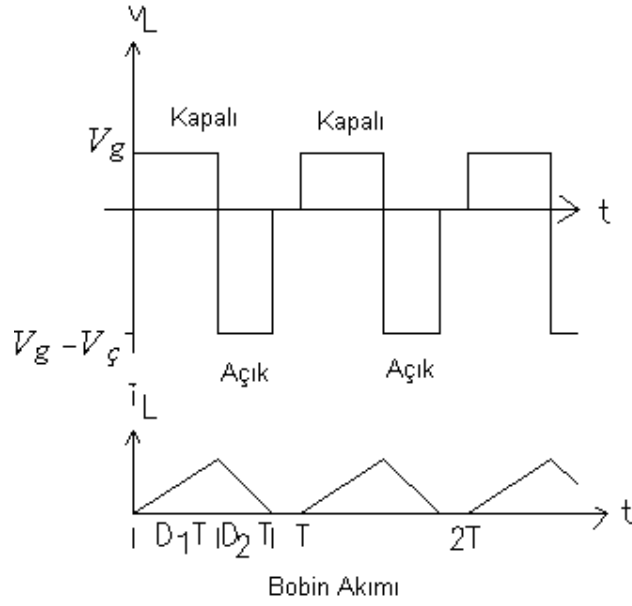
$$\frac{V_g}{[1-D]^2 R} > \left(\frac{(DT)V_g}{2L} \right) ,$$

$$f > \frac{RD[1-D]^2}{2L} , \quad fT = 1 \quad (3.35)$$

Elde ettiğimiz (3.35) denklemini irdelersek[18];

- Eğer anahtarlama frekansı f artarsa,
- Doluluk boşluk oranı D küçülürse,
- Yük direnci R artarsa,
- Kullandığımız bobin değeri daha küçük değerler alırsa devremiz süreksiz çalışma durumuna geçer.

3.3.5.3.2.Sürekli çalışma durumu



Şekil 3.20: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Sürekli Çalışma için Bobin Akımı

Sürekli çalışma durumu, bobin geriliminin sıfır olması durumuna karşılık gelmektedir [14]. Şekilden de görülebileceği gibi bobin geriliminin sıfıra indiği noktalarda bobin üzerinden bir akım akmayacağı için yük akımımızda sıfır olacaktır. Sürekli çalışma için akımın sıfıra inmesi istenmez. Akımın sıfıra inmesi demek yükümüze bu zamanlarda akım verilmemesi demektir. Bu da yaklaşık olarak darbeleri bir çalışmaya karşılık gelir [21]. Dolayısıyla yükümüzün motor olduğunu varsayarsak sürekli kesintili çalışan, darbeleri çalışan bir motor istenmeyen durumlar ortaya çıkarır. Bu yüzden devrenin sürekli durumda çalışması istenir.

D_1T zamanında anahtar ON konumunda, D_2T zamanında da diyot iletimdedir. Sürekli durumda çalışma için (3.36) nolu eşitlik geçerlidir.

$$(D_1 + D_2) < 1 \quad (3.36)$$

Yukarıdaki şekilde bobin gerilimi grafiğini kullanarak (3.37) nolu denklem oluşturulabilir.

$$V_g \times D_1T + (V_g - V_\phi) \times D_2T = 0 \quad (3.37)$$

$$V_{\zeta} = V_g \times \left[\frac{D_1 + D_2}{D_2} \right] \quad (3.38)$$

(3.38) Nolu denklemdeki D_1 in değerini bilmekteyiz (Transistor iletim süresi).Diyotun iletim süresinin diğer devre elemanları ile de ilgili olmasından dolayı D_2 süresi tam olarak bilinmemektedir. Ancak bazı yöntemler ile bu süre hesaplanabilmektedir. İdeal bir devre için giriş ve çıkış güçlerinin eşit olduğu kabul edilerek D_2 aşağıdaki eşitlikler yardımıyla hesaplanabilir:

$$V_g \times I_g = V_{\zeta} \times I_{\zeta} \quad (3.39)$$

Burada I_s ortalama kaynak akımını, I_{ζ} ortalama çıkış akımını ifade etmektedir.

$$I_g = I_{\zeta} \times \left[\frac{D_1 + D_2}{D_2} \right] = \frac{V_{\zeta}}{R} \times \left[\frac{D_1 + D_2}{D_2} \right] = \frac{V_g}{R} \times \left[\frac{D_1 + D_2}{D_2} \right]^2 \quad (3.40)$$

Ortalama kaynak akımı I_g 'nin bobin akımı I_L 'ye eşit olduğunu belirtmiştik. I_L eğrisinden I_g akımı aşağıdaki gibi hesaplanabilir [17].

$$I_g = \Delta I_L \times \left[\frac{D_1 + D_2}{2} \right] \quad (3.41)$$

(3.40) ve (3.41) nolu denklemlerden;

$$\Delta I_L \times \left[\frac{D_1 + D_2}{2} \right] = \frac{V_g}{R} \times \left[\frac{D_1 + D_2}{D_2} \right]^2 \quad (3.42)$$

(3.14) nolu denklemden;

$$\Delta I_L = \frac{D_1 T V_g}{L} = \frac{D_1 V_g}{fL} \quad (3.43)$$

(3.42) ve (3.43) nolu denklemlerden;

$$\frac{D_1}{2fL} = \frac{(D_1 + D_2)}{R \times (D_2)^2} \quad (3.44)$$

denklemleri elde edilir. Buradan D_2 yi çekmek istersek;

$$(D_2)^2 = \frac{2fL}{RD_1} \times (D_1 + D_2) \quad (3.45)$$

$$D_2 = \frac{fL}{RD_1} \times \left[1 + \sqrt{1 + \frac{2RD_1^2}{fL}} \right] \quad (3.46)$$

olarak bulunur.

D_2 'yi R, D_1, f ve L nin bir fonksiyonu olarak elde edildi. Artık V_c gerilimi (3.38) nolu eşitlik yardımıyla kolaylıkla hesaplanabilir.

V_c gerilimini değerlerini bildiğimiz R, D_1, f ve L cinsinden ifade etmek mümkündür. Bu eşitliği yazabilmek için aşağıda gösterilen birkaç denklemin ifade edilmesi gerekir;

Ortalama diyot akımı ve yük akımının değişimi ifadesi;

$$I_{D,avg} = \Delta I_L \times \frac{D_2}{2} \quad (3.47)$$

(3.43) nolu denklemi kullanarak

$$\frac{V_c}{R} = \frac{V_g D_1 D_2}{2fL}, \quad fT = 1 \quad (3.48)$$

$$D_2 = \frac{2fL}{RD_1} \times \frac{V_c}{V_g} \quad (3.49)$$

eşitliği bulunur.

Daha önce (3.38) nolu denklem ile

$$\frac{V_{\xi}}{V_g} = 1 + \frac{D_1}{D_2} \quad (3.50)$$

eşitliğini elde etmiştik.

Şimdi (3.49) ve (3.50) nolu eşitliklerden

$$\frac{V_{\xi}}{V_g} = 1 + \frac{RD_1^2}{2fL \times \left(\frac{V_{\xi}}{V_g} \right)} \quad (3.51)$$

ifadesi elde edilebilir ve;

$$\left[\frac{V_{\xi}}{V_g} \right]^2 - \frac{V_{\xi}}{V_g} = \frac{RD_1^2}{2fL} \quad (3.52)$$

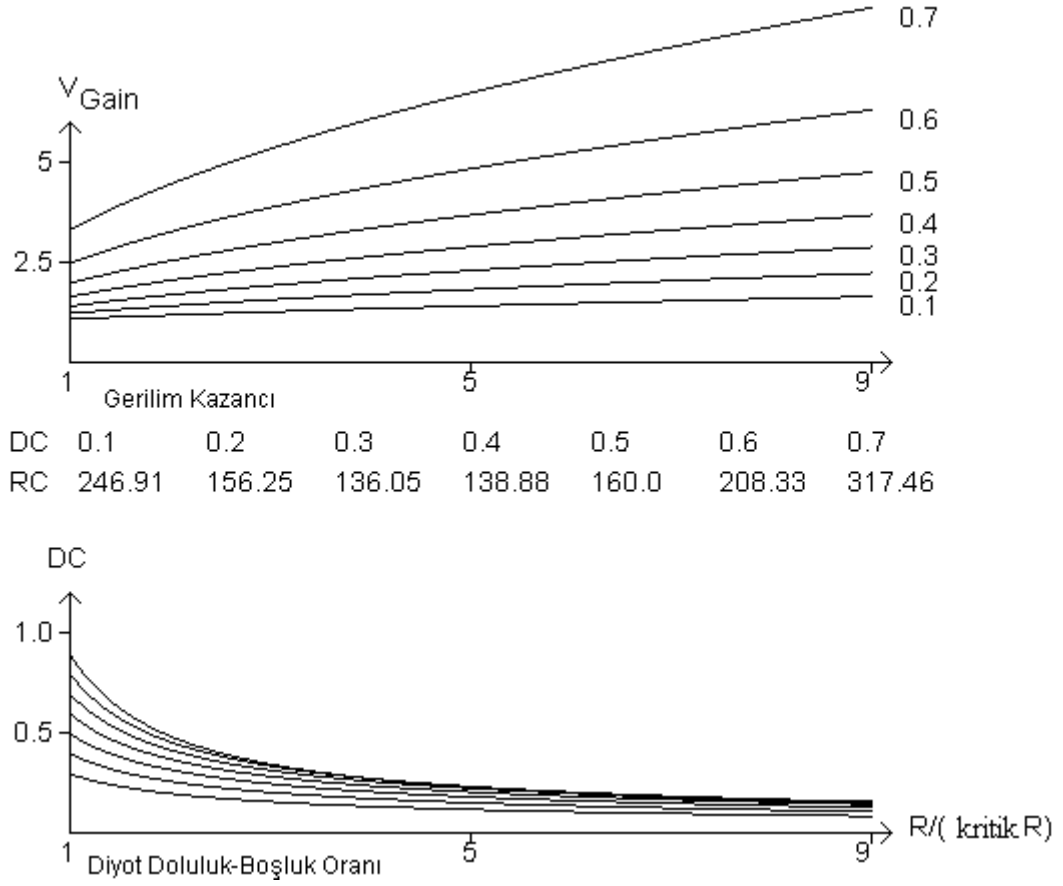
denklemini elde edilir. Bu denklemin kökleri bulunarak pozitif kökü alınır ulaşılmaya çalıştığımız eşitlik aşağıdaki halini alır;

$$\frac{V_{\xi}}{V_g} = \frac{1}{2} \times \left[1 + \sqrt{1 + \frac{2RD_1^2}{fL}} \right] \quad (3.53)$$

Giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ifade elde edilmiş oldu. Denklemdaki bütün bileşenler bilinmektedir. Devre oluşturulurken bu ifade dikkate alınarak seçimler yapılacaktır.

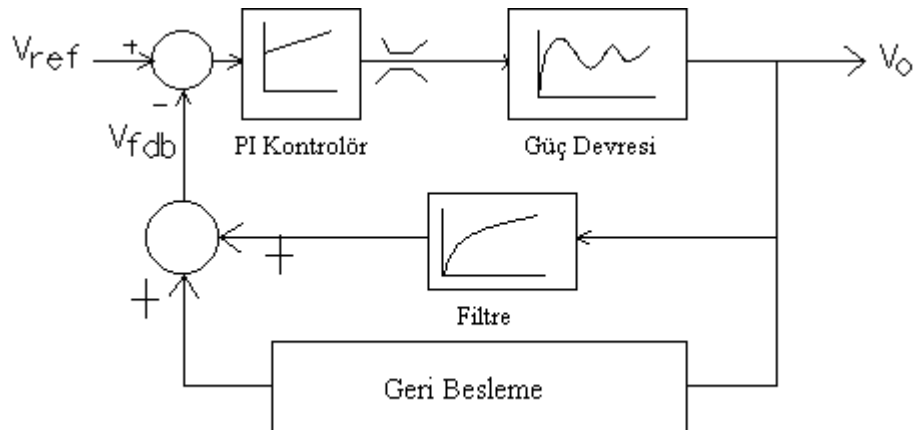
Sistem tasarımını etkileyen birde kritik direnç değeri vardır. Yük direncinin değerine göre giriş/çıkış gerilimi değerimiz değişmektedir.(3.35) nolu denklemini kullanarak Kritik Direnç ifadesi aşağıdaki gibi elde edebilir;

$$R_c = \frac{2fL}{D_1 \times [1 - D_1]^2} \quad (3.54)$$



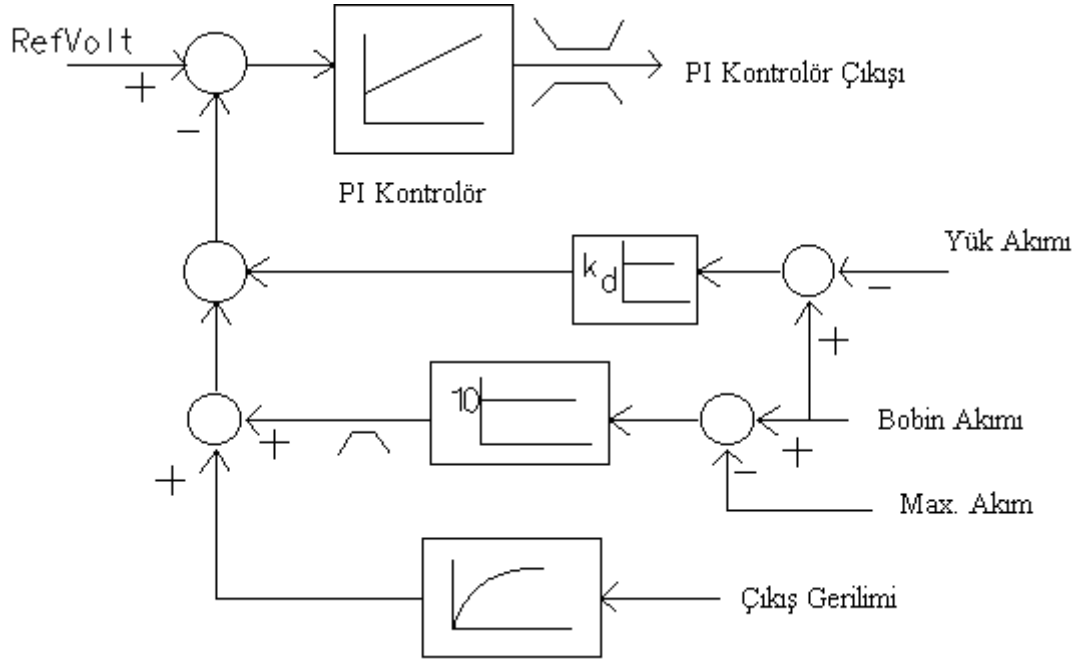
Şekil 3.21: Direnç değişimine bağlı olarak gerilim kazancı ve diyot doluluk-boşluk oranı değişimi ($L=500 \mu\text{H}$, $f=20\text{kHz}$)

3.4. DC-DC Dönüştürücü Devresi için Kapalı Çevrim Kontrol Sistemi



Şekil 3.22: DC-DC Dönüştürücü Devresi için Kapalı Çevrim Kontrol Sistemi Blok Diyagramı

Devrenin daha detaylı blok diyagram gösterilişi;



Şekil 3.23:DC-DC Dönüştürücü Devresi için Kapalı Çevrim Kontrol Sistemi Blok Diyagramının Açık Hali

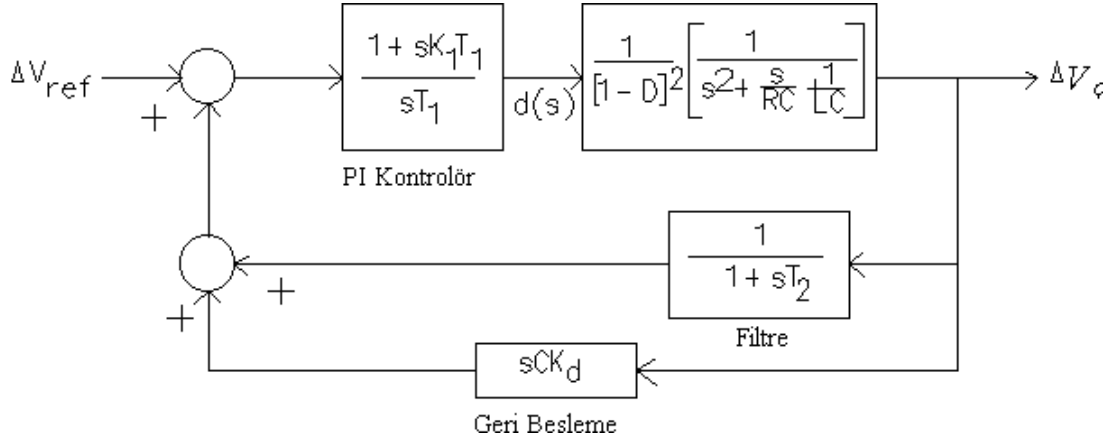
Sistemin transfer fonksiyonunu elde etmeye çalışalım. Temel açık devre sistemin transfer fonksiyonu (3.19) nolu denklemle elde edilmişti. Açık çevrim için kabul edilen D- Doluluk boşluk oranının 'd' kadar arttığını düşünelim ve aşağıdaki ifadeleri oluşturalım[17];

$$\frac{V_{\xi}}{V_g} = \frac{1}{[1 - (D + d)]} = \frac{1}{1 - D} \times \frac{1}{1 - \frac{d}{1 - D}} \quad (3.55)$$

Eğer $d \ll (1-D)$ olursa ifademiz;

$$\frac{V_{\xi}}{V_g} = \frac{1}{[1 - (D + d)]} = \frac{1}{1 - D} \times \left[1 + \frac{d}{1 - D} \right] \quad (3.56)$$

halini alır.



Şekil 3.24: DC-DC Dönüştürücü Devresi için Kapalı Çevrim Kontrol Sisteminin transfer fonksiyonu eşdeğeri

ΔV_c olarak gösterilen çıkış değişimi [20];

$$\Delta V_c = \frac{1}{[1 - D]^2} \times \frac{V_g}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (3.57)$$

olarak yazılabilir.

Ve son olarak transfer fonksiyonu;

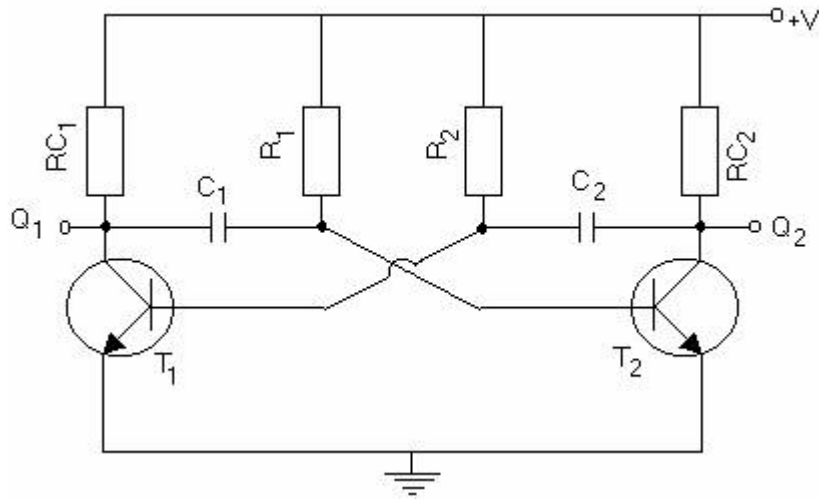
$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta V_c(s)}{\Delta V_{ref}(s)} &= \frac{G}{1 + GH}, \\ G &= \frac{1 + sK_1T_1}{sT_1} \times \frac{1}{[1 - D]^2} \times \frac{1}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}}, \\ H &= \left(sCK_d + \frac{1}{1 + sT_2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.58)$$

olarak yazılır.

3.5. DC-DC Dönüştürücü Devrelerinde Kullanılan Bazı Tetikleme Devreleri

3.5.1. Transistorlu osilatör devresi

Kararsız multivibratörler (astable multivibrator) devreye çalışma gerilimi verildiği andan itibaren dışarıdan herhangi bir tetikleme sinyaline gerek kalmadan devredeki zamanlama elemanlarının belirledikleri zaman aralıkları ile devamlı durum değiştiren devrelerdir. Transistorlarla oluşturulmuş bir kararsız multivibratör devresi Şekil 3.25’de gösterilmiştir.



Şekil 3.25: Transistorlu Kararsız Multivibratör Devresi

Şekil 3.25’de ki devreyi açıklayabilmek için ilk anda bir transistörün doyuma diğerinin kesimde olduğunu kabul etmek gerekir. İlk anda T_1 kesimde T_2 doyuma olsun; bu anda C_1 kondansatörü deşarj C_2 kondansatörü şarj olmuş durumdadır. Bu nedenle C_1 deki artılık T_2 yi doyuma C_2 deki eksilik T_1 ’i kesimde tutar. Bundan sonra C_2 kondansatörü deşarja ve C_1 kondansatörü şarja başlar. Belirli bir süre sonra C_2 kondansatörü T_1 i doyuma götürecektir şekilde deşarj ve C_1 kondansatörü T_2 yi kesime götürecektir şekilde şarj olacaktır. Bu anda C_1 deki eksilik T_2 yi kesime ve C_2 deki artılık T_1 i doyuma götürür. Bundan sonra C_1 kondansatörü deşarja ve C_2 kondansatörü şarja başlar. Belirli bir süre sonra C_1 kondansatörü T_2 yi doyuma götürecektir şekilde deşarj ve C_2 kondansatörü T_1 i kesime götürecektir şekilde şarj olacaktır. Bu anda C_1 deki artılıktan dolayı T_2 doyuma ve C_2 deki eksilikten dolayı T_1 kesime gider. Ve olaylar anlatıldığı şekilde devam eder. Yapılan açıklamalardan da anlaşılacağı gibi transistorların durum değiştirme süreleri C_1 ve C_2

kondansatörlerinin deşarj sürelerine bağlıdır. Kararsız multivibratörün salınım periyodu:

$$T=0,7(R_1C_1+R_2C_2) \quad (3.59)$$

sn 'dır.

Frekans ise; Eğer düzgün bir kare dalga çıkışı isteniyorsa bu durumda $R_1=R_2$ ve $C_1=C_2$ seçilmelidir.

Bu durumda $0,7 R_1C_1= 0,7R_2C_2$ süreleri ve dolayısıyla T_1 ve T_2 periyotları birbirine eşit olur. Bu nedenle çalışma frekansı;

$$f=\frac{1}{T}=\frac{1}{0,7 (R_1C_1+ R_2C_2)} \quad (3.60)$$

Hz'dir.

$$f=\frac{1}{2T}=\frac{1}{2 \cdot 0,7 (RC)} \quad (3.61)$$

Hz'dir.

3.5.2. 555 Entegreli kararsız multivibratör devresi

Zamanlayıcı devreler ve multivibratörler elektronik devrelerde en çok kullanılan devrelerdir.

Küçük bir entegre devre olan NE555 Zamanlayıcı Entegresi de bu amaç için en çok kullanılan elamandır.

Bu devrede frekansı R_1 ve R_2 belirler. 3 nolu pin ise frekans çıkış ucudur.

Devrenin Periyodu:

$$T=0,693*(R_1+2.R_2).C_1 \quad (3.62)$$

Buradan bildiğiniz gibi frekans ise;

$$f=1/T \quad (3.63)$$

'den bulunur.

Birimler:

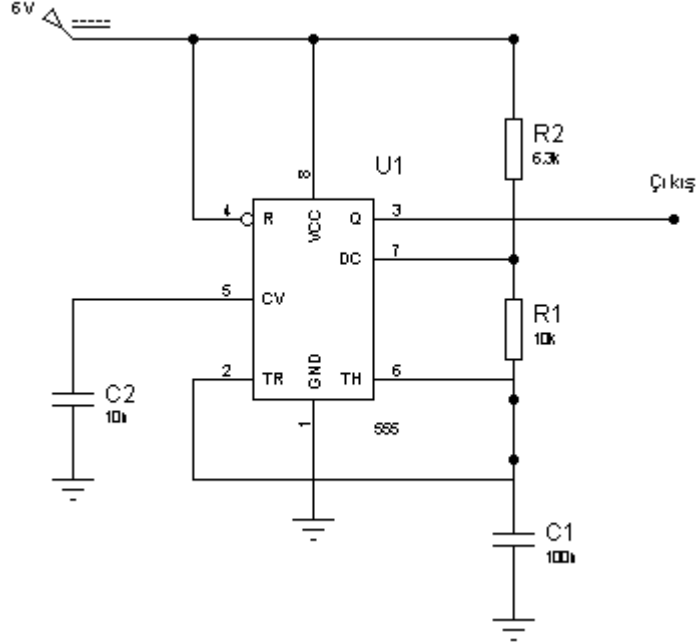
T = Periyot (Saniye)

F = Frekans (1/Saniye) (ya da çevrim/saniye)

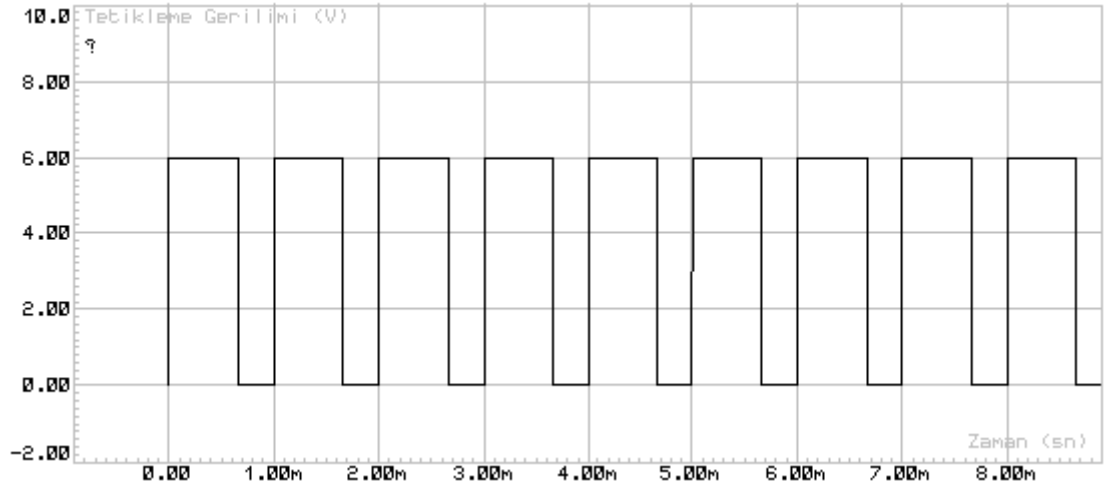
R_1 = Direnç (OHM)

R_2 = Direnç (OHM)

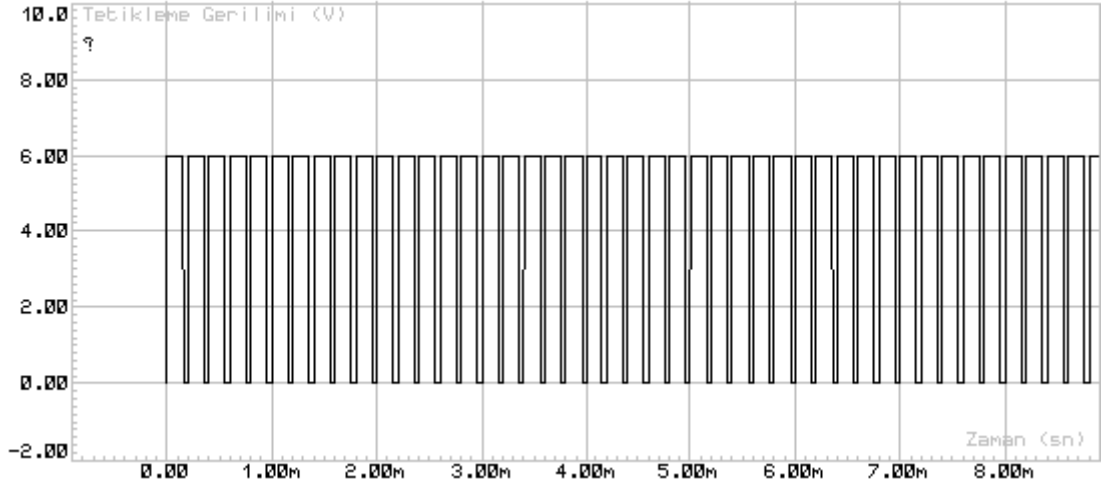
C_1 =kondansatör (Farad)



Şekil 3.26:555 Entegreli Kararsız Multivibratör Devresi



Şekil 3.27:555 Entegreli Kararsız Multivibratör Devresi için 1 kHz lik Çıkış Sinyali



Şekil 3.28: 555 Entegreli Kararsız Multivibratör Devresi için 5 kHz lik ve %77 Doluluk Oranı Sahip Çıkış Sinyali

3.5.3. PIC16F877 ile PWM tetikleme sinyali üretme

Daha önceki uygulamalarda kontrolsüz bir tetikleme söz konusuydu. Ancak PIC16F877 mikro denetleyici ile üretilen PWM sinyali sayesinde daha kontrollü bir tetikleme işareti elde etmek mümkündür. PWM konusunda ayrıntılı bilgi ileriki konularda verilecektir. Temel olarak mikro denetleyicinin herhangi bir çıkışı belirli süreler ile lojik-1 ve lojik-0 yapılarak tetikleme sinyali elde edilebilir. Ancak bu düzenler dikkatli bir şekilde incelenirse, özellikle mikro denetleyici ile birden fazla iş yapılması durumu göz önüne alındığında, mikro denetleyicinin sürekli meşgul durumda olduğu ve ikinci bir iş yapıldığında PWM sinyalinin bundan etkileneceği rahatlıkla anlaşılır.

PWM üretiminin yer aldığı karmaşık sistemlerde mikro denetleyicilerin çok fonksiyonluluk özelliğinden etkili bir şekilde yararlanılırsa, sistemin verimliliği ve güvenilirliği artarken karmaşıklığı ve maliyeti azalır. Bu bağlamda, PIC16F877 mikro denetleyici içyapısında birçok elektronik modül vardır ve konumuzla ilgili olduğundan burada PWM modülünün kullanılmasına değinilecektir. PWM modülü sayesinde ana programın çalışmasını meşgul etmeden (otomatik olarak bağımsız bir hattan PWM sinyali) elde edilebilir. PIC-C dili ile PWM sinyali üretmek hazır fonksiyonlar sayesinde oldukça kolaylaştırılmıştır.

3.5.3.1. PIC16F877 mikro denetleyicisi

PIC 16F87X ve 16F8X serisi öncelikle, PIC 16CXX ailesinin özelliklerini taşır. PIC 16CXX’de Harvard mimarisi kullanılmıştır. Von Neuman mimarisinde, veri ve program belleğine aynı yoldan erişilebilirken, bu mimaride program belleği ve veri belleğine erişim farklı boylarda yapılır. Veri yolu (Databus) 8 bit genişliğindedir. Aynı anda, veri belleğine 8 bit genişliğindeki bu yolla erişilirken, program belleğine program yolu yada adres yolu (program bus / adres bus) denilen 14 bit genişliğindeki diğer bir yolla erişilir. Bunun için PIC16F87X ve PIC16F84’de komut kodları (opcode), 14 bittir. 14 bitlik program belleğinin her bir adresi, bir komut koduna (Instruction Code / Instruction Word) karşılık gelir. Dolayısıyla her komuta bir çevrim süresinde (Cycle) erişilir ve komut kaydedicisine yüklenir. Komut kaydedicisi, CPU tarafından kullanılan bir kaydedicidir ve dallanma komutları dışındaki bütün komutlar, aynı çevrim süresinde çalıştırılırlar. Bu sırada program sayacı, PC (Program Counter) bir artar. Dallanma ya da sapma komutları ise, iki ardışık periyotta çalıştırılır ve program sayacı PC, iki artırılır.

Mikroişlemcilerde en çok kullanılan kaydedici, “working register”dır. Bu kısaca W olarak adlandırılır. W, aritmetik ve mantık işlemlerinde, iki işlevi bir arada yürütür. İşlemden önce, işlenenlerden birini barındırır. İşlemden sonra ise işlem sonucunu saklar, PIC 16F8X ve 16F87X serisi mikro denetleyicilerde, komutun sonuna konan 1 veya 0 sayısı (d), sonucun W’de ya da başka bir kaydedicisinde tutulacağı mikroişlemciye bildirilir. PIC 16F877 ve 16F876, 8 Kword büyüklüğünde belleğe sahiptir. Program belleği yonganın içerisindedir. PIC 16F84’ün belleği ise 1Kword büyüklüğündedir.

PIC16F877 Mikro denetleyici ailesi aşağıdaki temel özellikleri taşır:

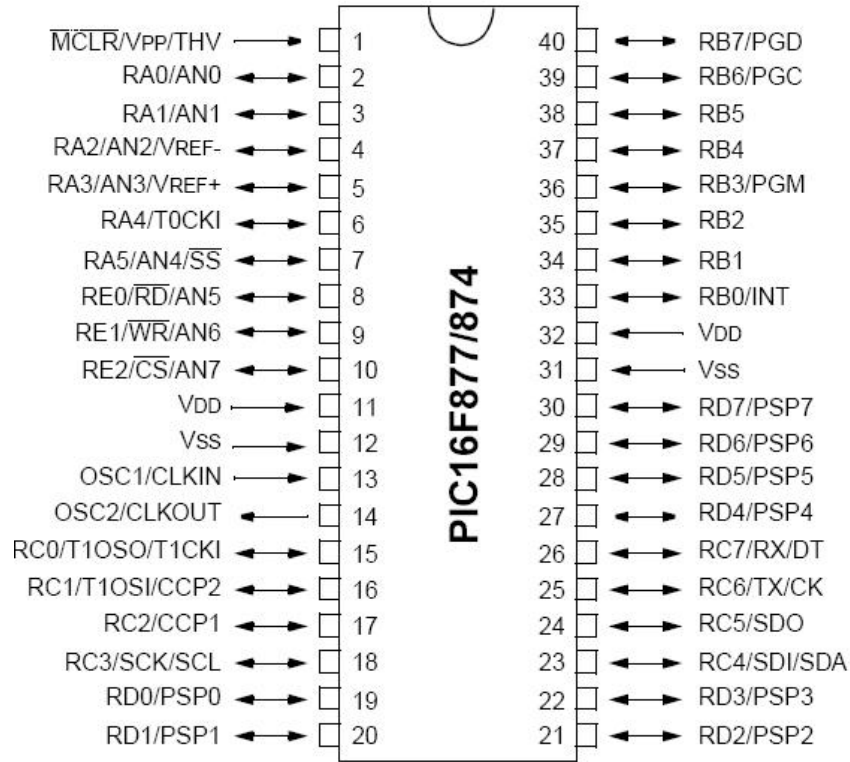
- CPU azaltılmış komut seti
- RISC temeline dayanır.
- Öğrenilecek 35 komut vardır ve her biri 14 bit uzunluktadır.
- Dallanma komutları iki çevrim (cycle) sürede, diğerleri ise bir çevrimlik sürede uygulanır.
- İşlem hızı 16F877’de DC-20 MHz’dir. (16F877’de bir komut DC-200 ns hızında çalışır.)

- Veri yolu (databus) 8 bittir.
- 32 adet SFR (Special Function Register) olarak adlandırılan özel işlem kaydedicisi vardır ve bunlar statik RAM üzerindedir.
- 8 Kword'e kadar artan flash belleği 1 milyon kez programlanabilir.
- 368 Byte'a kadar artan veri belleği (RAM),
- 256 Byte'a kadar artan EEPROM veri belleği vardır.
- Pin çıkışları PIC 16C73B/74B/76 ve 77 ile uyumludur.
- 14 kaynaktan kesme yapabilir.
- Yığın derinliği 8'dir.
- Doğrudan, dolaylı ve göreceli adresleme yapabilir.
- Power-on Reset (Enerji verildiğinde sistemi resetleme özelliği)
- Power-up Timer (Power-up zamanlayıcı)
- Osilatör Start-up Timer (Osilatör başlatma zamanlayıcısı)
- Watch-dog Timer (Özel tip zamanlayıcı), devre içi RC osilatör
- Programla kod güvenliğinin sağlanabilmesi özelliği
- Devre içi Debugger (Hata ayıklamakta kullanılacak modül)
- Düşük gerilimli programlama
- Flash ROM program belleği (EEPROM özellikli program belleği)
- Enerji tasarrufu sağlayan, uyku –Sleep Modu
- Seçimli osilatör özellikleri
- Düşük güçle, yüksek hızla erişilebilen, CMOS-Flash EEPROM teknoloji
- Tümüyle statik tasarım
- 2 pinle programlanabilme özelliği
- yalnız 5V girişle, devre içi seri programlanabilme özelliği
- İşlemcinin program belleğine, okuma/yazma özelliği ile erişimi
- 2.0 V – 5.0 V arasında değişen geniş işletim aralığı
- 25 mA'lık kaynak akımı
- Devre içi, iki pin ile hata ayıklama özelliği
- Geniş sıcaklık aralığında çalışabilme özelliği

- Düşük güçle çalışabilme özelliği

Çevresel özellikleri ise şöyle sıralanabilir:

- TMR0: 8 bitlik zamanlayıcı, 8 bit ön bölücülü
- TMR1: Önbölücülü, 16 bit zamanlayıcı, uyuma modunda iken dış kristal zamanlayıcıdan kontrolü arttırılabilir.
- TMR2: 8 bitlik zamanlayıcı, hem önbölücü hem de sonbölücü sabiti
- İki Capture / Compare / PWM modülü
- 10 bit çok kanallı A/D çevirici
- Paralel Slave Port, 8 bit genişlikte ve dış RD, WR, CS kontrolleri
- USART/SCI, 9 bit adres yakalamalı
- BOR Reset (Brown Out Reset) özelliği



Şekil 3.29: PIC16F877 Mikro Denetleyicisinin Bacak Bağlantıları

Tablo 3.1: PIC16F877 ile PIC16F84 Mikro denetleyicisinin karşılaştırılması

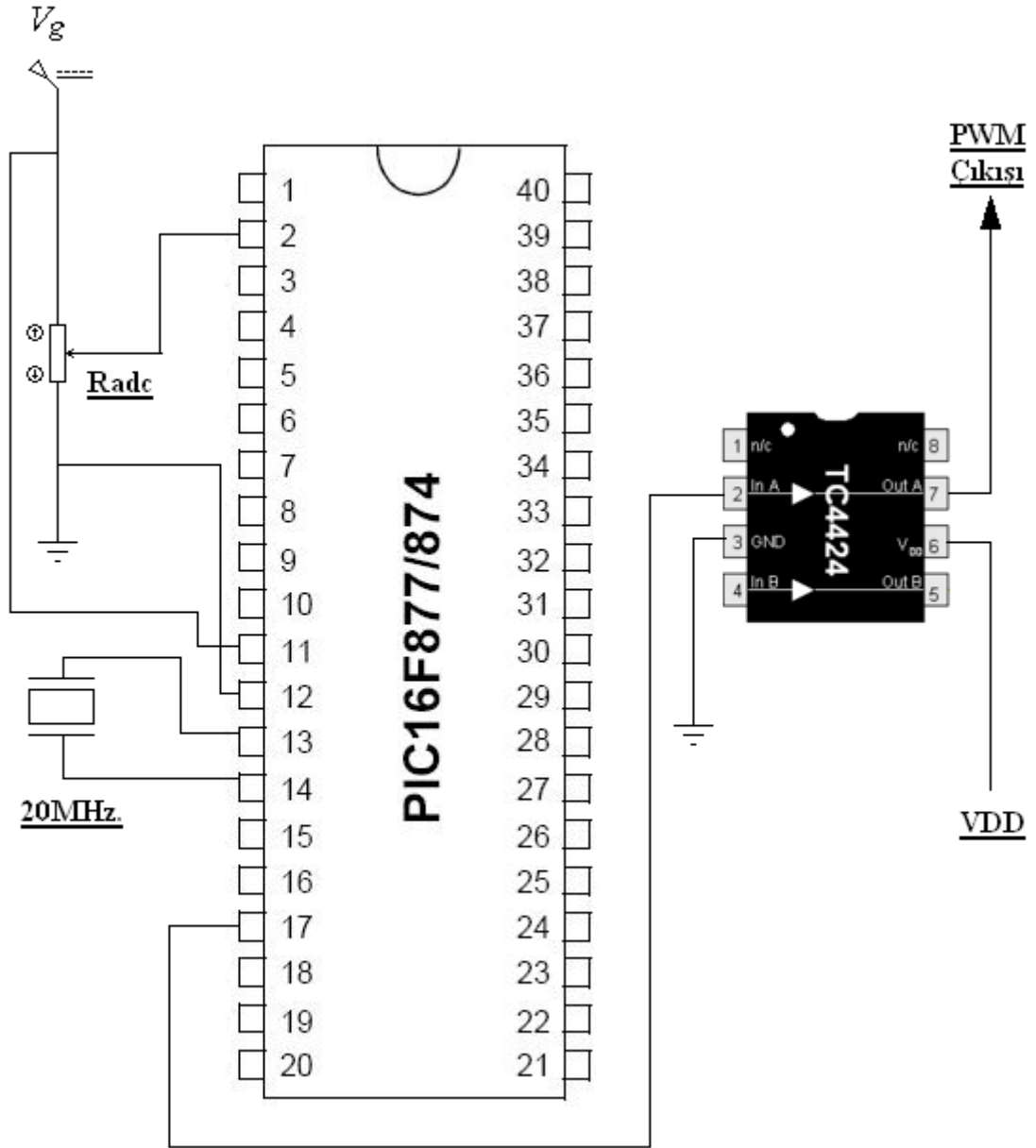
ÖZELLİKLER	PIC16F877	PIC16F84
Çalışma Hızı	DC-20MHz	DC-20MHz
Program Belleği	8 Kword Flash ROM	8 Kword Flash ROM
EEPROM Belleği	256 Byte	256 Byte
Kullanıcı RAM	368 Byte	368 Byte
Giriş/Çıkış Port Sayısı	33	33
Zamanlayıcı	Timer0, Timer1, Timer2	Timer0
A/D Çevirici	8 Kanal, 10 Bit	Yok
Capture/Compare/PWM	16 Bit Capture, 16 Bit Compare, 10 Bit PWM çözünürlük	Yok
Seri çevresel Arayüz	SPI (Master) ve 12C (Master - Slave) modunda SPI portu ve senkron seri port	Yok
Paralel Uydu Port	8 Bit, harici, RD, WR ve CS kontrollü	Yok
USART/SCI	9 Bit adresli	Yok

Tablo 3.2: PIC16F877 Mikro denetleyicisinin Pin Tanımlamaları

PİN ADI	PİN NO:	I/O	BUFFER TİPİ	AÇIKLAMALAR
OSC1/CLKIN	13	I	ST/CMOS ⁽³⁾	Oslatör clock girişi (kristal veya harici kaynak)
OSC2/CLKOUT	14	O	0	Oslatör kristal çıkış ucu
MCLR/Vpp	1	I/P	ST	Resetleme girişi / Programlama anında programlama gerilimi girişi (Mikrodenetleyicinin resetlenmesi için bu pin lojik 0 yapılmalıdır.)
RA0/AN0	2	I/O	TTL	PORTA iki yönlü giriş/çıkış portudur. Analog olarak kullanılabilir.
RA1/AN1	3	I/O	TTL	Analog olarak kullanılabilir.
RA2/AN2/VREF	4	I/O	TTL	Analog olarak kullanılabilir.
RA3	5	I/O	TTL	Analog olarak kullanılabilir.
RA4/T0CK1	6	I/O	ST	Bu pin (istenirse) TMR0 için bir clock girişi olabilir.
RA5/SS/AN4	7	I/O	TTL	SS Slave seçme pini veya analog giriş/çıkış olabilir.
RB0/INT	33	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PORTB iki yönlü giriş/çıkış portudur.giriş konumunda iken dahili pull-up devresi aktiftegebilir. Dış kesme girişi olarak seçilebilir.
RB1	34	I/O	TTL	
RB2	35	I/O	TTL	
RB3/PGM	36	I/O	TTL	Düşük akımla programlamada da kullanılabilir.
RB4	37	I/O	TTL	Kesme girişi olarak seçilebilir.
RB5	38	I/O	TTL	Kesme girişi olarak seçilebilir.
RB6/PGC	39	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	Kesme girişi olarak seçilebilir.Seri programlamada clock pini.
RB7/PGD	40	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	Kesme girişi olarak seçilebilir. Seri programlamada data (veri) pini.
RC0T1OS0/T1CK1	15	I/O	ST	PORTC iki yönlü giriş/çıkış portudur. Timer1 osc. çıkışı veya saat girişi olarak kullanılabilir.
RC1/T1OS1/CCP2	16	I/O	ST	Timer1 osc. giriş veya Capture2 giriş/Compare2 çıkış/PWM2 çıkışı olarak kullanılabilir.
RC2/CCP1	17	I/O	ST	Timer1 osc. giriş veya Capture1 giriş/Compare1 çıkış/PWM1 çıkışı olarak kullanılabilir.
RC3/SCK/SCL	18	I/O	ST	SPI ve I ² modunda, seri saat giriş/çıkışında kullanılır.
RC4/SD1/SDA	23	I/O	ST	SPA modda SPI giriş verisi veya I ² C modda I/O için
RC5/SDO	24	I/O	ST	SPA modda SPI çıkış verisi için seçilebilir.
RC6/TX/CK	25	I/O	ST	USART asenkron gönderme ya da senkron saat için
RC7/RX/DT	26	I/O	ST	USART asenkron alma ya da senkron veri için
RD0/PSP0	19	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PORTC iki yönlü giriş/çıkış portudur. PSP 0. biti olarak kullanılabilir.
RD1/PSP1	20	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PSP 1. biti olarak kullanılabilir.
RD2/PSP2	21	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PSP 2. biti olarak kullanılabilir.
RD3/PSP3	22	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PSP 3. biti olarak kullanılabilir.
RD4/PSP4	27	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PSP 4. biti olarak kullanılabilir.
RD5/PSP5	28	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PSP 5. biti olarak kullanılabilir.
RD6/PSP6	29	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PSP 6. biti olarak kullanılabilir.
RD7/PSP7	30	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PSP 7. biti olarak kullanılabilir.
RE0/RD/AN5	8	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	PORTA iki yönlü giriş/çıkış portudur. Analog olarak ya da PSP okuma kontrollü kullanılabilir.
RE1/WR/AN6	9	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	Analog olarak ya da PSP okuma kontrollü kullanılabilir.
RE2/CS/AN7	10	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	Analog olarak ya da PSP okuma kontrollü kullanılabilir.
NC	-	-	-	Bu pinler içeride kontrol edilmiyor, bağlı değil.
V _{SS}	8	P	-	Ground (toprak) uç
V _{DD}	19	P	-	Pozitif kaynak ucu

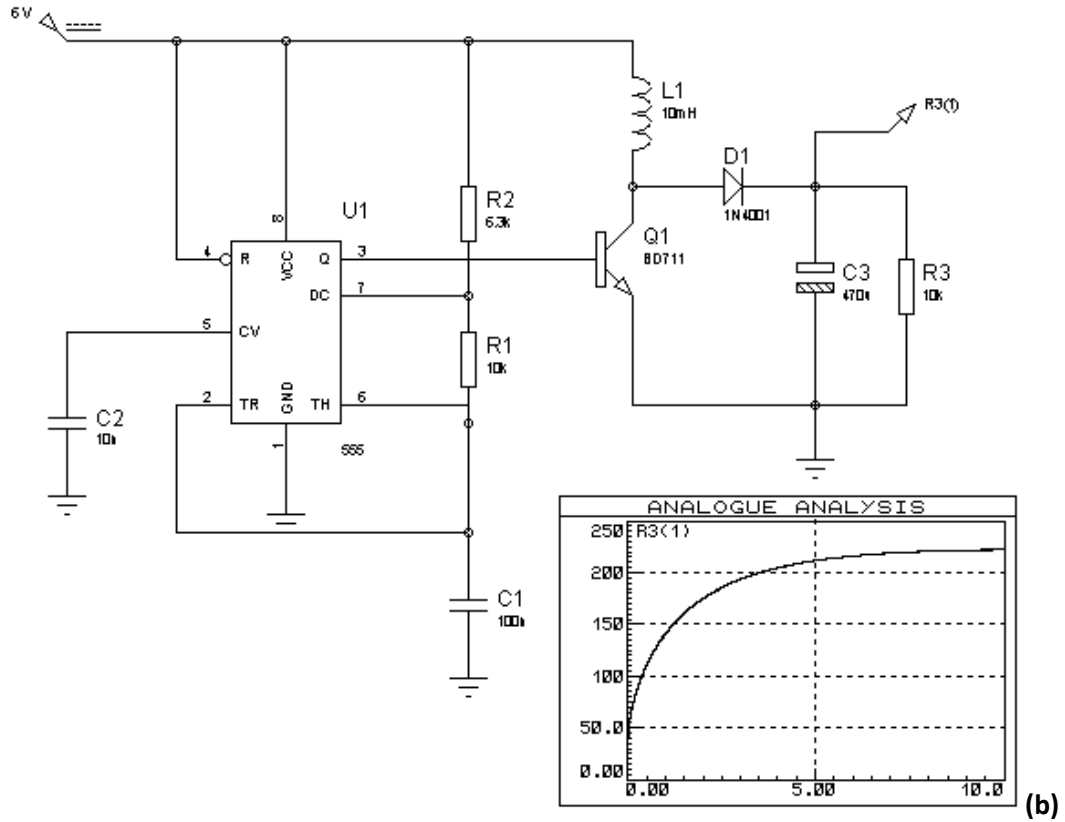
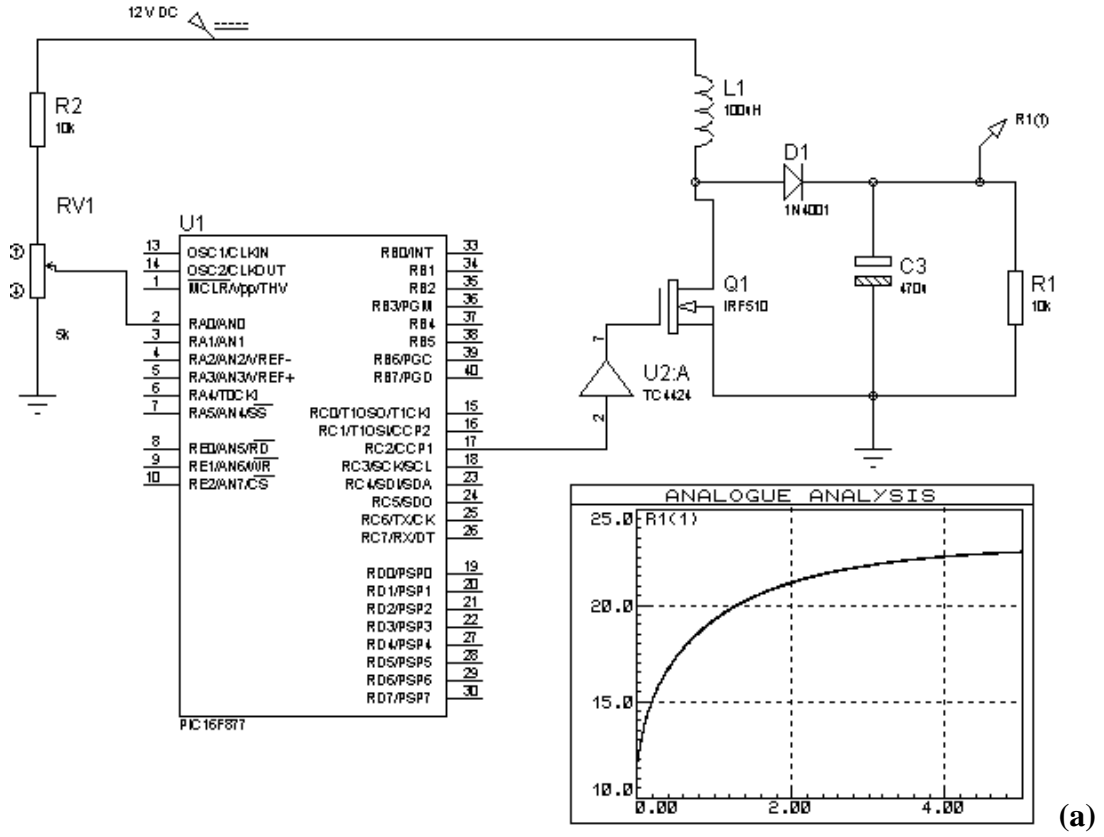
3.5.3.2. PIC16F877 ile PWM üretme

PIC16F877 ile PWM üretmek için gerekli olan sistem Şekil.3.30'da gösterilmiştir. Temel olarak 12 Voltluk V_{CC} gerilimi, Analog/Dijital dönüştürücü ile sisteme dahil edilecek olan ve PWM doluluk-boşluk oranını değiştirmemizi sağlayan R_{ADC} potansiyometresi, 20 MHz'lik bir osilatör girişi ve mikro denetleyici çıkışındaki işareti, yarıiletken anahtarlama elemanlarını sürmeyi sağlayacak mertebelere yükseltme işini yapan TC4424 sürücü devresinden oluşmaktadır.

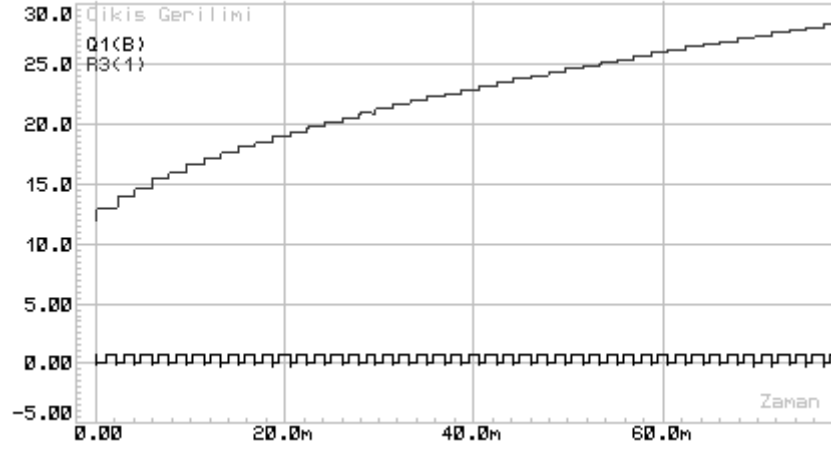


Şekil 3.30: PIC16F877 ve TC4424 Entegreleri ile PWM İşareti Üretme

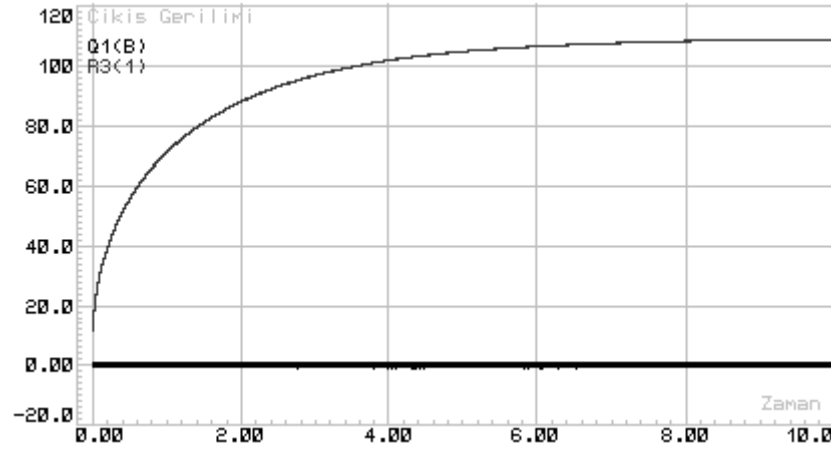
3.6. Boost Tipi Dönüştürücü Devresinin Çıkış Sinyalleri



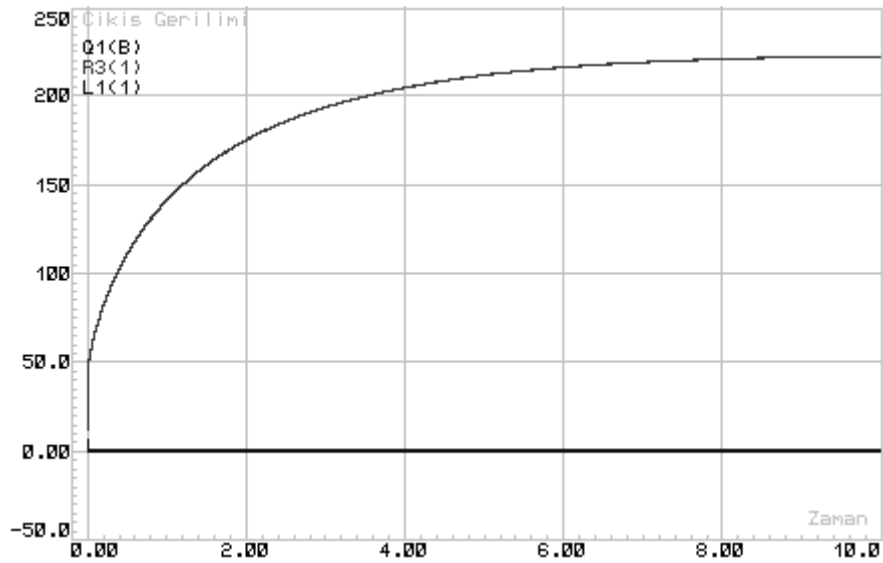
Şekil 3.31: (a)PIC16F877 ile PWM (b) 555 Osilatörlü DC-DC Dönüştürücü



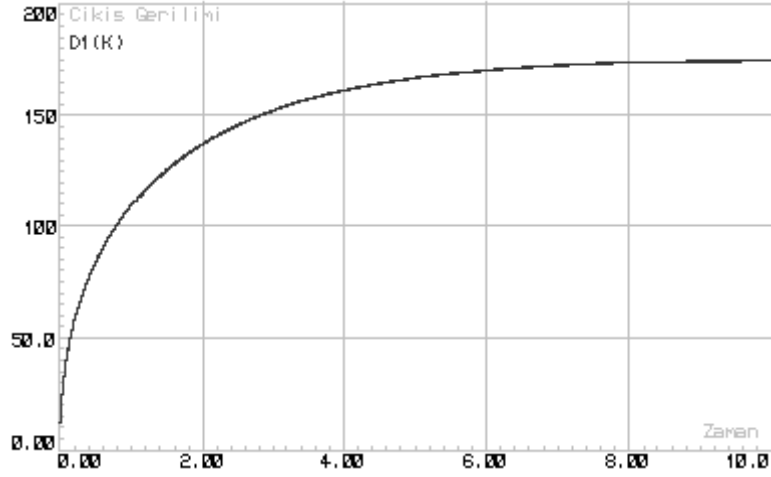
Şekil 3.32: Osilatör Tetiklemeli DC-DC Dönüştürücü:1 kHz ve % 60 Doluluk İçin Çıkış Geriliminin Değişimi(0–60 msn arası L=0,1 mH)



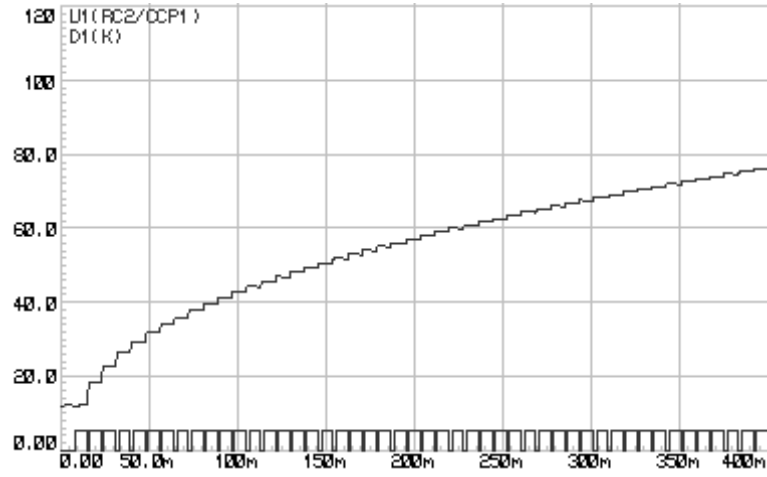
Şekil 3.33: Osilatör Tetiklemeli DC-DC Dönüştürücü:1 kHz ve % 60 Doluluk İçin Çıkış Geriliminin Değişimi(0–10 sn arası L=0,1 mH)



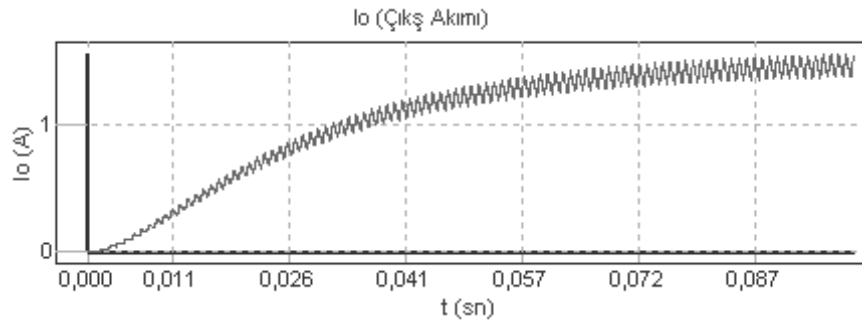
Şekil 3.34: Osilatör Tetiklemeli DC-DC Dönüştürücü:1 kHz ve % 60 Doluluk Oranı İçin Çıkış Geriliminin Değişimi (0–10 sn arası, L=10mH, Çıkış Gerilimi=224,24 V)



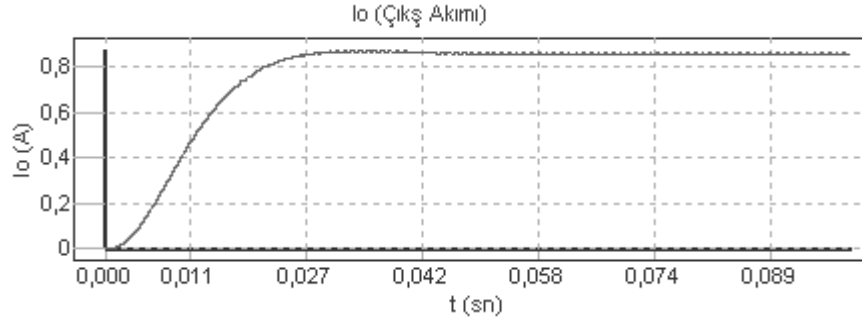
Şekil 3.35: PWM Tetiklemeli DC-DC Dönüştürücü:1 kHz ve % 50 Doluluk Oranı İçin Çıkış Geriliminin Değişimi (0–10 sn arası, L=10mH, Çıkış Gerilimi=175 V)



Şekil 3.36: PWM Tetiklemeli DC-DC Dönüştürücü:1 kHz ve % 60 Doluluk İçin Çıkış Geriliminin Değişimi(0–60 msn arası L=0,1 mH)



Şekil 3.37: 1 kHz ve % 60 Doluluk Oranı İçin Çıkış Akımının Değişimi (0–0,1 sn arası, L=10mH)



Şekil 3.38: 1 kHz ve % 30 Doluluk Oranı İçin Çıkış Akımının Değişimi (0–0,1 sn arası, L=10mH,)

Tablo 3.3: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Farklı Giriş Gerilimleri için Çıkış Gerilimleri

Giriş Gerilimi (Vg-Volt)	Bobin Değeri (mH)	Osilatör Frekansı (Hz)	Yük Direnci (Ohm)	Çıkış Gerilimi (Vç-Volt)
Vg= 6	L=0,1	f =650	R _{yük} =10k	Vç=68,1
Vg= 12	L=0,1	f =650	R _{yük} =10k	Vç=109
Vg= 24	L=0,1	f =650	R _{yük} =10k	Vç=177

Tablo 3.4: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Farklı Bobin Değerleri için Çıkış Gerilimleri

Giriş Gerilimi (Vg-Volt)	Bobin Değeri (mH)	Osilatör Frekansı (Hz)	Yük Direnci (Ohm)	Çıkış Gerilimi (Vç-Volt)
Vg= 12	L=10	f =650	R _{yük} =10k	Vç=224
Vg= 12	L=100	f =650	R _{yük} =10k	Vç=77,4
Vg= 12	L=1000	f =650	R _{yük} =10k	Vç=31,3

Tablo 3.5: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Farklı Tetikleme Frekansları için Çıkış Gerilimleri

Giriş Gerilimi (Vg-Volt)	Bobin Değeri (mH)	Osilatör Frekansı (Hz)	Yük Direnci (Ohm)	Çıkış Gerilimi (Vç-Volt)
Vg= 12	L=10	f =1k	R _{yük} =10k	Vç=179
Vg= 12	L=10	f =4k	R _{yük} =10k	Vç=85,7
Vg= 12	L=10	f =20k	R _{yük} =10k	Vç=52,3

Tablo 3.6: Boost Tipi Dönüştürücü Devresinde Farklı Yük Dirençleri için Çıkış Gerilimleri

Giriş Gerilimi (V_g-Volt)	Bobin Değeri (mH)	Osilatör Frekans (Hz)	Yük Direnci (Ohm)	Çıkış Gerilimi (V_ç-Volt)
V _g = 12	L=10	f =1k	R _{yük} =1k	V _ç =61,1
V _g = 12	L=10	f =1k	R _{yük} =500	V _ç =45,5
V _g = 12	L=10	f =1k	R _{yük} =100	V _ç =33,6

4. EVİRİCİLER

DC bir gerilimle AC bir yükü sürmek istiyorduk. İstenilen seviyede bir DC gerilim, DC-DC dönüştürücü devreleri ile elde edildi. Şimdi yükü sürebilmek için uygun genlikteki DC gerilimi AC gerilime çevirmemiz gerekir. Bunun için kullanılan devrelere evirici devreleri denir. Eviriciler doğru akımı alternatif akıma çeviren DC-AC Dönüştürücü devrelerdir. Temel olarak girişinde bulunan sabit DC gerilimi yüke pozitif ve negatif olarak uygulayarak yük üzerinden sürekli değişen bir akım meydana getirir. Çıkışta elde edilen gerilim ve frekans değerleri sabit veya değişken olabilir. Girişteki DC gerilim değiştirilmek ve evirici kazancı sabit tutulmak suretiyle, değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Diğer taraftan giriş geriliminin sabit olması halinde, evirici kazancı değiştirilmek suretiyle değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Evirici kazancı; çıkıştaki AC gerilimin girişteki DC gerilime oranı olarak tarif edilebilir. Girişimiz akü, yakıt hücresi, güneş veya rüzgâr jeneratörü gibi DC bir kaynak olabilir. Çıkışımız 120 V-60 Hz, 220 V/50 Hz veya 115 V/400 Hz gibi bir AA olabilir [19].

Eviricilerde temel amaç, çıkışımızda ideal bir sinüzoidal gerilim elde etmektir. Ancak uygulamada ideal sinüsü yakalamak pek mümkün olamamaktadır. Kullanılan yarı iletken anahtarlama elemanları, anahtarlama sistemi veya devrede yer alan diğer elemanların seçimleri gibi birçok etken yüzünden ideal sinüsten uzaklaşabiliriz. Daha hızlı yarıiletkenler ile yapılacak tetikleme sistemleri (Darbe genişlik ayarı: DGA≡PWM: Pulse Width Modulation) sayesinde istenilen genlik ve frekansta sinyaller elde edilebilir.

Eviriciler; gerilim beslemeli ve akım beslemeli olmak üzere iki gruba ayrılır. Gerilim Beslemeli evirici sabit DC gerilimle beslendiği halde, Akım Beslemeli eviriciler bir akım kaynağından beslenirler (Bir gerilim kaynağına seri olarak bir endüktans bağlanmak suretiyle, bu kaynak bir akım kaynağına dönüştürülebilir). Bir gerilim besleme çevrimi yardımı ile gerilim değiştirilmek suretiyle istenen akım elde edilebilir. Bir gerilim beslemeli evirici, akım kontrol modunda çalıştırılabilir. Benzer

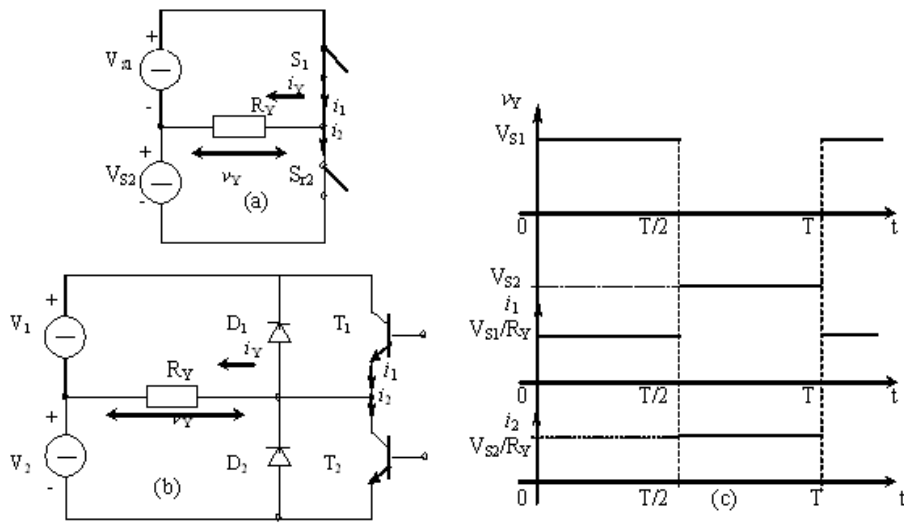
şekilde bir akım kontrollü evirici, gerilim kontrol modunda çalıştırılabilir. Tek fazlı bir gerilim veya akım beslemeli evirici genel olarak; Yarım köprü, Tam Köprü veya H-Köprüsü olarak kullanılabilir. Tek fazlı evirici aralarında bağlanarak üç fazlı veya çok fazlı AC sistemler elde edilebilir[19].

Eviriciler; AC makinelerin sürülmesinde (beslenmesinde), regüle (ayarlı) gerilim ve frekanslı güç kaynaklarında, kesintisiz güç kaynaklarında (KGGK veya UPS), endüksiyonla ısıtmada, ultrasonik dalga üretiminde, aktif güç şebeke filtreleri ve buna benzer uygulama alanlarında yaygın olarak kullanılırlar.

4.1. Gerilim Beslemeli Eviriciler

4.1.1. Tek fazlı yarım köprü evirici

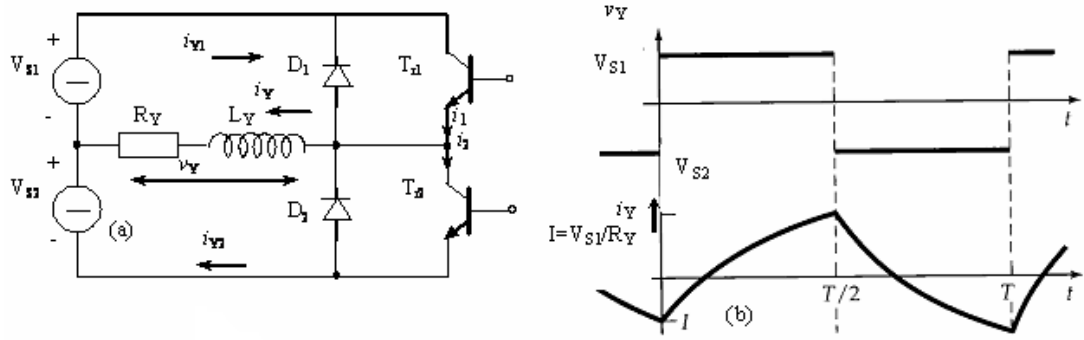
Gerilim beslemeli eviricinin girişindeki DC gerilim; bir redresör (AC gerilimi doğrultan devre), bir akü, bir yakıt pilinden veya bir güneş pilinden temin edilebilir. Beslenmek istenen AC yükün gücüne ve cinsine göre eviriciler, tek fazlı veya üç fazlı olabilirler [3]. Şekil 4.1'de Tek Fazlı Yarım Köprü Montajı'ndaki gerilim beslemeli bir eviricinin bağlantı şeması ile yükün omik olması halinde gerilim ve akımların değişimleri verilmiştir. Her köprü kolunda kontrollü bir yarı iletken eleman ve bir diyot ters paralel bağlanmıştır. T_1 ve T_2 transistörleri periyodik olarak ilettime sokulmak suretiyle, yük uçlarında kare dalga şeklinde bir AC gerilim elde edilir.



Şekil 4.1: Tek Fazlı Evirici için (a) Dinamik Anahtar, (b) Statik Anahtar (tranzistor) ile Prensipteki Devresi

Şekil 4.1’de direnç yüklü tek fazlı bir eviricinin basit çalışması görülmektedir. T_1 ve T_2 anahtarları eşit süreli fakat farklı zamanlarda açılıp kapatılarak, R_y yüküne $V_k=V_{k1}=V_{k2}$ kaynak gerilimi değerinde bir kare dalga şeklinde AC uygulamış olur[19]. Periyodik zamanın her %50’si için bir anahtar kapalı iken diğeri açıktır. Dinamik anahtarların hızlı açılıp kapatılması mümkün değildir. Bu yüzden artık (b) şeklinde görüldüğü gibi çok daha hızlı açılıp-kapatılabilen BJT, SCR, IGBT, IGCT veya MOSFET gibi yarıiletken anahtarlar kullanılmaktadır. Maliyet ve kullanım ömrü bakımında dinamik anahtarlara göre çok daha avantajlıdırlar. Ancak bu yarıiletken elemanlar için gelişmiş tetikleme düzenlerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Şekildeki 4.1’de T_1 yarıiletken elemanı iletimde T_2 kesimdeyken yük üzerinde V_1 , T_2 yarıiletkeni iletimde, T_1 kesimdeyken de yük üzerinde V_2 gerilimi görülmektedir. Yani yüke uygulanacak DC gerilim bir nevi kıyılarak AC gerilim şekline getirilmiş oldu.



Şekil 4.2: (a)Omik-Endüktif Yüklü Tek fazlı evirici devresi, (b) Omik-Endüktif yükte, çıkış gerilimi ve akımının değişimi

Yukarıdaki gibi evirici devremize omik-endüktif bileşenli bir yük bağlandığında yük akımı çıkış gerilimimiz gibi ani değişimler göstermez. T_{r1} yarıiletken anahtarı kesime girmeden hemen önce $t=(T/2)^+$ anında, pozitif işaretli bir i_y akımı akmaktadır. $t=T/2$ anında T_{r1} iletime ve T_{r2} kesime girerek yük gerilimi v_y nin işaretini negatif yapar. Buna rağmen devredeki yükün endüktif özelliğinden dolayı i_y akımı bir süre daha pozitif olarak devam etmek isteyecektir. Transistordan ters yönlü bir akım akmayacağından dolayı anahtar olarak sadece bir transistor kullanamayız. Ters yöndeki akımın akışını sağlayacak paralel bir diyot kullanılması gerekir. Akım

Yük, D₂ diyotu ve R-L yükümüz üzerinden akar. Yani gerilimin yönü değişmesine rağmen devreden akan akım bir süre daha akmaya devam eder.⁴

Evirici devremizin çıkış geriliminin efektif değeri,

$$U_a = \sqrt{\frac{2}{T_a} \int_0^{T_a/2} U_d^2/4 dt} = U_d/2 \quad (4.1)$$

bulunur.

Çıkış geriliminin ani değeri Fourier serisine açılarak, gerilimin ana ve harmonik bileşenlerine ayrılabilir. Genel olarak bir periyodik fonksiyonun Fourier açılımı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$f_{(\omega t)} = a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \dots + a_k \cos k\omega t + \dots + a_n \cos n\omega t \\ + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + \dots + b_k \sin k\omega t + \dots + b_n \sin n\omega t \quad (4.2)$$

Buradaki Fourier katsayıları bilindiği gibi,

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f_{(\omega t)} \cos k\omega t d(\omega t) \\ b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f_{(\omega t)} \sin k\omega t d(\omega t) \quad (4.3)$$

ifadelerinden bulunabilir. Kosinüslü bileşenlerin genlikleri olan a_k katsayıları işaret kosinüs tipinde olduğundan dolayı sıfır olur. b_k katsayılarını hesaplayarak yerine koyarsak,

$$u_a = 2U_d/\pi (\sin \omega t + 1/3 \sin 3\omega t + 1/5 \sin 5\omega t + \dots) \quad (4.4)$$

bulunur. Harmonik bileşenlerin frekansları, ana dalga frekansının tek sayı katlarına eşittir ve genlikleri harmonik numaraları arttıkça azalmaktadır. Bundan dolayı

⁴ Güç Elektronikği, Güç yarıiletkenleri ve dönüştürücüler, Prof. Dr. Nurettin ABUT,2004,Birsen Yayınevi

harmoniklerin frekansları arttıkça sisteme etkileri de azalmaktadır. Buna göre çıkış gerilimi genel olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$u_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (2U_d / n\pi) \sin n\omega t \quad (4.5)$$

Burada ;

$n = 1,3,5,\dots$ olmak üzere harmonik mertebeleri

$\omega = 2 \pi f_a$ çıkıştaki alternatif gerilimin dairesel frekansı

Denklem (4.5)'de $n=1$ yazılmak suretiyle ana dalganın genliği,

$$U_{a1m} = 2U_d/\pi \quad (4.6)$$

buradan da efektif değeri bulunabilir.

$$U_{a1} = 2U_d / \sqrt{2} \pi = 0.45 U_d \quad (4.7)$$

Yükün omik olması durumunda akım, gerilimi izleyerek kare dalga şeklinde değişir. Hâlbuki endüktif yük durumunda yük akımı, çıkış gerilimi ile birlikte aniden değişemez. Eğer $t=T_a/2$ anında T_1 iletimden çıkarılırsa yük akımı, sıfır oluncaya kadar D_2 - yük - DC kaynağın alttaki yarısı üzerinden geçmeye devam eder. Benzer şekilde $t=T_a$ anında T_2 kesime geçirildiğinde yük akımı sıfır oluncaya kadar, D_1 - yük - dc kaynağın üst yarısı üzerinden geçer. D_1 veya D_2 diyotu akım geçirirken enerji kaynağa geri verildiğinden, bunlara “Geri Besleme Diyotu” adı verilir.

Montajdaki güç transistörü yerine diğer kontrollü güç devresi elemanları, örneğin GTO veya bir tristör şalter kullanılabilir. Her güç yarı iletkeninin belirli bir “İletimden Çıkma Zamanı” vardır. Bir eleman tamamen iletimden çıkmadan, diğerinin ilettime geçirilmesi, kaynağın bu elemanlar üzerinden kısa devre olmasına neden olur. Güvenli bir çalışma için elemanlardan biri iletimden çıkarıldıktan “Ölü Zaman” adı verilen belirli bir süre sonra, diğer elemana ilettime geçme kumandası verilmelidir. Bu şartı sürme devrelerinin lojik yapısı mutlaka yerine getirmelidir.

4.1.2. Tek fazlı köprü evirici

Şekil 4.3’de tek fazlı köprü montajındaki bir eviricinin bağlantı şeması verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi iki adet veya orta uçlu DC gerilim kaynağı olmasına gerek yoktur[12]. A_1 ve A_2 transistörleri birlikte ilettime sokulurlarsa, yükün uçlarında V_K giriş gerilimi oluşur. Diğer yarım periyotta bu kez A_3 ile A_4 birlikte ilettime geçirilirse, yük gerilimi yön değiştirerek $-V_K$ ’ya eşit olur. Çıkışımızda da kare dalga şeklinde değişen bir yük gerilimi elde edilir. Çıkış geriliminin efektif değeri;

$$U_a = \sqrt{2/T_a \int_0^{T_a/2} U_d^2 dt} = U_d \quad (4.8)$$

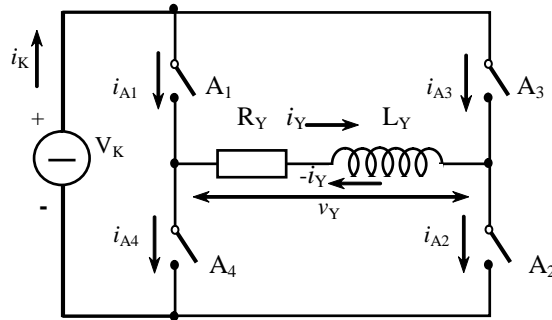
bulunur. Yarım köprü montajındaki eviricilerde olduğu gibi çıkış gerilimi ani değeri Fourier serisine açılabilir.

$$u_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (4U_d / n\pi) \sin n\omega t \quad (4.9)$$

Bu ifadeye $n = 1$ koymak suretiyle ana dalga bileşeninin genliği ve buradan da efektif değeri,

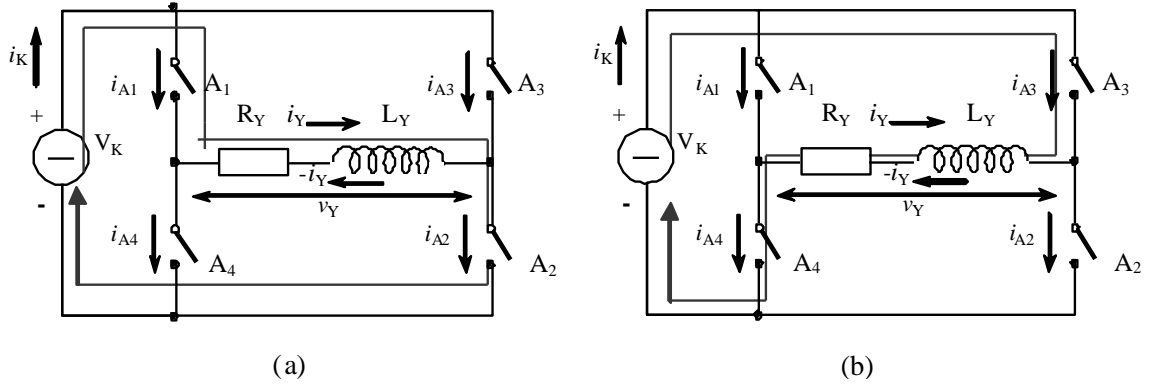
$$U_{a1} = 4U_d / \sqrt{2} \pi = 0.9 U_d \quad (4.10)$$

olarak bulunur. Akım diyotlar tarafından geçirilirken enerji de kaynağa geri verilir.



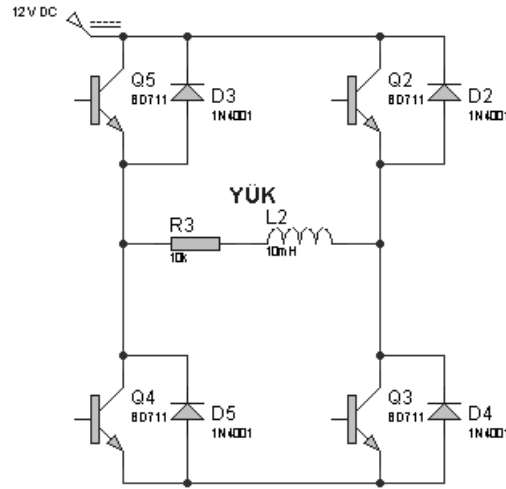
Şekil 4.3: Tek fazlı R-L yüklü köprü evirici

Tek fazlı bir evirici devresi basit olarak dört adet anahtarlama elemanı, DC bir kaynak ve yükümüzden oluşur. Devrede bulunan dört anahtarın açık ve kapalı olması durumlarına göre yükümüz üzerinde alternatif bir gerilim oluşur.



Şekil 4.4: Tek fazlı R-L Yüklü Köprü Evirici için Anahtar Konumlarına Göre Akım Yolları
Devrede A1-A2 anahtarları kapalı iken yük üzerinden akan akım soldan sağa doğru, A3-A4 anahtarları kapalı iken akan akım ise sağdan sola doğru olmaktadır. Bu çevrimin sürekli devam ettiğini göz önüne alırsak yük üzerinde değişen bir alternatif akım meydana gelecektir.

R-L yüklü devrelerde (Özellikle L) yükün zıt EMK üretme özelliğinden dolayı kullanılan anahtarların zıt yönlü akımları da akıtabilmesi istenir[12]. Çift yönlü akım akıtma işini de transistörümüze ters bağlı paralel bir diyot sayesinde gerçekleştirebiliriz. Böylece devremiz, dört adet yarıiletken anahtarlama elemanı, dört adet diyot, gerilim kaynağı, yarıiletken tetikleme düzeni ve yükümüzden oluşacaktır.



Şekil 4.5: Tek fazlı R-L Yüklü Köprü Eviricinin Temel Uygulama Devresi

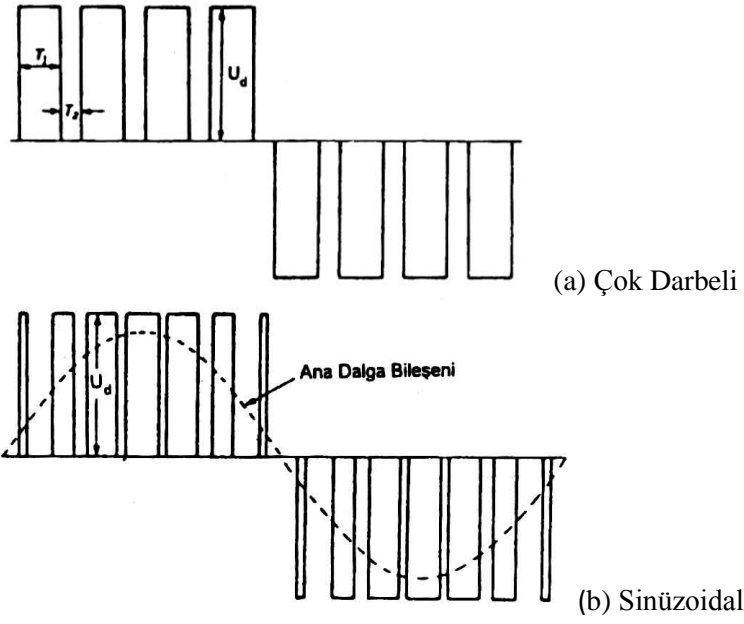
Tek fazlı köprü evirici devresinde yüke bağlı olarak çıkış geriliminin veya frekansının denetimi gerekebilir. Eviricilerde çıkış gerilimi giriş gerilimine bağlı

olduğu için çıkış gerilimi denetimi demek eviricinin giriş geriliminin ayarlanması demektir. Çıkış gerilimi denetimi için birkaç farklı yol mevcuttur. Bu yollardan bir tanesi evirici girişindeki doğru akım kaynağının geriliminin denetlenmesidir (Ayarlanabilir bir DA kaynağı kullanmak, faz denetimli bir doğrultucu kullanmak ya da bizim yapacağımız gibi bir DA-DA dönüştürücü devresi kullanmak). Diğer bir yol da evirici devremizdeki yarıiletken elemanların tetikleme sinyallerini kontrol etmektir. Yani evirici çıkış geriliminin her alternansında tetikleme sayısı artırılarak ve tetikleme süreleri denetlenerek çıkış gerilimi ve frekansı denetimi yapılabilir. Yapılan bu işleme Darbe Genişlik Ayarı (DGA,PWM) da denir.

4.1.3. Tek fazlı darbe genişlik modülasyonlu (DGA=PWM) evirici

Tek fazlı köprü montajında çapraz köprü kolları gecikmeli olarak ilettime sokularak, yarım periyoda ait kare dalganın genişliği ayarlanmaktadır. Bu gerilim ayar metoduna “Darbe Genişlik Kontrolü” veya genel anlamda “Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM)” adı verilir. Ancak burada tek darbe bulunduğundan, PWM “Tek Darbe Modülasyonu” grubuna girmektedir[1].

PWM’in “Çok Darbeli Modülasyon” veya “Kare Dalga PWM” olarak bilinen bir diğer türü Şekil 4.6’da görülmektedir. Kare dalga çıkış geriliminde bir dizi boşluklar bırakılarak, her yarım dalgada birbirinin aynı genişlikte bir darbe dizisi elde edilmiştir. Köprü montajındaki çapraz kollardan birini daha önce olduğu gibi arzu edilen AC frekansında, diğerini ise bunun katları olan bir frekansta anahtarlamak suretiyle bu dalga şekli elde edilebilir. T_1/T oranına “PWM Dalga Şeklinin Darbe-Periyot Oranı” denir. Çıkıştaki ana dalga geriliminin değeri, Darbe-Periyot Oranı değiştirilmek suretiyle kontrol edilir. Küçük çıkış gerilimlerinde bu dalga şeklinin düşük frekanslı harmonik içeriği, Tek Dalga Modülasyon tekniği ile elde edilen değişime göre daha azdır.

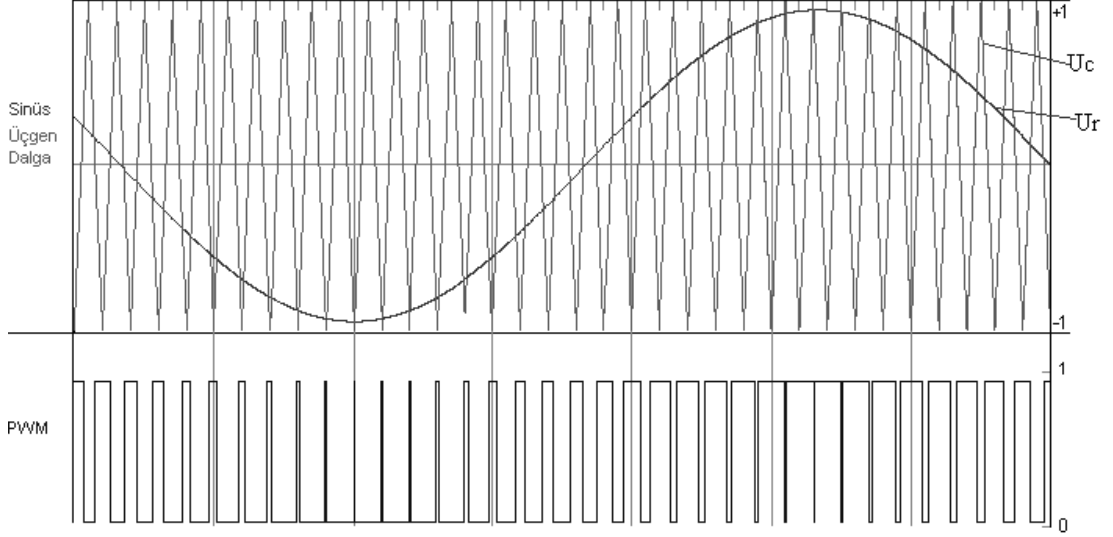


Şekil 4.6: Tek fazlı PWM eviricide çıkış gerilimi dalga şekilleri

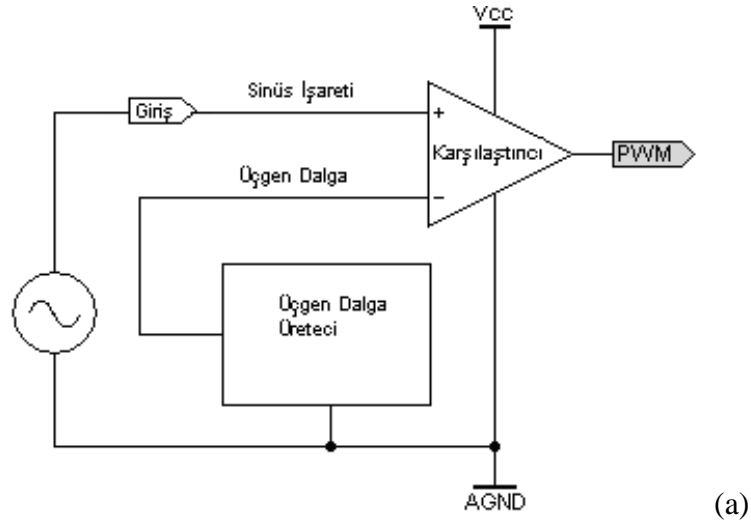
Daha gelişmiş PWM dalga şekillerinde darbe genişliği yarım periyot boyunca sinüzoidal bir şekilde değiştirilir ve düşük frekanslı harmonikler ortadan kaldırılır. Şekil-4.6.b’de görüldüğü gibi darbeler, periyot boyunca düzenli aralıklarla yerleştirilmeli ve belirli bir açıdaki darbenin süresi, o açının sinüsü ile orantılı olmalıdır. Bütün darbe genişlikleri, bu sinüzoidal bağıntı bozulmaksızın değiştirilmek suretiyle gerilim kontrolü yapılır.

Analog yollarla elde edilen evirici kontrol devrelerinde PWM dalga şekillerinin elde edilmesi için, yüksek frekanslı bir u_c üçgen taşıyıcı dalga ile istenen frekanstaki sinüs referans dalgası u_R karşılaştırılır. Kesim noktaları, inverter anahtarlama anlarını belirlemek için kullanılır. PWM dalga şekillerinin bu şekilde elde edilmesine “Doğal Örnekleme” adı verilir. Şekil 4.7’de bir üçgen dalga, bir sinüs referansla karşılaştırılmıştır. Her darbenin genişliği, birbirini izleyen kesim noktaları arasındaki mesafe ile tarif edilmiştir. Bu nedenle darbe genişliği, sinüs dalgasının darbe aralığındaki ordinatı ile yaklaşık olarak orantılıdır. Üçgen dalganın frekansı, sinüs dalganınkinden çok daha büyük olduğunda, komşu kesim noktaları arasında sinüs dalga genliğinde meydana gelen değişme önemsiz kalacaktır. Elde edilen PWM dalga şekli, ideal dalga şekline çok yaklaşacaktır. İdeal dalga şeklinde darbe süresi, darbenin açıl durumunun sinüzoidal bir fonksiyonudur. Şekil 4.6 ve Şekil 4.7’de

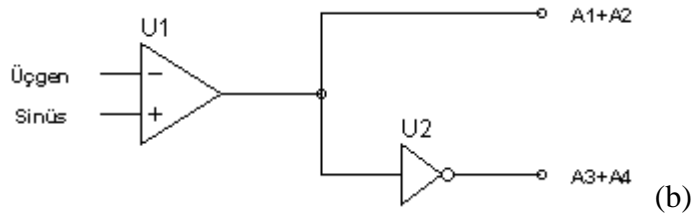
görülen PWM dalgaları V_K , 0, $-V_K$ olmak üzere üç farklı değer almaktadır. Bu nedenle “Üç Durumlu PWM” olarak adlandırılırlar.



Şekil 4.7: DGA Çıkış İşareti



(a)



(b)

Şekil 4.8:(a)Temel DGA Üreteç Devresi, (b) Karşılaştırma Lojiji

Uygulamada daha çok “İki Durumlu PWM” kullanılır. Bu tür PWM dalgaları V_K ve $-V_K$ olmak üzere sadece farklı iki değer alır. Bu amaçla AC yarım periyodu içinde çapraz kollar, dönüşümlü olarak çok kez iletme sokulup çıkarılırlar. İki durumlu

kare dalga PWM ve sinüzoidal PWM'lerin doğal örnekleme ile elde edilişi Şekil 4.8'de görülmektedir. Taşıyıcı dalga frekansının, referans dalga frekansına oranına;

$$p = f_c / f_R \quad (4.11)$$

“Taşıyıcı İşaret Oranı” adı verilir.

Referans dalga genliğinin, taşıyıcı dalga genliğine oranına ise;

$$M = U_{Rm} / U_{cm} \quad (4.12)$$

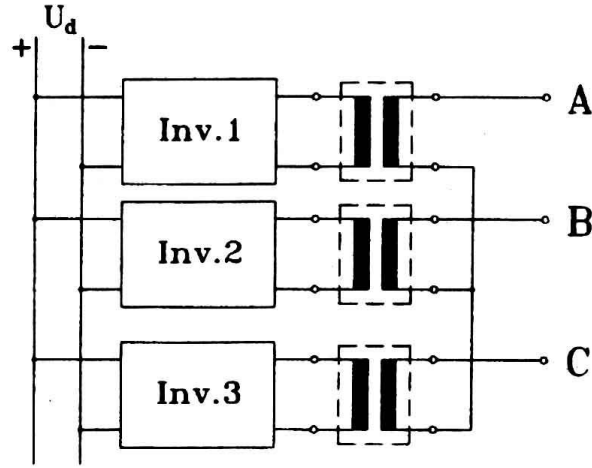
“Modülasyon İndeksi” denir.

Uygulamada taşıyıcı işaret sabit tutularak, referans dalga isteye göre değiştirilir. Böylece modülasyon indeksi 0 ile 1 arasında değiştirilmek suretiyle ana dalga genliği ayarlanabilir. Harmonikler önemsenmeksizin gerilim artırılmak istenirse, M değeri 1'in üzerine çıkarılabilir. Bu takdirde “Aşırı Modülasyon” söz konusudur.

Elde edilen PWM dalgasını evirici devresinde Q₃-Q₅ ya da T₁-T₂ yarıiletken anahtarlarına uygularız. Yine aynı şekilde PWM dalgasının evriğini alarak bu işareti de Q₂-Q₄ ya da A₃-A₄ yarıiletken anahtarlarımıza uygularız.

4.1.4. Üç fazlı eviriciler

Büyük güçlü uygulamalarda genellikle üç fazlı eviriciler kullanılır. Üç adet tek fazlı evirici aralarında Şekil 4.9'daki gibi bağlanarak üç fazlı bir evirici elde edilebilir. Üç fazlı dengeli bir ana dalga gerilimi temin etmek için, tek fazlı eviricinin anahtarlama sinyalleri arasında 120⁰ faz farkı bulunmalıdır. Transformator primer sargıları birbirinden izole olmak zorundadır. Fakat sekonder sargılar yıldız veya üçgen bağlanabilir. Üç fazlı eviricilerde çıkış geriliminde meydana gelen 3 ile bölünebilen harmonikleri yok etmek için, kullanılan trafonun sekonder sargıları genellikle yıldız şeklinde bağlanır [6]. Böylece özellikle genel amaçla eviricilerde tek fazlı ve üç fazlı muhtelif yüklerin beslenmesi sağlanabilir.

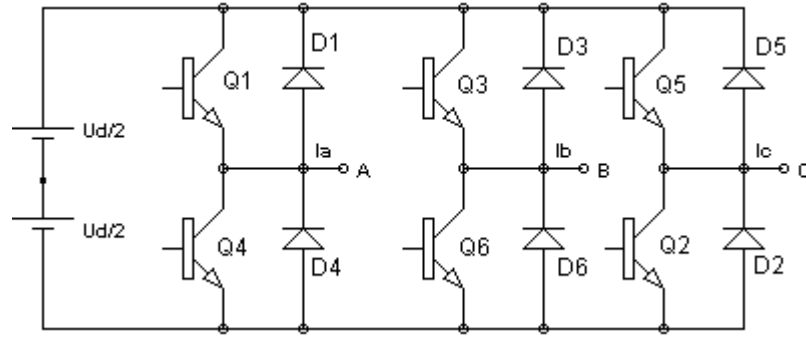


Şekil 4.9: Tek fazlı eviricilerden üç fazlı evirici elde edilmesi

Şekil 4.9'daki bağlantı şemasından görüleceği gibi, üç adet tek fazlı transformatöre, 12 adet kontrollü anahtarlama elemanın (Örneğin güç transistoruna ve 12 adet diyota) ihtiyaç vardır. Eğer tek fazlı eviricilerin çıkış gerilimleri değer ve faz bakımından çok iyi dengelenmezse, üç fazlı çıkış gerilimi de dengesiz olacaktır. Diğer taraftan frekansın geniş sınırlar içinde ayarlanması istenen işletmelerde, örneğin asenkron motor hız kontrolünde, evirici transformatörünün sınırladığı elde edilebilecek bir minimum frekans değeri mevcuttur. Zira frekans küçüldükçe transformatörün planlanması güçleşir.

4.1.4.1. Üç fazlı köprü evirici

Şekil 4.10'da görüldüğü gibi, transformatöre gerek kalmaksızın ve sadece 6 transistorla 6 diyot kullanmak suretiyle üç fazlı bir çıkış elde edilebilir. Q_1 iletime sokulduğunda A ucu, giriş geriliminin pozitif kutbu ile irtibatlanır. Q_4 'ün iletime sokulması ile de negatif kutup A ucuna ulaşır. Transistorlar uyartılma sırasına göre numaralanmıştır. Montajda BJT yerine anahtarlama elemanı olarak tristör, GTO, IGBT, MOSFET veya MCT kullanılabilir. MOSFET kullanılması halinde, elemanın içinde, yapısı nedeniyle entegre olarak bir ters paralel bağlı diyot bulunduğundan, çoğunlukla ayrıca dış devrede diyot kullanmaya gerek yoktur. Fakat bu elemanların üretiltikleri akım ve gerilim değerleri sınırlıdır. Oldukça hızlı ve gerilim kontrollü olan bu elemanlar, bu nedenle ancak küçük güçlü ve büyük frekanslı uygulamalarda kullanılır. Özellikle PWM eviricilerde darbe frekansının yükseltilmesi için tercih edilirler. İletimdeki gerilim düşümlerinin fazla olması en büyük sakıncalarıdır.



Şekil 4.10: Üç Fazlı Köprü Evirici

BJT'ler, tristörlere göre hızlı ve MOSFET'lere göre yavaştır. En büyük sakıncaları kazançlarının düşük olması nedeniyle büyük taban akımlarına ihtiyaç göstermeleridir. Taban akımları kesilmek suretiyle kolayca iletimden çıkarılabilirler. Tristörlerde olduğu gibi komütasyon devrelerine gerek yoktur. Taban akımları yeterli düzeyde tutularak doymada çalıştırılmaları halinde, iletimdeki gerilim düşümleri çok azdır. Evirici uygulamaları için, entegre ters akım diyotlu olarak da üretilmektedirler. Hatta üç fazlı evirici montajları için hazır köprü modüller bile temin edilebilmektedir.

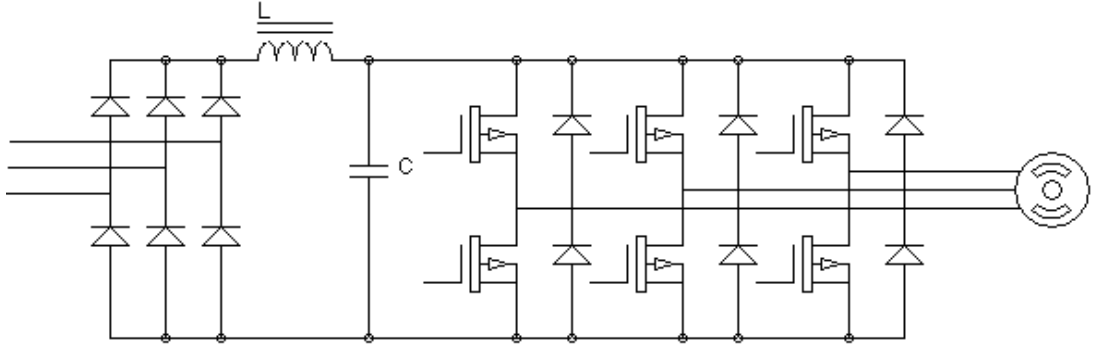
En büyük akım ve gerilim değerlerinde temin edilebilen elemanlar tristörlerdir. Tristörlerle çok büyük güçlerde evirici elde etmek mümkündür. Ancak serbest kalma zamanlarının uzun olması nedeniyle kullanılabilirlikleri işletme ve darbe frekanstan sınırlıdır. İletime geçirilmeleri ve iletimde tutulmaları çok kolaydır. Fakat iletimden çıkarılmaları için komütasyon devrelerine ihtiyaç vardır. Kullanılan söndürme montajının cinsine bağlı olarak, üç fazlı köprü montajında farklılıklar doğar. Bu nedenle bazı uygulamalarda ters akım diyotu, tristöre doğrudan ters paralel bağlanamaz. Bir komütasyon bobini, bir kapama diyotu vs. üzerinden bağlanabilir.

Bu montajda Asimetrik Tristör olarak bilinen tristör çeşidi (ASCR) de kullanılabilir. ASCR, negatif gerilimleri tutma özelliği çok az olan bir özel tristördür. Yapısı dolayısıyla geçirme yönündeki karakteristik değerleri daha iyidir. Aynı şekilde Ters Geçiren Tristör (RCT) de kullanılabilir. Bu takdirde ters akım diyotuna ihtiyaç kalmaz.

4.1.4.2. Üç fazlı PWM eviriciler

4.1.4.2.1 Genel

Üç fazlı PWM eviricinin ana akım devresi Şekil 4.11'deki gibi olup, kare dalga eviricinin ana akım devresinin aynıdır. Fakat kollarındaki elemanların anahtarlama sırası daha karmaşıktır. Çıkış gerilimi dalga şekli değiştirilerek gerilim kontrolü eviricinin kendi içinde yapılır. Girişindeki DC gerilimin ayarı gerekmediği için Şekil 4.11'deki gibi diyot köprüsünden oluşan kontrolsüz bir redresör kullanılabilir. PWM eviricide yüksek anahtarlama hızları gerektiğinden şekilde IGBT kullanılmıştır. Fakat yüksek güçlerde normal tristör veya GTO kullanılabilir. Tabiatıyla bu takdirde yarım periyottaki darbe sayısı sınırlı kalacaktır.



Şekil 4.11: Üç fazlı Bir PWM eviricinin diyot köprüsü ile beslenmesi

AC gerilim ve frekansı, eviricideki elemanların anahtarlama durumu değiştirilerek ayarlandığından, sistemin cevap verme süresi çok kısadır. İyi bir PWM yöntemi kullanılırsa, motor akımında düşük mertebeden harmonikler bulunmaz. Düşük hızlarda moment salınımlarının ortadan kalkması ile daha düzgün bir çalışma sağlanır. Fakat PWM eviricide anahtarlama frekansı, kare dalga eviriciye göre çok yüksek olduğundan anahtarlama kayıpları çok önemli hale gelebilir[2].

Evirici AC çıkışlarındaki gerilim dalgaları birbirinin aynı olmalı ve aralarında 120° faz farkı bulunmalıdır. Kare dalga eviriciden farklı olarak burada bir kutba ait gerilim, üst veya alt kolun iletimde olmasına göre, AC yarım periyodu içinde çok kez $U_d/2$ ve $-U_d/2$ değerlerini almaktadır. Kutup gerilimi (o faza ait uç gerilimi), kontrol elemanı sürme sinyali dalga şeklinin bir kopyasıdır. Üstteki eleman iletimde iken pozitif, alttaki iletimde iken ise negatiftir. Bu nedenle sürme sinyali dalga şekillerinin

elde edilmesinde kullanılan metotlara bakılarak, PWM eviricinin çalışması kolayca incelenebilir. Bilindiği gibi, doğal örneklemede yüksek frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalgayı düşük frekanslı bir modülasyon referans dalgası ile karşılaştırmak suretiyle bu sürme sinyalleri elde edilebilir[9]. Referans kare, trapez veya sinüs dalgası olabilir.

Dengeli üç fazlı bir sistem elde etmek için, aralarında 120^0 faz farkı bulunan üç adet referans gerilimine ihtiyaç vardır. Aynı taşıyıcı üçgen dalgadan yararlanılabilir. Karşılaştırmalı çıkışlarında elde edilen sürme (anahtarlama) sinyallerinin birbirinin aynı olması için, taşıyıcı oranının üçle bölünebilmesi gerekir.

Hemen hemen bütün alıcılar sinüzoidal gerilimle beslenmek üzere planlanmıştır. Evirici çıkış geriliminin sinüzoidale mümkün mertebe yakın olması için referans gerilimleri de sinüzoidal olmalıdır. Bilindiği gibi buna sinüzoidal PWM adı verilir. Her evirici fazının veya yarım köprüsünün birer komparatörü vardır. Çıkış geriliminin kontrolü, sinüs dalga genliğinin değiştirilmesi ile sağlanır. Böylece çıkış gerilimi dalga şeklindeki darbe genişlikleri ayarlanmış olur. Fakat sinüzoidal dalga örnekleri aynen korunur.

AC motor hız kontrolünde kullanılan bir sinüs dalga PWM eviricinin değişken frekansla çalışması için, ayarlanabilir genlik ve frekansta üç fazlı sinüs dalga referans gerilimine ihtiyaç vardır. Eğer motor sükûnet durumuna kadar çok düşük hızlarda çalıştırılıyorsa, sifıra kadar düşük frekansları verebilen bir referans osilatörü gereklidir. Böyle bir sinüs dalga referansın geleneksel analog devre teknikleri ile üretilmesi güçtür. Bu nedenle eski PWM eviricili tahriklerin çoğunda kare dalga PWM benimsenmiştir. Fakat artık programlanmış hafıza veya özet olarak planlanmış büyük boyutlu entegre devreler kullanan modern sayısal devre teknikleri ile, sinüzoidal PWM'in gerçekleştirilmesi kolaylaşmıştır.

Büyük taşıyıcı oranlarında sinüzoidal PWM evirici, en etkili harmonikleri yüksek frekanslı olan, iyi kaliteli bir çıkış gerilimi dalga şekli verir. Bu harmoniklerin mertebesi, taşıyıcı frekansı ve onun harmonikleri olarak kümelenmiştir. Çok düşük hızlarda bile titreşimsiz yumuşak bir motor dönüşü elde edilebilir. Zira istenmeyen düşük frekanslı harmonikler ve rahatsız edici moment salınımları sinüzoidal PWM kaynağıyla beslemede ortadan kalkar.

4.1.4.2.2. Minimum anahtarlama aralığı

Modülasyon indeksi 1'e yaklaştıkça, evirici yan köprüsüne ait birbirini izleyen anahtarlama arasındaki aralık, sinüs dalga referansın pozitif ve negatif tepeleri yakınında çok kısalmıştır. Uç gerilimi dalga şeklindeki bazı boşluklar çok kısa sürelidir. Bu durum iletimden henüz yeni çıkmış olan bir güç yarı iletkeninin, çok kısa bir süre sonra tekrar iletime geçmesini gerektirir. Aynı şekilde çok kısa bir süre önce iletime geçen elemanın da hemen kesime geçirilmesini zorunlu kılar. Fakat pratikte anahtarlama olayları arasındaki süre, belirli bir minimum değer altına düşürülemez. Bu süre elemanın iletimden çıkma zamanına bağlıdır. Zorlamalı komütasyonla çalışan tristörlü eviricilerde bu minimum süre, birkaç yüz mikro saniye mertebesinde olabilir. Bu minimum zamanın zorlanması halinde de ara devrede kısa devreye sebep olan komütasyon arızaları ortaya çıkabilir[10].

Pratik evirici kontrol devreleri, bir "Minimum Anahtarlama Aralığı Kenetlenmesi" veya "Darbe Kilitleme özelliği" ile donatılmalıdır. Böylece boşluk genişliklerinin önceden belirlenen bir minimum değer altına inmesi engellenmelidir. Modülasyon indeksi 1'e yaklaştığında, sinüs-üçgen dalga kesim noktalarının birbirine yaklaşması sonucu, boşluk genişliği t_{min} 'in altına düşebilir. Bu takdirde "Minimum Anahtarlama Kenetlenmesi" faaliyete geçerek, boşluk genişliğini t_{min} değerinde tutar. Aşırı modülasyonda bu durum, referans dalgası genliğinin daha da artarak kesişmeler tamamen kayboluncaya kadar devam eder.

Diğer bir alternatif yöntem ise, sinüs-üçgen dalga kesişimleri t_{min} 'den daha küçük bir boşluk genişliğini gerektirir gerektirmez, bu boşluğun tamamen kaldırılmasıdır. Bu durumda genişliği takriben t_{min} olan bir boşluğun aniden kaldırılması, ana dalga çıkış geriliminin aniden değişmesine neden olur. Bu gerilim motor ve eviriciden istenmeyen geçici rejim akımlarının geçmesine sebep olabilir ve kapalı çevrim sistemlerde kararlılık sorunları yaratabilir. Modülasyon indeksi daha da artırırsa, kesişmeler sadece sinüs eğrisinin sıfırdan geçtiği bölgelerde olur ve nihayet 6 basamaklı evirici çalışma durumuna geçilir.

Özellikle t_{min} zamanının uzun olduğu tristörlü eviricilerde aşırı modülasyon, ana dalga geriliminde aşırı derecede büyük sıçramalara sebep olabilir. Gerilimde çok

büyük kademeler oluşmaksızın sinüs dalga PWM'den altı basamaklı çalışmaya yumuşak bir geçiş sağlamak üzere muhtelif ara PWM teknikleri önerilmiştir.

BJT, IGBT ve MOSFET gibi güç yarı iletkenlerinin anahtarlama zamanları oldukça kısadır. PWM evirici uygulamalarında bu büyük bir avantaj sağlar. Zorlamalı komütasyonlu tristörlü eviricilere nazaran t_{mjn} süresi çok kısadır. Bu nedenle ana dalga gerilimindeki kırılmalar genellikle ihmal edilebilir. Güç MOSFET'leri 20kHz'lik anahtarlama frekansları ile AC motor hız kontrolüne olanak sağlar. Sonuç olarak motor ve eviricideki harmonik akustik gürültüsü işletme sınırının dışına çıkar ve gürültüsüz bir çalışma sağlanır. Fakat MOSFET'li eviricilerin güçleri oldukça sınırlıdır.

4.1.4.2.3. Sabit gerilim/frekansla çalışma

Bir AC motorun sabit momentle çalışması için gerekli olan sabit gerilim/frekans şartı, sinüzoidal PWM eviricilerle kolayca yerine getirilebilir. Çıkış frekansı ile orantılı bir ana dalga gerilimi almak için modülasyon indeksi, referans dalgasının frekansı ile lineer olarak değiştirilir. Eviricinin anahtarlama kayıplarını sınırlamak için, yüksek çıkış frekanslarında taşıyıcı oranı küçültülebilir. Taşıyıcı oranının yüksek olması, harmoniklerin mertebesini yükseltmek suretiyle, dalga şeklinin kalitesini iyileştirir[15]. Düşük ana dalga frekanslarında çok büyük taşıyıcı oranları uygundur. Böylece elde edilen sinüzoidale çok yakın çıkış akımı dalga şekli, AC motorların beslenmesinde (sürülmesinde) sinüzoidal PWM eviriciye büyük avantaj sağlar. Bu tür tahrik sistemlerinde düşük hızlarda çok yumuşak bir dönüş sağlanır.

Ana dalga frekansı azaltıldığında taşıyıcı oranı, önceden belirlenmiş uygun bir değere yükseltilir. Taşıyıcı oranında yapılan bu değişiklikler yani vites değiştirmeler, evirici anahtarlama frekansı önceden belirlenen iki sınır arasında kalacak şekilde planlanır. Üst sınır, aşırı evirici anahtarlama kayıplarına mani olur. Alt sınır ise, aşırı akım dalgalanmaları olmayacak tarzda dalga şeklinin kaliteli kalmasını temin eder. Çok düşük çıkış frekanslarının da gerekli olduğu uygulamalarda çok sayıda vites değiştirilmesi gerekir. Fakat dalga şeklinin kalitesi mükemmel olur[13]. Taşıyıcı oranındaki ani değişiklikler nedeniyle meydana gelecek geçici rejim akımlarını minimuma indirecek şekilde vites değişikliği yapılmalıdır. Bunun için her iki tarafta

kullanılan PWM dalga şekillerine ait ana dalga gerilimlerinin, itina ile birbirine uydurulması gerekir.

Bir zorlamalı komütasyonlu tristörlü eviricide taşıyıcı frekansının seçiminde, komütasyon kayıplarının sınırlandırılması esastır. Örneğin eğer evirici anahtarlama frekansının 500Hz ile sınırlandırılması istenirse, bu taktirde 500Hz'lik sabit frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalga, frekansı ayarlanabilen bir sinüs dalga referansla karşılaştırılır. Referans dalga, istenen çıkış frekansındadır. Bu senkron olmayan yani asenkron yaklaşım, çok düşük hızlarda vites değiştirmeden çok yüksek taşıyıcı oranları verir. Evirici anahtarlama frekansı 500Hz'de sabit kalır.

Referans frekansı yükseldiğinde, taşıyıcı oranı düşer ve asenkron dalga şekilleri evirici çıkış geriliminde, düşük frekanslı etkili alt harmonik bileşenleri hâsıl eder[16]. Taşıyıcı ve referans dalgalarının frekansları oranı bir tam sayı olmadığından, bu bileşenler ortaya çıkar. Sonuç olarak PWM dalga şekli periyottan periyoda biraz değişebilir. Büyük taşıyıcı oranlarında bu darbe şeklindeki alt harmonikler ihmal edilebilir. Fakat taşıyıcı işaret oranının 9'dan küçük olması durumunda darbe etkisi motor akımında, momentinde ve hızında dayanılmaz salınımlara sebep olabilir. Sonuç olarak çıkış frekansı yükseldiğinde ve taşıyıcı oranı 9'un altına düştüğünde, PWM evirici senkronize çalışma moduna geçmek zorundadır. Tabii bu takdirde p, üçle bölünebilir olmalıdır. Bir tristörlü eviricide bu geçiş genellikle çıkış frekansının 30Hz ile 50Hz olduğu aralıkta gerçekleşir. Senkron ve asenkron çalışma arasındaki geçişler yumuşak olacak tarzda sistem itina ile planlanmalıdır.

Çalışma frekansı artırılmaya devam edildiğinde taşıyıcı oranı, anahtarlama frekansını sınırlamak ve 6 basamaklı çalışma moduna geçişi kolaylaştırmak için, 6'ya ve hatta 3'e düşürülür. Ondan sonra aşırı modülasyon kullanılır veya özel PWM geçiş stratejileri ile nominal frekansta 6 basamaklı çalışmaya geçilir. Bu stratejiler aşırı gerilim sıçramaları oluşmadan yumuşak bir geçiş sağlar. Böylece PWM ve 6 basamaklı çalışmanın mezziyetleri bir araya getirilir. Nominal çalışma frekansının altında, sabit momentle çalışma için gerekli olan lineer gerilim-frekans bağıntısını elde etmek üzere PWM teknikleri kullanılır. Nominal çalışma frekansının üstünde motor, sabit genlikli 6 basamaklı bir gerilimle yüksek hız bölgesinde çalışır. Bu

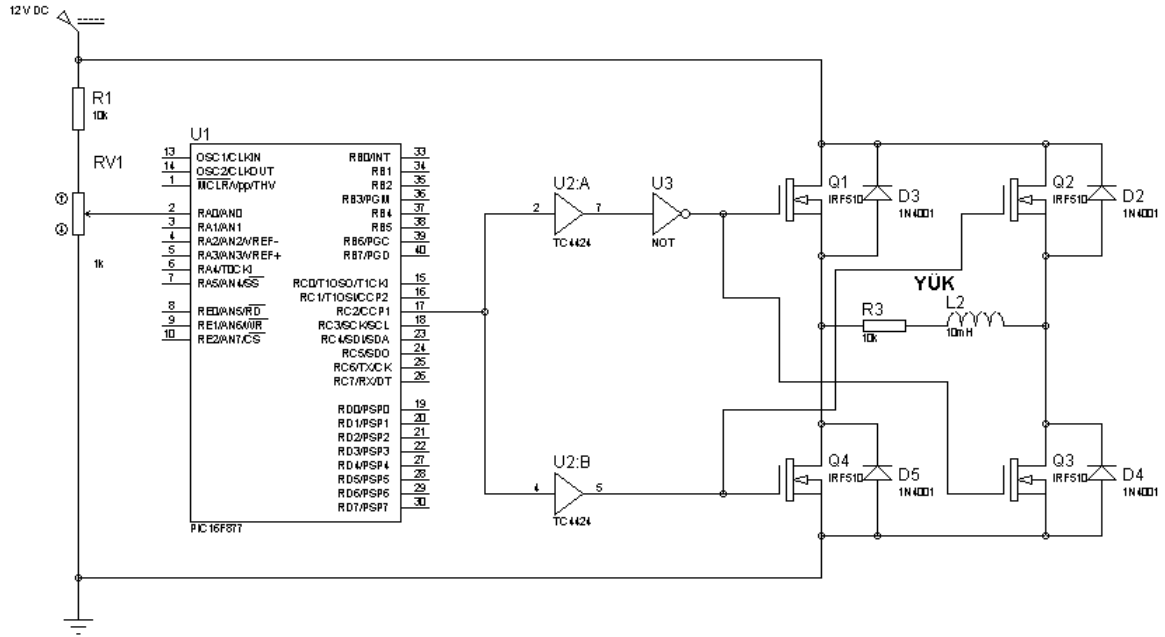
çalışma şeklinde motor, sabit güç karakteristiği adı verilen bir karakteristiğe sahiptir ve hızı arttıkça momenti azalır. Tahrik karakteristiğinin tümü nominal hızın altında endüvi gerilimi kontrol edilerek, nominal hızın üstünde ise alanı zayıflatılarak hızı ayarlanan bir klasik DC motorlu tahrikteki davranışa benzer.

4.1.4.2.4. Sinüzoidal PWM'in faydaları

Kare dalga PWM ve altı basamaklı eviricili tahrike kıyasla, sinüzoidal PWM eviricili tahrik düşük hızlarda iyi bir performans sağlar. Altı basamaklı evirici, DC ara devre gerilimi çıkış frekansı ile orantılı olarak değiştirilmek suretiyle, nominal hızın altında sabit gerilim/frekans bölgesinde çalışır. Fakat DC ara devre filtresi yüzünden gerilim cevabında büyük bir gecikme olur. Bu durum tahrik sisteminin düşük hızlardaki stabilitesine zarar verir. Gerilim ve frekans kontrolü eviricinin içinde birlikte gerçekleştirildiğinden, PWM eviricilerde geçici rejim cevabı daha iyidir. Bir PWM eviricili tahrikte, DC ara devresi filtre elemanları da daha küçük ve daha ucuzdur. Fakat özellikle kare dalga PWM durumunda tahrik kayıpları yüksek olabilir.

PWM eviriciler sabit bir DC ara devresi gerilimi ile çalışır. Bunun birçok yararları vardır. Sabit ara devre gerilimi, diyot köprüsünden oluşan kontrolsüz bir redresörle temin edilebilir. Gecikmeli bir tetikleme bulunmaması, AC şebekeye yansıyan ana dalga güç faktörünün daima yüksek olması demektir. Bu güç faktörü 0.96 mertebesinde olup, motorun kendi güç faktöründen bağımsızdır. Komütasyon kondansatörlerinin evirici güç kaynağından şarj edildiği, zorlamalı komütasyonlu tristörlü eviricilerde sabit DC ara devre gerilimi, daima komütasyon akımının sabit kalmasını sağlar. Sabit momentli bir tahrik, bütün hızlarda takriben sabit bir motor akımı gerektirir. Ara devre gerilimi sabit olan PWM eviricili tahrik, çok düşük çıkış gerilimlerinde bile, nominal akımda komütasyonu gerçekleştirebilir. Halbuki altı basamaklı eviricili tahrik, düşük hızlarda da nominal momentin istendiği durumlarda, komütasyon devresi için sabit gerilimli bir DC yardımcı kaynağa ihtiyaç gösterir. Sabit gerilimli bir DC ara devre mevcutsa, birbirinden bağımsız muhtelif PWM eviriciler aynı kaynaktan yararlanabilir. Bu imkân redresör kuruluş masraflarında büyük ekonomi sağlar. Ayrıca ac şebekede elektrik kesilmesi halinde DC ara devre geçici olarak, imdat bataryalarından veya motor-generatör grubundan beslenebilir.

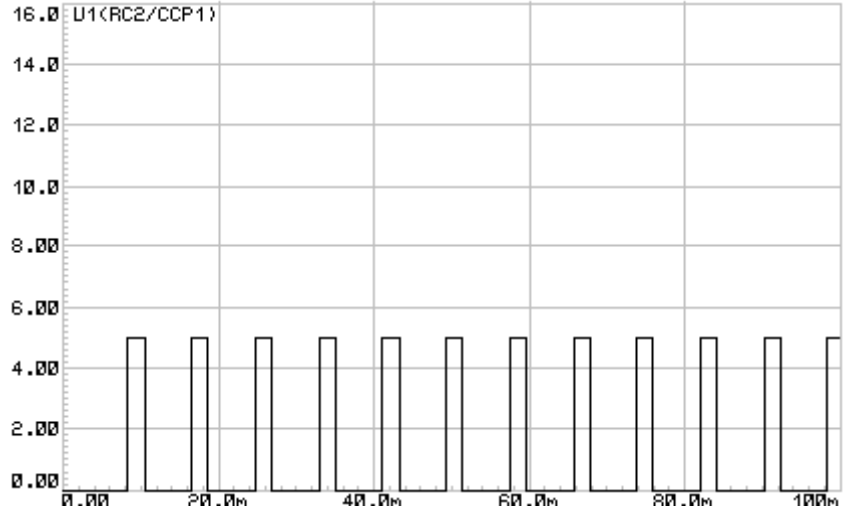
4.1.4.2.5. PIC16F877 ile üretilen PWM tetiklemeli evirici



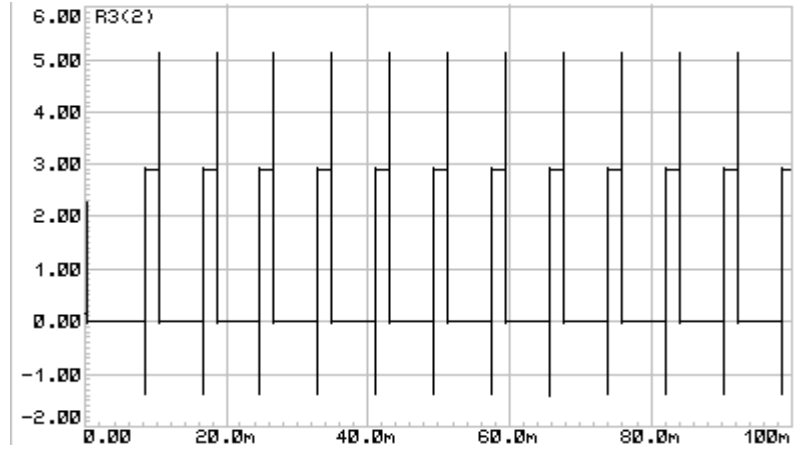
Şekil 4.12: PWM Tetiklemeli Evirici Uygulama Devresi

Şekil 4.12’de, PIC16F877 ile üretilen PWM tetiklemeli evirici devresi görülmektedir. Basit olarak PWM Tetiklemeli Evirici Uygulama Devresi, tetikleme sinyalini kontrol edebileceğimiz ve PIC16F877’nin ADC girişine bağlı olan bir potansiyometre, PWM üretmek için PIC16F877 mikro denetleyicisi, PIC’in çıkışındaki işareti, sistemde bulunan IRF510 yarıiletken anahtarlama elemanlarını sürebilecek mertebelere çıkartacak ve TC4424 sürücü entegreleri, tetikleme işaretinin tersini almak için bir adet NOT kapısı ve evirici devresinden oluşmaktadır.

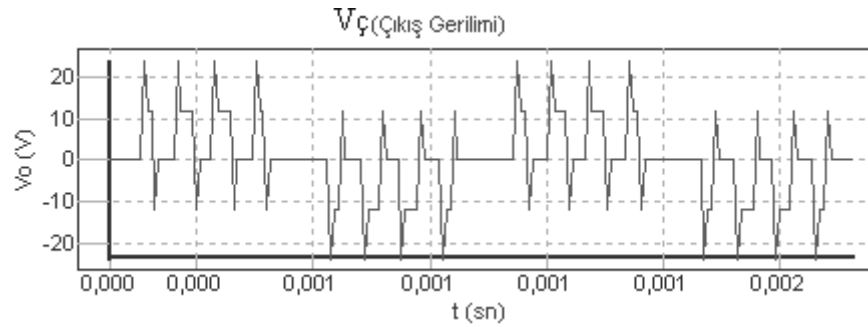
PIC çıkışında üretilen tetikleme sinyali mili amperler mertebesinde olduğu için bu işaret MOSFET’leri sürmeye yetmez. Bu yüzden TC4424 MOSFET sürücü entegreleri kullanılmıştır. Uygulamada bir adet TC4424 MOSFET sürücü entegresinde çift giriş çift çıkış bulunmaktadır. Ancak Şekil 4.12’de, sistemin rahat algılanabilmesi için çift TC4424 entegresi gösterilmiştir.



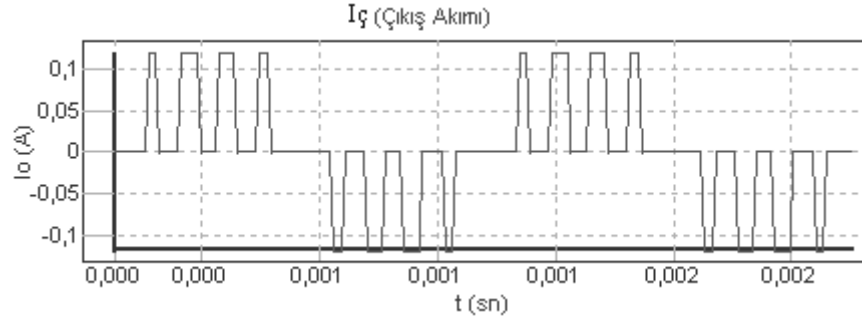
Şekil 4.13: PIC16F877 ile Üretilen PWM Tetikleme İşareti



Şekil 4.14: Tek Fazlı PWM Tetiklemeli Evirici için Çıkış Gerilim İşareti



Şekil 4.15: Tek Fazlı PWM Tetiklemeli Evirici için Çıkış Gerilim İşareti



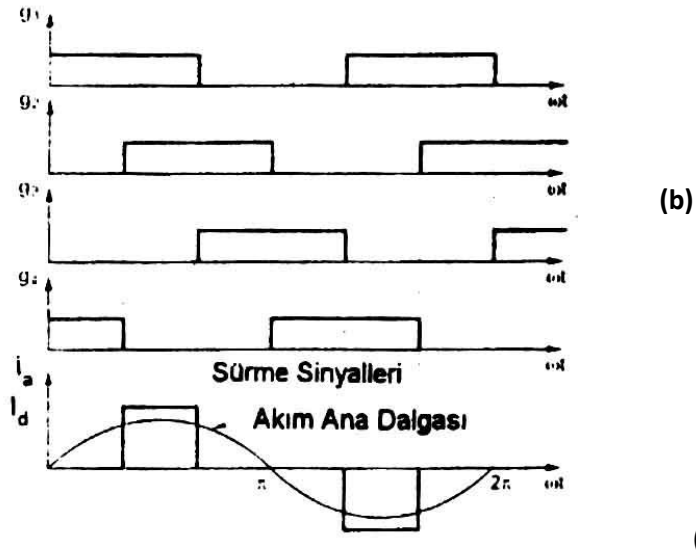
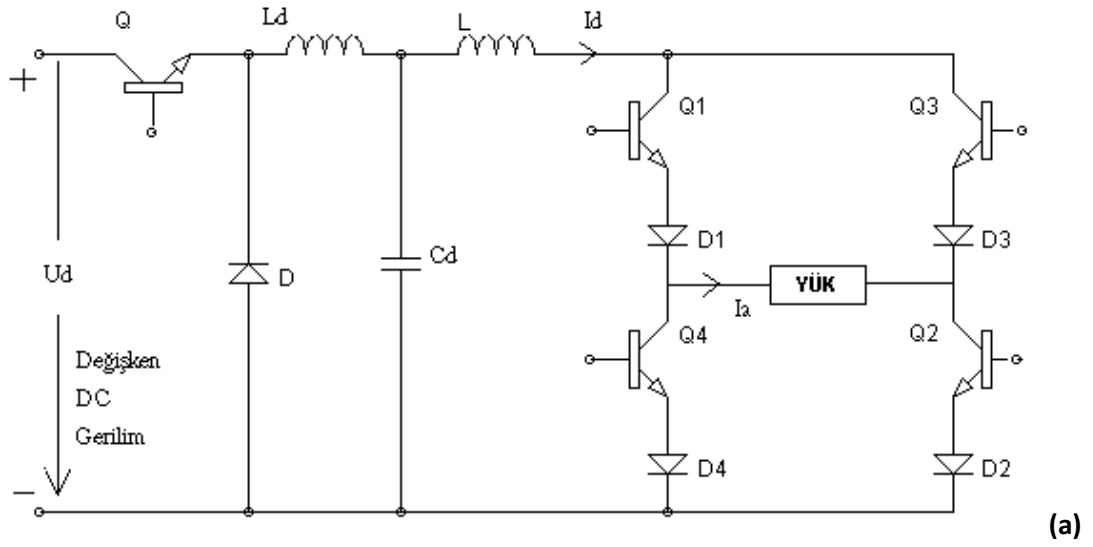
Şekil 4.16: Tek Fazlı PWM Tetiklemeli Evirici için Çıkış Akım İşareti

4.2. Akım Beslemeli Eviriciler

Akım beslemeli eviriciler, bir akım kaynağından beslenirler. Çıkış akımı da yükten bağımsız olarak sabittir. Bu akıma göre yükün uçlarında gerilim oluşur. Şekil 4.17.a'da BJT'li tek fazlı bir akım beslemeli evirici montajı görülmektedir. Değişken gerilimli DC kaynak ile evirici girişindeki büyük endüktanslı bobin, akım kaynağını oluşturmaktadır[14]. Kaynaktan sürekli bir akım geçmesi zorunlu olduğundan, biri alttan diğeri üstten olmak üzere iki elemanın mutlaka iletimde olması gerekir. Şekil 4.17.b'de görüldüğü gibi iletim sırası 1–2, 2–3, 3–4, 4–1 tarzındadır. Yük akımının değişimi Şekil 4.17.b 'de verilmiştir. Seri bağlı diyotlar, BJT'lere gelen kapama yönündeki gerilimleri tutmaktadır. Çapraz kollar iletimde iken I_d kaynak akımı, devresini yük üzerinden tamamlar. Aynı taraftaki kollar iletimde iken ise, akım yüke uğramadan köprülenir. Şekildeki yük akımı Fourier Serisine açılırsa,

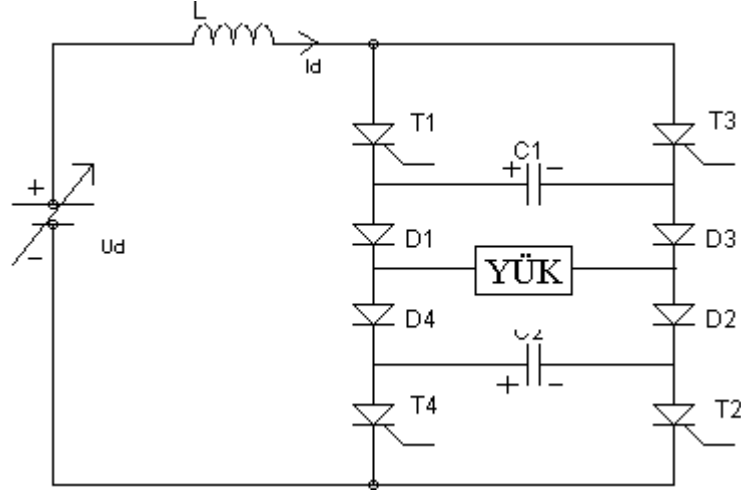
$$i_a = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4}{n\pi} I_d \sin n\delta / 2 \sin n\omega t \quad (4.13)$$

bağıntısı elde edilir. Burada δ , yük akımı yarım dalgasının genişliğidir.



Şekil 4.17: Tek fazlı akım beslemeli evirici; a) Montaj, b) Sürme sinyalleri, c) Yük akımının değişimi

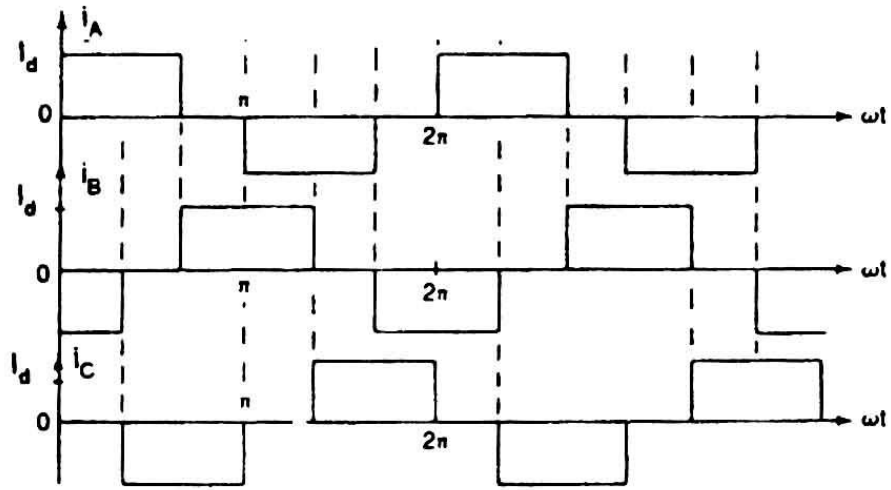
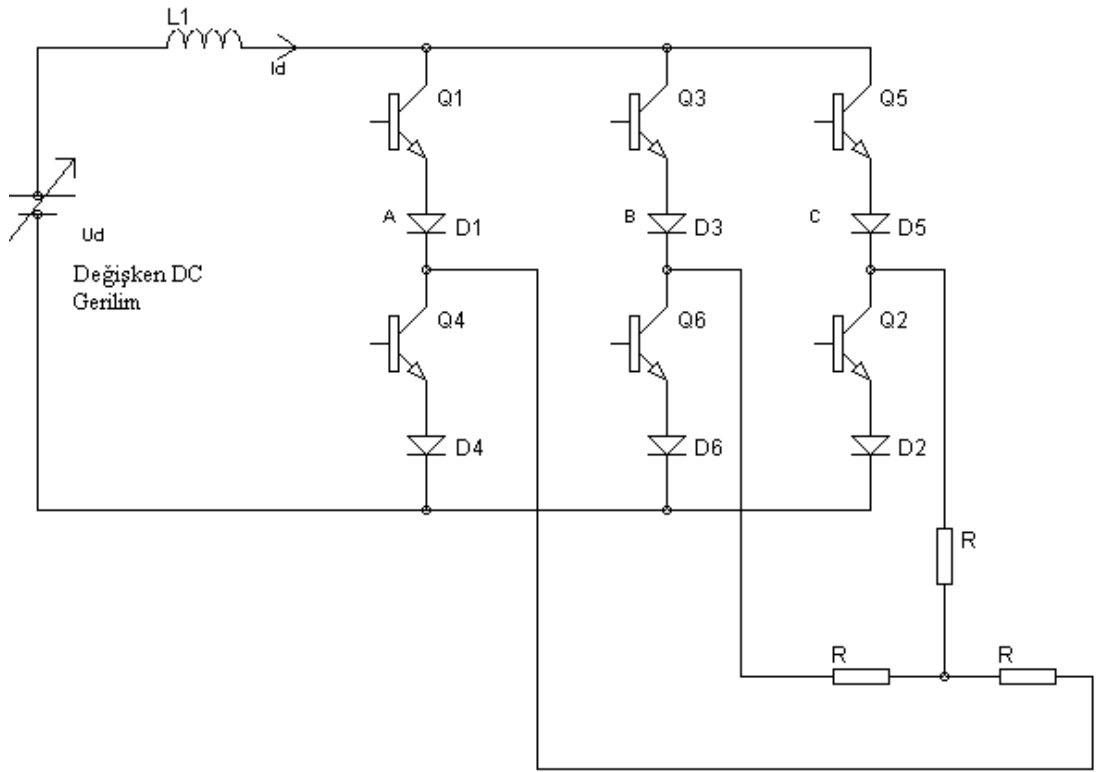
Akım beslemeli inverterler tristörlerle de gerçekleştirilebilir. Ancak bu taktirde tristörlerin söndürülmesi için komütasyon kondansatörlerine ihtiyaç vardır. Şekil 4.18'de tristörlü akım beslemeli bir evirici montajı görülmektedir. Montaj tamamen Şekil 4.17'deki BJT'li montaja benzer. Aralarındaki fark üst ve alt kollara iki kondansatörün eklenmiş olmasıdır. Burada seri bağlı diyotların görevi, şarjlı durumdaki kondansatörün yük üzerinden boşalmasını engellemektir.



Şekil 4.18: Tristörlü tek fazlı akım beslemeli evirici

T_1 ile T_2 iletimde iken, C_1 ve C_2 kondansatörleri şekilde işaretlendiği yönde şarj olur. Bu kondansatör gerilimleri, T_1 ve T_2 'nin söndürülmesi için uygun yöndedir. T_3 ile T_4 tetiklendiğinde, iletimde bulunan T_1 ile T_2 söner. Akım T_3 - C_1 - D_1 - D_4 - T_4 ve T_3 - D_3 - D_2 - C_2 - T_4 yoluyla geçmeye başlar. C_1 ve C_2 kondansatörleri boşalır ve yük akımına bağlı olarak daha öncekinin tersi yönde dolar C_1 ve C_2 yük gerilimi ile dolduklarında akımları sıfır olur. Komütasyon olayı sona erer ve yük akımı T_3 - D_3 -yük- D_4 - T_4 yoluyla geçmeye başlar. Komütasyon süresi yük akımına ve gerilimine bağlıdır. Artık kondansatörlerin şarj yönleri, T_3 ile T_4 'ü söndürmeye elverişli hale gelmiştir.

Yükün üç fazlı olması halinde akım beslemeli inverterin de üç fazlı olarak gerçekleştirilmesi gerekir. Şekil 4.19'da üç fazlı BJT'li bir evirici montajı verilmiştir. Belirli bir anda üst ve alt kollardan sadece birer BJT iletimdedir. Bu nedenle faz akımları Şekil 4.19'dan görüldüğü gibi 120° genişliğinde bloklardan oluşmaktadır. Örneğin A fazını alırsak, Q_1 iletimde iken $i_A = I_d$ ve Q_4 iletimde iken ise $i_A = -I_d$ olur.



Şekil 4.19:Üç fazlı akım beslemeli evirici; a) Montaj[8], b) Faz akımlarının değişimi

4.2.1. Akım beslemeli eviricinin yararları ve sakıncaları

Genel olarak akım beslemeli eviricinin yararlarını ve sakıncalarını aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

Yararları:

- 1.Giriş akımı sınırlı ve kontrollü olduğundan, hatalı tetiklenmelere veya kısa devrelere neden olmaz.
- 2.Güç devresindeki anahtarlama elemanlarının maruz kaldığı tepe akımları sınırlıdır.
- 3.Tristörlü eviricilerde komütasyon devreleri daha basittir.
- 4.Ters akım diyotuna ihtiyaç kalmadan reaktif veya karşı gerilim üretme özelliği bulunan yükleri besleyebilir.

Sakıncaları:

- 1.Pratikteki kaynaklar sabit gerilimli olduğu için, akım kaynağı elde etmek gerekir. Bunun için de evirici girişinde büyük değerli bir endüktansa ihtiyaç vardır.
- 2.Akımı kontrol etmek için ek bir kata gerek duyulur.
- 3.Dinamik cevabı oldukça yavaştır.
4. Yük akımındaki işaret değişimleri sırasında her yarım periyotta yük endüktansına bağlı olarak self endüksiyon gerilimleri oluşur. Bu nedenle çıkış geriliminde hâsıl olan gerilim tepelerini bastırmak için çoğunlukla bir çıkış filtresi gerekir.

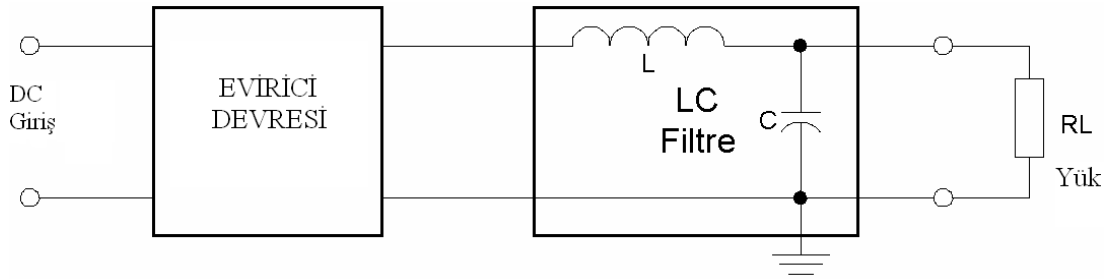
Akım beslemeli eviriciler genellikle özel uygulamalarda kullanılırlar. Bunlara örnek olarak sık sık faydalı fren çalışmanın söz konusu olduğu, büyük güçlü asenkron motorlu tahrik sistemlerini gösterebiliriz.

5. EVİRİCİ ÇIKIŞ GERİLİMİNİN SÜZÜLMESİ (FİLTRE EDİLMESİ)

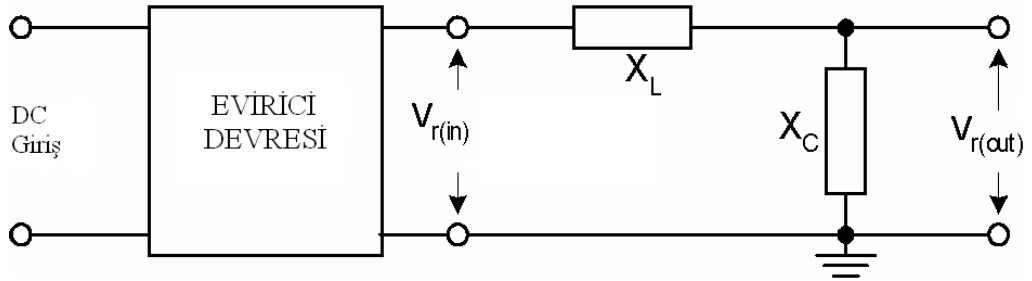
İdeal sinüzoidal gerilim isteyen hassas yüklerin beslenmesi için evirici çıkışına bir filtre devresi eklenmesi gerekmektedir[5]. Kullanılacak bu filtre devresi sayesinde istenmeyen harmonik işaret bileşenleri en aza indirilerek, evirici çıkışında ideale yakın bir sinüs işareti elde edilebilir.

5.1. LC Filtre Devresi

Evirici çıkışındaki yük akımı tam sinüzoidal değildir. Çıkış geriliminin tam sinüzoidal olması ancak filtre ile sağlanmaktadır. Eviricinin çalışma prensibini basit ve anlaşılır olarak anlatabilmek için, esasen az miktarda olan filtre tarafından süzülen harmonikler ihmal edilerek, yüke aktarılan gerilimin sinüzoidal olduğu kabul edilebilir.



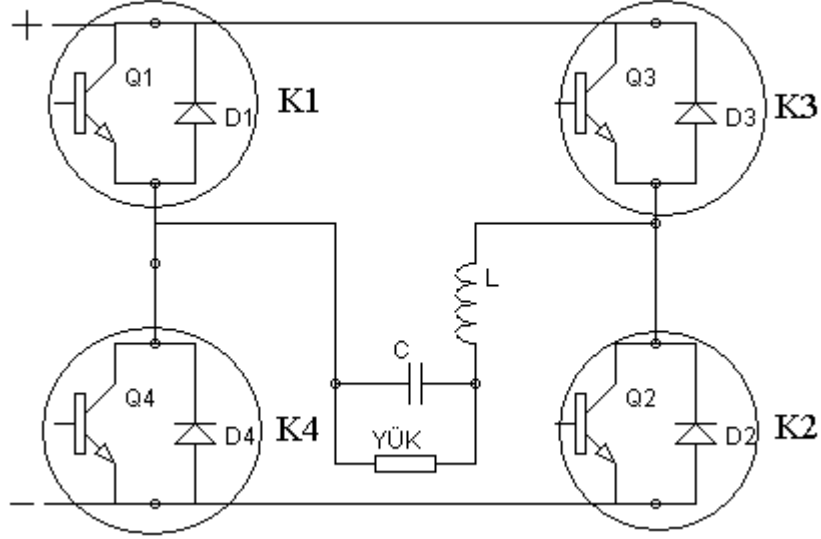
Şekil 5.1: LC Filtre Devresinin Evirici Çıkışına Bağlanması-1



Şekil 5.2: LC Filtre Devresinin Evirici Çıkışına Bağlanması-2

Şekil.5.2'deki devre için geçerli olan çıkış gerilimi ifadesini aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$V_{r(out)} = \left(\frac{X_C}{|X_L - X_C|} \right) \cdot V_{r(in)} \quad (5.1)$$

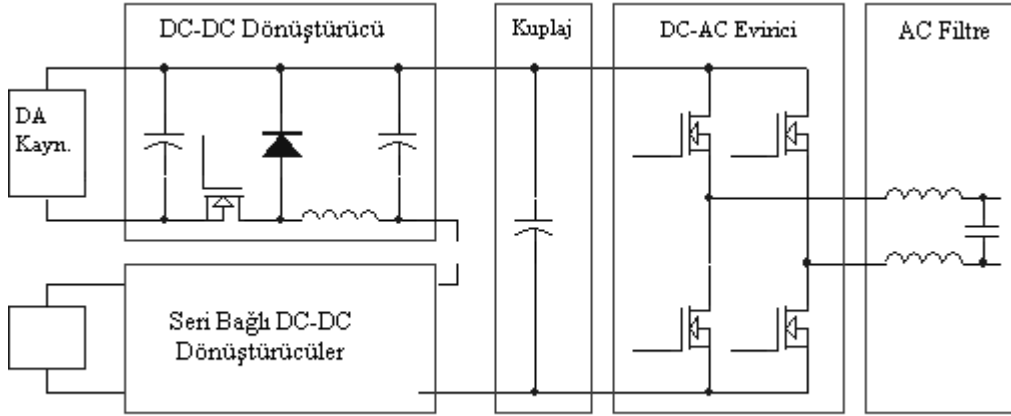


Şekil 5.3: Köprü Eviricide Transformatörlü Filtre Devresi Kullanılması

Filtre tasarımı yapılırken, harmonik üretici kaynakları göz önüne almak ve buna göre bir tasarım yapmak gerekmektedir. Paralel ve/veya seri rezonans kaynaklanan aşırı akımlar/gerilimler, dengesiz şebeke ve dengesiz yüklemde oluşacak bozulmalar yükün çalışmasını olumsuz bir şekilde etkilemektedir. Bu nedenle kullanılan filtre, sistemde gözle görünür bir iyileştirme meydana getirmiştir.

6. DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ ve EVİRİCİ DEVRELERİNİN BİRLİKTE KULLANILMASI

DC-DC dönüştürücü ve evirici devrelerini açıkladıktan sonra, bu iki devrenin bir arada kullanılması sonucu oluşan sistemi inceleyelim;

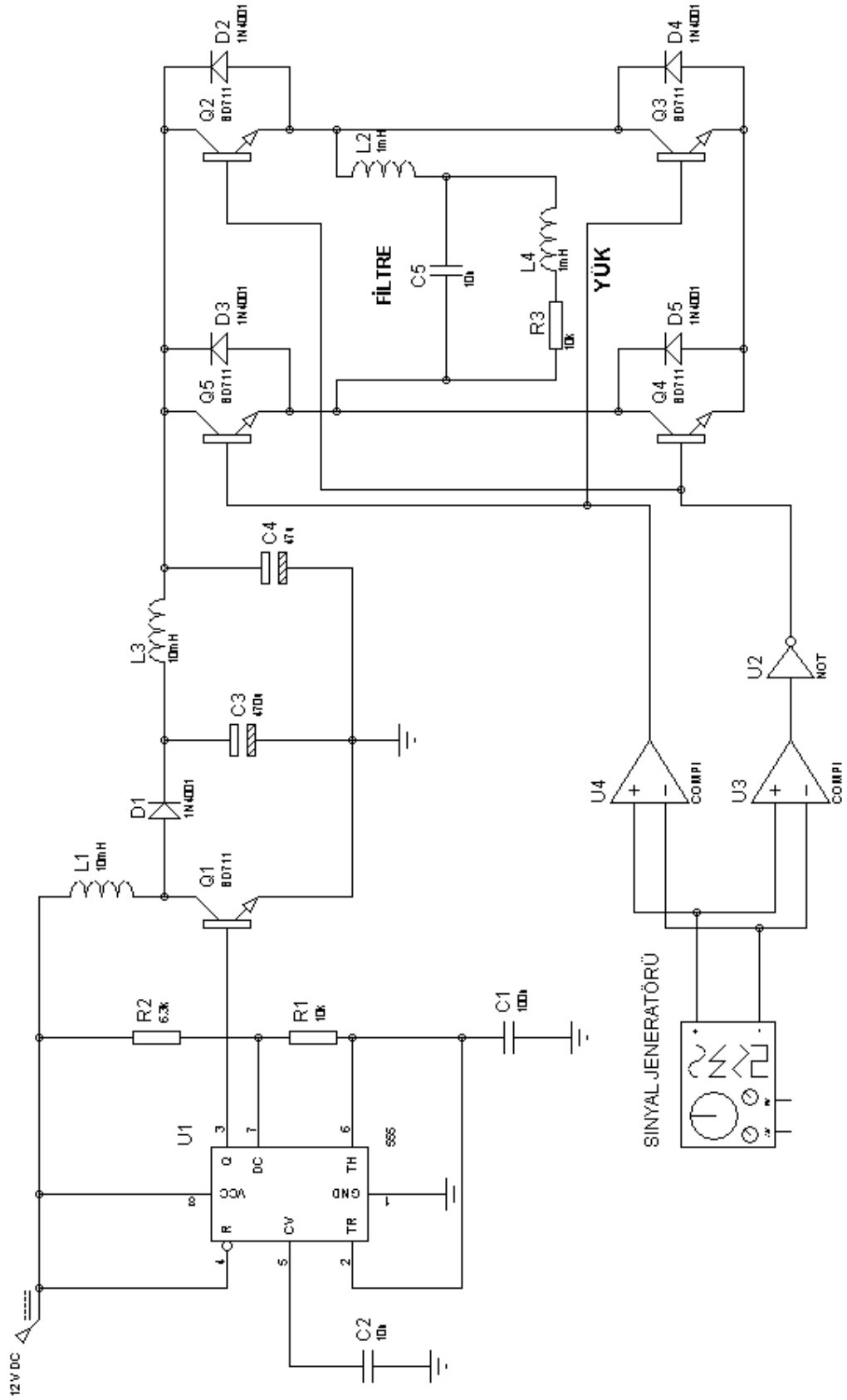


Şekil 6.1: DC-DC Dönüştürücü ve Evirici Devrelerinin Birlikte Kullanıldığı Sistemin Blok Diyagramı

Sistemin temel yapısı Şekil 6.1’de verilmiştir. Sistem, bir adet giriş DC gerilim kaynağı, isteğe bağlı olarak seri bağlayabileceğimiz DC-DC dönüştürücü devresi, DC-AC Evirici devresi, AC filtre devresi ve yükümüzden oluşmaktadır. DC-DC Dönüştürücü devrelerinin seri bağlanması sonucu giriş gerilimi yükseltilmiş olur. Bu sayede istenilen gerilim seviyelerine ulaşmak da kolaylaşır.

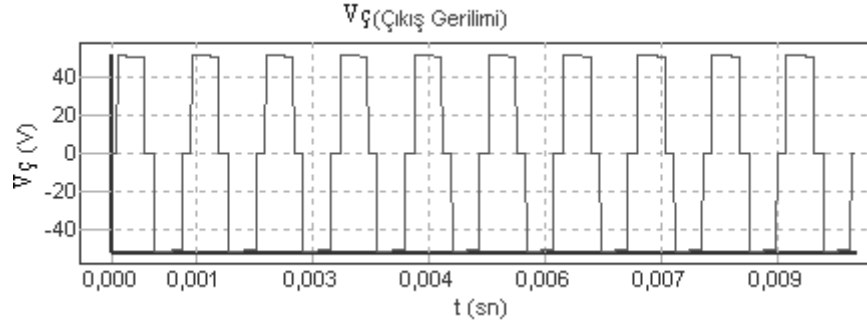
Şekil 6.2’de sistemin bilgisayar ortamında Proteus programı ile modellenmiş hali görülmektedir. Görüldüğü gibi devrede DC-DC dönüştürücü devresi olarak ilk konularda bahsedilen Boost tipi yükselten DC-DC dönüştürücü devresini tercih ettik. Devredeki yarıiletken anahtarlama elemanının tetiklemesini de 555 entegreli bir osilatör devresi ile sağladık. Osilatör devresinin tetikleme frekansını sürekli değiştirerek çıkış gerilim düzeyini gözlemledik.

Evirici devremizde bulunan yarıiletken anahtarlama elemanlarının tetiklemesini DGA devresi ile sağladık. Evirici çıkışına bağlanan R-L yükünün üzerinden ideale yakın, düzgün bir alternatif akım akması sağlandı.

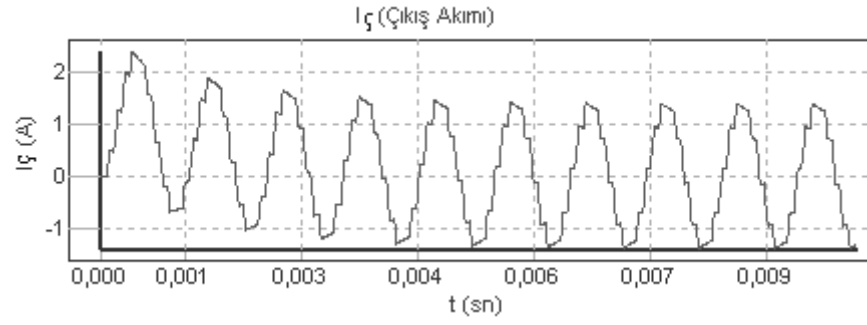


Şekil 6.2: DC-DC Dönüştürücü ve Eviriciden Oluşan DC-AC Evirici Devresi(555 Entegreli osilatörlü ve analog PWM tetiklemeli)

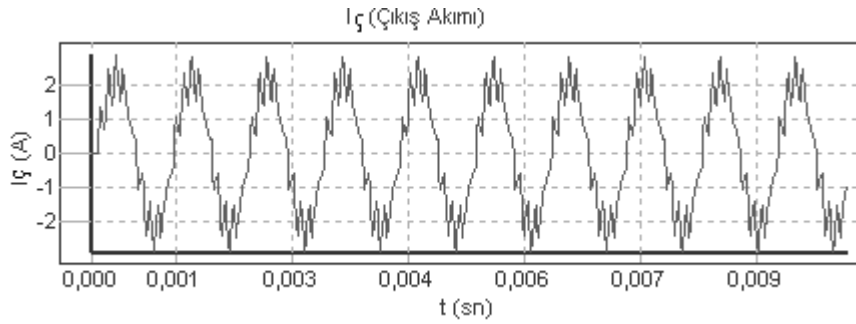
Şekil 6.2’de görülen sistemin çalıştırılması sonucunda elde edilen çıkış geriliminin değişimi Şekil 6.3’de, çıkış akımının değişimi de Şekil 6.4’de görülmektedir.



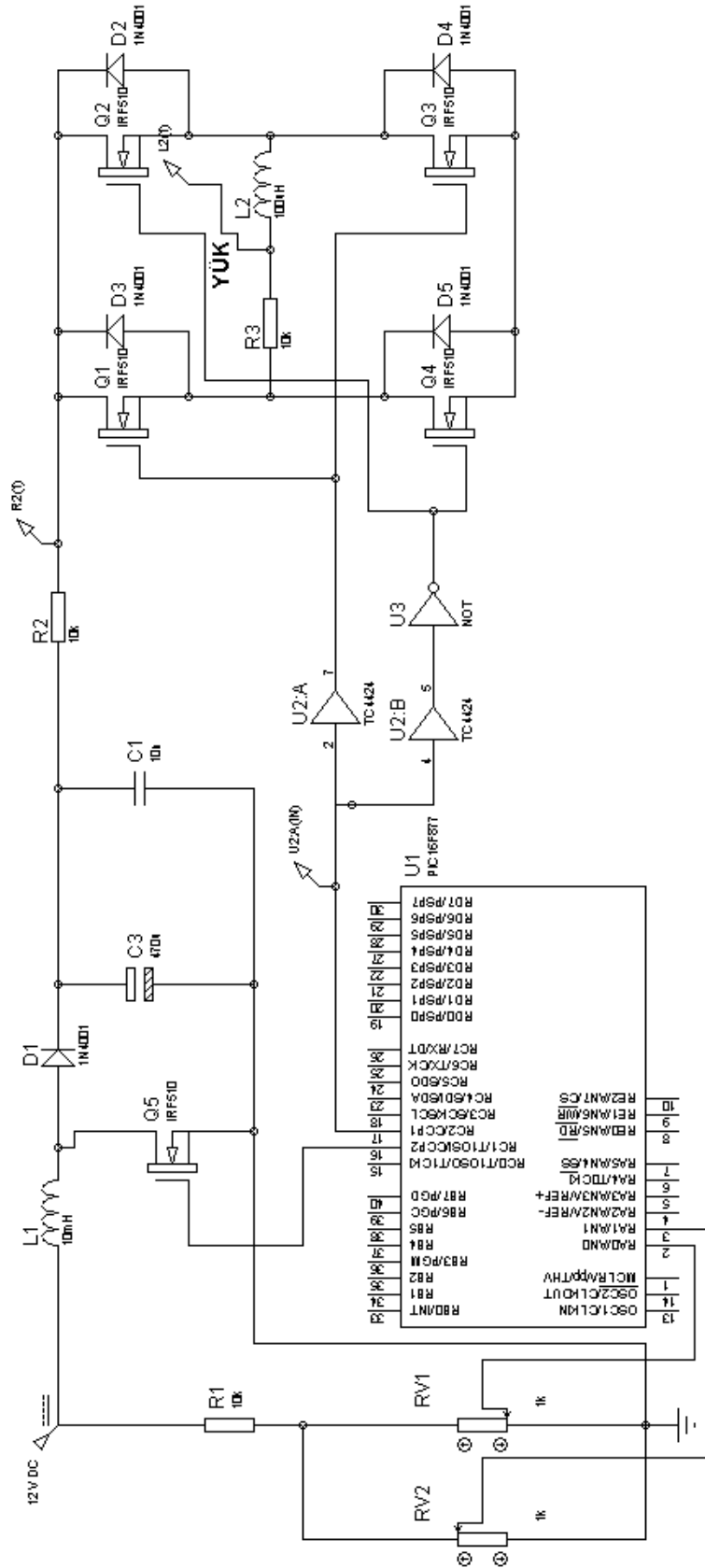
Şekil 6.3: Temel Evirici Devresi Çıkış Gerilim Grafiği (Evirici girişi=50 V, Yük; R=2 Ohm, L=1mH, 0–0,01 sn arası)



Şekil 6.4: Temel Evirici Devresi Çıkış Akım Grafiği (Evirici girişi=50 V, Yük; R=2 Ohm, L=1mH, 0–0,01 sn arası)



Şekil 6.5: Temel Evirici Devresi Çıkış Akım Grafiği (Evirici girişi=50 V, Yük; R=10 Ohm, L=1mH, 0–0,01 sn arası)

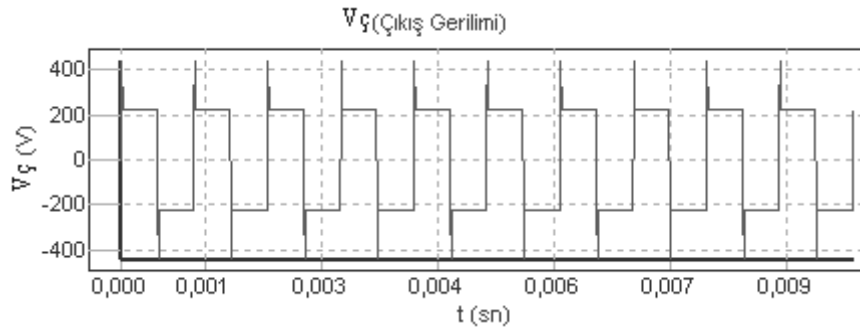


Şekil 6.6: DC-DC Dönüştürücü ve Eviriciden Oluşan DC-AC Evirici Devresi (PIC16F877 Mikro denetleyicisi ile PWM tetiklemeli)

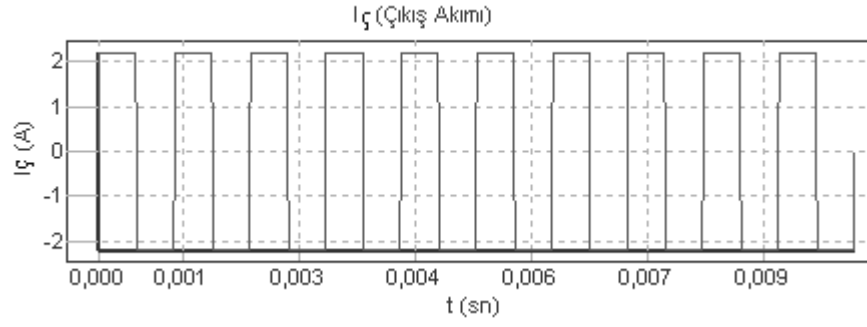
Şekil 6.6’da görülen devre temel olarak bir DC-DC dönüştürücü ve evirici devresinden oluşmaktadır. Boost tipi DC-DC dönüştürücü ve evirici devrelerinde bulunan yarıiletken anahtarlama elemanlarının tetikleme sinyalleri, devrede bulunan PIC16F877 mikro denetleyicisinden PWM işareti şeklinde elde edilmektedir. PWM işaretinin doluluk-boşluk oranı RV2 potansiyometresi yardımıyla ayarlanabilmektedir. RV1 potansiyometresi ise Boost tipi DC-DC dönüştürücü devresinde bulunan yarıiletken anahtarlama elemanının tetikleme işaretini üretmekte kullanılmaktadır. Bu potansiyometre yerine bir adet buton ya da anahtar da kullanılabilir. Çünkü programa göre, PIC’in 3 numaralı bacağına “lojik 0” a çekersek tetikleme olmamakta, çıkış gerilimi o anki değerini korumaktadır. Yani basit olarak PIC’in 3 numaralı bacağına bir buton ve ufak değerli bir direnç ile sıfıra çekersek, butona basılmadığı zaman yükselen, butona basıldığı anda durumunu koruyan bir çıkış gerilimi elde edilir.

Sistemde PIC16F877 entegresi için yazılmış olan program, Pic C programlama dili kullanılarak oluşturulmuştur. Kullanılan program Ek-A’da verilmiş, program içinde kullanılan komutlar ve işlevleri ile ilgili bilgiler de not edilmiştir.

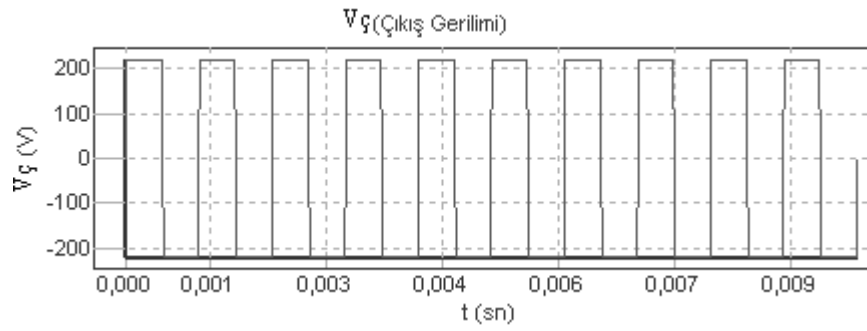
Farklı yükler için sistemin çıkış işaretinin değişimi aşağıda belirtilmiştir:



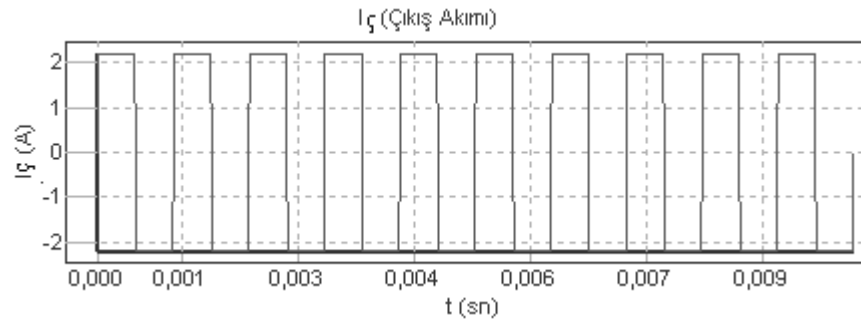
Şekil 6.7: Çıkış Gerilim Grafiği ($V_g=12\text{ V}$,Yük; $R=100\text{ Ohm}$, $L=1\text{ mH}$, Tetikleme frekansı= 100 kHz ,0–0,01 sn arası)



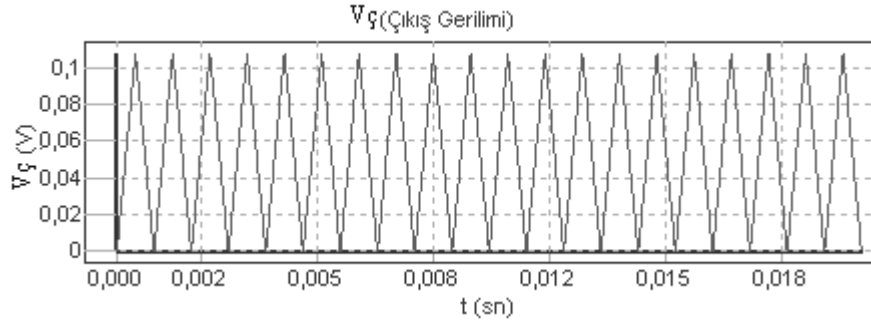
Şekil 6.8: Çıkış Akım Grafiği ($V_g = 12$ V, Yük; $R = 100$ Ohm, $L = 1$ mH, Tetikleme frekansı = 100 kHz, 0–0,01 sn arası)



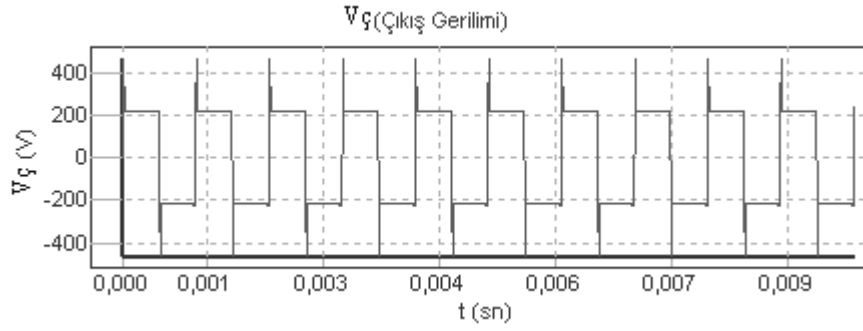
Şekil 6.9: Çıkış Gerilim Grafiği ($V_g = 12$ V, Yük; $R = 100$ Ohm, Tetikleme frekansı = 100 kHz, 0–0,01 sn arası)



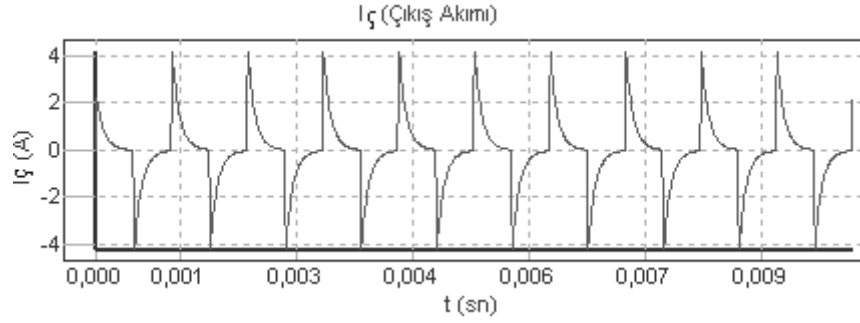
Şekil 6.10: Çıkış Akım Grafiği ($V_g = 12$ V, Yük; $R = 100$ Ohm, Tetikleme frekansı = 100 kHz, 0–0,01 sn arası)



Şekil 6.11: Çıkış Gerilim Grafiği ($V_g=12\text{ V}$,Yük; $L=1\text{ mH}$, Tetikleme frekansı= 100 kHz .,0–0,01 sn arası)



Şekil 6.12: Çıkış Gerilim Grafiği ($V_g=12\text{ V}$,Yük; $R=100\text{ Ohm}$, $L=1\text{ mH}$, $C=1\text{ uF}$, Tetikleme frekansı= 100 kHz .,0–0,01 sn arası)



Şekil 6.13: Çıkış Akım Grafiği ($V_g=12\text{ V}$,Yük; $R=100\text{ Ohm}$, $L=1\text{ mH}$, $C=1\text{ uF}$, Tetikleme frekansı= 100 kHz .,0–0,01 sn arası)

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması kapsamında bir doğru akım ayarlayıcısı ile bir eviriciden oluşturulmuş genel bir evirici sistemi incelenmiştir. DC-DC Dönüştürücü devresi ve evirici için belirlenen ve önerilen modeller detaylı olarak açıklanmış, son olarak meydana gelen sistemin avantajlarına değinilmiştir.

Sistemin DC-DC dönüştürücü devre kısmı için Boost tipi dönüştürücü devresi tercih edilmiştir. Boost tipi DC-DC dönüştürücü devresi, girişindeki DC gerilimi çıkışta daha yüksek olarak aktaran bir dönüştürücü tipidir. Gerilim yükseltme özelliğinden dolayı sisteme en uygun dönüştürücü devresidir. Devrede bulunan yarıiletken anahtarlama elemanının tetikleme frekansı ile oynanarak, sistemde bulunan devre elemanlarına müdahale etmeden istenilen seviyede bir DC gerilimi elde etmek mümkündür. Bahsedilen yarıiletken anahtarlama elemanının tetikleme işareti, iki farklı şekilde elde edilmiştir. Bir kare dalga osilatör devresi veya bir mikro denetleyici ile oluşturulmuş PWM üretme devresinden tetikleme işareti üretilmeye çalışılmıştır. Kare dalga osilatör devresi yerine darbe genişlik ayarı yapılarak elde edilmiş tetikleme sinyalleri denenebilir ve gerekli iyileştirmeler ile daha kararlı ve ihtiyaçlara daha hızlı cevap veren bir DC-DC dönüştürücü devresi elde edilebilir.

Sistemimizde evirici olarak tercih edilen Tek Fazlı Köprü Evirici devresi için en önemli sorun yarıiletken anahtarlama elemanlarının tetiklenmesidir. Tetikleme süreleri, tetikleme işaretinin üretilmesi, genliği, frekansının belirlenmesi gibi bazı konularda karar verildikten sonra geriye sadece sistemi oluşturmak ve uygun sonuçları elde etme işi kalmaktadır. Tetikleme sistemi olarak PWM tercih edilmiş ve devre bu sisteme göre düzenlenmiştir. PWM PIC16F877 mikro denetleyicisi kullanılarak elde edilmiştir. Bundan sonra yapılacak çalışmalarda tek fazlı bir evirici sistemi yerine, üç fazlı bir evirici sistemi düşünülebilir. Tek katlı eviriciler yerine çok katlı eviriciler tercih ederek de ideal sinüse daha çok yaklaşılabilir.

Doğru akım ayarlayıcıları ve eviricilerin birlikte kullanılması sonucu elde edilen devrenin bilgisayar yardımı ile oluşturulup çalıştırılması sonucu elde edilen sonuçlara tez içerisinde yer verilmiştir. Çalışma kapsamında değinilen farklı tip tetikleme düzenleri içinde PIC16F877 ile oluşturulan düzeneğe önem verilerek bu sistem için düzeltmeler yapılmaya çalışılmıştır. Mikro denetleyici devresi sayesinde tek bir blok sistem ile hem DC-DC dönüştürücü katı, hem de evirici katının sürülebileceği bir tetikleme sistemi elde edildi. Tek bir tetikleme düzeneği kullanarak, sistemin daha basit bir yapıda olmasını, dışarıdan sisteme direk müdahalede bulunmadan program değışikliği ile istenilenin yapılabilmesini, daha düşük maliyetli olmasını, daha ufak boyutlarda olmasını ve kontrol edilebilir olmasını sağlamış olduk.

Harici osilatör devresi ve sinyal jeneratörleri ile üretilen PWM tetikleme sinyalleri, oluşturulan sistemin daha rahat açıklanabilmesi ve farkların görülebilmesi için kullanılmıştır. Ancak muhakkaktır ki bu şekilde bir tetikleme sinyali üretme düzeneği oldukça güç ve pahalıdır. PWM tetikleme işareti, basit bir entegre düzeneği ile üretilerek yeni bir tetikleme sistemi oluşturulabilir ve buna göre bir sistem tasarlanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Kırçay, A., “IGBT’lerle tasarlanan PWM’li bir invertör ile üç fazlı asenkron motorun hız kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, *Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Denizli, 50-79, (2001)
- [2] Demirkutlu, E., “Output voltage control of a four-leg inverter based three-phase ups by means of stationary frame resonant filter banks”, M.S., *The Graduate School of Natural and Applied Sciences of Middle East Technical University*, Ankara, 13-20, (2006)
- [3] Ortaç, O., “DA/AA Dönüştürücü”, *Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, (2007)
- [4] Altınbaş, N., “Yumuşak Anahtarlama DC-DC Dönüştürücülerin İncelenmesi”, *Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2007)
- [5] Özkaya, H., “Paralel aktif filtre tasarımı, kontrolü ve uygulanması”, M.S., *The Graduate School of Natural and Applied Sciences of Middle East Technical University*, Ankara, (2007)
- [6] Shimizu, T., Wada, K., Nakamura, N. “Flyback-Type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the DC input for an AC photovoltaic module system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.21, No.5, (2006)
- [7] Peng, F.Z., Su, G.J., Tolbert, L.M. “A passive soft-switching snubber for PWM inverters” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.19, No.2, (2004)
- [8] Brod, D.M., Novotny, D.W., “Current control of VSI-PWM inverters” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.IA-21, No.4, (1985)
- [9] Nabae, A., Takahashi, I, Akagi, H., “A new neutral-point-clamped PWM inverter” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.IA-17, No.5, (1981)
- [10] Ye, Z. Jain, P.K., Sen, P.C., “A full-bridge resonant inverter with modified phase-shift modulation for high-frequency AC power distribution systems” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.54, No.5, (2007)
- [11] Lin, B.R., Huang, C.H., “Single-phase capacitor clamped inverter with simple structure” *National Yunlin University of Science and Technology Touliau City*, NSC 91-2213-E-224-045, NSC 92-2213-E-224-008, Taiwan, (2004)

- [12] Wang, C.M., “A novel single-stage full-bridge buck-boost inverter” *Department of Electronic Engineering Lunghwa University of Science and Technology*, 0-7803-7768-0/03, Taiwan, ROC, (2003)
- [13] Chang, Y.H., “Design and analysis of power-CMOS-gate-based switched-capacitor boost DC-AC inverter” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, **Vol.51**, No.10, (2004)
- [14] Caceres, R.O., Barbi, I., “A boost DC-AC converter:Analysis, Design, and Experimentation” *IEEE Transactions on Power Electronics*, **Vol.14**, No.1, (1999)
- [15] Caliskan, V.A., Verghese, G.C., Stankovic, A.M., “Multifrequency averaging of DC/DC converters” *IEEE Transactions on Power Electronics*, **Vol.14**, No.1, (1999)
- [16] Bodur, H., Aksoy, İ., Bakan, A.F., “PWM DC-DC dönüştürücülerde ZVT ve ZCT tekniklerine genel bakış”, *Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü*, İstanbul
- [17] Step-Up Switch Mode Power Supply: Ideal Boost Converter, http://services.eng.uts.edu.au/~venkat/pe_html/ch07s3/ch07s3p1.htm (**Ziyaret Tarihi: 13 Aralık 2008**)
- [18] Inverting Switching Converter Design Equations, <http://www.daycounter.com/LabBook/InvertingConverter/Inverting-Converter-Equations.phtml> (**Ziyaret Tarihi: 14 Aralık 2008**)
- [19] Abut, N., “Güç elektroniği, güç yarıiletkenleri ve dönüştürücüler”, *Birsen Yayınevi Ltd.Şti.*, 271-317, (2004)
- [20] Dorf, R.C., Bishop, R.H. “Modern control systems”, *Tenth Edition, Pearson Prentice Hall*,192-219, (2005)
- [21] Altun, Y., Dermirtaş, M., “Kural tabanlı boost dönüştürücüde çıkış geriliminin yük direnci ile değişiminin incelenmesi”, *Balikesir Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü*, Balıkesir
- [22] Deswal, S.S., Dahiya, R., Jain, D.K., “Application of boost converter for ride-through capability of adjustable speed drives during sag and swell conditions”, *Proceeding of World Academy Science, Engineering and Technology*, Vol.30, ISSN 1307-6884, (2008)
- [23] Soni, A., “DC-DC Switching boost converter”, Senior Design Final Report, Project Number.63, (1999)
- [24] Reddy, J., DC-DC Converter Basics, http://transformer.netfirms.com/new_site/articles/dc-dc.htm (**Ziyaret Tarihi: 9 Ocak 2009**)

EKLER

Ek-A. PIC16F877 Mikro Denetleyicisi ile PWM İşareti Üretme Programı

```
void main()
{
byte X,Y;
/*setup_adc_ports(NO_ANALOGS);
setup_adc(ADC_OFF);
setup_psp(PSP_DISABLED);
setup_spi(SPI_SS_DISABLED);
setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_1);
setup_timer_1(T1_DISABLED);
setup_timer_2(T2_DISABLED,0,1);*/

// PWM Programı!!

//-----

///Program Analog girişi okur ve bunun dijital değerini aktarma oranı için
kullanır.
/// Pwm çalışırken analog giriş sürekli okunur. Analog değer değiştikçe Ton
süresideğişir.

setup_ccp1(CCP_PWM); // CCP1 PWM moduna ayarlanıyor
setup_ccp2(CCP_PWM); // CCP2 PWM moduna ayarlanıyor
setup_timer_2(T2_DIV_BY_16, 127, 1); // Periyot (1/clock)*4*t2div*(period+1)
setup_port_a(ALL_ANALOG); // Fosc=20000000 ve periyot katsayısı=127
setup_adc(adc_clock_internal); // (1/20000000)*4*16*128= 409,6 us or 2,44 khz

while( TRUE )
{
set_adc_channel( 1 );
X=read_adc();
delay_ms(2);
set_pwm1_duty(X); // X*4*(1/clock)*t2div

set_adc_channel( 0 );
Y=read_adc();
delay_ms(2);
set_pwm2_duty(Y); // X*4*(1/clock)*t2div
}
//-----
}
```

ÖZGEÇMİŞ

1984 yılında Ankara’da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Ankara/Kızılcahamam’da tamamladı. 2002 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü’nden 2006 yılında mezun oldu. Ayrıca 2004 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’nde halen eğitime devam etmektedir. 2006 yılından beri Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü’nde Yüksek Lisans’a devam etmektedir. Yine 2006 tarihinden itibaren Kocaeli’nde bulunan Güç Mühendislik firmasında Elektrik Mühendisi olarak çalışmıştır. Ağustos–2008 tarihinden itibaren de Nekar Elektrik firmasında Elektrik Mühendisi olarak çalışmaktadır.