

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK FREKANS ANAHTARLAMALI
FAZ KONTROLLÜ DC-AC İNVERTÖR**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisi Bahadır ELMAS

**FBE Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı Elektronik Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof. Dr. M. Oruç BİLGİÇ

İSTANBUL, 2006

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK FREKANS ANAHTARLAMALI
FAZ KONTROLLÜ DC-AC İNVERTÖR**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisi Bahadır ELMAS

FBE Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı Elektronik Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof. Dr. M. Oruç BİLGİÇ

Prof. Dr. AHİLE ATANMAN

Prof. Dr. HALİT PAŞAÇI

Bilgiç
Atanman
Paşacı

İSTANBUL, 2006

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	iii
KISALTMA LİSTESİ	iv
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
TABLO LİSTESİ.....	ix
TABLO LİSTESİ.....	ix
ÖNSÖZ	x
ÖZET	xi
ABSTRACT.....	xii
1. GİRİŞ	1
2. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI VE İNVERTÖRLER İLGİLİ GENEL BİLGİ.....	2
2.1. Kesintisiz Güç Kaynakları (KGK, UPS)	2
2.1.1. Tanım ve Sınıflandırma	2
2.1.2. Kesintisiz Güç Kaynağı Çeşitleri.....	4
1.1.2.1. Kapalı Sistem KGK (Off-line Sistemler).....	4
2.1.2.2. Sürekli Devrede olan KGK (On-line Sistemler).....	4
2.1.2.3. Çift Dönüşümlü KGK	6
2.1.2.4. Paralel bağlı iki KGK	6
2.1.2.5. Delta Dönüşümlü KGK	7
2.1.2.6. Hat-interaktif Sistemler.....	8
2.1.3. KGK'nın Genel Blok Şeması	9
2.1.4. KGK'nın Temel Görevleri.....	9
2.1.5. KGK'dan Beklenen Önemli Özellikler.....	9
2.1.6. KGK'nın Önemli Uygulama Alanları.....	9
2.1.7. KGK'nın Genel Devre Şeması	10
2.1.8. KGK'nın Güç Akış Diyagramı	11
2.2. İnvertörler	11
2.2.1. Gerilim Beslemeli İnvertörler	12
2.2.1.1. Tek Fazlı Yarım Köprü Bağlantı	12

2.2.1.2.	Tek Fazlı Köprü Bağlantı	13
2.2.1.3.	Push Pull İntertör	14
2.2.1.4.	Darbe Genişlik Modülasyonlu (PWM) İntertör	15
3.	YÜKSEK FREKANS ANAHTARLAMALI FAZ KONTROLLÜ DC-AC İNVERTÖR	19
3.1	Teorik İnceleme	19
3.2	Simulasyon.....	41
3.2.1	Elektronics Workbench Yazılımıyla Simulasyon.....	41
3.2.2	Pspice Yazılımıyla Simulasyon	45
4.	DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....	61
4.1.	$D_f = 0$ da uygulama grafikleri	65
4.2.	$D_f = 0,1$ de uygulama grafikleri	67
4.3.	$D_f = 0,2$ de uygulama grafikleri	68
4.4.	$D_f = 0,3$ de uygulama grafikleri	69
4.5.	$D_f = 0,4$ de uygulama grafikleri	70
4.6.	$D_f = 0,5$ de uygulama grafikleri	71
4.7.	$D_f = 0,6$ da uygulama grafikleri	72
4.8.	$D_f = 0,7$ de uygulama grafikleri	73
4.9.	$D_f = 0,8$ de uygulama grafikleri	74
4.10.	$D_f = 0,9$ da uygulama grafikleri	75
4.11.	$D_f = 1$ de uygulama grafikleri	76
5.	SONUÇ	77
	KAYNAKLAR	79
	EKLER.....	80
	ÖZGEÇMİŞ	98

SİMGE LİSTESİ

S	Yarıiletken anahtar
Q	Yarıiletken anahtar
n	Transformatör sarım oranı
D	Duration
D_f	Faz farkı
T	Periyot
F	Frekans
V_{GS}	MOSFET in Gate-Source gerilimi
$^{\circ}$	Derece
Ω	Ohm
L	Endüktans
C	Kondansatör
T	Transformatör
D	Diyot
R	Direnç
α	Kayma açısı
m_f	Taşıyıcı dalga frekansının referans dalga frekansına oranı
m_a	Modülasyon indeksi

KISALTMA LİSTESİ

KGK	Kesintisiz Güç Kaynakları
UPS	Uninterruptable Power Supply
AC	Alternative Current
CPU	Central Processing Unit
VA	Volt Amper
DC	Direct Current
PWM	Pulse Width Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
MSA	Mekaniksel seçme anahtarı
SNA	Statik normal anahtar
SGA	Statik geçiş anahtarı
SPWM	Sinüzoidal Pulse Width Modulation
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 Off-Line Sistem bir KGK (http://www.picproje.org).....	4
Şekil 2.2 On-line bir KGK (http://www.picproje.org).....	5
Şekil 2.3 Sürekli Çalışma (On-line) KGK (http://www.picproje.org).....	5
Şekil 2.4 Paralel bağlı KGK (http://www.picproje.org)	6
Şekil 2.5 Delta Dönüşümlü KGK (http://www.picproje.org).....	7
Şekil 2.6 Delta Dönüşümlü KGK ile Çift Dönüşümlü KGK (http://www.picproje.org)	7
Şekil 2.7 Hat İnteraktif KGK (http://www.picproje.org).....	8
Şekil 2.8 KGK'nın genel blok şeması (Bodur, 2005).....	9
Şekil 2.9 KGK'nın genel devre şeması (Bodur, 2005).....	10
Şekil 2.10 KGK'nın güç akış diyagramı (Bodur, 2005)	11
Şekil 2.11 Tek fazlı yarım köprü bağlantı	12
Şekil 2.12 Q1 ve Q2 anahtarlarının sürme sinyalleri.....	12
Şekil 2.13 Yük akım eğrisi	13
Şekil 2.14 Tek fazlı yarım köprü bağlantı	13
Şekil 2.15 Yük üzerindeki gerilim değişimi	14
Şekil 2.16 Push-pull invertör	14
Şekil 2.17 Yarım köprü bağlantılı invertör (Gülgün, Güç Elektroniği).....	16
Şekil 2.18 Tam köprü bağlantılı invertör.....	17
Şekil 3.1 DC-AC invertör	19
Şekil 3.2 DC-DC invertörü izleyen bir PWM invertör.....	20
Şekil 3.3 Faz kontrollü devrenin temel şeması	20
Şekil 3.4 Anahtarların çalışma durumu ve yükte oluşan dalga şekli	21
Şekil 3.5 Anahtarların çalışma evreleri (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988)	21
Şekil 3.6 Çalışma evrelerinin eşdeğer devreleri (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988) .	22
Şekil 3.7 Faz kontrollü devre.....	23
Şekil 3.8 Ortalama eşdeğer devre (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988)	23
Şekil 3.9 Ana devrenin şeması (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988).....	24
Şekil 3.10 Ana devrenin şeması (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988).....	25
Şekil 3.11 Yarı iletken anahtarları kontrol etmek için transformatör kullanılarak	

izolasyon sağlanan sürücü devre.....	27
Şekil 3.12 Yarı iletken anahtarları kontrol etmek için opto-coupler kullanılarak izolasyon sağlanan sürücü devre.....	28
Şekil 3.13 $D_f = 0$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler	30
Şekil 3.14 $D_f = 0,1$ için anahtar ve yük üzerindeki gerilimler	31
Şekil 3.15 $D_f = 0,2$ için anahtar ve yük üzerindeki gerilimler	32
Şekil 3.16 $D_f = 0,3$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler	33
Şekil 3.17 $D_f = 0,4$ için anahtarlar yük üzerindeki gerilimler	34
Şekil 3.18 $D_f = 0,5$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler	35
Şekil 3.19 $D_f = 0,6$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler	36
Şekil 3.20 $D_f = 0,7$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler	37
Şekil 3.21 $D_f = 0,8$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler	38
Şekil 3.22 $D_f = 0,9$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler	39
Şekil 3.23 $D_f = 1$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler	40
Şekil 3.24 Kare dalga jeneratörü.....	41
Şekil 3.25 Gerilim kontrollü anahtarlı devre	42
Şekil 3.26 Anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler.....	42
Şekil 3.27 Çeşitli D_f değerleri için E_0 çıkış gerilimi	43
Şekil 3.28 Electronics Workbench analizi sonucunda çizilen $E_0 = f(D_f)$ grafiği	44
Şekil 3.29 MOSFET leri sürme devresi.....	45
Şekil 3.30 Sürme devresinin gerilim eğrileri	46
Şekil 3.31 MOSFET leri sürmek için tasarlanmış izole prensip şeması.....	46
Şekil 3.32 Sürücü devrenin gerilim eğrileri.....	47
Şekil 3.33 Primerdeki sürme devresi	47
Şekil 3.34 Sürme devresi gerilim eğrileri	48
Şekil 3.35 MOSFET li ve sürme devresi	48
Şekil 3.36 MOSFET li ve sürme devresi gerilim eğrileri	49
Şekil 3.37 Pratikte gerçekleştirilen ana devre şeması.....	51
Şekil 3.38 Pspice analizinde kullanılan ana devre şeması	52
Şekil 3.39 $D_f = 0$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler.....	56
Şekil 3.40 $D_f = 0,1$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler	56
Şekil 3.41 $D_f = 0,2$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler	56

Şekil 3.42 $D_f = 0,3$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler	57
Şekil 3.43 $D_f = 0,4$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler	57
Şekil 3.44 $D_f = 0,5$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler	57
Şekil 3.45 $D_f = 0,6$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler	58
Şekil 3.46 $D_f = 0,7$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler	58
Şekil 3.47 $D_f = 0,8$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler	58
Şekil 3.48 $D_f = 0,9$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler	59
Şekil 3.49 $D_f = 1$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler	59
Şekil 3.50 Pspice analizi sonucunda çizilen $E_0 = f(D_f)$ grafiği	60
Şekil 4.1 Ana devre şeması	62
Şekil 4.2 Ferrite çekirdekli yüksek frekans transformatörü	63
Şekil 4.3 Saç levha çekirdekli transformatör	63
Şekil 4.4 Yüksek frekans ve piyasada kullanılan transformatör	63
Şekil 4.5 Uygulama devresi	64
Şekil 4.6 Delikli pertinaks üzerine toplanmış uygulama devresi	64
Şekil 4.7 S_1 ve S_2 anahtarlarının $D = 0,5$ de push-pull çalışırken V_{GS} gerilimleri	65
Şekil 4.8 S_3 ve S_4 anahtarlarının $D = 0,5$ de push-pull çalışırken V_{GS} gerilimleri	65
Şekil 4.9 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	65
Şekil 4.10 $D_f = 0$ için yük üzerindeki gerilimin, FlukeView Scopemeter daki ekranı ..	66
Şekil 4.11 $D_f = 0$ için yük üzerindeki gerilimin, Fluke 105B scopemeter daki ekranı ..	66
Şekil 4.12 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,1$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	67
Şekil 4.13 $D_f = 0,1$ için yük üzerindeki gerilim	67
Şekil 4.14 $D_f = 0,1$ için yük üzerindeki gerilim	67
Şekil 4.15 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,2$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	68
Şekil 4.16 $D_f = 0,2$ için yük üzerindeki gerilim	68
Şekil 4.17 $D_f = 0,2$ için yük üzerindeki gerilim	68
Şekil 4.18 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,3$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	69
Şekil 4.19 $D_f = 0,3$ için yük üzerindeki gerilim	69
Şekil 4.20 $D_f = 0,3$ için yük üzerindeki gerilim	69
Şekil 4.21 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,4$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	70
Şekil 4.22 $D_f = 0,4$ için yük üzerindeki gerilim	70

Şekil 4.23 $D_f = 0,4$ için yük üzerindeki gerilim	70
Şekil 4.24 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,5$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	71
Şekil 4.25 $D_f = 0,5$ için yük üzerindeki gerilim	71
Şekil 4.26 $D_f = 0,5$ için yük üzerindeki gerilim	71
Şekil 4.27 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,6$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	72
Şekil 4.28 $D_f = 0,6$ için yük üzerindeki gerilim	72
Şekil 4.29 $D_f = 0,6$ için yük üzerindeki gerilim	72
Şekil 4.30 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,7$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	73
Şekil 4.31 $D_f = 0,7$ için yük üzerindeki gerilim	73
Şekil 4.32 $D_f = 0,7$ için yük üzerindeki gerilim	73
Şekil 4.33 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,8$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	74
Şekil 4.34 $D_f = 0,8$ için yük üzerindeki gerilim	74
Şekil 4.35 $D_f = 0,8$ için yük üzerindeki gerilim	74
Şekil 4.36 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,9$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	75
Şekil 4.37 $D_f = 0,9$ için yük üzerindeki gerilim	75
Şekil 4.38 $D_f = 0,9$ için yük üzerindeki gerilim	75
Şekil 4.39 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 1$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri	76
Şekil 4.40 $D_f = 1$ için yük üzerindeki gerilim	76
Şekil 4.41 $D_f = 1$ için yük üzerindeki gerilim	76

TABLO LİSTESİ

	Sayfa
Tablo 3.1 Çeşitli ofis araçlarının güçleri (Bodur, 2005).....	19
Tablo 3.2 $D_f = 0$ için anahtarların faz farkları	30
Tablo 3.3 $D_f = 0,1$ için anahtarların faz farkları	31
Tablo 3.4 $D_f = 0,2$ için anahtarların faz farkları	32
Tablo 3.5 $D_f = 0,3$ için anahtarların faz farkları	33
Tablo 3.6 $D_f = 0,4$ için anahtarların faz farkları	34
Tablo 3.7 $D_f = 0,5$ için anahtarların faz farkları	35
Tablo 3.8 $D_f = 0,6$ için anahtarların faz farkları	36
Tablo 3.9 $D_f = 0,7$ için anahtarların faz farkları	37
Tablo 3.10 $D_f = 0,8$ için anahtarların faz farkları	38
Tablo 3.11 $D_f = 0,9$ için anahtarların faz farkları	39
Tablo 3.12 $D_f = 1$ için anahtarların faz farkları	40
Tablo 3.13 Çeşitli D_f değerleri için ortalama çıkış gerilim tablosu	44
Tablo 3.14 Çeşitli D_f değerleri için ortalama çıkış gerilim tablosu	60

ÖNSÖZ

Bu çalışmada Kesintisiz Güç Kaynakları, İnvertörler, Yüksek Frekans Anahtarlama Faz Kontrollü devre hakkında bilgiler verip, Yüksek Frekans Anahtarlama Faz Kontrollü devreyi gerçeklemeye çalıştık.

Tezin hazırlanması sırasında desteğini esirgemeyen sayın hocam Prof. Dr. Oruç BİLGİÇ'e, Mimar Sinan Üniversitesi Fizik Bölümüne, arkadaşım Çağatay BAŞARAN ve diğer arkadaşlarıma teşekkürü borç bilirim.

Bahadır ELMAS

İstanbul 2006

ÖZET

Bu çalışma, faz kontrollü DC-AC invertörler incelenmiştir. Devredeki, izolasyon transformatörünün primer ve sekonderinde birer çift anahtar bulunur. Gerilim transfer oranı, iki çift anahtar arasındaki faz farkı ile kontrol edilir. Akım ve gerilim sıçramaları snubber devreleri ile azaltılmıştır. Sonuç olarak, anahtarlama frekansı yükseltilerek transformatör küçültülmüştür. Bu yapıdaki DC-AC invertörler bilhassa küçük boyutlu kesintisiz güç kaynağı yapımı için uygundur.

Anahtar kelimeler: DC-AC invertör, yüksek frekans, ferrite çekirdekli transformatör, faz-kontrollü invertör, gerilim transfer oranı.

ABSTRACT

An analysis of the phase-controlled dc-ac inverter is presented. This inverter has a pair of switches in each side of the primary and the secondary of the isolation transformer. The voltage conversion ratio is controlled by the phase difference between the two pairs of switches. The switching surge during commutation is reduced by snubber circuits. As a result, the transformer is miniaturized by increasing the switching frequency. This dc-ac inverter is especially suitable for small uninterruptible power supply systems.

Keywords: DC-AC inverter, High frequency, transformer with ferrite core , phase-controlled inverter, the voltage conversion ratio

1. GİRİŞ

Kesintisiz Güç Kaynakları (KGK, UPS), sürekli devrede olup şebeke gerilimi kesinti ve bozukluklarını yüke hiç hissettirmeden yükü besleyen veya şebeke gerilimi kesildiğinde çok kısa bir sürede devreye girerek yükü beslemeye devam eden sistem veya güç kaynaklarıdır. KGK üç-fazlı veya tek-fazlı olabilir. Çok büyük güçteki yükleri korumada, hem kapasiteyi ve hem de güvenilirliği arttırmak için, bir kaç adet KGK paralel olarak bağlanabilir. KGK dinamik ve statik olmak üzere iki genel gruba ayrılır. Ayrıca, KGK sürekli çalışır durumda olup olmamasına göre, beklemesiz (on-line, full time) ve beklemeli (off-line, stand-by) olarak iki kısma ayrılır. Şebekeye bağlantı şekline göre ise, doğrudan bağlamalı (by-pass) ve bağlamasız olarak iki kısma ayrılır. Prensip olarak, dinamik kesintisiz güç kaynakları Motor-Jeneratör, statik güç kaynakları ise Akümülatör-İnvertör grubundan oluşmaktadır. İnvertörler doğru akımı alternatif akıma çeviren “DC-AC dönüştürücü” lerdir. İnvertörler, gerilim beslemeli ve akım beslemeli olmak üzere iki gruba ayrılır. Gerilim beslemeli invertörler sabit DC gerilimle beslendiği halde, akım beslemeli invertörler bir akım kaynağı tarafından beslenirler. Bir fazlı gerilim veya akım beslemeli invertör genel olarak; yarım köprü, H-köprüsü veya orta uçlu transformatörle gerçekleştirilen push-pull bağlantıda olabilir. Tek fazlı invertörler aralarında bağlanarak üç fazlı veya çok fazlı AC sistemler elde edilebilir. (Bodur, 2005)

KGK larda boyut ve maliyet çok önemlidir ve bu KGK ların boyutlarını DC-AC invertör belirlediği için küçük boyutlu bir DC-AC invertör yapmak gerekir. Bu çalışmada kullanılacak yöntem devrenin primer tarafında S_1 ve S_2 anahtarı ile sekonder tarafında S_3 , S_4 anahtarı %50 oranında ON ve OFF olarak çalışırlar. Primer ve sekonder tarafındaki anahtarlar $D_f.T$ faz farkı ile çalışırlar. Yük üzerindeki sinyalin frekansı anahtarların çalışma frekansının iki katıdır. Sinyalin pozitif alternansının negatif alternansa oranı primer ve sekonder tarafındaki anahtarların D_f faz farkına bağlıdır. Bu sinyaldeki yüksek frekanslı bileşenler LC filtresi tarafından yok edilir ve çıkışta E_0 gerilimi elde edilir. Transformatör yüksek frekanslarda anahtarlandığı için küçülür. (Harada, Sakamoto, Shoyama, 1988)

2. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI VE İNVERTÖRLER İLGİLİ GENEL BİLGİ

2.1. Kesintisiz Güç Kaynakları (KGK, UPS)

2.1.1. Tanım ve Sınıflandırma

Kesintisiz Güç Kaynakları (KGK, UPS), sürekli devrede olup şebeke gerilimi kesinti ve bozukluklarını yüke hiç hissettirmeden yükü besleyen veya şebeke gerilimi kesildiğinde çok kısa bir sürede devreye girerek yükü beslemeye devam eden sistem veya güç kaynaklarıdır.

Kesintisiz güç kaynakları; bilgisayar, tıbbi sistemler, iletişim sistemleri, endüstriyel kontrol sistemleri gibi kritik yüklere kesintisiz ve temiz bir kaynak gücü aktarma amaçlı kullanılmaktadırlar. KGK sonsuz bir enerji kaynağı değildir. Cihazı olumsuz şebeke koşullarından koruyan ve AC kesintisi sırasında enerji sağlayarak cihazın çalışma devamlılığına imkan veren bir cihazdır.

Kesintisiz Güç Kaynakları (KGK), çıkış güçleri geniş bir aralıkta değişebileceği gibi, güç dönüştürme yapıları da ev kullanımına uygun olarak bir fazlı, sanayi kullanımına uygun olarak üç fazlı olabilir. Evlerde kullanılan kişisel bilgisayarların güç kaynakları, çıkış güçleri, kullanılan bilgisayar ve çevre donanımlara (CPU, monitör, yazıcı, fax-modem vs.) bağlı olarak 500 VA ile 1000 VA arasında değişen bir fazlı KGK larından beslenir. Çoğu kez hat-interaktif yapıdaki KGK lar, bilgisayar kullanımında yeterli olmakla beraber, gelişmiş mimarilerde on-line KGK sistemleri yaygın olarak kullanılmaktadır.(<http://www.picproje.org>)

Günümüzde, hayatımızın her alanında kullanımları artarak yaygınlaşan medikal sistemler, veri işleme sistemleri, hava trafik kontrol sistemleri, haberleşme sistemleri, yarı-iletken ve cam endüstrisi gibi yüksek teknolojiye dayalı endüstrilere ait sistemlerin çok "yüksek kaliteli" ve kesintisiz enerji ile beslenmesi gereksinimi vardır. Bu tür hassas yükler genellikle, ana beslemenin gerekli kalitede enerjiyi sağlayamadığı veya ana beslemenin kesildiği durumlarda, yedek besleme sistemleriyle beslenmektedir. Yedek bir güç kaynağı kullanmanın genel olarak iki temel amacı vardır: Birincisi, ana beslemenin kesildiği durumlarda enerji sağlamak; ikincisi de, kritik veya hassas yükleri,

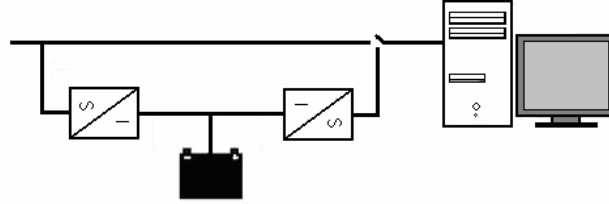
enerji düşmesi, enerji artması, frekans dalgalanması gibi geçici durumlarda korumak. Yedek güç iki farklı formatta sağlanır: Kesintisiz güç kaynağı (KGK) ve yedek (stand-by) güç kaynağı. Yedek güç kaynağı ana beslemenin kesildiği durumlarda kullanılır. Kritik yüklerin kesintisiz beslenmesinin yanı sıra gerilim, frekans ve dalga şekli gibi tipik büyüklüklerini şebekenin sağlayamayacağı doğrulukta verir. Gerilim ve frekans regülasyonunun yanı sıra aşırı yük ve kısa devre koruması sağlar. KGK üç-fazlı veya tek-fazlı olabilir. Çok büyük güçteki yükleri korumada, hem kapasiteyi ve hem de güvenilirliği arttırmak için, bir kaç adet KGK paralel olarak bağlanabilir. Sürekli devrede olan KGK sistemleri, kritik yükleri ana besleme kaynağından çifte konversiyon (AC-DC-AC), ve özel tasarlanmış bir transformatör yardımıyla iki şekilde izole edebilirler. Böylece; hem kritik yük şebeke tarafında meydana gelebilecek anormal durumlardan korunmuş olur, hem de kritik yükün kendisinden kaynaklanan herhangi bir arızanın veya istenmeyen durumun şebekeyi etkilemesi önlenir. Bunların yanı sıra; KGK'ların doğrusal-olmayan yükleri ve PWM (pulse width modulation - darbe genişlik modülasyonu) kontrollü invertörleri, enerji şebekesinin içine harmonik enjekte edebilirler. Bu harmonikler de aşırı ısınma gibi problemlere sebebiyet verebilmektedir. Bundan dolayı; bir KGK kullanılacağı zaman, mutlaka neden olacağı harmonik problemleri de göz önünde bulundurulmalıdır.(<http://www.picproje.org>)

KGK dinamik ve statik olmak üzere iki genel gruba ayrılır. Ayrıca, KGK sürekli çalışır durumda olup olmamasına göre, beklemesiz (on-line, full time) ve beklemeli (off-line, stand-by) olarak iki kısma ayrılır. Şebekeye bağlantı şekline göre ise, doğrudan bağlamalı (by-pass) ve bağlamasız olarak iki kısma ayrılır. Prensip olarak, dinamik kesintisiz güç kaynakları Motor - Jeneratör, statik güç kaynakları ise Akümülatör - İnvertör grubundan oluşmaktadır. Dinamik kesintisiz güç kaynağının beklemeli olanları 20-40 s de, beklemesiz olanları ise birkaç saniyede devreye girer. Statik güç kaynağının beklemeli olanları birkaç mili saniyede devreye girer. Türkiye'de AC şebeke için kabul edilen sınır değerler çok geniş bir aralıktadır. Bu değerler, gerilimde +%15 ve -%20, frekansta +%1 ve -%1, toplam harmonik distorsiyonunda (THD) %1.5 tur. Bir kesintisiz güç kaynağında kabul edilen bu sınır değerler ise, gerilimde $\pm\%1$, frekansta $\pm\%0.01$, toplam harmonik distorsiyonunda %3 tür. Ayrıca, KGK nda kısa sürelerde %150 aşırı yük dayanıklılığı ve %90 ın üzerinde verim istenir. (Bodur, 2005)

2.1.2. Kesintisiz Güç Kaynağı Çeşitleri

1.1.2.1. Kapalı Sistem KGK (Off-line Sistemler)

Şebekede herhangi bir kesinti olmadığı sürece beklemede kalan (invertör “off”), ancak kesinti anında devreye girerek yüke enerji sağlayan sistemlerdir.

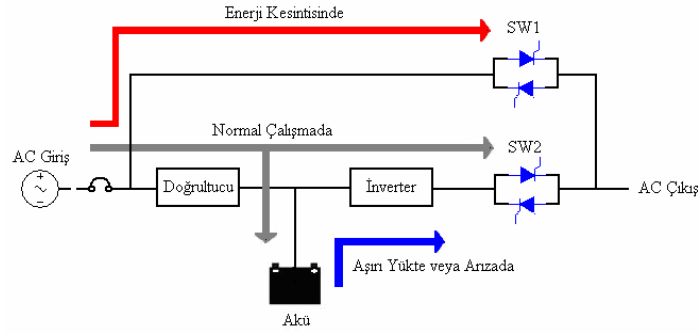


Şekil 2.1 Off-Line Sistem bir KGK (<http://www.picproje.org>)

Şebekeden gelen gerilim herhangi bir şekilde aküler üzerinden geçmediği için regülasyon söz konusu değildir. Bu sistemde şebekenin kesilmesi anında yaklaşık 2 ile 5ms içinde bir röle devreye girer. Bu süre çok kısa bir süre olsa bile oluşabilecek arktan zamanla sorunlar yaşanabilir ve küçük güçlerde kullanılır.

2.1.2.2. Sürekli Devrede olan KGK (On-line Sistemler)

Her zaman devrede olan sistemlerdir. Bu şekilde çalışan KGK larda invertör her zaman devrede olduğu için herhangi bir kesinti anında off-line sistemlerde görülen devreye girme gecikmesi meydana gelmez. Sürekli devrede olan KGK sistemlerinde, kritik yük her zaman KGK üzerinden beslenir. KGK sistemi yük akımını sürekli taşımak zorundadır. Ana besleme kesildiği zaman, KGK nın aküleri yük için gerekli olan enerjiyi invertör üzerinden sağlar. Bundan dolayı yük uçlarında herhangi bir enerji kesintisi meydana gelmez. KGK, yükü besleme tarafından tamamen izole ederek, o yönden gelebilecek herhangi bir probleme karşı korumuş olur. Ayrıca, yük tarafında meydana gelebilecek bir arızanın şebekeyi etkilemesi de önlenmiş olur. Sürekli devrede olan bir KGK, üç çalışma konumuna sahiptir. Bunlar sırasıyla normal çalışma durumu, acil çalışma durumu ve yedek çalışma durumlarıdır. Şekil 2.2 de sürekli devrede olan bir KGK sistemi görülmektedir.

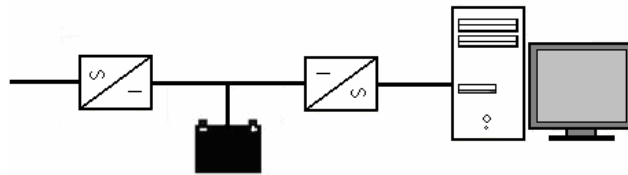


Şekil 2.2 On-line bir KGK (<http://www.picproje.org>)

Normal çalışma: Sürekli devrede olan bir KGK sisteminde , normal çalışma durumunda, yükün bütün enerjisi şebekeden çekilerek KGK üzerinden yüke gider. Ana beslemenin alternatif gerilimi doğru gerilime çevrilir ve eğer gerekli ise, tekrar AC ye çevrilir. Bundan dolayı bu ikili çevrim, yükü ana beslemeden izole eder. KGK, aynı zamanda gerilimi regüle etmek için gerekli olan reaktif gücü de sağlayabilir. KGK, beslemeden kaynaklanan dalgalanmaları emerek, olası negatif etkilenmeleri önler. (<http://www.picproje.org>)

Acil çalışma durumu: Acil çalışma durumunda, yük KGK nın enerji depolama ünitesinden beslenir. Yük ile ana şebeke arasındaki anahtarlı bağlantıdan dolayı yükün beslemesinde herhangi bir kesinti meydana gelmez. Yükün ana şebekeden KGK ya aktarılmasında herhangi bir geçici rejim dalgalanması meydana gelmez. (<http://www.picproje.org>)

Yedekli çalışma: Bu çalışma konumunda yük direkt olarak ana şebekeye bağlanır. Bu uygulama bakım amacıyla, yükün gücü KGK nın gücünden fazla olduğu durumlarda ve KGK nın normal çalışmadığı durumlarda uygulanır. Yük geriliminin genliği ve frekansı şebekeninki ile senkron edilmelidir. (<http://www.picproje.org>)



Şekil 2.3 Sürekli Çalışma (On-line) KGK (<http://www.picproje.org>)

Bu sistemde üretilen KGK ları şebekeden tamamen bağımsız olarak çalışırlar. Şebeke gerilimi ne olursa olsun çıkış $220V \pm 1\%$ ve $50Hz \pm 0.1\%$ kalitesindedir. On-Line KGK

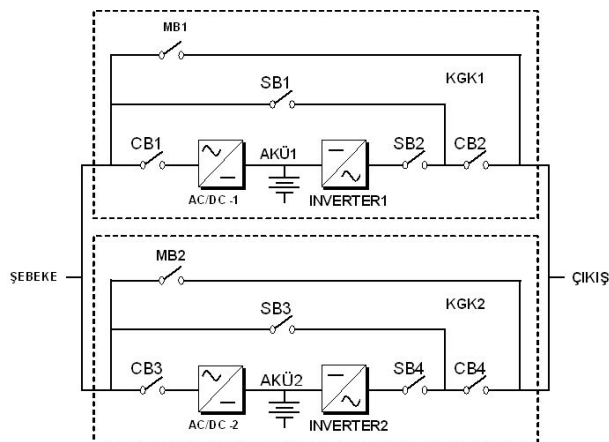
larında şebeke enerjisi filtre edilerek doğrultulur ve eviricinin girişini besler. Aynı zamanda bu filtre edilmiş enerji akülerin şarj edilmesi için kullanılır. Daha sonra evirici filtre edilmiş DC gerilimi alternatif gerilime (sinüse) çevirerek tüm yüklerin, temiz enerji ile beslenmesini sağlar. Frekans ve gerilim kararlılığı yüksektir. On-line sistemler şebekedeki gerilim ve frekans düzensizliklerini regüle ederler ve gürültüleri filtre ederek düzgün bir sinüs dalgası üretirler. Ayrıca yük değişimlerinden etkilenmezler. (<http://www.picproje.org>)

2.1.2.3. Çift Dönüşümlü KGK

Bu tip güç kaynağında gerilim hattındaki dengesizlikler filtrelendir. Filtreleme işlemi, gerilimin pillere aktarılması, burada bekletilmesi ve bir devre sayesinde tekrardan 50Hz e getirilerek yükü beslemesi ile gerçekleşir. İşlem esnasında bu sistemin devre dışı kalması ve fazlaca bekletilmesi durumunda, anında bir by-pass devresi kontrolü ele alır ve yükü beslemeye devam eder. Bu tip güç kaynaklarında aküler sürekli şarj edilir. Aşırı şarj durumu yaşandığında ve toleransın üzerine çıktığında güç kaynağı kendisini gerilim devresinden ayırıp tek başına yükü besler. (<http://www.picproje.org>)

2.1.2.4. Paralel bağlı iki KGK

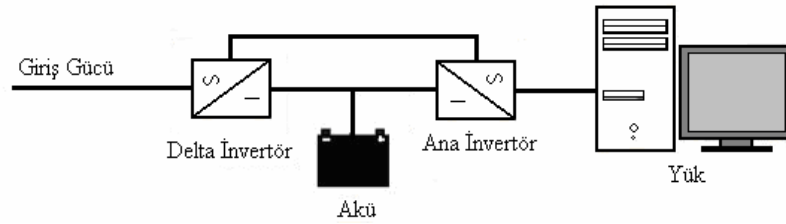
Bu çalışmanın ne kadar sürdüğü, ürünlerin sahip olduğu akülerin teknik değerlerine bağlıdır. Bu tip bir güç kaynağının dezavantajlarından biri elektronik filtrenin girişte $\cos \delta = 0.9$ değerini oluşturması, diğeri ise akülerin zamanla 80 – 92 % kapasite ile çalışır hale gelmesidir.



Şekil 2.4 Paralel bağlı KGK (<http://www.picproje.org>)

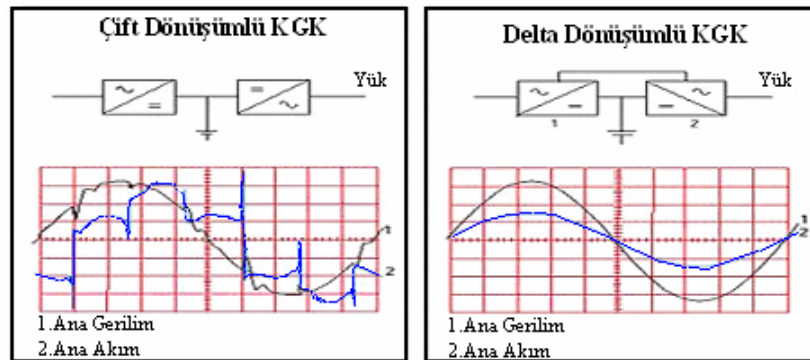
2.1.2.5. Delta Dönüşümlü KGK

Çift enerji dönüşümlü kesintisiz güç kaynaklarından farklı bir nesildir. Giriş ile çıkış arasındaki gerilim ve reaktif güç farkını bir invertörle kapatma göz önünde bulundurularak oluşturulmuştur. Yüksek verimlidir. Frekans kararlılığı on-line cihazlar kadar yüksek değildir. Delta dönüşümlü kesintisiz güç kaynakları, çift dönüşümlü güç kaynaklarının daha gelişmiş bir modelidir. Başlıca farkı, cihazın girişinde bir delta dönüştürücüsünün yer almasıdır. Bu dönüştürücünün görevi, akülerin şarj işlemlerini kontrol altında tutmaktır. Yani giriş gerilimi ayarlanarak bir denge oluşturulur ve $\cos\delta=1$ değeri elde edilir. Buna ek olarak delta dönüştürücüsü performansı direkt yüke iletebilir. Sistemin devre dışı kalması durumunda burada da bir by-pass devresi kontrolü alır. Farklı olarak bu sistemde de bir ana kontrol ünitesi var ve delta dönüştürücüsüyle senkronize bir şekilde çift yönlü olarak çalışıp aşırı yüklemelerin önüne geçer. (<http://www.picproje.org>)



Şekil 2.5 Delta Dönüşümlü KGK (<http://www.picproje.org>)

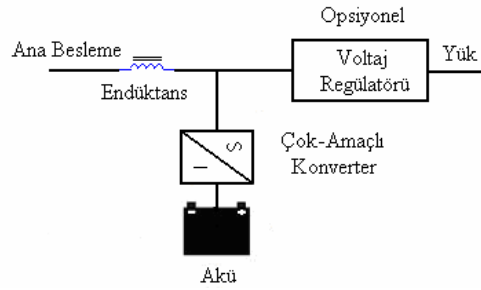
Bu sistemin amacı çift dönüşüm güç kaynaklarının sahip olduğu dezavantajları yok etmek. Dolayısıyla bu sistemin gerilim hattına herhangi bir ters etkisi yoktur, ayrıca $\cos\delta$ nin düzeltilmiş değeri sayesinde performans kaybı da çok düşüktür.



Şekil 2.6 Delta Dönüşümlü KGK ile Çift Dönüşümlü KGK (<http://www.picproje.org>)

2.1.2.6. Hat-interaktif Sistemler

Çalışma sistemleri off-line KGK lar ile aynıdır, yani normal şartlar altında invertör devrede değildir, ancak enerji kesildiğinde ya da KGK'nın regüle edebileceği sınırların dışına çıktığında devreye girer. Bazılarında bu işlem mikroişlemci kontrollü olarak yapılır. Günümüzde tüm hat-interaktif modellerde gerilimi oransal olarak kullanan otomatik voltaj regülatörü bulunmaktadır. Giriş gerilimi normal değerinin belli bir yüzde kadar altına indiğinde ya da üzerine çıktığında çıkış gerilimini belli bir katsayıyla çarparak azaltır veya artırır. Off-line sistemlerdeki gibi aküye geçme durumunda bir gecikme durumu söz konusudur. (<http://www.picproje.org>)

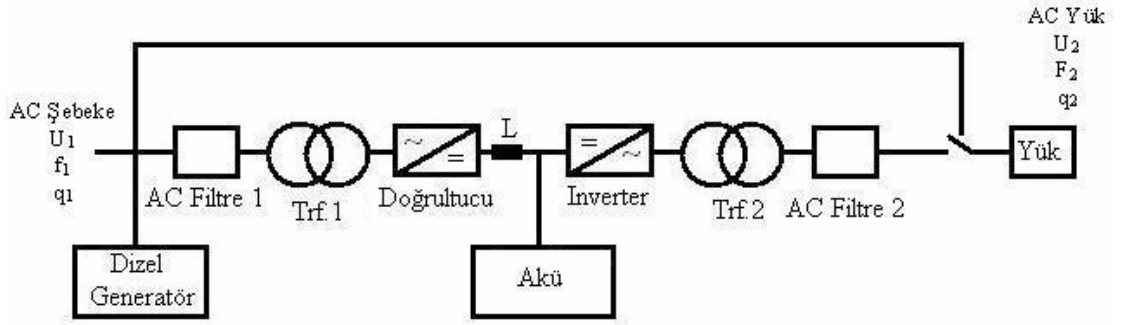


Şekil 2.7 Hat İnteraktif KGK (<http://www.picproje.org>)

Hat-interaktif KGK lar, Şekil 2.7 de de görüldüğü gibi, normal şartlarda yük akımını çekmezler. Sadece Akülerini şarj etmek ve kayıplarını karşılamak için gerekli olan gücü şebekeden çekerler. Bundan dolayı aküyü şarj etmek için ayrı bir doğrultucuya ihtiyaç duymazlar. İnvertörün çift-yönlü akım geçirme özelliği, aküleri şarj ve deşarj etmek için kullanılır. Ana şebekenin kesilmesi durumunda, KGK'nın akımı ters yönde akarak yükü besler. Ana şebekenin kesilmesi üzerine, akımın yönünün değişim hızı, yük uçlarında görülen geçici rejim dalgalanmalarına neden olur. Dolayısıyla, çok hızlı bir akım yönü değişimi ile minimum değişim zamanı arasında bir dengenin sağlanması gerekir. Bu sistemle üretilen KGK ları kademeli olarak regülasyon yaparak ($\pm \%15-25$ aralığında) akü ve şebekeyi gerilimin durumuna göre orantılı bir biçimde kullanır. Şebeke kesintilerinde off-line sistemler gibi röle kontağından geçerek sistemi besler. Bu yüzden küçük güçlerde kullanılır. Hat-interaktif KGK larda invertör katı, anahtardan sonra yer alır. Böylece off-line sistemlere göre daha temiz dalga çıkışı elde edilir ve anahtarlama kaynağından kaynaklanabilecek gürültüler azalır. (<http://www.picproje.org>)

2.1.3. KGK'nın Genel Blok Şeması

Şekil 2.8 de Kesintisiz Güç Kaynaklarının genel blok şeması görülmektedir.



Şekil 2.8 KGK'nın genel blok şeması (Bodur, 2005)

2.1.4. KGK'nın Temel Görevleri

- 1 Şebeke gerilimi kesildiğinde, kesintiyi yüke hissettirmeden şebeke gerilimi gelinceye kadar yükü beslemek,
- 2 Gerilimin değerini ve frekansını belli bir toleransla sabit tutmak,
- 3 Şebeke geriliminin bozukluklarını yüke hissettirmemektir. (Bodur, 2005)

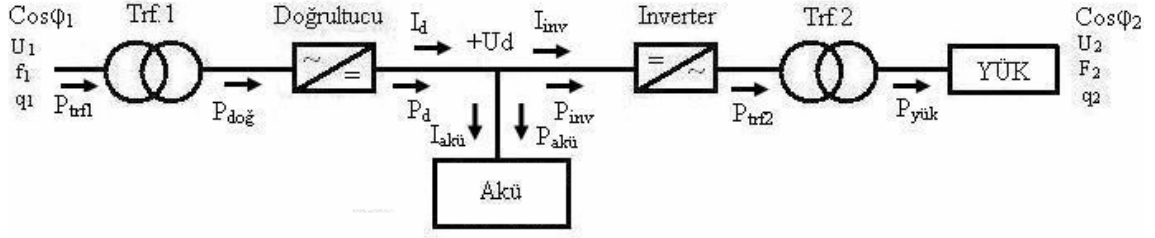
2.1.5. KGK'dan Beklenen Önemli Özellikler

- 1 Yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu,
- 2 Düşük fiyat, düşük hacim,
- 3 Az bakım, az gürültü,
- 4 Yüksek güvenilirlik, uzun garanti,
- 5 Giriş geriliminde büyük dalgalanmalara müsaade,
- 6 Düzgün çıkış gerilimi, ucuz çıkış filtresi,
- 7 Giriş ve çıkış arasında elektriksel izolasyon,
- 8 Yüksek güçlere erişebilme, paralel bağlanabilme,
- 9 Aşırı akım ve kısa devre korumasıdır. (Bodur, 2005)

2.1.6. KGK'nın Önemli Uygulama Alanları

- 1 Bilgi işlem sistemleri,
- 2 Kontrol sistemleri,
- 3 Haberleşme sistemleri,
- 4 Alarm ve ihbar sistemleri,

2.1.8. KGK'nın Güç Akış Diyagramı



Şekil 2.10 KGK'nın güç akış diyagramı (Bodur, 2005)

Sistemde daima aktif güç mevcuttur. DC hatlarda gerilim ve akım değerleri aritmetik ortalama değerleridir. AC hatlardaki değerler ise, efektif temel dalga değerleridir. Genel olarak,

$$I_d = I_{akü} + I_{inv}$$

$$P_d = P_{akü} + P_{inv}$$

$$P_d = U_d \cdot I_d$$

$$P_{akü} = U_d \cdot I_{akü}$$

$$P_{inv} = U_d \cdot I_{inv}$$

$$P_{şbk} = q_1 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\phi_1$$

$$P_{yük} = q_2 \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot \cos\phi_2$$

Eşitlikleri yazılabilir. Devre kayıpları ihmal edilirse,

$$P_d = P_{doğ} = P_{trf1} = P_{şbk}$$

$$P_{inv} = P_{trf2} = P_{yük}$$

$$P_{şbk} = P_{akü} + P_{yük} \text{ yazılabilir. (Bodur, 2005)}$$

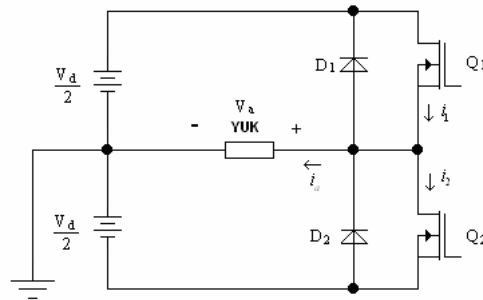
2.2. İnvvertörler

İnvvertörler doğru akımı alternatif akıma çeviren “DC-AC dönüştürücü” lerdir. Bir invvertörün görevi girişindeki bir doğru gerilimi, çıkışında istenen genlik ve frekansta simetrik bir alternatif gerilime dönüştürmektir. Çıkışta elde edilen gerilim ve frekans değerleri sabit veya değişken olabilir. Girişteki DC gerilim değiştirilmek ve invvertör kazancı sabit tutulmak suretiyle, değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir.

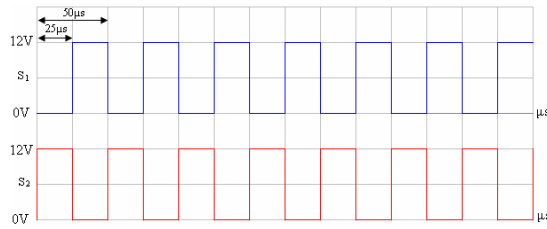
İnvertörler, gerilim beslemeli ve akım beslemeli olmak üzere iki gruba ayrılır. Gerilim beslemeli invertörler sabit DC gerilimle beslendiği halde, akım beslemeli invertörler bir akım kaynağı tarafından beslenirler. Bir gerilim kaynağına seri endüktans bağlanmak suretiyle, bu kaynak bir akım kaynağına dönüştürülebilir. Bir geri besleme çevrimi yardımıyla gerilim değiştirilerek istenen akım elde edilebilir. Bir gerilim beslemeli invertör, akım kontrol modunda çalıştırılabilir. Benzer şekilde bir akım kontrollü invertör, gerilim kontrol modunda çalıştırılmak üzere kontrol edilebilir. Aralarındaki tek fark, genellikle akım kontrollü invertörler çok güç gerektiren AC motor sürücülerinde tercih edilmektedir. Bir fazlı gerilim veya akım beslemeli invertör genel olarak; yarım köprü, H-köprüsü veya orta uçlu transformatörle gerçekleştirilen push-pull bağlantıda olabilir. Tek fazlı invertörler aralarında bağlanarak üç fazlı veya çok fazlı AC sistemler elde edilebilir. (Gülgün, Güç Elektroniği)

2.2.1. Gerilim Beslemeli İnvertörler

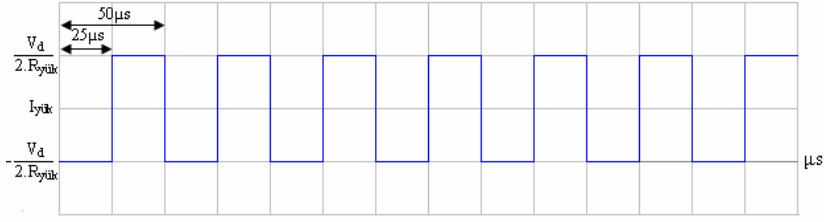
2.2.1.1. Tek Fazlı Yarım Köprü Bağlantı



Şekil 2.11 Tek fazlı yarım köprü bağlantı



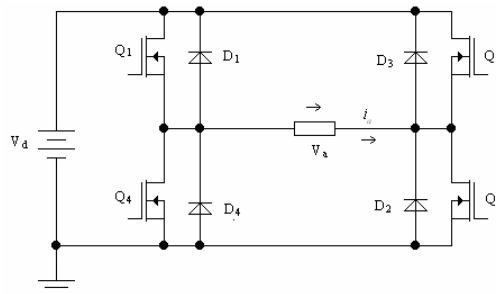
Şekil 2.12 Q1 ve Q2 anahtarlarının sürme sinyalleri



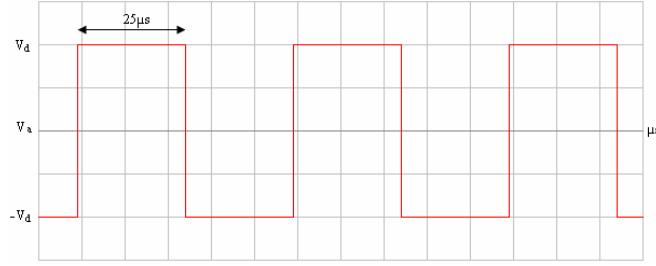
Şekil 2.13 Yük akım eğrisi

Gerilim beslemeli invertörün girişindeki DC gerilim, bir doğrultucu üzerinden mevcut AC şebekeden, bir aküden, bir yakıt pilinden, bir güneş pilinden ve hatta bir magneto hidro-dinamik jeneratörden temin edilebilir. Beslenmek istenen AC yükün gücüne ve cinsine göre invertörler, tek fazlı ya da üç fazlı olabilirler. Şekil 2.11 de Tek Fazlı Köprü bağlantıda gerilim beslemeli bir invertörün bağlantı şeması ile yükün rezistif olması halinde anahtarların üzerindeki gerilim ve yük akımının değişimleri Şekil 2.12 ve Şekil 2.13 de verilmiştir. Her köprü kolunda kontrollü bir yarı iletken eleman ve bir diyot ters paralel bağlanmıştır. Q1 ve Q2 transistörleri periyodik olarak ilettime sokularak yük uçlarında kare dalga şeklinde bir AC gerilim elde edilir. Yükün uçlarındaki V_a gerilimi; Q1 in iletimde olduğu yarım periyot süresince $V_d/2$ ye, Q2 nin iletimde bulunduğu diğer yarım periyotta ise $-V_d/2$ ye eşittir. Q1 ve Q2 nin aynı anda iletimde bulunması invertör girişindeki kaynakların bu transistörler üzerinden kısa devre olmasına sebep olur. Tabiatıyla bu durum, hem kaynak hem de transistörler için tehlikelidir. Q1 ve Q2 nin aynı anda iletimde olmaması bir lojik devre ile sağlanmalıdır. Şekil 2.12 ve Şekil 2.13 de yükün rezistif olması durumunda çıkış gerilimi ve transistor akımlarının dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere bu bağlantı için orta uçlu bir DC gerilim kaynağına ihtiyaç vardır. Yalıtımda bulunan transistör, V_d gerilimine maruz kalmaktadır. (Gülgün, Güç Elektroniği)

2.2.1.2. Tek Fazlı Köprü Bağlantı



Şekil 2.14 Tek fazlı yarım köprü bağlantı

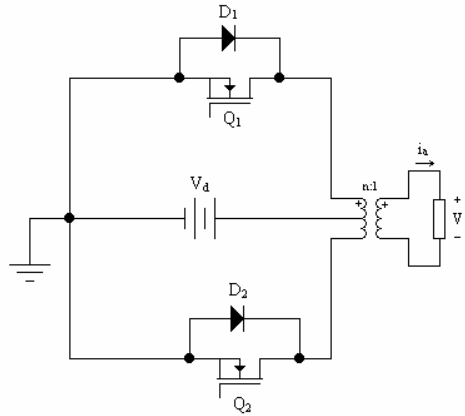


Şekil 2.15 Yük üzerindeki gerilim değişimi

Şekil 2.14 de tek fazlı köprü bağlantılı bir invertörün bağlantı şeması verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere DC gerilim kaynağının orta uçlu olmasına gerek yoktur. Q1 ve Q2 transistörleri birlikte ilettime sokulursa, yükün uçlarında V_d giriş gerilimi oluşur. Diğer yarım periyotta bu kez Q3 ve Q4 birlikte ilettime geçirilirse, yük gerilimi yön değiştirerek $-V_d$ değerine eşit olur. Şekil 2.15 de görüldüğü üzere kare dalga şeklinde değişen bir yük gerilimi elde edilir. (Gülğün, Güç Elektroniği)

2.2.1.3. Push Pull İnvörtör

Bir push-pull invertör devresi Şekil 2.16 şekilde en basit şekilde gösterilmiştir.



Şekil 2.16 Push-pull invertör

Primer tarafta orta ucu bulunan bir transformatörya ihtiyaç vardır. i_a çıkış akımının sürekli olduğu kabul edilir. Q_1 anahtarı iletimde ve Q_2 anahtarı yalıtımda iken, Q_1 anahtarı i_a nın pozitif değerini taşıırken, D_1 diyodu ise i_a nın negatif değerini taşır. i_a nın yönü ne olursa olsun $V_a = V_d/n$ değerine eşittir. Burada “n” olarak gösterilen terim transformatörün primeri ile sekonderi sarım sayısı oranıdır. Benzer olarak Q_2 anahtarı açık, Q_1 anahtarı kapalı olduğunda $V_a = -V_d/n$ değerine eşit olur. Push-pull devresinin

asıl avantajı, herhangi bir çalışma esnasında sadece bir anahtar devrededir. Mesela akü gibi düşük gerilim kaynaklarını konvertöre DC giriş olarak bağladığınızda, anahtar serilerinde her bir anahtar üzerindeki gerilim düşüşleri, enerji veriminde hissedilir bir azalmaya neden olur. Her ne kadar push-pull invertörde transformatörün DC satürasyonundan kurtulmak zor olsa da her iki anahtarın aynı toprağa sahip olması da başka bir avantajdır. Transformatörün sekonder tarafında akım, temel çıkış frekansında yavaş değişen bir akımdır. Bu sebeple anahtarlama aralığında bu akımı sabit olarak kabul edebiliriz. Anahtarlama sırasında primer tarafta akım bir koldan diğer kola kayar. Bu olay, anahtarlar üzerinde gerilim sıçramaları oluşturur. Bu sebeple anahtarları korumak için snubber devreleri yerleştirilir ya da anahtarlarda bu sıçramalar yok edilmeye çalışılır. Her anahtarlama sırasında kolların biri üzerindeki akımın sıfır olması istenir. Bu hadise, birçok invertörün tasarımında önemli bir unsur haline gelir. (Gülgün, Güç Elektroniği)

2.2.1.4. Darbe Genişlik Modülasyonlu (PWM) İnvörtör

PWM tekniği kullanılan invertörler ana akım devresi itibariyle klasik invertörlerle aynı yapıya sahiptir. Bu invertörlerin kontrol devrelerinde yapılan değişikliklerle avantajlar sağlanmaktadır. PWM, temel elektronik devre elemanlarıyla gerçekleştirildiği gibi son yıllarda gelişme gösteren mikroşlemciler yardımıyla da gerçekleştirilmektedir. Mikroşlemcilerin kullanılmaya başlandığı ilk yıllarda referans sinyali mikro işlemciden sağlanıp, operasyonel amplifikatörlü bir devreyle elde edilen taşıyıcı sinyali ile karşılaştırılarak PWM sinyali elde edilmiştir. Daha sonraki gelişmelerde PWM sinyallerinin açıları, daha önceden hesaplanıp bir hafıza elemanında toplanarak ve mikroşlemci yardımıyla PWM sinyali elde edilmiştir. Mikroşlemcilerin hızlarının çok fazla artmasıyla bu hesaplama işlemi aynı anda yapılarak (on-line) PWM sinyalleri elde edilmeye başlanmıştır. PWM de amaç, ana kare dalgada darbeler oluşturmak ve bu darbelerin genişliğini değiştirmek suretiyle çıkış ana dalgasının temel bileşenini değiştirmektir. Darbelerin yarı peryottaki sayıların değiştirilmesiyle başlıca anahtarlama harmoniklerinin frekansını yükseltmek suretiyle, motor endüktansının harmonik akımlarının sınırlanması sağlanır. Anahtarlama frekansının yükselmesi anahtarlama kayıplarının artmasına da sebep olur. Çıkış frekansının kontrolü için invertördeki elemanlarının faz değiştirme zamanlarının değiştirilmesi yeterli olur. Böylece çıkış

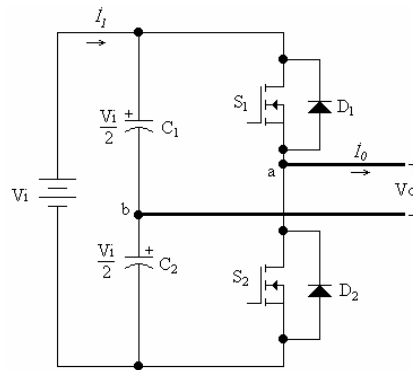
gerilimi ve frekansı aynı anda invertörden kolayca ayarlanabilir. (Gülgün, Güç Elektroniği)

Üç fazlı invertörün çıkış dalga şekillerinde ise birbirinden 120 derece faz farkı olmalıdır. Bu yüzden PWM sinyalleri arasında da 120 derece faz farkı bulunmalıdır. Genel olarak PWM sinyalleri yüksek frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalga ile düşük frekanslı modülasyon dalgasının bir komparatörde karşılaştırılmasından elde edilir. Taşıyıcı dalga frekansının referans dalga frekansına oranına m_f denir. m_f üç fazlı sistemlerde üç ve üçün katları olmalıdır, böylece fazlar arası denge sağlanır. Sinüs dalgasının genliğinin taşıyıcı dalga genliğine oranına modülasyon indeksi (m_a) denir. Modülasyon indeksinin değiştirilmesiyle çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği ayarlanır.

Tek fazlı köprü bağlantısında çapraz kollar gecikmeli olarak ilettime sokularak, yarım periyoda ait kare dalganın genişliği ayarlanabilir. Bu gerilim ayar metoduna “ Darbe Genişlik Modülasyonlu (PWM) adı verilir. Ancak burada tek darbe bulunduğundan PWM in “ Tek Darbe Modülasyonu ” grubuna girmektedir.

PWM u genel olarak çıkış gerilimi dalga şeklinin harmonik içeriğini değiştirir. Tek darbe modülasyon tekniği ile α ya belirli değerler vermek suretiyle düşük mertebeden rahatsız edici harmonikler yok edilebilir. Örneğin $2\alpha=60^\circ$ için, üç ve üçün katları mertebesinden olan harmonikler bulunmaz. $2\alpha=72^\circ$ seçilerek beşinci harmonik ortadan kaldırılabilir. Fakat α nın büyük değerlerinde darbe genişlikleri çok kısılır ve düşük mertebeli harmoniklerin içeriği yükselir. (Gülgün, Güç Elektroniği)

2.2.1.4.1. Yarım Köprü Bağlantılı İnvörtörde PWM Teknikleri



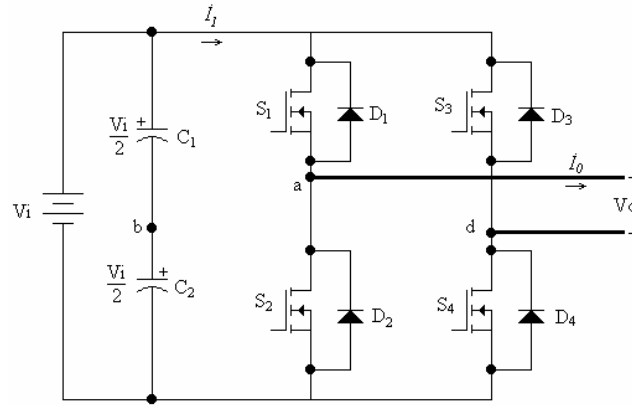
Şekil 2.17 Yarım köprü bağlantılı invertör (Gülgün, Güç Elektroniği)

$V_0=V_{ab}$ AC çıkış geriliminin sürekli olarak düzgün çalışan anahtarlama güç sisteminde

verilen dalga şeklini takip etmesi istenir. Taşıyıcı bazlı PWM tekniği, gerilim kaynaklı invertörlerin bir ayağının üstündeki anahtarların daha önceden tanımlandığı şekilde açık ve kapalı durumlarını oluşturmakla sağlanabilir. Bunu da bir modülasyon işareti V_c (istenen AC çıkış gerilimi) ve bir üçgen dalga formu V_{ts} (taşıyıcı sinyal) karşılaştırılarak elde edilir. Pratikte, $V_c > V_{ts}$ olduğunda S_1 anahtarı iletimde, S_2 anahtarı yalıtımda olur. Aynı şekilde $V_c < V_{ts}$ iken, S_1 anahtarı yalıtımda ve S_2 anahtarı iletim durumundadır. V_c modülasyon sinyali, f_c frekansında V_c genliğinde bir sinüzoidal dalga iken ve üçgen dalga V_{ts} ise f_{ts} frekansında ve genliği V_{ts} olan bir sinyal iken bu duruma, Sinüzoidal PWM (SPWM) adı verilir. (Gülgün, Güç Elektroniği)

PWM tekniği, verilen modülasyon sinyalini takip eden bir çıkış gerilimi elde etmeyi sağlar. Bu çalışma modunda temel AC gerilimin maksimum genliği $V_i/2$ dir. Her ne kadar düşük mertebeli harmonikler görülsün de daha yüksek gerilimler $m_a > 1$ olması durumunda sağlanabilir. Modülasyon indeksinin çok geniş değerlerde olduğu durumlarda (örnek olarak $m_a > 3,24$) kare dalga modülasyon tekniği kullanılmaktadır.

2.2.1.4.2. Tam Köprü Bağlantılı İnvertörde PWM Tekniği



Şekil 2.18 Tam köprü bağlantılı invertör

Bipolar PWM tekniğinde, AC çıkış dalga şeklinin alabileceği iki farklı değer vardır. Bunlar, V_i ve $-V_i$ değerleridir. Bu teknikte de daha önce yarım köprü bağlantısında kullanılan taşıyıcı bazlı teknik kullanılmaktadır. Yarım köprü bağlantıda S_1 anahtarının yaptığı görev, tam köprü konfigürasyonunda S_1 ve S_4 anahtarlarının her ikisinin beraber çalışması ile sağlanabilmektedir. Aynı şekilde, yarım köprü bağlantıda S_2 anahtarının yaptığı görev de tam köprü konfigürasyonunda S_2 ve S_3 anahtarlarının beraber çalışması ile sağlanabilmektedir. Buna Bipolar Taşıyıcı Bazlı SPWM adı verilir.

Unipolar PWM tekniği bipolar yaklaşımının tersine, AC ıkış gerilimini elde etmek için kullanılan anahtarların dört farklı durumu vardır. AC ıkış dalga şeklinin alabileceği üç farklı değer vardır ki bunlar V_i , $-V_i$ ve sıfırdır. Yine bu teknikte de anahtarların bu dört durumunu oluşturmak için taşıyıcı bazlı teknikten yararlanılmıştır. Bunun için iki sinüzoidal modülasyon sinyali V_c ve $-V_c$ kullanılmıştır. V_c sinyali V_{ab} gerilimini oluşturmak için, $-V_c$ sinyali de V_{ab} gerilimini oluşturmak için kullanılmaktadır. Bu sonuçla, $V_{db1} = -V_{ad1}$ haline gelmiştir. Öteki taraftan ise $V_{01} = V_{db1} - V_{db1} = 2V_{ab1}$ olarak hesaplanır. Bu sonuçla $V_{01} = 2V_{ab1} = m_a V_i$ ifadesi elde edilir. Bu alışma şekline Unipolar Taşıyıcı Bazlı SPWM adı verilir. AC ıkış gerilimi ve DC hat akımındaki temel bileşen ve harmoniklerin genlikleri Bipolar SPWM ile elde edilenlerle hemen hemen aynıdır. Faz gerilimleri V_{ab} ve V_{db} birbirinin aynı olmasına rağmen aralarında 180° faz farkından dolayı AC ıkış gerilimi ($V_0 = V_{ad} = V_{ab} - V_{db}$) ift harmonikler içermez. (Gülgün, G Elektroniki)

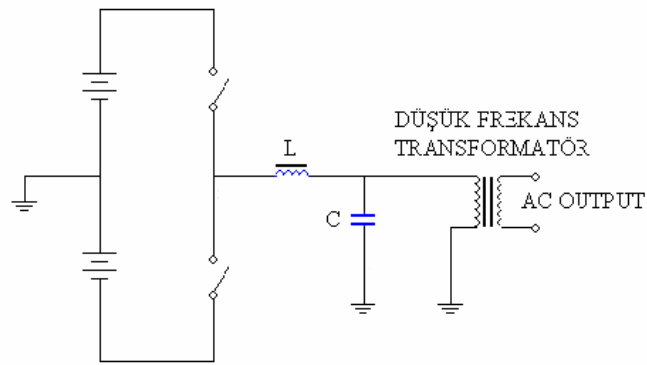
3. YÜKSEK FREKANS ANAHTARLAMALI FAZ KONTROLLÜ DC-AC İNVERTÖR

3.1 Teorik İnceleme

Son zamanlarda ev ve ofislerde kullanılan bilgisayar, elektronik cihazlar için gücü 1 kVA den küçük UPS ler önem kazanmıştır. Bu tip UPS lerde boyut ve maliyet çok önemlidir ve bu UPS lerin boyutlarını DC-AC invertör belirlediği için küçük boyutlu bir DC-AC invertör yapmak gerekir. Çeşitli ofis araçlarının güçleri Tablo 2.1 de verilmiştir:

Tablo 3.1 Çeşitli ofis araçlarının güçleri (Bodur, 2005)

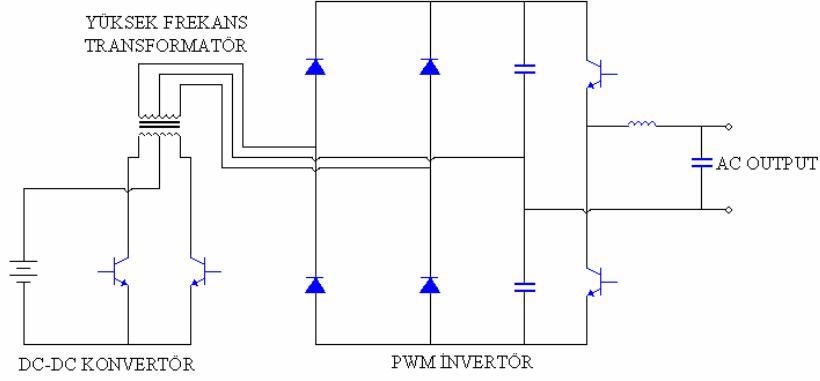
CİHAZ	GÜÇ	CİHAZ	GÜÇ
Sunucu (Server)	500 VA	Kasa	300 VA
Standart PC	500 VA	Router	200 VA
Multimedya PC	250 VA	PBX Telefon Santrali	300 VA
Ağ Sunucusu	750 VA	Faks	100 VA
15" Monitör	100 VA	Modem	50 VA
17 inç Monitör	150 VA	Kablosuz Telefon	20 VA
Inkjet Yazıcı	100 VA	20 Watt Ampul	30 VA
Nokta Vuruşlu Yazıcı	150 VA	30 Watt Ampul	45 VA
Lazer Yazıcı	500 VA	40 Watt Ampul	65 VA
Tarayıcı	100 VA	70 Watt Renkli TV	150 VA



Şekil 3.1 DC-AC invertör

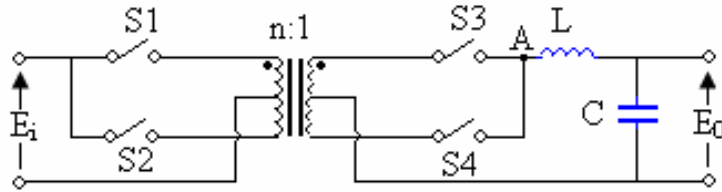
DC-AC invertörün boyutunu küçültmek içinde yüksek frekanslarda anahtarlama ile PWM tekniği kullanılır. Şekil 2.19 deki devrede LC filtresinin boyutu anahtarlama frekansı artırılarak küçültülür ve filtrenin cevap verme süresi kısaltılır. Yinede çıkışa

bağlanmış transformatörün boyutu anahtarlama frekansından neredeyse bağımsızdır ve transformatör frekansı 50 Hz dir. Bu da transformatörün büyük boyutlarda olması demektir. (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988)



Şekil 3.2 DC-DC invertörü izleyen bir PWM invertör

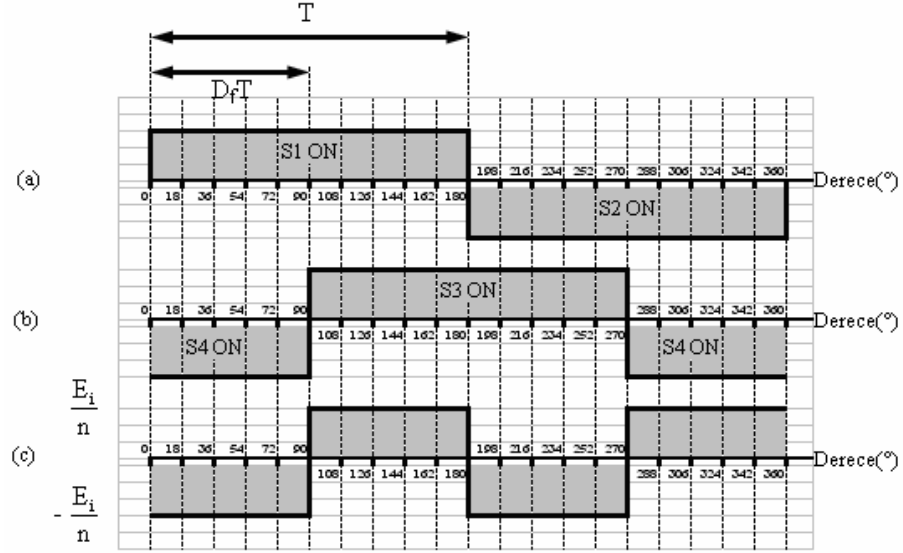
Şekil 2.20 deki DC-DC invertörü izleyen bir PWM invertörü görülmektedir. Burada yalıtım transformatörü küçültülebilir fakat farklı iki kontrol devresi ile farklı anahtarlama sürelerine sahip iki kontrol devresi gerektirir. Bu devrede kayıplar fazladır ve DC-DC dönüştürücüde DC kaynağa giden reaktif enerji geri kazanılamaz. Faz kontrollü DC-AC dönüştürücü, McMurray tarafından 1970 yılında sunulan temel olarak yalıtım transformatörünü küçültmek için uygundur. Anahtarlama esnasında devrede, yüksek akım ve gerilim sıçramaları oluşur. Bu sıçramalar dönüştürücünün verimini ve güvenilirliğini azaltır. (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988)



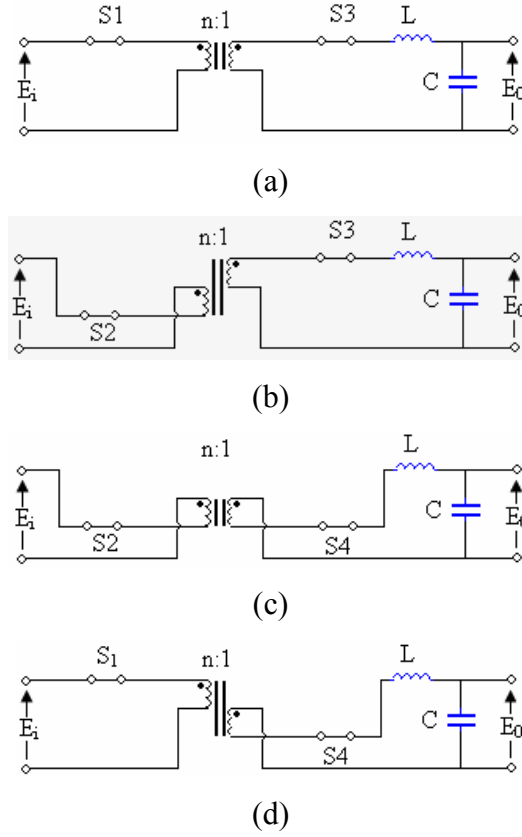
Şekil 3.3 Faz kontrollü devrenin temel şeması

Bu faz kontrollü devrenin temel şeması Şekil 2.21 de verilmiştir. Devrenin primer tarafında S_1 ve S_2 anahtarları ile sekonder tarafında S_3 , S_4 anahtarları %50 oranında ON ve OFF olarak çalışırlar. Primer ve sekonder taraftaki anahtarlar $D_f.T$ faz farkı ile Şekil 2.22a ve Şekil 2.22b deki gibi çalışırlar. Şekil 2.22c ise Şekil 2.21 de A noktasının dalga şekli gösterilmiştir. Bu sinyaldeki yüksek frekanslı bileşenler LC filtresi tarafından yok

edilir ve çıkışta E_0 gerilimi elde edilir. Transformator yüksek frekanslarda anahtarlandığı için küçülür. (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988; Harada, Anan, Yamasaki, Jinno, Kawata, Nakashima, Murata, Sakamoto, 1996)

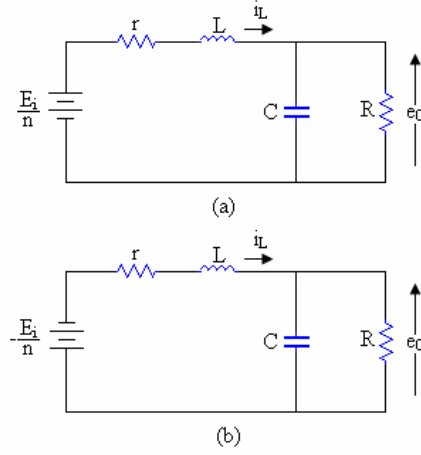


Şekil 3.4 Anahtarların çalışma durumu ve yükte oluşan dalga şekli



Şekil 3.5 Anahtarların çalışma evreleri (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988)

S_1 - S_4 anahtarlarının çalışması dört aşamadan oluşur. Bunlar Şekil 2.23a dan Şekil 2.23d ye kadar şekilde gösterildiği gibidir. Şekil 2.23a ve Şekil 2.23c evreleri Şekil 2.24a da ki devre Şekil 2.23b ve Şekil 2.23d evrelerinde Şekil 2.24b deki eşdeğer devre ile gösterilir. Bu devrelerdeki r iç direnç, R yükü, n ise transformatörün dönüşüm oranını göstermektedir. ($n:1$) (Harada, Sakamoto, Shoyama, 1988)



Şekil 3.6 Çalışma evrelerinin eşdeğer devreleri (Harada, Sakamoto, Shoyama, 1988)

Anahtarlama frekansı, L-C filtresinin cut-off frekansından, modülasyon frekansından yeterince yüksek olduğu kabul edilmiştir. Çıkış gerilimi E_0 , bir buck tipi dönüştürücü gibi ortalama değer yöntemiyle elde edilir.

$$x = (i_L, e_0)^T \quad (2.1)$$

a için,

$$\frac{dx}{dt} = A_1 x + b_1 E_i \quad (2.2)$$

b için,

$$\frac{dx}{dt} = A_2 x + b_2 E_i \quad (2.3)$$

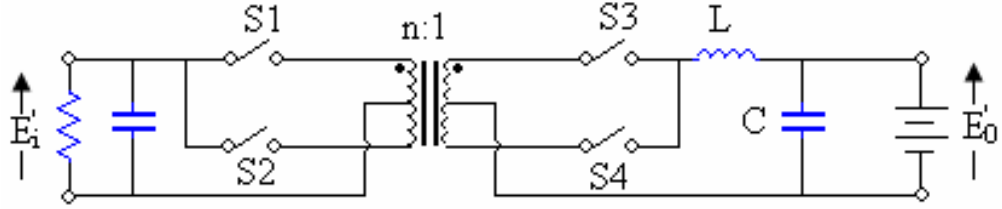
$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix} \quad b_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{nL} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix} \quad b_2 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{nL} \\ 0 \end{bmatrix}$$

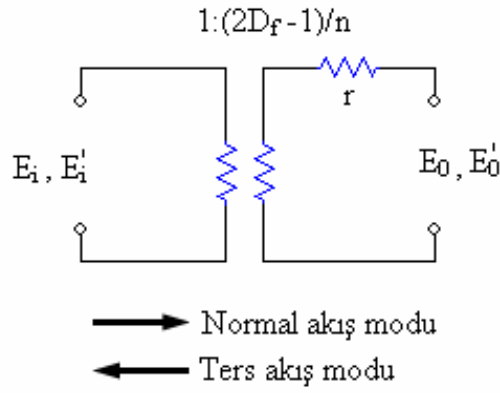
$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + bE_i \quad (2.4)$$

$$A = D_f A_1 + (1 - D_f) A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix}$$

$$b = D_f b_1 + (1 - D_f) b_2 = \begin{bmatrix} \frac{2D_f - 1}{nL} \\ 0 \end{bmatrix}$$



Şekil 3.7 Faz kontrollü devre



Şekil 3.8 Ortalama eşdeğer devre (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988)

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = 0$$

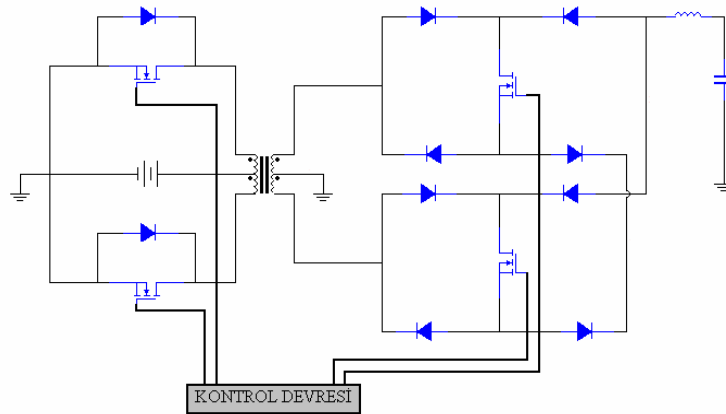
$$\hat{x}s = -A^{-1}bE_i$$

$$= \frac{-E_i LC}{1 + r/R} \begin{bmatrix} \frac{-1}{CR} & \frac{1}{L} \\ \frac{-1}{C} & \frac{-r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{(2D_f - 1)}{nL} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$E_0 = \frac{E_i (2D_f - 1)}{n} \frac{1}{1 + r/R} \quad (2.5)$$

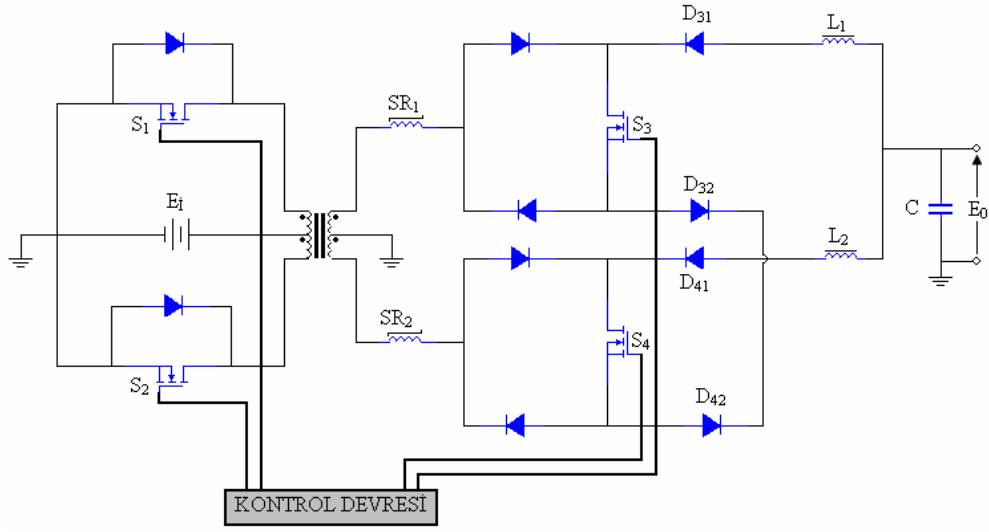
$$E_i' = \frac{nE_0'}{(2D_f - 1)} \cdot \frac{1}{1 + rn^2/R' (2D_f - 1)^2} \quad (2.6)$$

Şekil 2.26 ortalama eşdeğer devreyi gösteriyor. Bu eşdeğer devre yalnızca DC için değil 50 Hz, 60 Hz lik düşük frekanslar için de geçerlidir. Çünkü bu frekans değerleri, LC filtresinin cut-off frekansından yeterince küçüktür. Enerjinin primerden sekondere akışına normal akış modu, sekonderden primere akışına ise ters akış modu denir. Transformatörün aktarım oranı D_f nin bir fonksiyonudur. Bu devre $D_f = 1/2$ nin etrafında çalıştırılırsa bu devre DC-AC invertör olarak çalışır. Güç iki yönlü olarak akabilir ve primere giden reaktif gücün bir kısmı geri kazanılabilir. (K.Harada, H.Sakamoto, M.Shoyama "Phase-Cont. DC-AC Conv. with High-Freq. Switching")



Şekil 3.9 Ana devrenin şeması (Harada, Sakamoto,Shoyama, 1988)

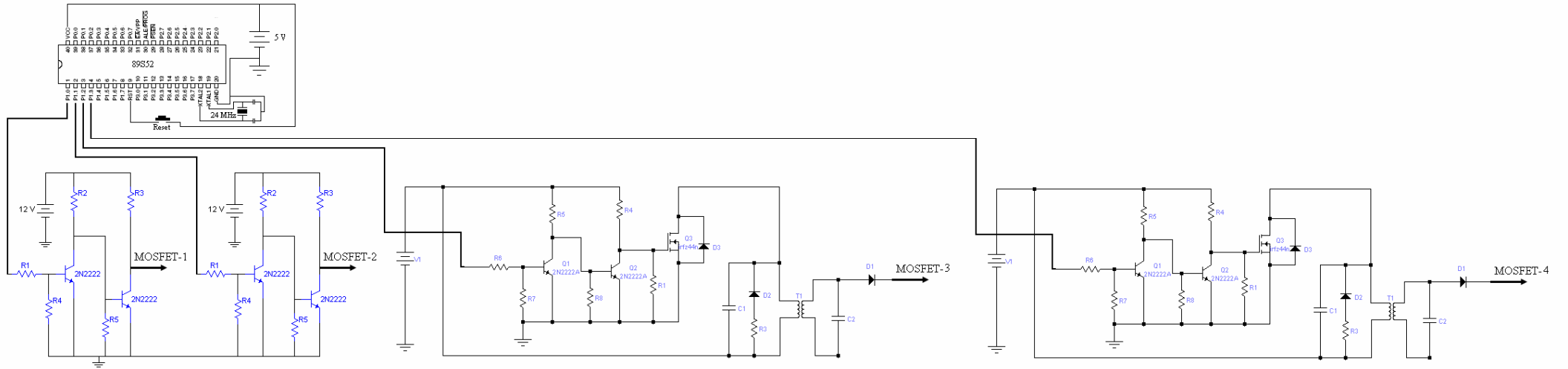
Bu devrede primer tarafındaki S_1 ve S_2 anahtarları için bir MOSFET çifti, sekonder tarafındaki S_3 ve S_4 anahtarları için 4 diyotlu birer MOSFET kullanılmıştır (Şekil 2.27). Böylelikle güç iki yöne akabilir. MOSFET leri süren gerilimin dalga yapısı $D = 1/2$ oranlı dikdörtgenler olduğu için transformatörde DC bileşen yoktur. (Harada, Sakamoto, Shoyama, 1988)



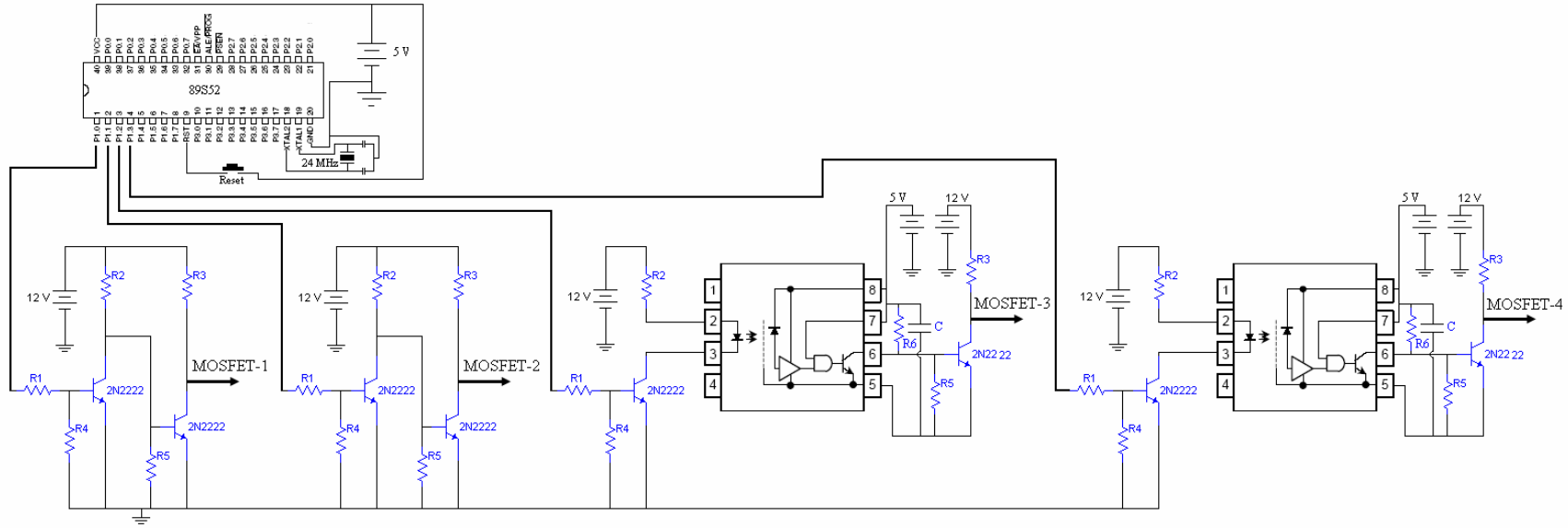
Şekil 3.10 Ana devrenin şeması (Harada, Sakamoto, Shoyama, 1988)

S_3 ve S_4 arasındaki anahtarlama sırasında yüksek akım ve gerilim dalgalanmaları meydana gelir. S_3 ün ve S_4 ün aynı anda iletimde olduğu esnada (akımlar üst üste bindiğinde) sekonder, sarımının kısa devre olması nedeniyle, yüksek bir akım dalgasına maruz kalır. S_3 ve S_4 ün iletimde olduğu aralıkta ikisinin arasında bir boşluk varsa yüksek bir gerilim dalgasına maruz kalır. Bu yüksek akım ve gerilim dalgalanması invertörün verimini düşürür ve anahtarlarda ciddi hasarlara neden olur. Bu problemin çözümü için reaktör L_1 ve L_2 olmak üzere iki parçaya ayrılır. Bu devrede S_3 ve S_4 kısa bir süre aynı anda iletimde olacak şekilde sürülür (Şekil 2.28). Bu kısa devre akımı iki reaktör tarafından bloklandığı için yumuşak düzgün bir anahtarlama gerçekleştirilmiş olur. D_{31} , D_{32} , D_{41} , D_{42} diyotlarındaki fazla akımları bastırmak için, doyumlu SR_1 ve SR_2 manyetik snubber devreleri kullanılır. (Harada, Sakamoto, Shoyama, 1988; Harada, Anan, Yamasaki, Jinno, Kawata, Nakashima, Murata, Sakamoto, 1996)

D_f sinyali kontrol devresinde üretilir. Bu amaçla 89S52 Mikrodenetleyicisi kullanıldı. Sekonder tarafındaki S_3 ve S_4 MOSFET lerinin sürülmesi için gereken V_{GS} gerilimlerinin beslemeleri izole olmalıdır. MOSFET leri sürbilmek için tetikleme transformatörü kullanılabileceği gibi opto-coupler da kullanılabilir. Şekil 2.29 deki devrede görüldüğü gibi, T2 ve T3 transformatörleri kullanılarak, bu transformatörlerin sekonderlerindeki sinyaller ana devreden izole hale gelir. Böylece, ana devrede sekonderdeki iki MOSFET için gerekli sürme sinyali elde edilebilir. Şekil 2.30 de ise izolasyonu sağlayabilmek için opto-coupler kullanılmıştır. Bu çalışmada, devrenin Pspice analizi yapılırken transformatörlü devre, uygulamada ise fiziksel olarak daha az yer kaplayan ve kontrolü daha kolay olan opto-coupler lı devre tercih edilmiştir.



Şekil 3.11 Yarı iletken anahtarları kontrol etmek için transformatör kullanılarak izolasyon sağlanan sürücü devre



Şekil 3.12 Yarı iletken anahtarları kontrol etmek için opto-coupler kullanılarak izolasyon sağlanan sürücü devre

Şekil 2.31 den Şekil 2.41 e kadar S_1 , S_2 , S_3 , S_4 anahtarlarını sürebilmek için gereken giriş sinyalleri, Tablo 2.2 den Tablo 2.12 ye kadar ise bu anahtarlar arasındaki faz farkları verilmiştir. Anahtarı sürebilmek ve gereken faz farkını yaratabilmek için 8051 Mikrodenetleyici ailesinden 89S52 kullanılmıştır. S_1 ile S_3 arasındaki faz farkına D_f olarak adlandırılmış ve aşağıdaki yöntemle hesaplanmıştır.

$$D_f = \frac{S_1 \text{ ile } S_3 \text{ arasındaki faz açısı}}{180}$$

$D_f = 0$ dan $D_f = 1$ e kadar olan sürme sinyalleri için gerekli programlar ise bu şekil ve tablolar ile aynı sayfadadır.

$D_f = 0$ için ASM kodları, anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

ORG 0000H

GEC1 EQU 30H

ANA:

ORG 0090H

MOV GEC1, #9

MOV P2, #00h

ANADONGU:

MOV P2, #09h

ACALL DALGA1

NOP

MOV P2, #0Ah

ACALL DALGA1

NOP

JMP ANADONGU

DALGA1:

MOV R7, GEC1

DONGU1:

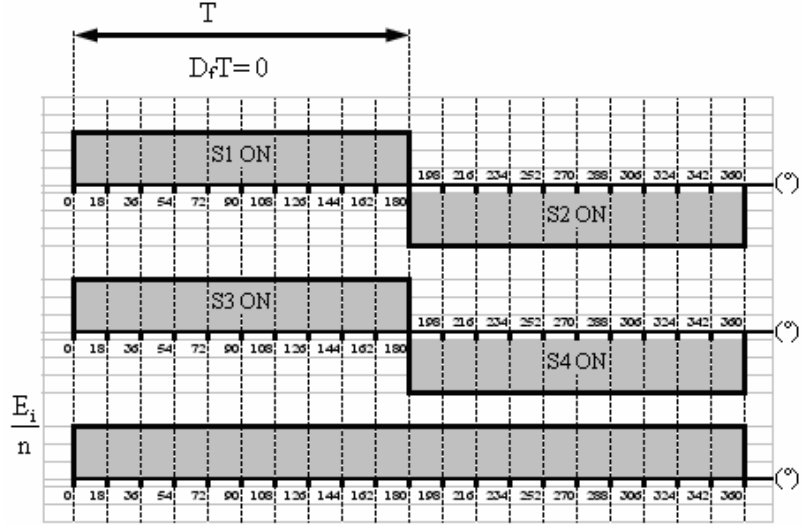
DJNZ R7, DONGU1

LJMP ANA

END

Tablo 3.2 $D_f = 0$ için anahtarların faz farkları

$D_f = 0$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	0°
S4'ün S1 den faz farkı	180°



Şekil 3.13 $D_f = 0$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

$D_f=0,1$ için ASM kodları, anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

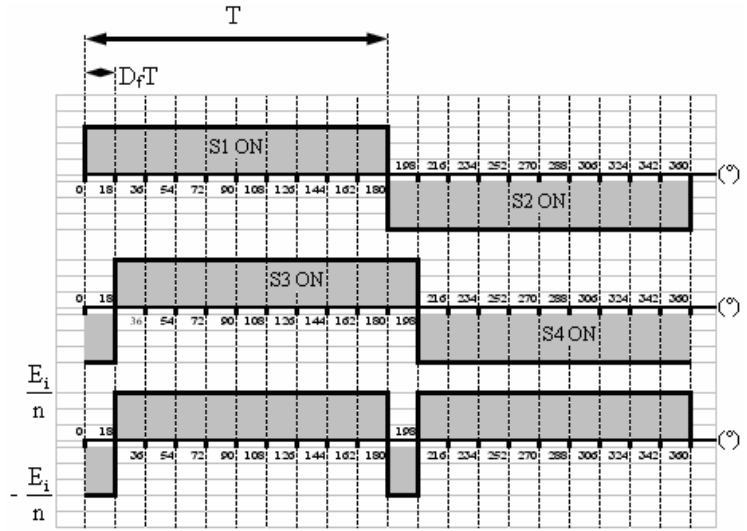
```

ORG 0000H
GEC1 EQU 30H
LJMP
ANA:
ORG 0090H
MOV GEC1, #18
MOV P2, #00h
ANADONGU:
MOV P2, #09h
NOP
NOP
NOP
MOV P2, #05h
ACALL DALGA1
NOP
MOV P2, #06h
NOP
NOP
NOP
NOP
MOV P2, #0Ah
ACALL DALGA1
JMP DONGU
DALGA1:
MOV R6, GEC1
DONGU1:
DJNZ R6, DONGU1
LJMP ANA
END

```

Tablo 3.3 $D_f = 0,1$ için anahtarların faz farkları

$D_f = 0,1$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	18°
S4'ün S1 den faz farkı	198°



Şekil 3.14 $D_f = 0,1$ için anahtar ve yük üzerindeki gerilimler

$D_f = 0,2$ için ASM kodları ve Anahtarların Dalga Şekilleri

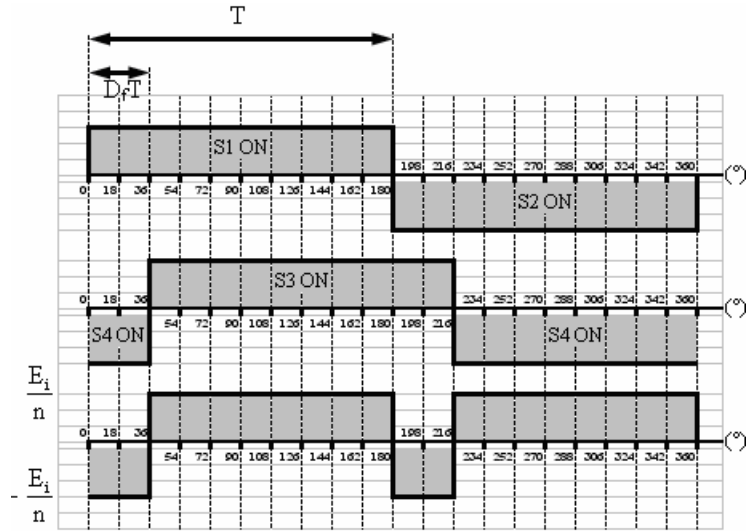
```

ORG 0000H
GEC1 EQU 30H
LJMP
ANA:
ORG 0090H
MOV GEC1, #4
MOV GEC2, #16
MOV P2, #00h
ANADONGU:
MOV P2, #09h
ACALL DALGA1
MOV P2, #05h
ACALL DALGA2
NOP
NOP
MOV P2, #06h
ACALL DALGA1
MOV P2, #0Ah
ACALL DALGA2
JMP DONGU
DALGA1:
MOV R6, GEC1
DONGU1:
DJNZ R6, DONGU1
DALGA2:
MOV R7, GEC2
DONGU2:
DJNZ R7, DONGU2
LJMP ANA
END

```

Tablo 3.4 $D_f = 0,2$ için anahtarların faz farkları

$D_f = 0,2$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	36°
S4'ün S1 den faz farkı	216°



Şekil 3.15 $D_f = 0,2$ için anahtar ve yük üzerindeki gerilimler

$D_f = 0,3$ için ASM kodları, anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

```

ORG 0000H      DONGU2:
GEC1 EQU 30H    DJNZ R7,DONGU2
GEC EQU 31H     LJMP ANA
ANA:            END

```

```

ORG 0090H
MOV GEC1 #8
MOV GEC2 #13
MOV P2,#00h
ANADONGU:
MOV P2,#09h
ACALL DALGA1
NOP
MOV P2,#05h
ACALL DALGA2
NOP
NOP
NOP
MOV P2,#06h
ACALL DALGA1
NOP
MOV P2,#0Ah
ACALL DALGA2
NOP

```

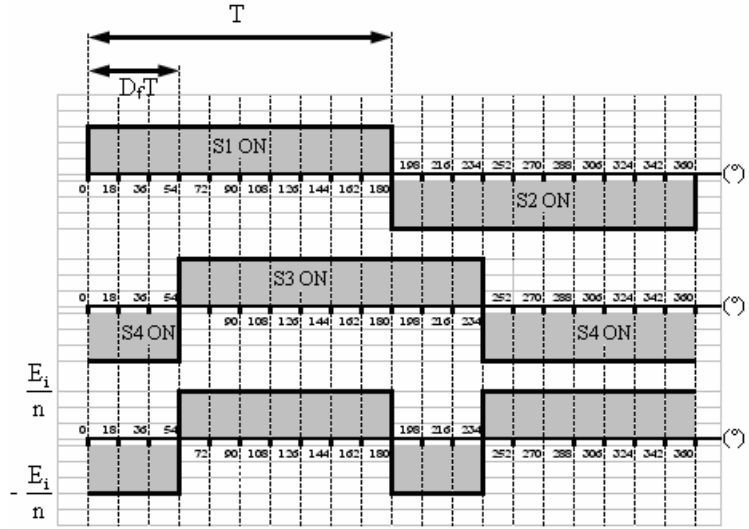
```

NOP
JMP DONGU
DALGA1:
MOV R6,GEC1
DONGU1:
DJNZ R6,DONGU1
DALGA2:
MOV R7,GEC2

```

Tablo 3.5 $D_f = 0,3$ için anahtarların faz farkları

$D_f = 0,3$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	54°
S4'ün S1 den faz farkı	234°



Şekil 3.16 $D_f = 0,3$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

$D_f = 0,4$ için ASM kodları, anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

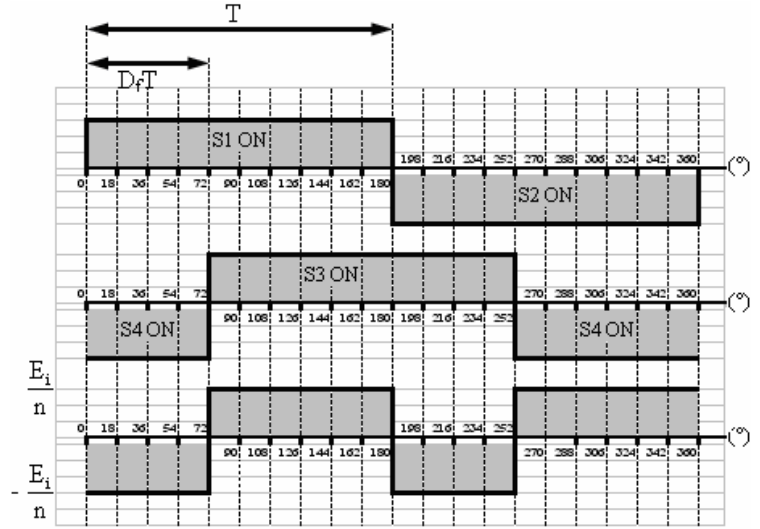
```

ORG 0000H
GEC1 EQU 30H
ANA:
ORG 0090H
MOV GEC1 #7
MOV GEC2 #11
MOV P2,#00h
ANADONGU:
MOV P2,#09h
ACALL DALGA1
MOV P2,#05h
ACALL DALGA2
NOP
NOP
MOV P2,#06h
ACALL DALGA1
MOV P2,#0Ah
ACALL DALGA2
JMP DONGU
DALGA1:
MOV R6,GEC1
DONGU1:
DJNZ R6,DONGU1
DALGA2:
MOV R7,GEC2
DONGU2:
DJNZ R7,DONGU2
LJMP ANA
END

```

Tablo 3.6 $D_f = 0,4$ için anahtarların faz farkları

$D_f = 0,4$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	72°
S4'ün S1 den faz farkı	254°



Şekil 3.17 $D_f = 0,4$ için anahtarlar yük üzerindeki gerilimler

$D_f = 0,5$ için ASM kodları, anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

```

ORG 0000h          DJNZ R7,DONGU2
GEC1 EQU 30H        LJMP ANA
GEC2 EQU 31H        END
LJMP ANA

```

ANA:

```

ORG 0090h
MOV GEC1 #9
MOV GEC2 #8
MOV P2,#00h
ANADONGU:
MOV P2,#09h
ACALL DALGA1
NOP
MOV P2,#05h
ACALL DALGA1
NOP
MOV P2,#06h
ACALL DALGA1
NOP
MOV P2,#0Ah
ACALL DALGA2
NOP

```

JMP ANADONGU

DALGA1:

MOV R6,GEC1

DONGU1:

DJNZ R6,DONGU1

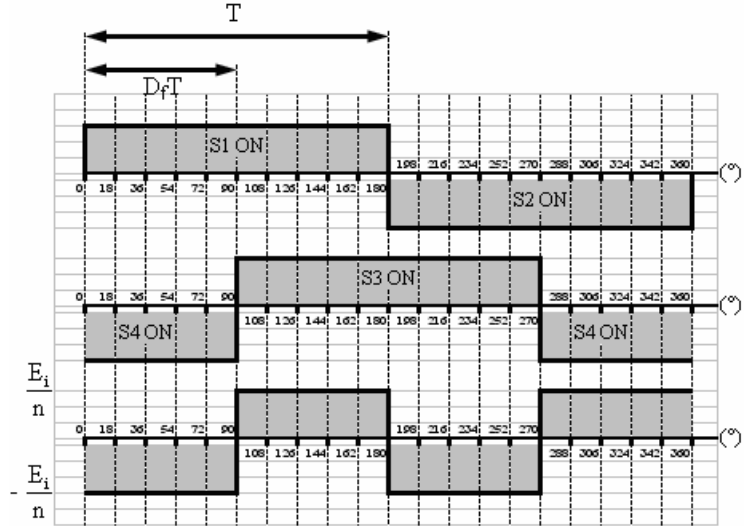
DALGA2:

MOV R7,GEC2

DONGU2:

Tablo 3.7 $D_f = 0,5$ için anahtarların faz farkları

$D_f = 0,5$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	90°
S4'ün S1 den faz farkı	270°



Şekil 3.18 $D_f = 0,5$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

$D_f = 0,6$ için ASM kodları, anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

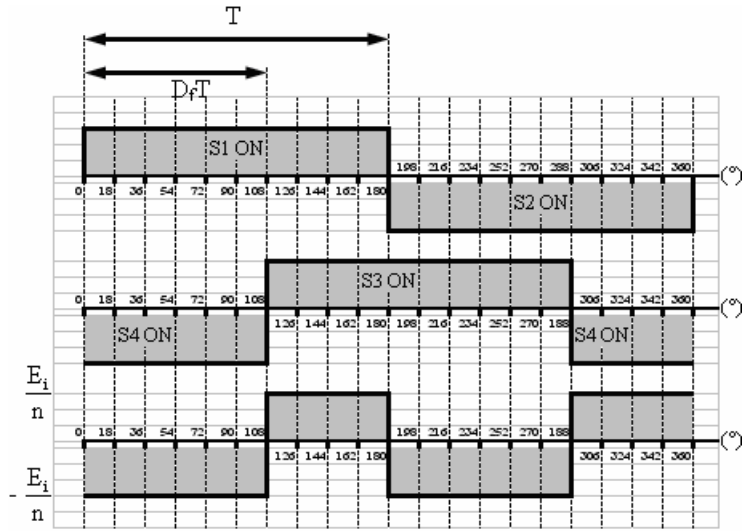
```

ORG 0000H
GEC1 EQU 30H
ANA:
ORG 0090H
MOV GEC1 #12
MOV GEC2 #6
MOV P2,#00h
ANADONGU:
MOV P2,#09h
ACALL DALGA1
MOV P2,#05h
ACALL DALGA2
NOP
NOP
MOV P2,#06h
ACALL DALGA1
MOV P2,#0Ah
ACALL DALGA2
JMP DONGU
DALGA1:
MOV R6,GEC1
DONGU1:
DJNZ R6,DONGU1
DALGA2:
MOV R7,GEC2
DONGU2:
DJNZ R7,DONGU2
LJMP ANA
END

```

Tablo 3.8 $D_f = 0,6$ için anahtarların faz farkları

$D_f = 0,6$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	108°
S4'ün S1 den faz farkı	288°



Şekil 3.19 $D_f = 0,6$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

$D_f = 0,7$ için ASM kodları, anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

ORG 0000H LJMP ANA

GEC1 EQU 30H END

ANA:

ORG 0090H

MOV GEC1 #14

MOV GEC2 #3

MOV P2,#00h

ANADONGU:

MOV P2,#09h

ACALL DALGA1

NOP

MOV P2,#05h

ACALL DALGA2

NOP

NOP

NOP

MOV P2,#06h

ACALL DALGA1

MOV P2,#0Ah

ACALL DALGA2

NOP

JMP DONGU

DALGA1:

MOV R6,GEC1

DONGU1:

DJNZ R6,DONGU1

DALGA2:

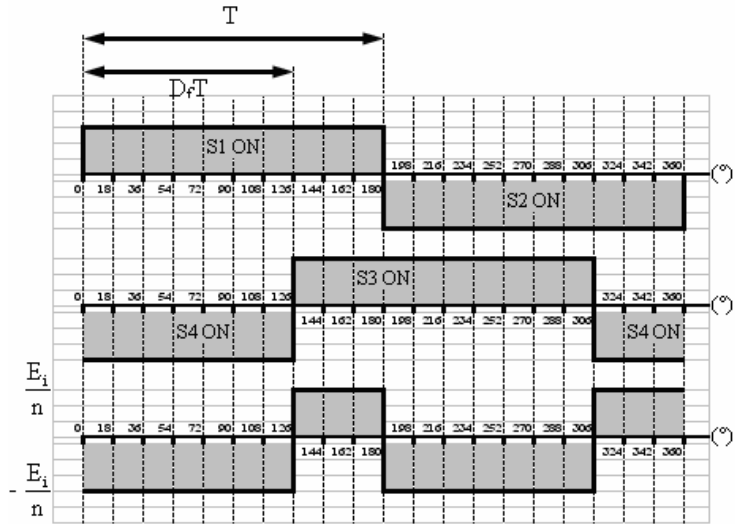
MOV R7,GEC2

DONGU2:

DJNZ R7,DONGU2

Tablo 3.9 $D_f = 0,7$ için anahtarların faz farkları

$D_f = 0,7$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	126°
S4'ün S1 den faz farkı	306°



Şekil 3.20 $D_f = 0,7$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

$D_f = 0,8$ için ASM kodları, anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

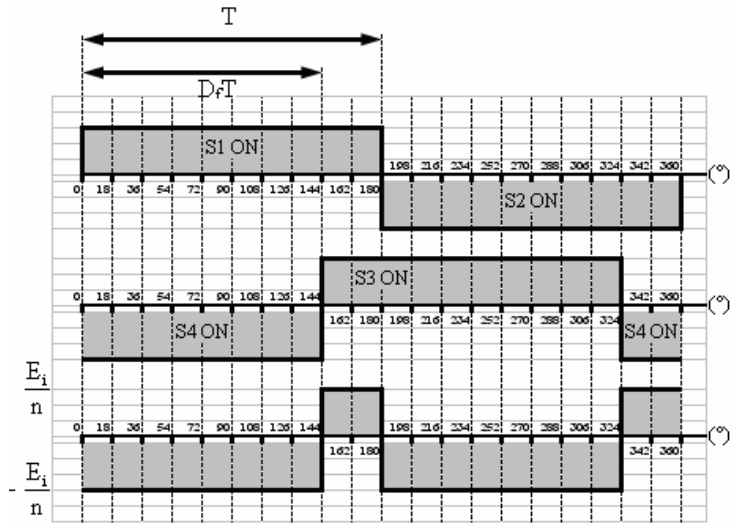
```

ORG 0000H
GEC1 EQU 30H
ANA:
ORG 0090H
MOV GEC1 #17
MOV GEC2 #1
MOV P2,#00h
ANADONGU:
MOV P2,#09h
ACALL DALGA1
MOV P2,#05h
ACALL DALGA2
NOP
NOP
MOV P2,#06h
ACALL DALGA1
MOV P2,#0Ah
ACALL DALGA2
JMP DONGU
DALGA1:
MOV R6,GEC1
DONGU1:
DJNZ R6,DONGU1
DALGA2:
MOV R7,GEC2
DONGU2:
DJNZ R7,DONGU2
LJMP ANA
END

```

Tablo 3.10 $D_f = 0,8$ için anahtarların faz farkları

$D_f = 0,8$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	144°
S4'ün S1 den faz farkı	324°



Şekil 3.21 $D_f = 0,8$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

$D_f = 0,9$ için ASM kodları, anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

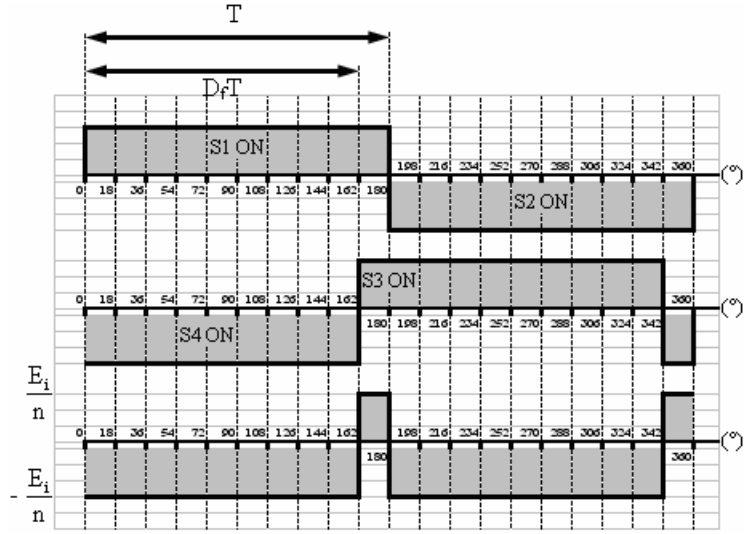
```

ORG 0000H
GEC1 EQU 30H
ANA:
ORG 0090H
MOV GEC1 #19
MOV P2,#00h
ANADONGU:
MOV P2,#09h
ACALL DALGA1
NOP
MOV P2,#05h
NOP
NOP
NOP
MOV P2,#06h
ACALL DALGA1
NOP
MOV P2,#0Ah
NOP
JMP DONGU
DALGA1:
MOV R6,GEC1
DONGU1:
DJNZ R6,DONGU1
LJMP ANA
END

```

Tablo 3.11 $D_f = 0,9$ için anahtarların faz farkları

$D_f = 0,9$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	162°
S4'ün S1 den faz farkı	342°



Şekil 3.22 $D_f = 0,9$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

$D_f=1$ için ASM kodları, anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

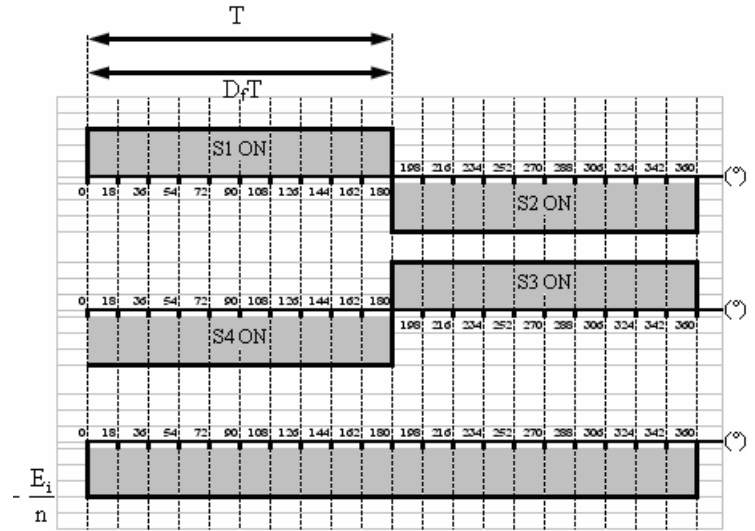
```

ORG 0000H
GEC1 EQU 30H
ANA:
ORG 0090H
MOV GEC1,#21
MOV P2,#00h
ANADONGU:
MOV P2,#09h
ACALL DALGA1
NOP
NOP
MOV P2,#06h
ACALL DALGA1
JMP DONGU
DALGA1:
MOV R6,GEC1
DONGU1:
DJNZ R6,DONGU1
LJMP ANA
END

```

Tablo 3.12 $D_f = 1$ için anahtarların faz farkları

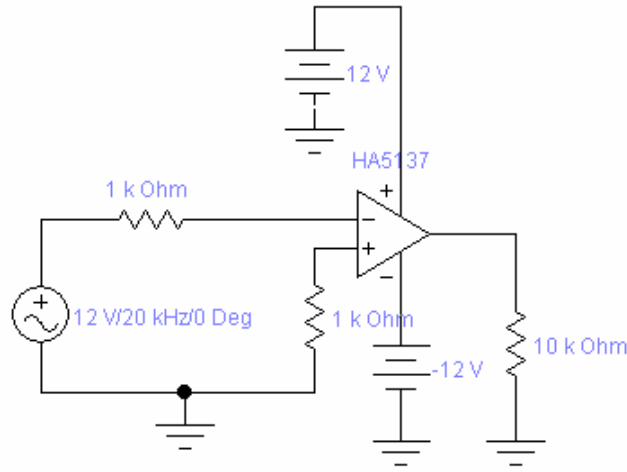
$D_f = 1$ için	
S2'nin S1 den faz farkı	180°
S3'ün S1 den faz farkı	180°
S4'ün S1 den faz farkı	360°

Şekil 3.23 $D_f = 1$ için anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

3.2 Simulasyon

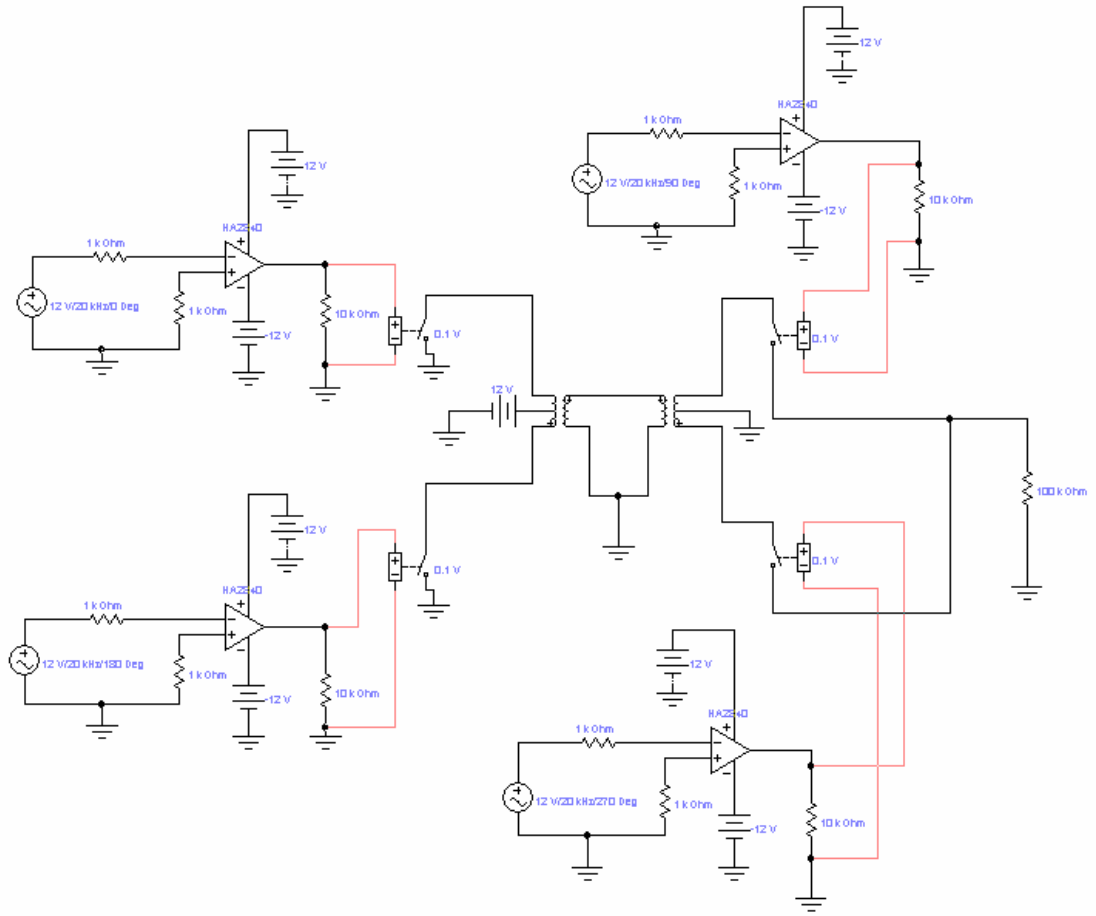
3.2.1 Electronics Workbench Yazılımıyla Simulasyon

Elektronics Workbench de gerilim kontrollü anahtarı (Voltage-Controlled Switch) sürebilmek için gereken kare dalga'nın alınacağı fonksiyon jeneratöründe (Function Generator) faz farkı ayarlanamadığı için Şekil 3.1 deki devre ile AC gerilim (AC Voltage Source) kare dalga elde edilmiştir. Böylece, AC sinyal kaynağının faz farkı ayarı kullanılarak gerekli kare dalgalar elde edilmiştir.

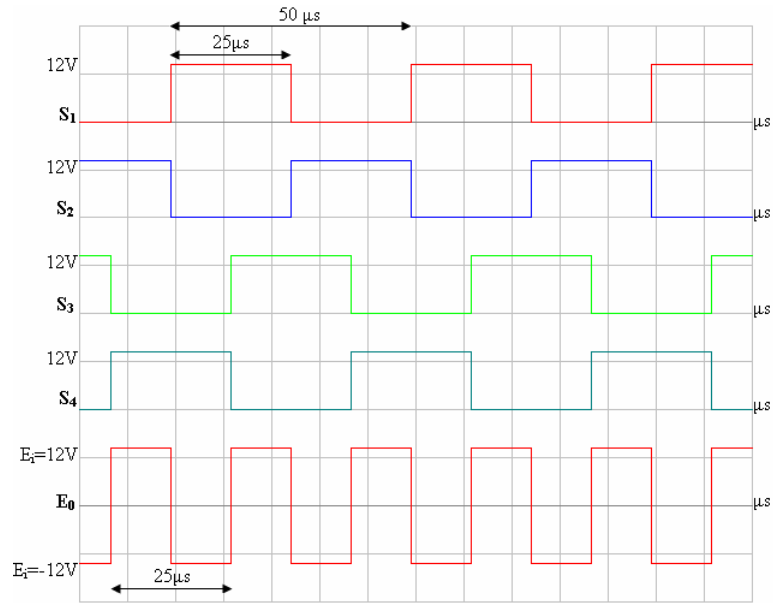


Şekil 3.24 Kare dalga jeneratörü

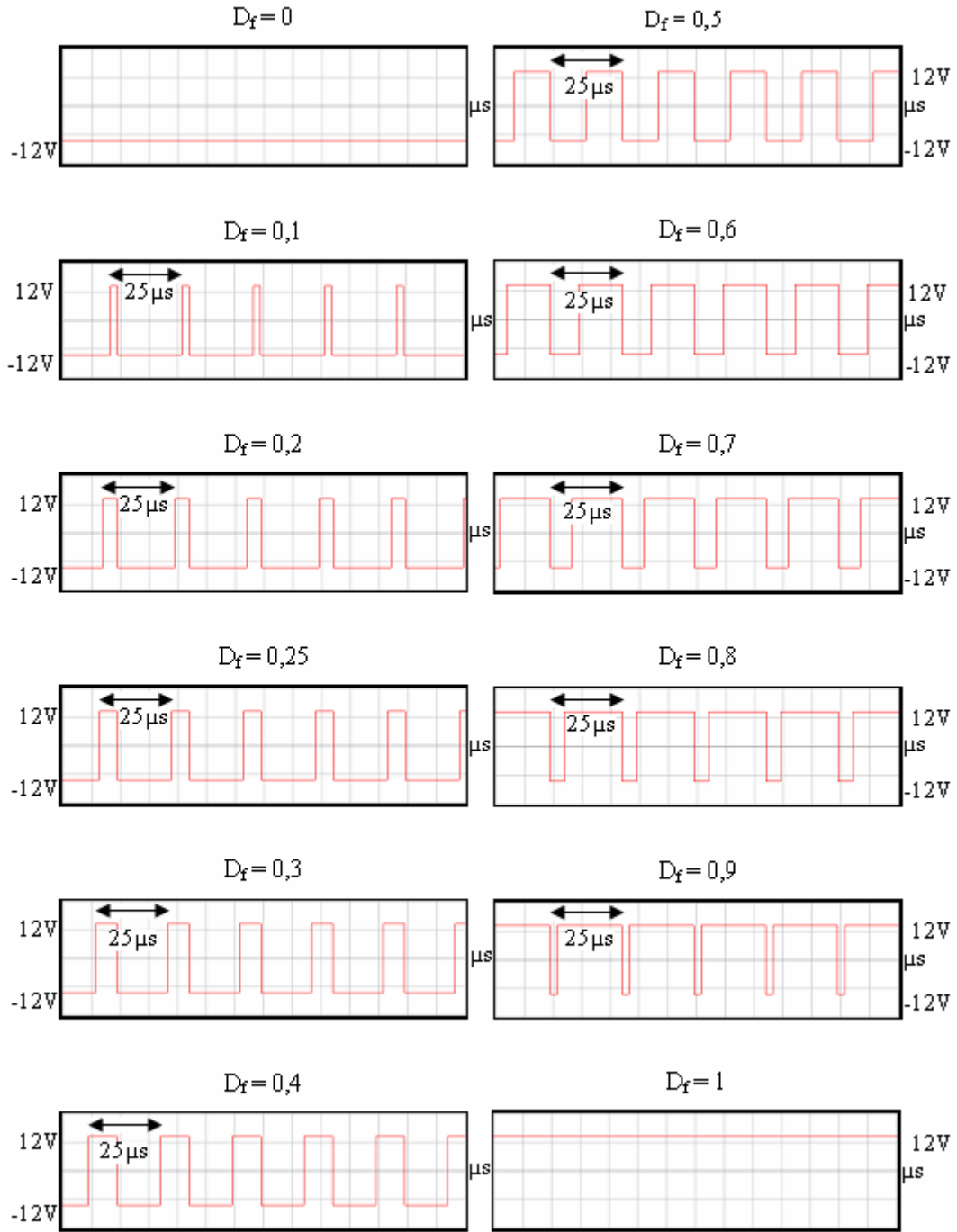
Elektronik Workbench de altı uçlu bir transformatör olmadığından Şekil 3.2 de görüldüğü gibi iki tane beş uçlu transformatör birbirine bağlanarak altı uçlu bir transformatör elde edilmiştir. Şekil 3.3 da S_1 , S_2 , S_3 , S_4 anahtarlarının sürme sinyalleri ve bu anahtarların $D_f = 0,5$ faz farkı ile çalışması sonucu çıkışta E_0 gerilimi görülür. Şekil 3.4 de ise D_f in $D_f = 0$ dan $D_f = 1$ e kadar değiştirilmesi durumunda çıkışta oluşan E_0 gerilim dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 3.25 Gerilim kontrollü anahtarlı devre



Şekil 3.26 Anahtarlar ve yük üzerindeki gerilimler

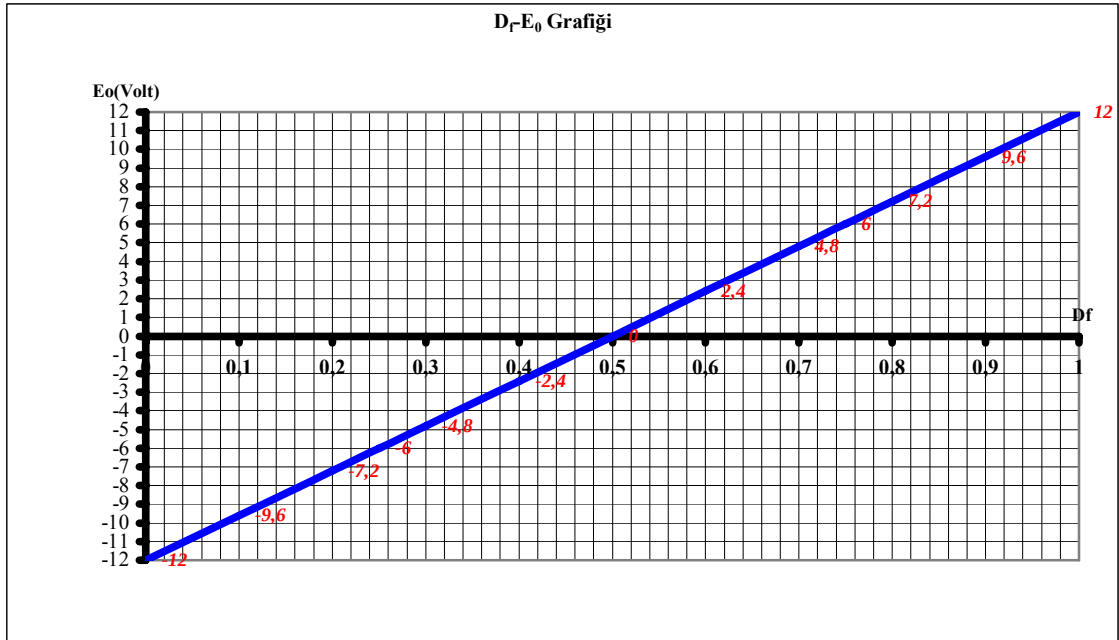


Şekil 3.27 Çeşitli D_f değerleri için E_0 çıkış gerilimi

Tablo 3.13’de D_f deki değişimler sonucu oluşan çıkış gerilimi E_0 ın ortalama gerilim değerleri verilmiş ve tablodaki bu değerlerden yararlanılarak $E_0=f(D_f)$ grafiği (şekil 3.28) çizilmiştir

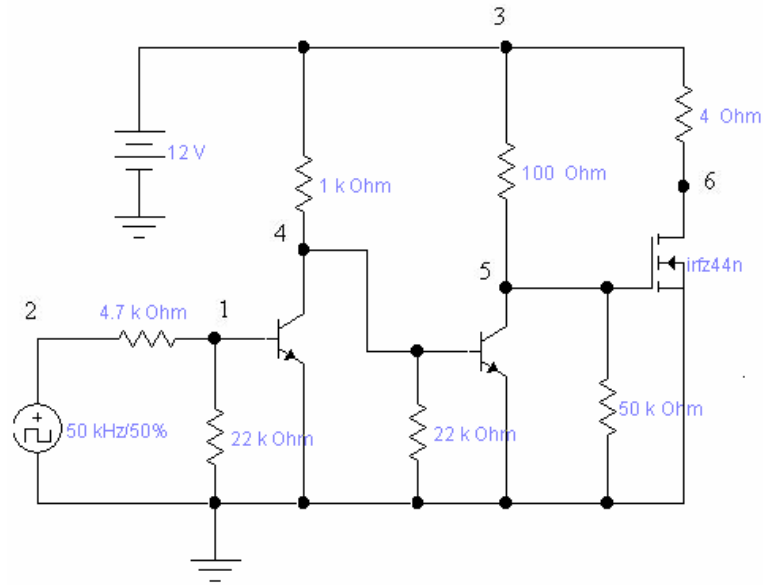
Tablo 3.13 Çeşitli D_f değerleri için ortalama çıkış gerilim tablosu

D_f	S3’ün S1 den faz farkı (°)	S4’ün S1 den faz farkı (°)	Ortalama E_0 çıkış gerilimi (Volt)
0	0	180	-12
0,1	18	198	-9,6
0,2	36	216	-7,2
0,25	45	225	-6
0,3	54	234	-4,8
0,4	72	252	-2,4
0,5	90	270	0
0,6	108	288	2,4
0,7	126	306	4,8
0,75	135	315	6
0,8	144	324	7,2
0,9	162	342	9,6
1	180	360	12



şekil 3.28 Electronics Workbench analizi sonucunda çizilen $E_0= f(D_f)$ grafiği

3.2.2 Pspice Yazılımıyla Simulasyon



Şekil 3.29 MOSFET leri sürme devresi

Şekil 3.6 daki devre, mikrodnetleyiciden gelen sinyalleri, MOSFET i sürmek için gerekli olan akım ve gerilim değerlerini elde etmek amacıyla tasarlanmıştır. Devrenin Şekil 3.6 daki devrenin CIR uzantılı dosyası:

V1 3 0 DC 12

V2 2 0 PULSE(0 5 0 1n 1n 10u 20u)

R1 2 1 4.7K

R2 4 3 1K

R3 5 3 100

R4 0 4 22K

R5 0 1 22K

R6 6 3 4

R7 5 0 50K

Q1 4 1 0 Qnideal

Q2 5 4 0 Qnideal

X_N_EM_Q4 6 5 0 intrntnl_irfz44n

.MODEL Qnideal NPN

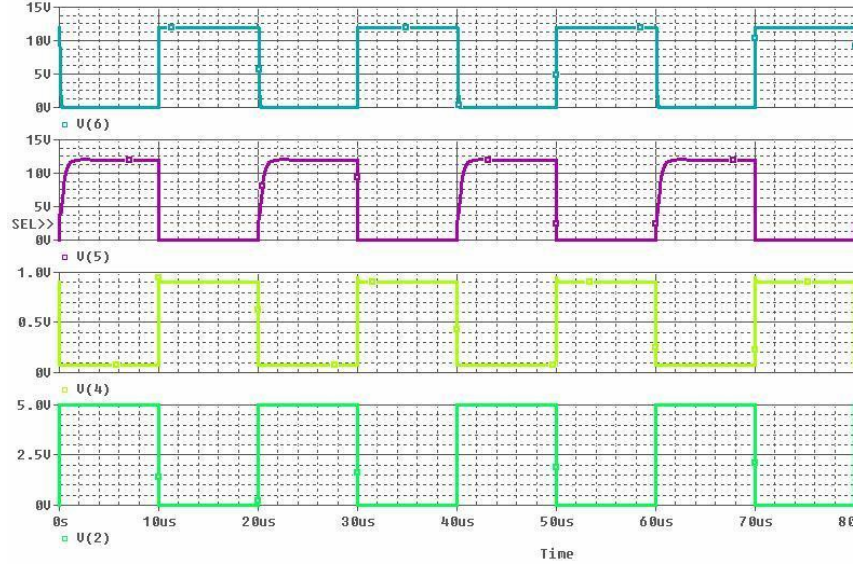
.SUBCKT intrntnl_irfz44n 1 2 3

.OPTIONS ITL4=25

.tran 10u 100u

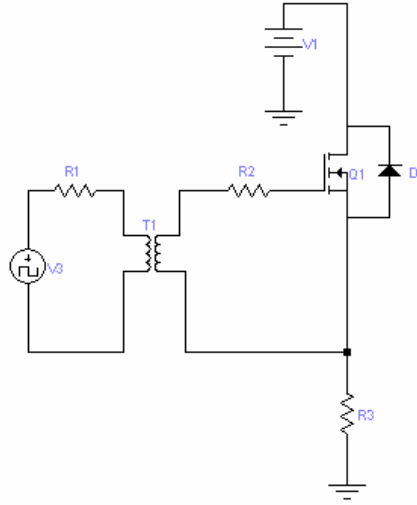
.probe

.END



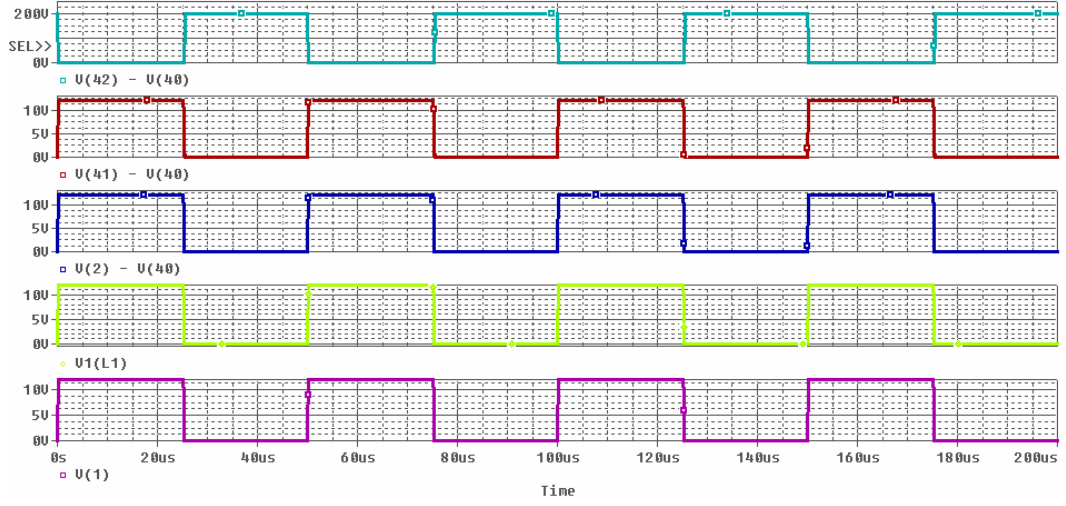
Şekil 3.30 Sürme devresinin gerilim eğrileri

Şekil 3.7 deki grafikte, V(2) mikrodnetleyiciden gelen sürme sinyalini, V(4) birinci transistörün kollektör emiter gerilimini, V(5) ikinci transistörün kollektör emiter gerilimini, V(6) ise MOSFET in drain source gerilimini göstermektedir.



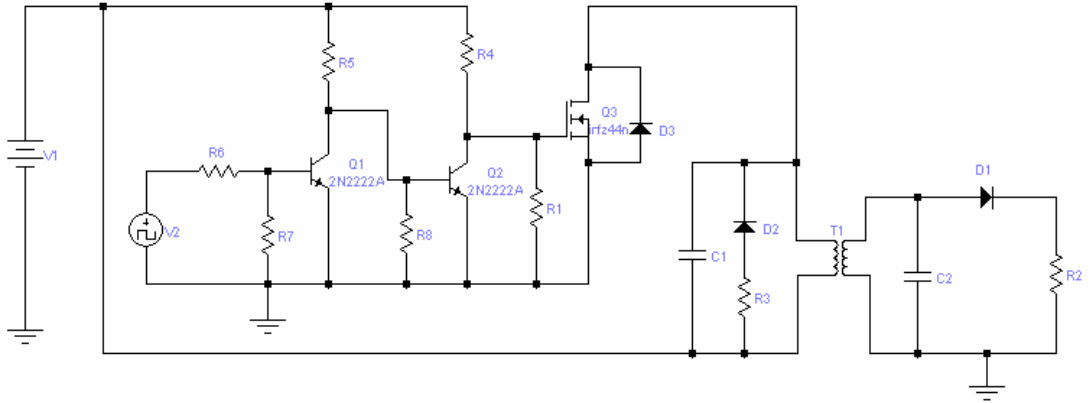
Şekil 3.31 MOSFET leri sürmek için tasarlanmış izole prensip şeması

Şekil 3.8 deki devre, sekonderdeki MOSFET leri sürmek için tasarlanmış izole prensip şemasını göstermektedir. Şekil 3.8 de görüldüğü ve daha öncede belirtildiği gibi devrenin Pspice analizinde izolasyonu sağlamak için transformatör kullanılmıştır.



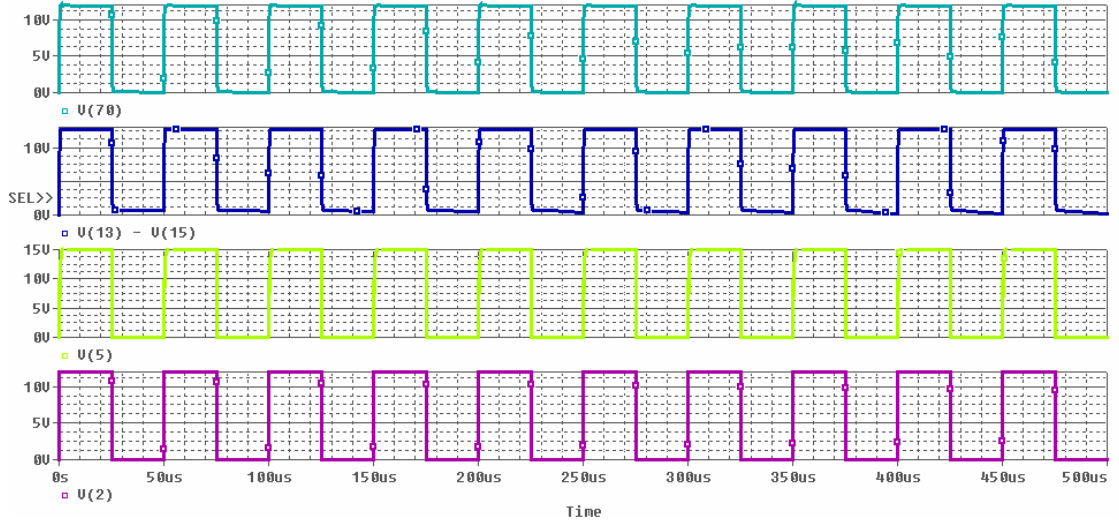
Şekil 3.32 Sürücü devrenin gerilim eğrileri

Şekil 3.9 deki grafikte, V(1) gerilimi mikrodenetleyiciden gelen sürme sinyalini, V(L1) tetikleme transformatörün primeri üzerindeki gerilimi, V(2)-V(40) tetikleme transformatörünün sekonder üzerindeki gerilimi, V(41)-V(40) MOSFET in gate source gerilimini, V(42)-V(40) MOSFET in drain source gerilimini göstermektedir.



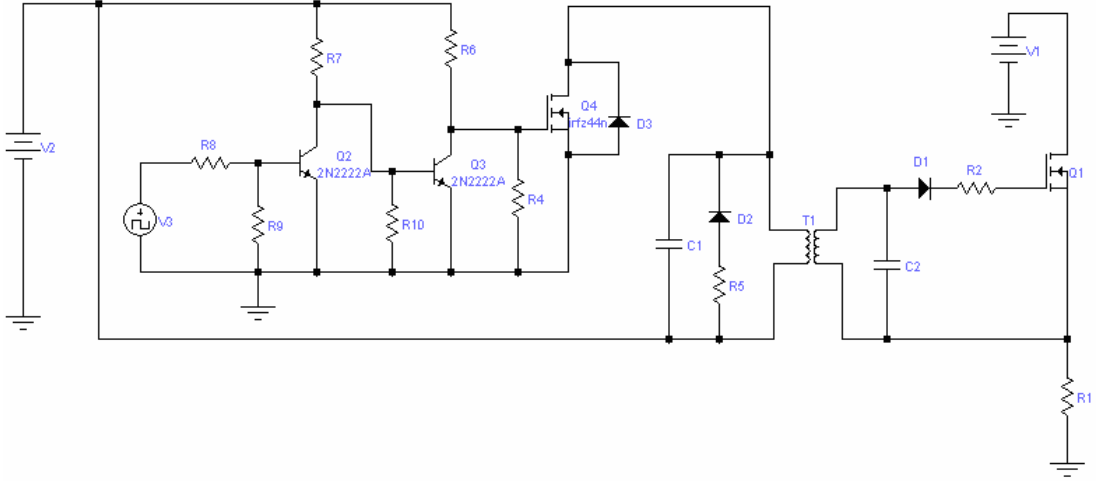
Şekil 3.33 Primerdeki sürme devresi

Şekil 3.10 deki devre Şekil 3.8 deki devrenin primer tarafının uygulamada nasıl gerçekleştirilebileceğini göstermektedir. Bu devrenin Pspice analiz sonuçları Şekil 3.11 deki gibidir ve bu grafikteki gerilim eğrileri Şekil 3.9 ile birebir örtüşmektedir.

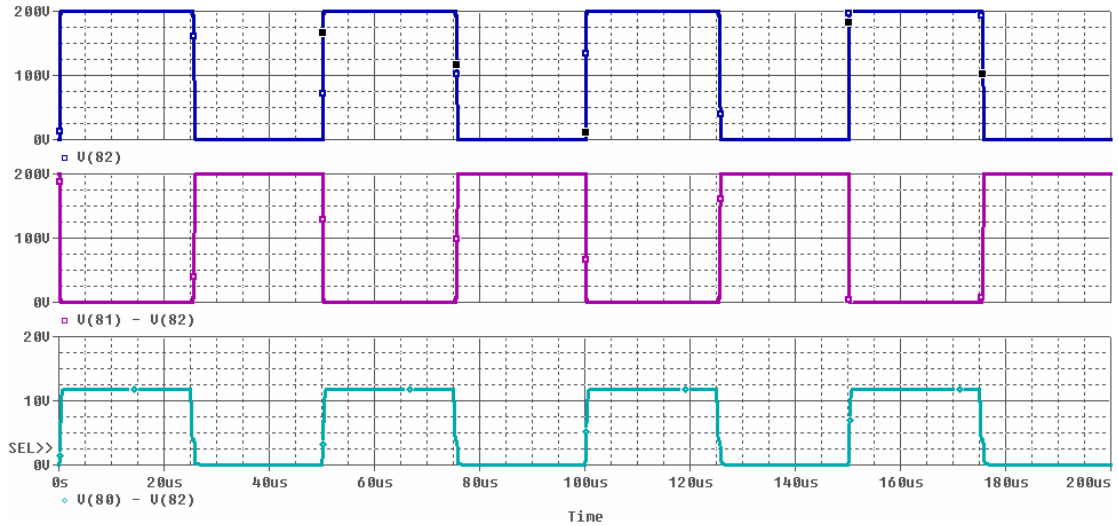


Şekil 3.34 Sürme devresi gerilim eğrileri

Şekil 3.11 deki grafikte, V(2) gerilimi mikrodenetleyiciden gelen sürme sinyalini, V(13)-V(15) tetikleme transformatörün primeri üzerindeki gerilimi, V(70) R2 direncinin üzerindeki gerilimi göstermektedir.



Şekil 3.35 MOSFET li ve sürme devresi



Şekil 3.36 MOSFET li ve sürme devresi gerilim eğrileri

Şekil 3.13 deki grafikte, V(80)-V(82) MOSFET in gate source gerilimini, V(81)-V(82) MOSFET in drain source gerilimini, V(82) ise R1 yükün üzerinde düşen gerilimi göstermektedir.

Şekil 3.12 deki devrenin CIR uzantılı dosyası:

```
V1 13 0 DC 15
V3 81 0 DC 200
V2 2 0 PULSE(0 12 0 1n 1n 25u 50u)
```

```
R1 2 1 4.7K
R2 4 13 1K
R3 5 13 100
R4 0 4 22K
R5 0 1 22K
R6 0 5 50K
R7 13 60 0.08
R8 70 82 20000M
R9 70 80 10
R10 82 0 100
```

```
D1 0 15 D_ideal
D2 60 15 D_ideal
D3 17 70 D_ideal
D4 82 81 D_ideal
```

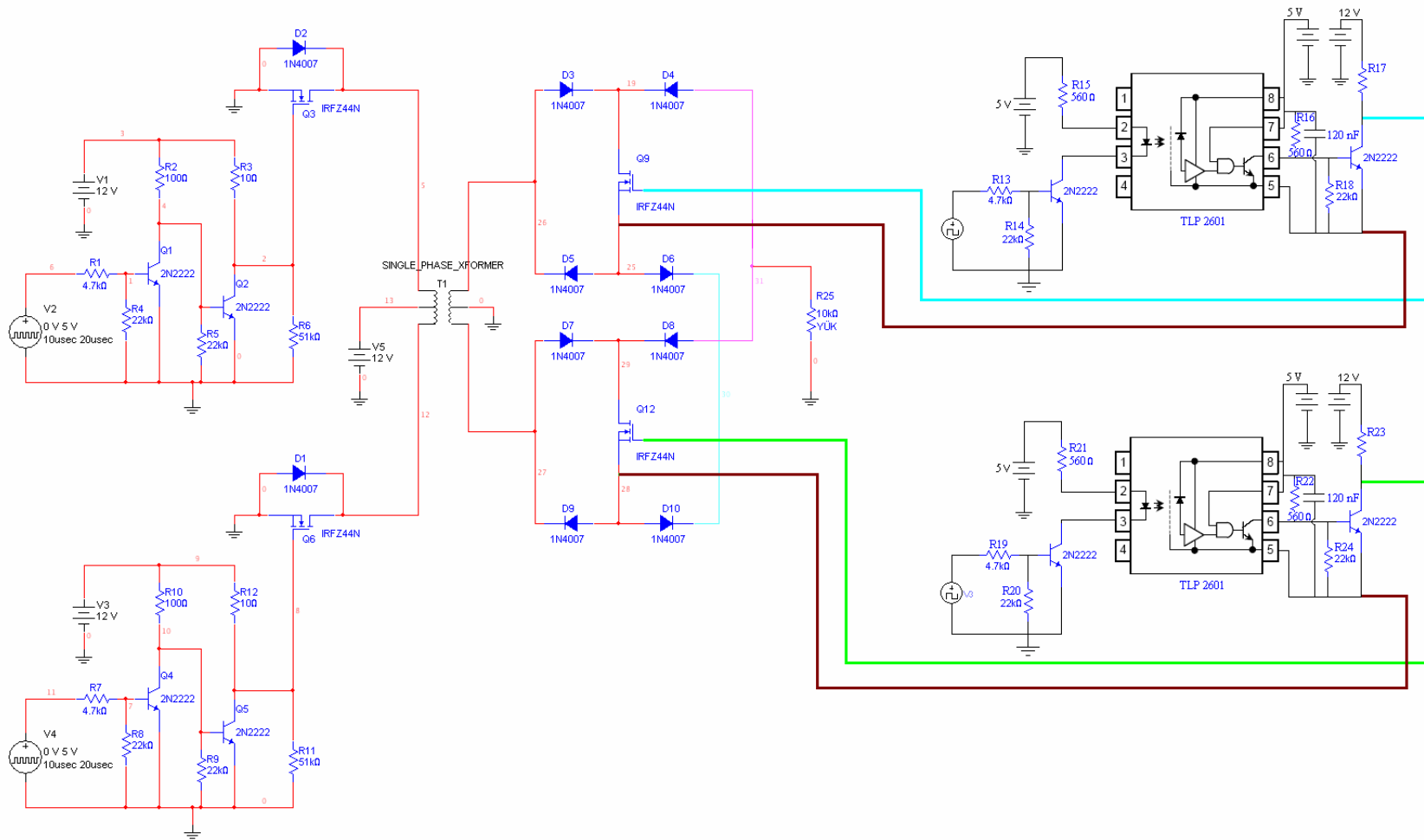
```
L1 15 13 59000.66uH
L2 82 17 59000.66uH
K L1 L2 0.999999999
```

C1 17 82 2.1uF
C2 15 13 0.001uF

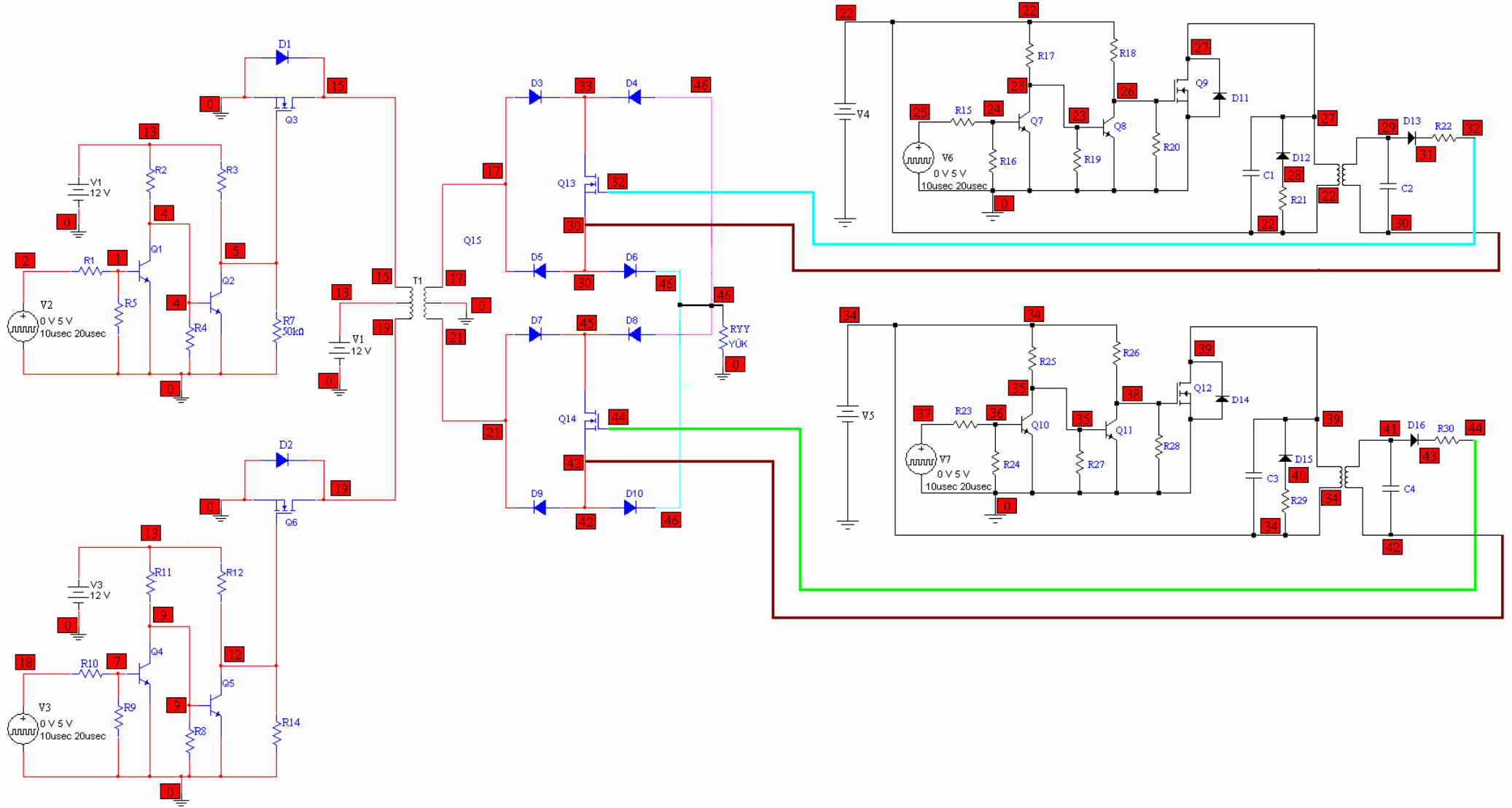
Q1 4 1 0 Qnideal
Q2 5 4 0 Qnideal

X_N_EM_Q4 15 5 0 intrtnl_irfz44n
X_N_EM_Q11 81 80 82 intrtnl_irfp250

.MODEL Qnideal NPN
.SUBCKT intrtnl_irfp250 1 2 3
.SUBCKT intrtnl_irfz44n 1 2 3
.OPTIONS ITL4=25
.tran 10u 200u
.probe
.END



Şekil 3.37 Pratikte gerçekleştirilen ana devre şeması



Şekil 3.38 Pspice analizinde kullanılan ana devre şeması

Şekil 3.15 deki devrenin CIR uzantılı dosyası:

V1 13 0 DC 12

*****PRIMER DEVRE 1*****

V2 2 0 PULSE(0 5 0 1n 1n 25u 50u)

R1 2 1 4.7K

R2 4 13 1K

R3 5 13 10

R4 0 4 22K

R5 0 1 22K

R7 0 5 50K

Q1 4 1 0 Qnideal

Q2 5 4 0 Qnideal

X_N_EM_Q3 15 5 0 intrtnl_irfz44n

D1 0 15 D_ideal

*****PRIMER DEVRE 2*****

V3 18 0 PULSE(0 5 25u 1n 1n 25u 50u)

R8 0 9 22K

R9 0 7 22K

R10 18 7 4.7K

R11 9 13 1K

R12 12 13 10

R14 0 12 50K

Q4 9 7 0 Qnideal

Q5 12 9 0 Qnideal

X_N_EM_Q6 19 12 0 intrtnl_irfz44n

D2 0 19 D_ideal

*****TRANSFORMATÖR*****

L1 15 13 59.66uH

L2 13 19 59.66uH

L3 17 0 24.88mH

L4 0 21 24.88mH

K1 L1 L2 L3 L4 0.999999

CL1 15 13 5uF

CL2 13 19 5uF

CL3 17 0 0.0001uF

CL4 0 21 0.0001uF

Ryy1 17 0 100

Ryy2 0 21 100

*****SEKONDER DEVRE 1*****

V4 22 0 DC 12

V6 25 0 PULSE(0 12 12.5u 1n 1n 25u 50u)

R15 25 24 4.7K

R16 0 24 22K

R17 22 23 1K

R18 22 26 10

R19 0 23 22K

R20 0 26 50K

R21 22 28 0.08

Rp1 31 30 20000M

Rpxx1 30 0 1

D3 17 33 D_ideal

D4 46 33 D_ideal

D5 30 17 D_ideal

D6 30 46 D_ideal

D11 0 27 D_ideal

D12 28 27 D_ideal

D13 29 31 D_ideal

C1 27 22 1nF

C2 29 30 2.1uF

Q7 23 24 0 Qnideal

Q8 26 23 0 Qnideal

X_N_EM_Q9 27 26 0 intrtnl_irfz44n

X_N_EM_Q13 33 32 30 intrtnl_irfp250

L5 27 22 59000.66uH

L6 30 29 59000.66uH

K2 L5 L6 0.99999999

*****SEKONDER DEVRE 2*****

V5 34 0 DC 14

V7 37 0 PULSE(0 12 37.5u 1n 1n 25u 50u)

R23 37 36 4.7K

R24 0 36 22K

R25 34 35 1K

R26 34 38 10

R27 0 35 22K

R28 0 38 50K

R29 34 40 0.08

Rp2 43 42 20000M

Rpxx2 42 0 1

D7 21 45 D_ideal

D8 46 45 D_ideal
 D9 42 21 D_ideal
 D10 42 46 D_ideal
 D14 0 39 D_ideal
 D15 40 39 D_ideal
 D16 41 43 D_ideal

C3 39 34 1nF
 C4 41 42 2.1uF

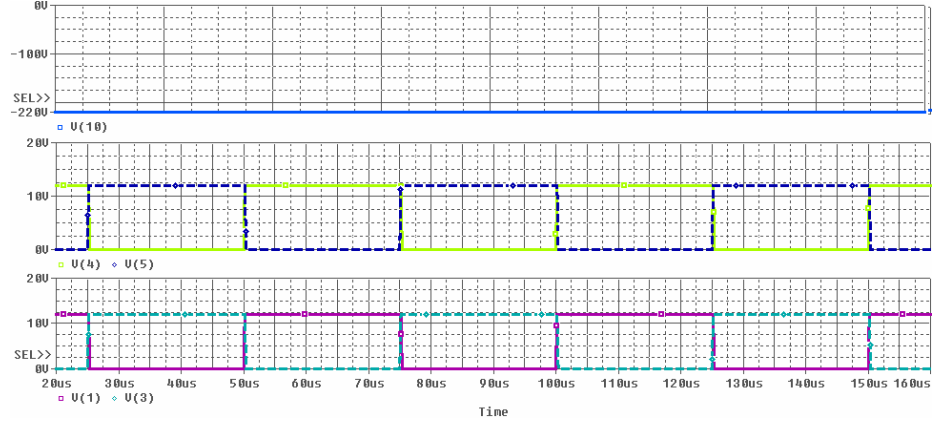
Q10 35 36 0 Qnideal
 Q11 38 35 0 Qnideal

X_N_EM_Q12 39 38 0 intrtnl_irfz44n
 X_N_EM_Q14 45 44 42 intrtnl_irfp250

L7 39 34 59000.66uH
 L8 42 41 59000.66uH
 K3 L7 L8 0.99999999

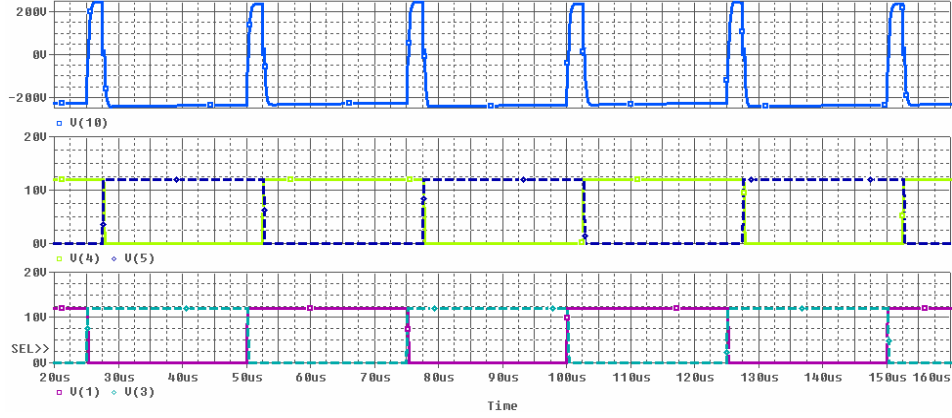
*****YUK*****
 Ryuk 46 0 1000

.OPTIONS ITL4=25
 .tran 25u 200u
 .probe
 .END



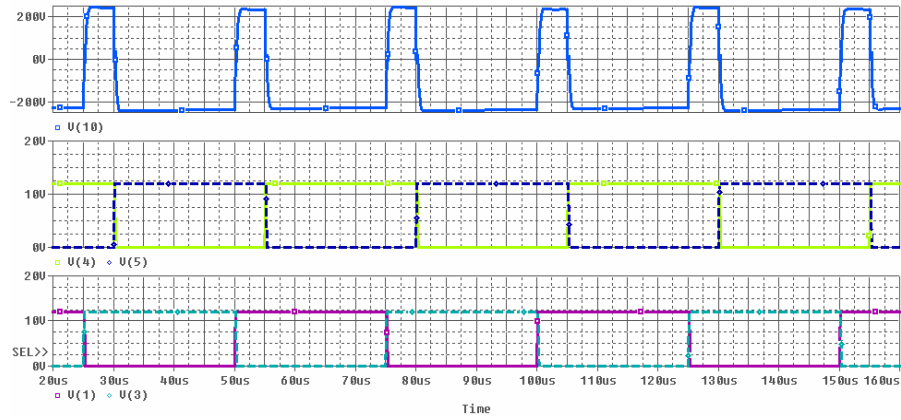
Şekil 3.39 $D_f = 0$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.39 da S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.



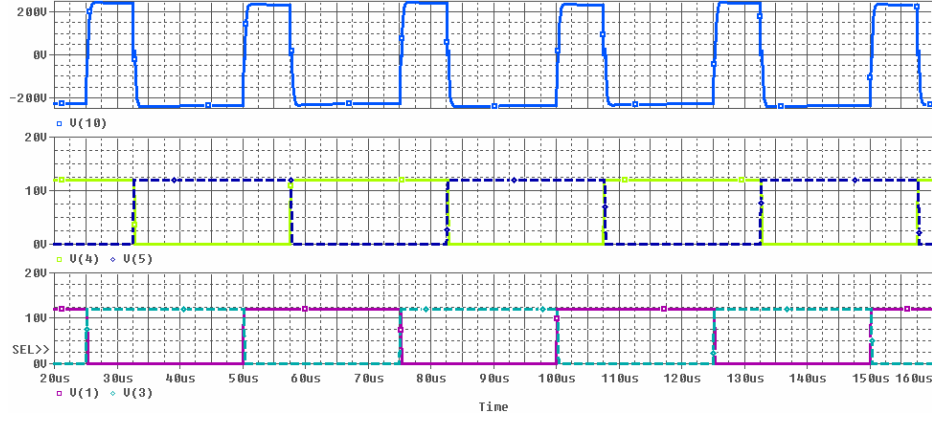
Şekil 3.40 $D_f = 0,1$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.40 da S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.



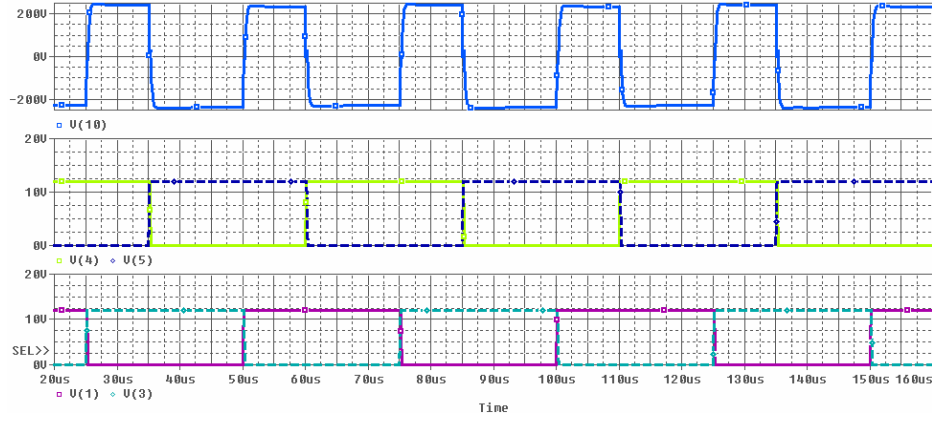
Şekil 3.41 $D_f = 0,2$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.41 de S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.



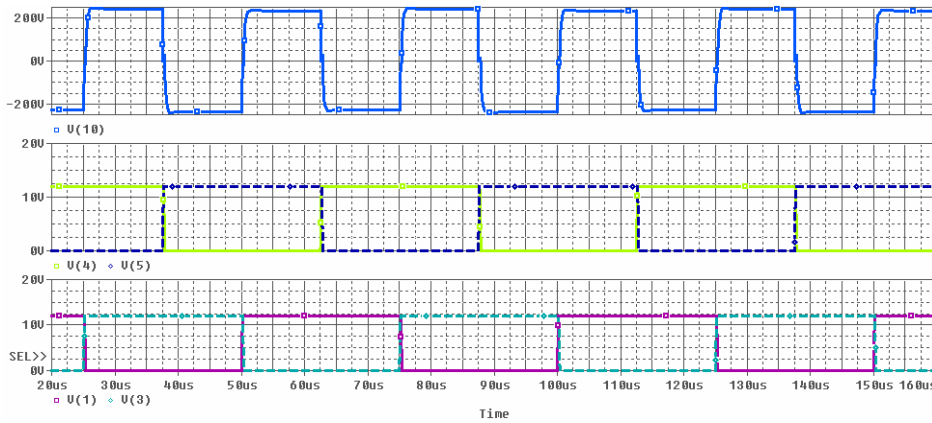
Şekil 3.42 $D_f = 0,3$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.42 de S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.



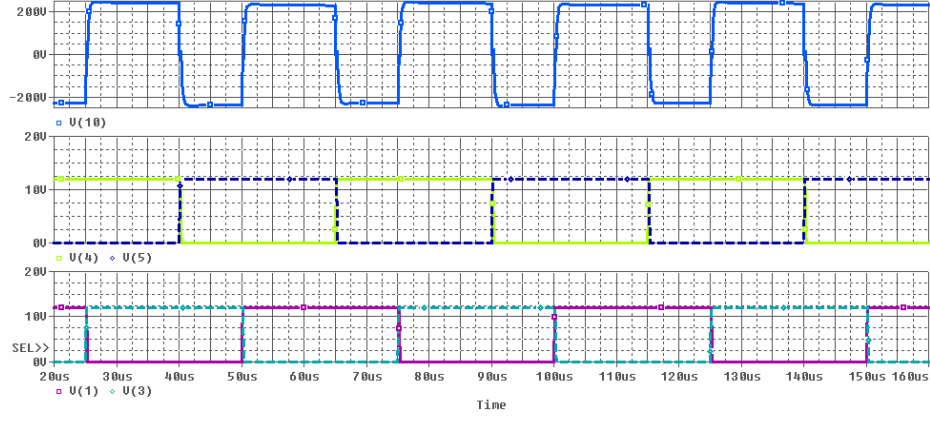
Şekil 3.43 $D_f = 0,4$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.43 de S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.



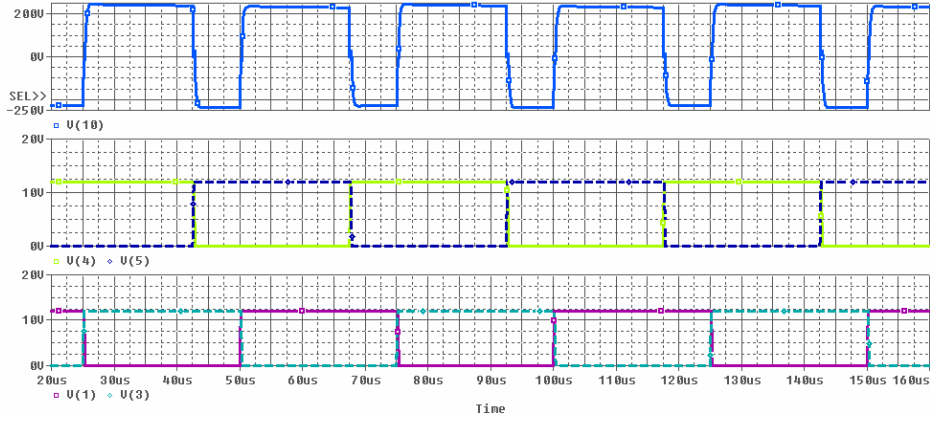
Şekil 3.44 $D_f = 0,5$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.44 de S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.



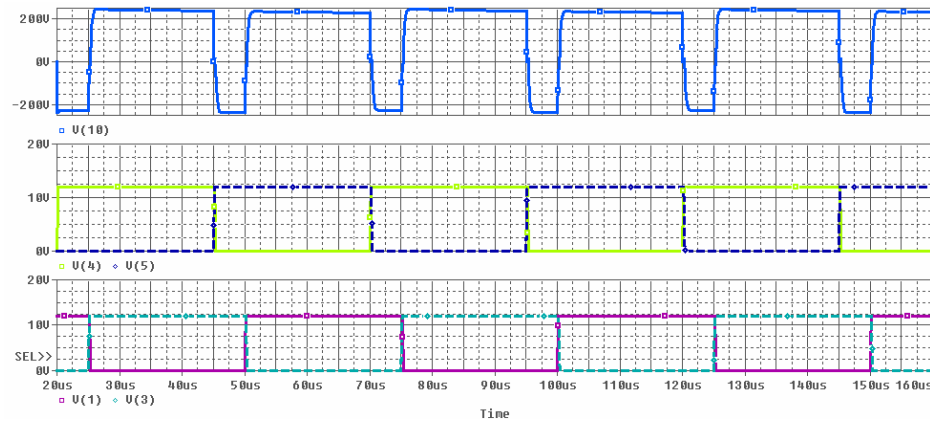
Şekil 3.45 $D_f = 0,6$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.45 de S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.



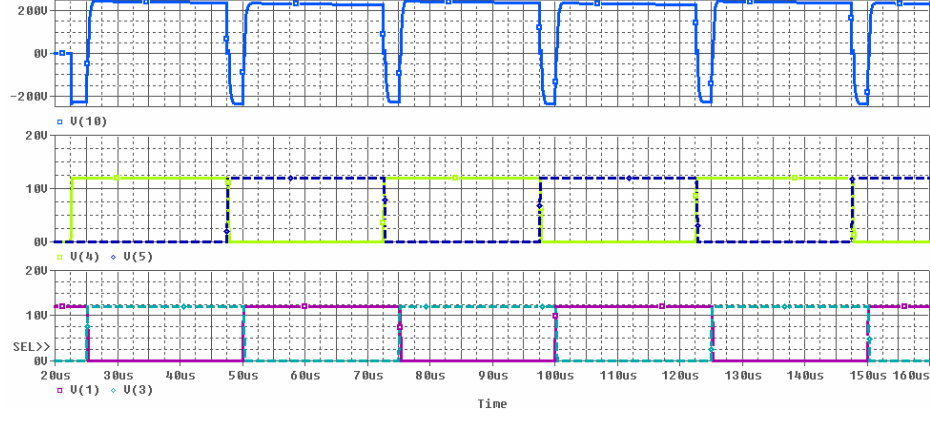
Şekil 3.46 $D_f = 0,7$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.46 da S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.



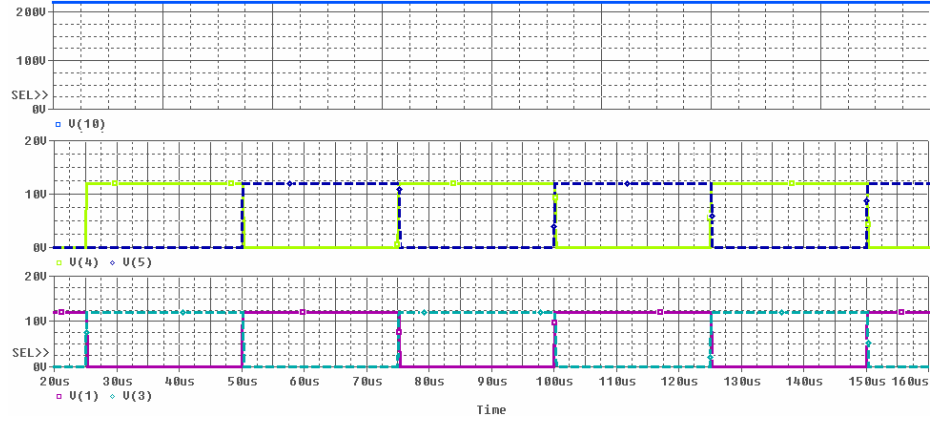
Şekil 3.47 $D_f = 0,8$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.47 de S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.



Şekil 3.48 $D_f = 0.9$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.48 de S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.



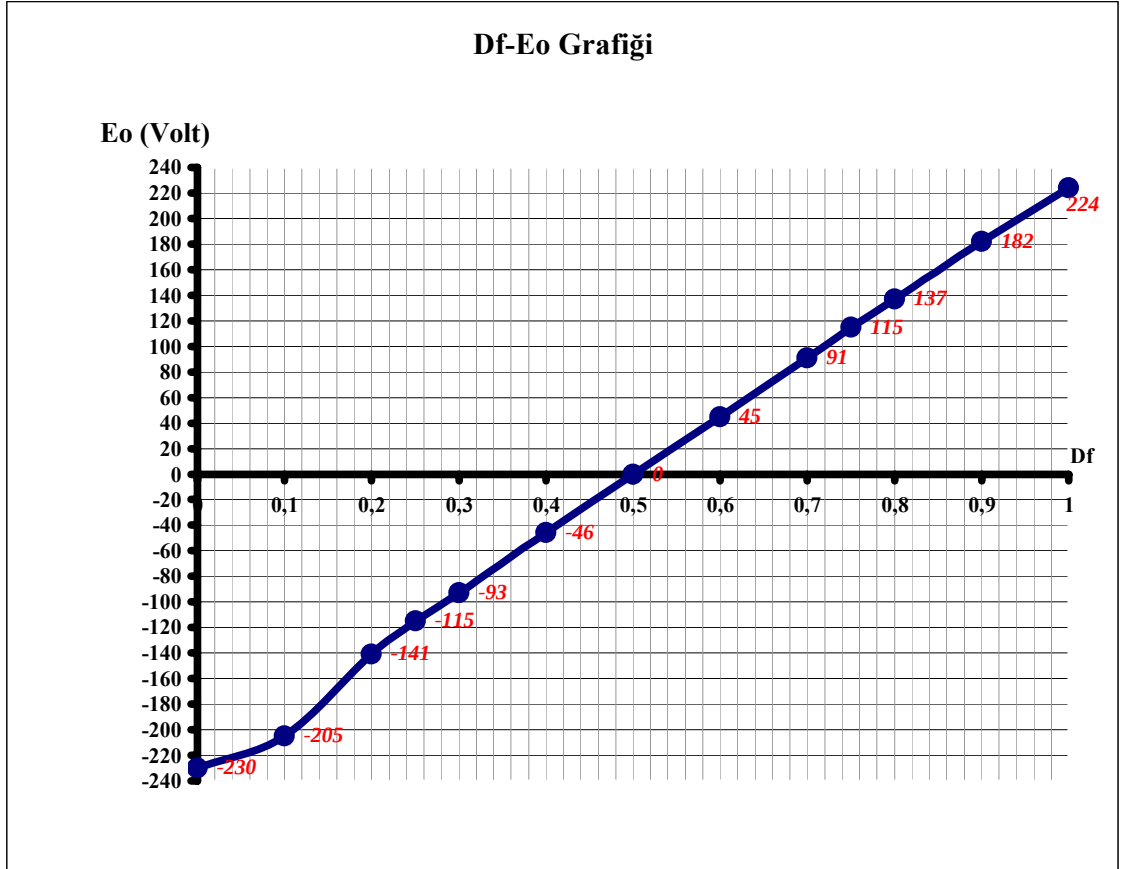
Şekil 3.49 $D_f = 1$ için S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler

Şekil 3.49 da S_1, S_2, S_3, S_4 anahtarları ve yük üzerindeki gerilimler, sırasıyla $V(1), V(2), V(4), V(5)$ ve $V(10)$ dur.

Tablo 3.14 de D_f deki değişimler sonucu, E_0 çıkış gerilimi ortalama değerleri verilmiş ve tablodaki bu değerlerden yararlanılarak $E_0=f(D_f)$ grafiği çizilmiştir. (şekil 3.50)

Tablo 3.14 Çeşitli D_f değerleri için ortalama çıkış gerilim tablosu

Df	S3 ün S1 den faz farkı (°)	S4 ün S1 den faz farkı (°)	Ortalama E_0 çıkış gerilimi (Volt)
0	0	180	-230
0,1	18	198	-205
0,2	36	216	-141
0,25	45	225	-115
0,3	54	234	-93
0,4	72	252	-46
0,5	90	270	0
0,6	108	288	45
0,7	126	306	91
0,75	135	315	137
0,8	144	324	115
0,9	162	342	182
1	180	360	224



şekil 3.50 Pspice analizi sonucunda çizilen $E_0= f(D_f)$ grafiği

4. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Yüksek frekans anahtarlama faz kontrolü DC-AC invertörün şeması Şekil 4.1 de verilmiştir. Devrenin primer tarafında S1 ve S2 anahtarları ile sekonder tarafındaki S3, S4 anahtarları %50 oranında ON ve OFF olarak, primer ve sekonderdeki anahtarlarda kendi aralarında D_f 0 ile 1 olacak şekilde faz farkı ile çalışırlar. Yük üzerindeki gerilimin pozitif alternansının negatif alternansa oranı bu D_f oranına bağlıdır. Yük üzerindeki sinyalin frekansı anahtarlama frekansının iki katıdır ve gerilim değeri ise transformatörün dönüşüm oranına bağlıdır.

Primerdeki MOSFET leri mikrodnetleyiciden gelen sinyallerle sürebilmek için kuvvetlendirmek gerektiğinden mikrodnetleyici ile MOSFET arasına Şekil 4.1 de görüldüğü gibi iki adet 2N2222 den oluşan bir sürme devresi tasarlanmıştır.

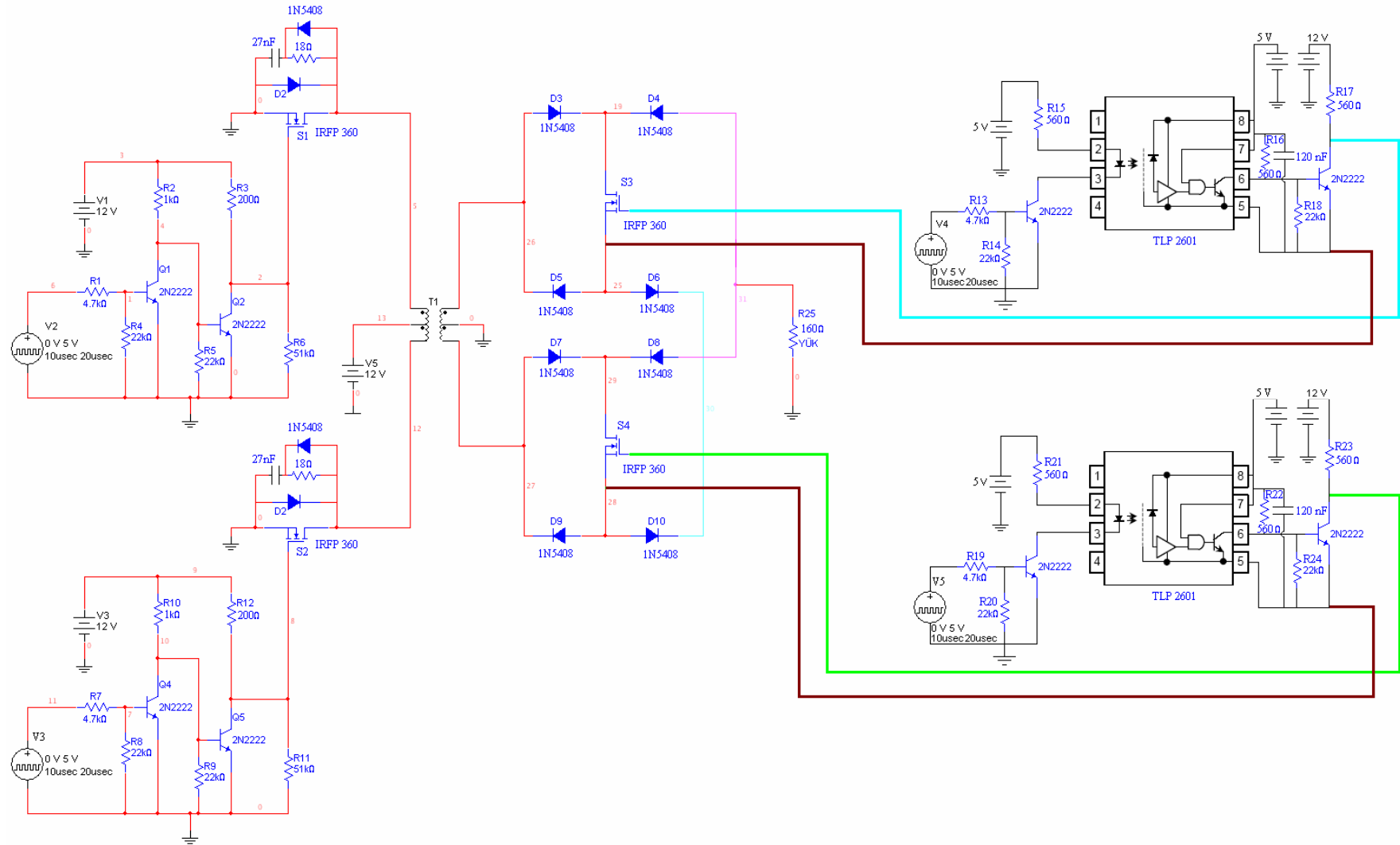
Sekonderdeki MOSFET leri mikrodnetleyiciden gelen sinyalle sürebilmek için, sinyali kuvvetlendirmenin yanı sıra V_{GS} geriliminin izalasyonuda gereklidir. Bu amaçla iki adet 2N2222 den ve izalasyon için kullanılan TLP 2601 opto-coupler dan oluşan bir sürme devresi tasarlanmıştır.(Şekil 4.1)

Devredeki yüksek frekans transformatör ise SSS Magnetics firmasına ait bir E-Core üzerine sarılmıştır. Primerdeki her bir sarımı çapı 1mm olan telle 16 tur, sekonderi her bir sarımı çapı 0,5mm olan telle 64 tur sarılarak dönüşüm oranı 4 olan altı uçlu bir yüksek frekans transformatörü elde edilmiştir.

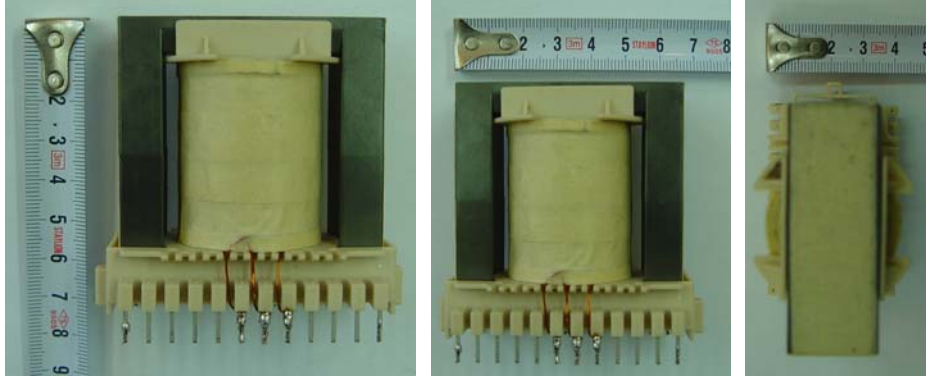
MOSFET sürme devrelerine gerekli sinyalleri göndermek için 89S52 mikrodnetleyici kullanılmış ve MOSFET ler 20kHz de çalışacak şekilde mikrodnetleyici programlanmıştır.

Bu tasarımlar sonunda yük üzerinde oluşan oluşacak sinyalin 40kHz de ve 48 volt gerilimin seviyesinde (tepeden tepeye 96 volt) oluşacağı beklenmiştir.

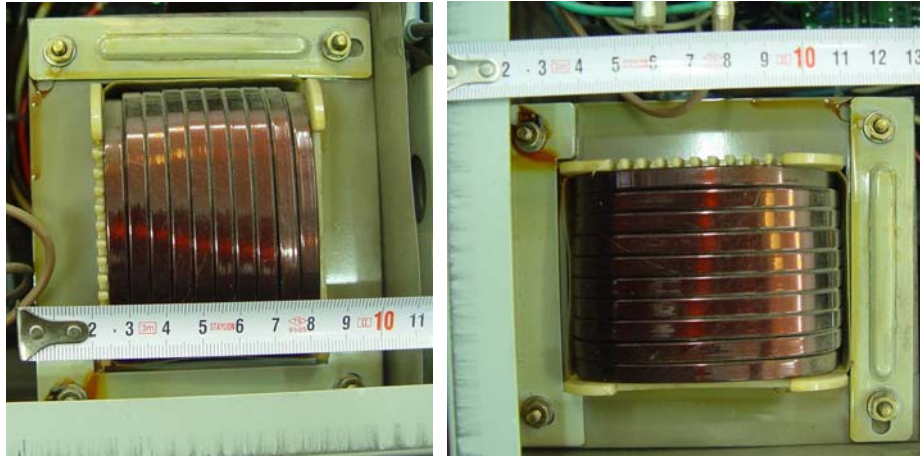
Pratik çalışmadaki devrenin fotoğrafları Şekil 4.5 ve Şekil 4.6 de görüldüğü gibidir. Pratik çalışmadaki devre için $D_f = 0$ dan $D_f = 1$ e kadar 0,1 adımla sürme sinyalleri mikrodnetleyicilere yazılarak tek tek uygulanmış ve MOSFET lerin V_{GS} gerilimleri yük üzerindeki gerilim değerleri Fluke 105B scopemeter kullanılarak bilgisayar ortamına alınmıştır. Çalışmada izlenen gerilimler Şekil 4.7 ile Şekil 4.41 arasında verilmiştir.



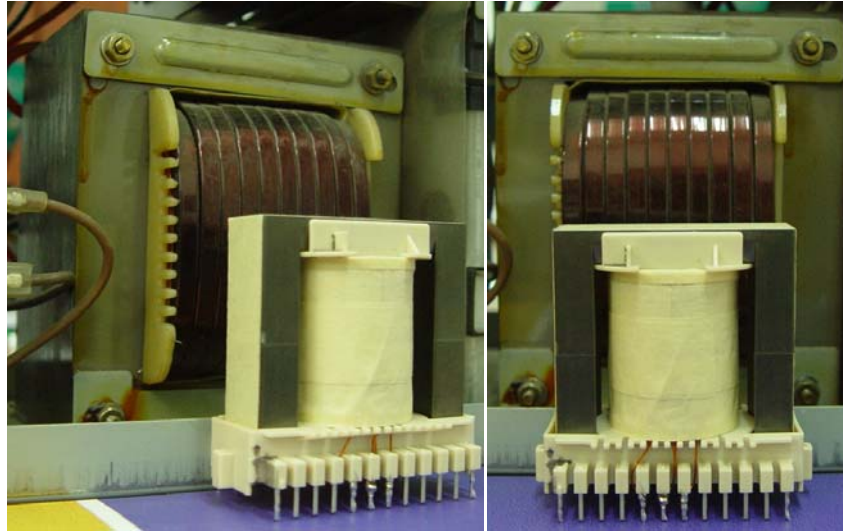
Şekil 4.1 Ana devre şeması



Şekil 4. 2 Ferrite çekirdekli yüksek frekans transformatörü



Şekil 4.3 Saç levha çekirdekli transformatör

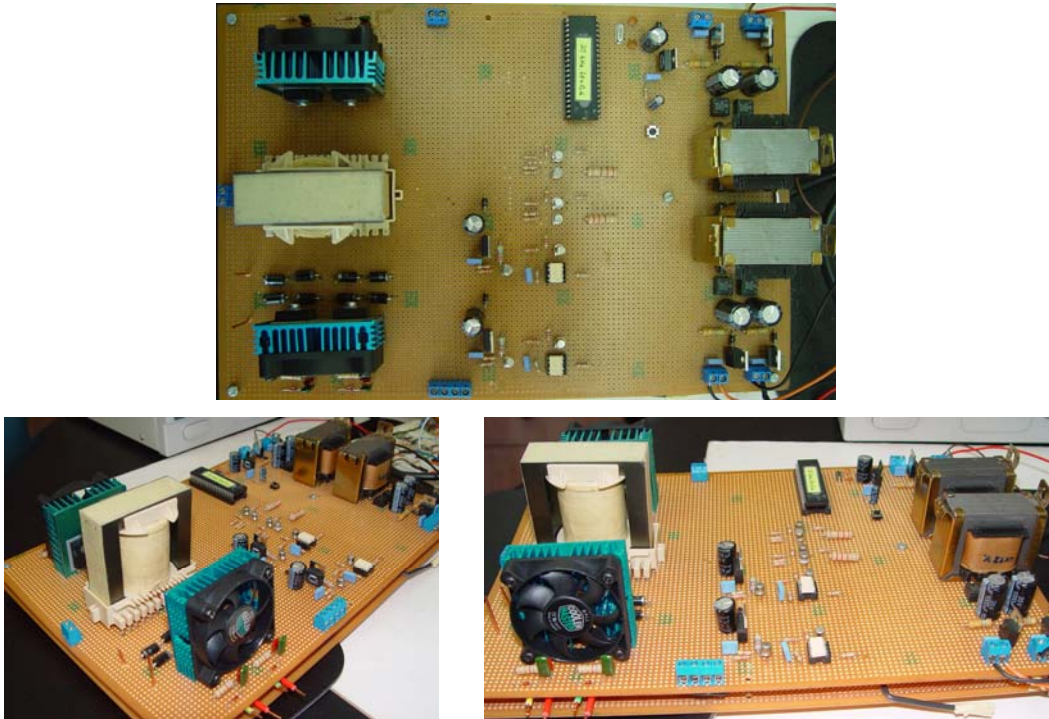


Şekil 4.4 Yüksek frekans ve piyasada kullanılan transformatör

Şekil 4.2 de çalışmada kullanılan ferrite çekirdekli (ferrite core) transformatör ve ölçüleri, Şekil 4.3 de ise saç levhali bir transformatör ve ölçüleri verilmiştir. Ferrite çekirdekli yüksek frekans transformatörünün ölçüleri 7cm x 6,5cm x 4cm, 1200 Watt lık saç levha çekirdekli bir transformatörün ölçüleri ise yaklaşık 13cm x 10cm x 10cm dir.

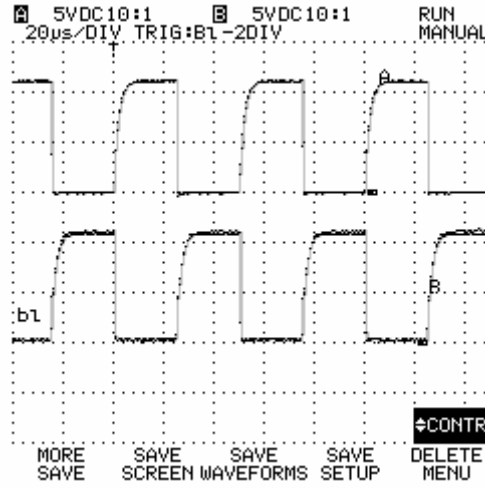


Şekil 4.5 Uygulama devresi

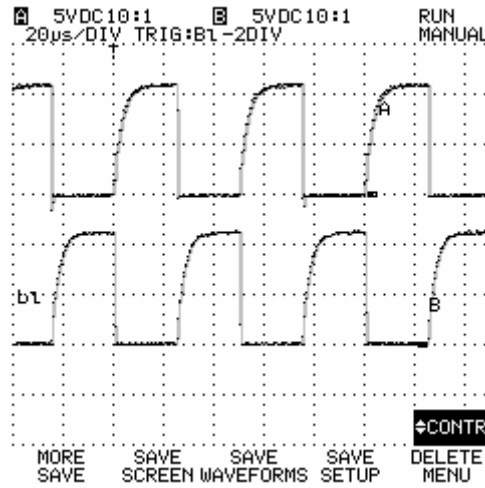


Şekil 4.6 Delikli pertinaks üzerine toplanmış uygulama devresi

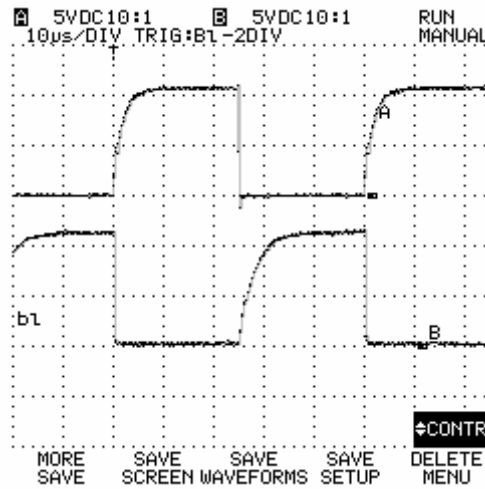
4.1. $D_f = 0$ da uygulama grafikleri



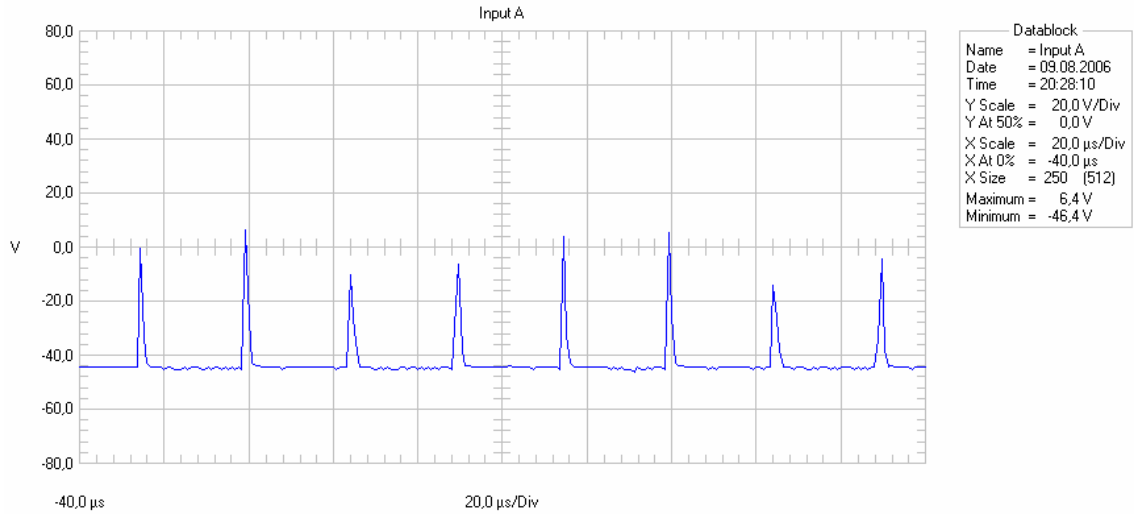
Şekil 4.7 S_1 ve S_2 anahtarlarının $D = 0,5$ de push-pull çalışırken V_{GS} gerilimleri



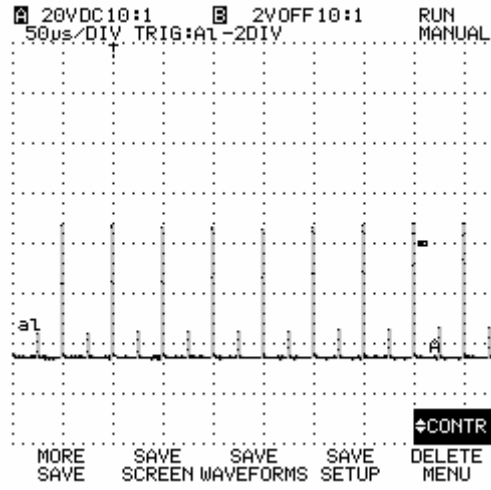
Şekil 4.8 S_3 ve S_4 anahtarlarının $D = 0,5$ de push-pull çalışırken V_{GS} gerilimleri



Şekil 4.9 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri

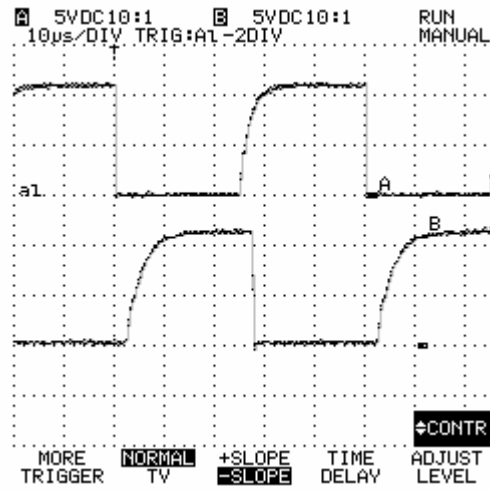


Şekil 4.10 $D_f = 0$ için yük üzerindeki gerilimin, FlukeView Scopemeter daki ekranı

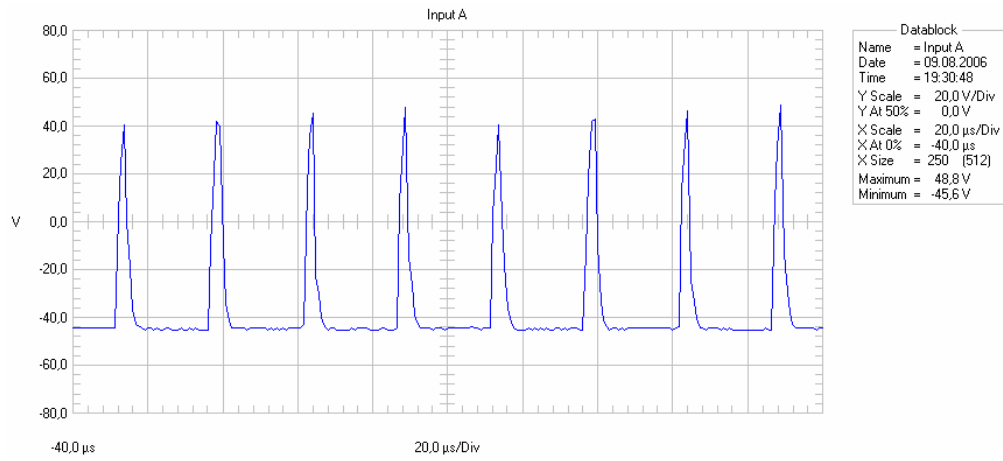


Şekil 4.11 $D_f = 0$ için yük üzerindeki gerilimin, Fluke 105B scopemeter daki ekranı

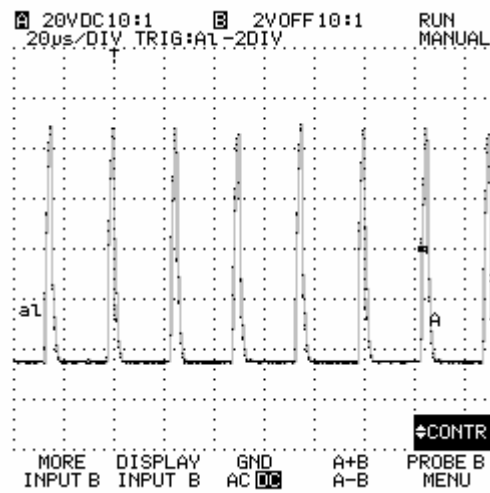
4.2. $D_f = 0,1$ de uygulama grafikleri



Şekil 4.12 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,1$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri

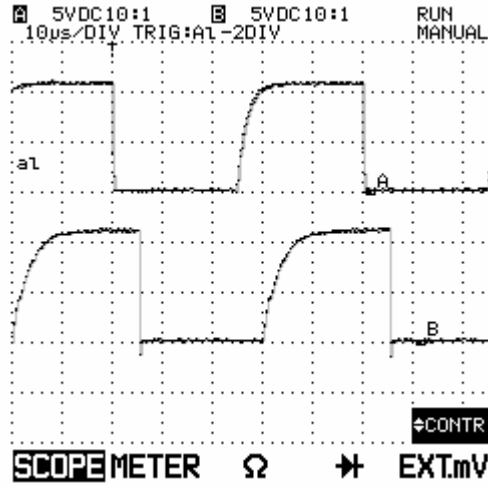


Şekil 4.13 $D_f = 0,1$ için yük üzerindeki gerilim

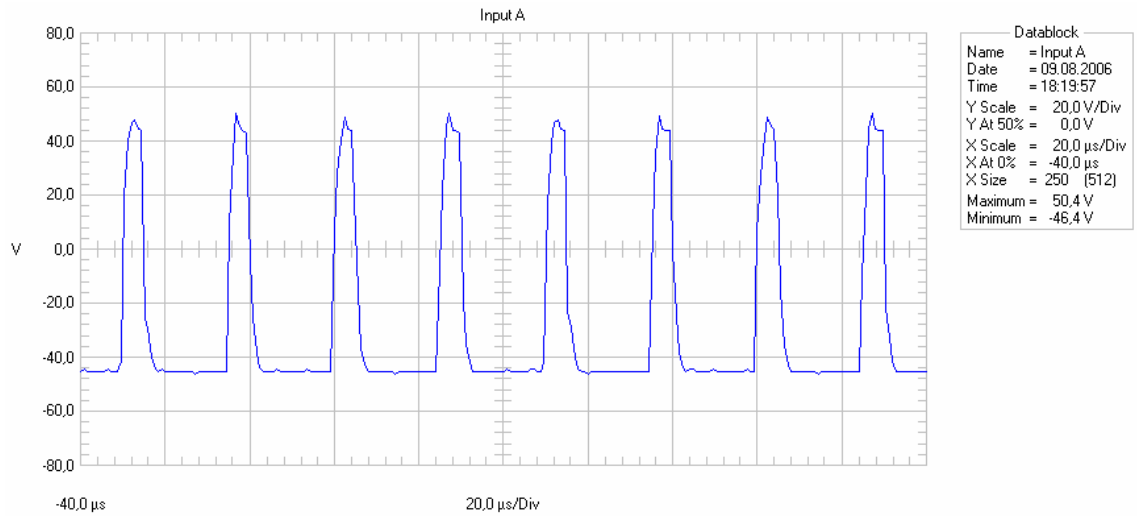


Şekil 4.14 $D_f = 0,1$ için yük üzerindeki gerilim

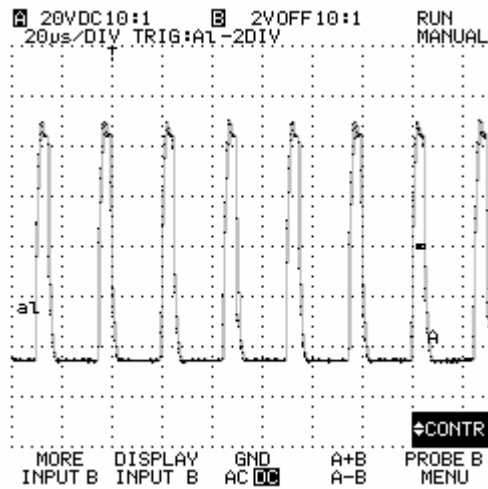
4.3. $D_f = 0,2$ de uygulama grafikleri



Şekil 4.15 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,2$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri

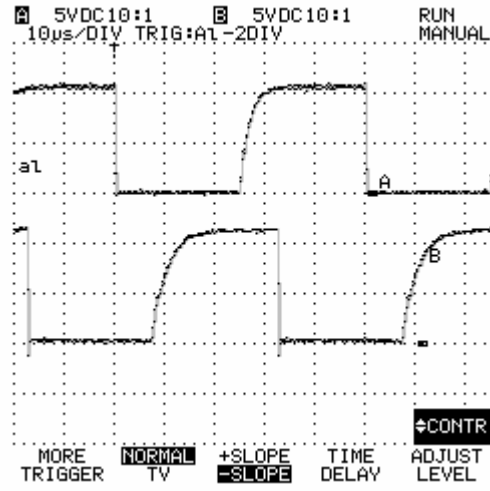


Şekil 4.16 $D_f = 0,2$ için yük üzerindeki gerilim

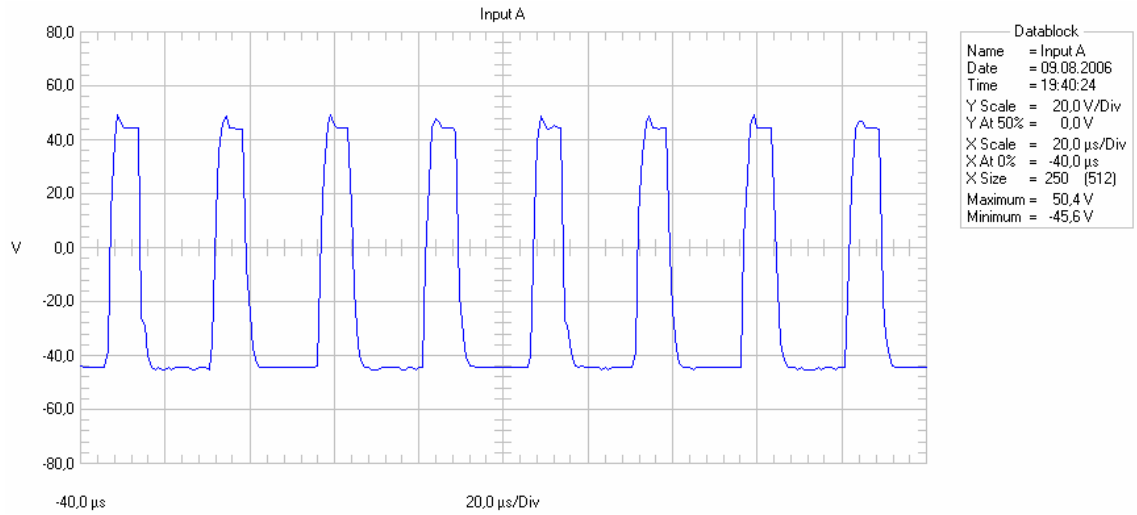


Şekil 4.17 $D_f = 0,2$ için yük üzerindeki gerilim

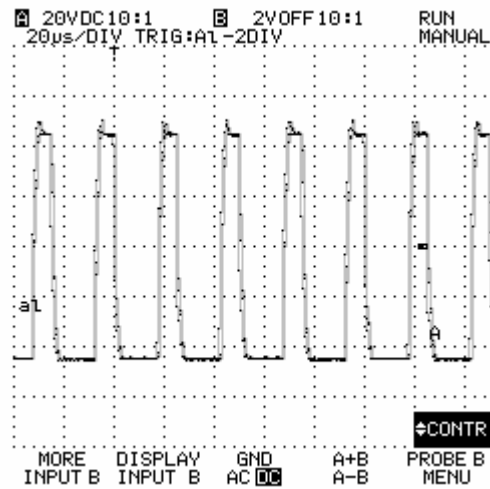
4.4. $D_f = 0,3$ de uygulama grafikleri



Şekil 4.18 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,3$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri

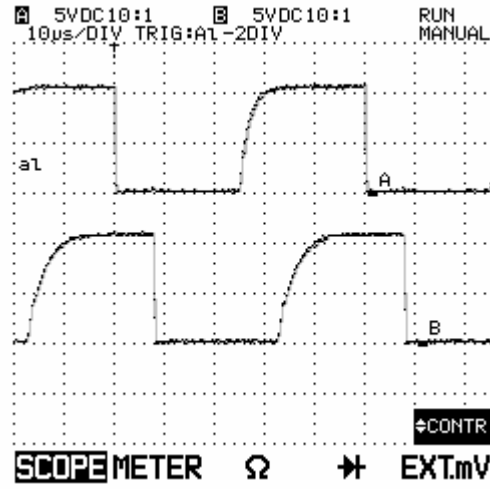


Şekil 4.19 $D_f = 0,3$ için yük üzerindeki gerilim

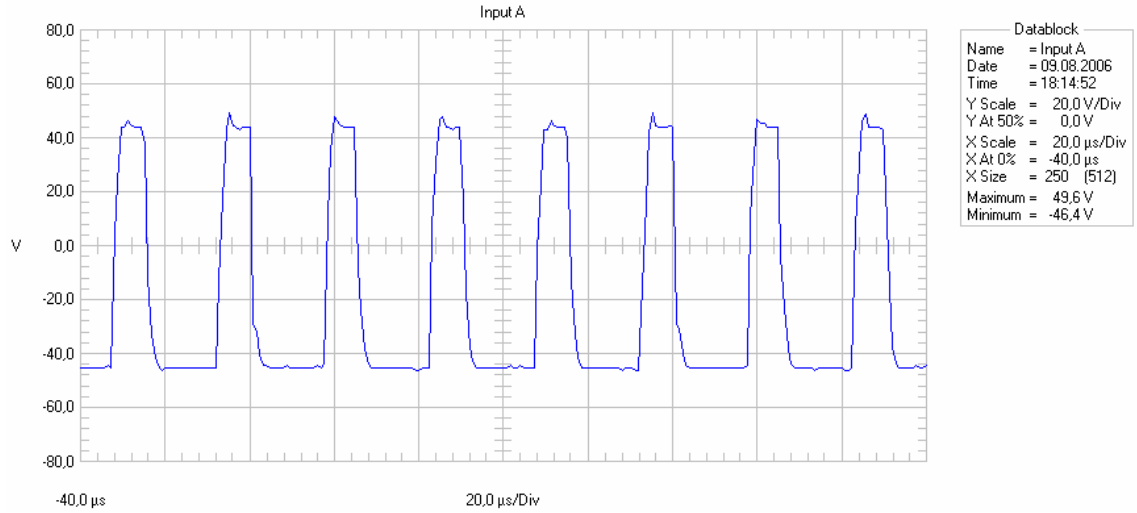


Şekil 4.20 $D_f = 0,3$ için yük üzerindeki gerilim

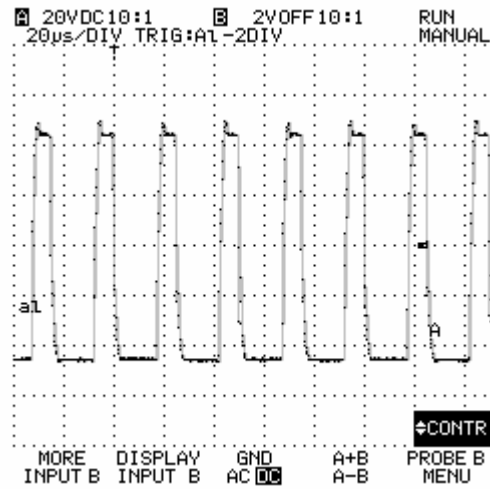
4.5. $D_f = 0,4$ de uygulama grafikleri



Şekil 4.21 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,4$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri

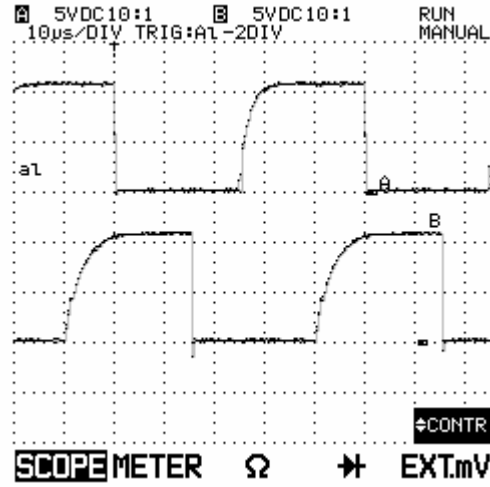


Şekil 4.22 $D_f = 0,4$ için yük üzerindeki gerilim

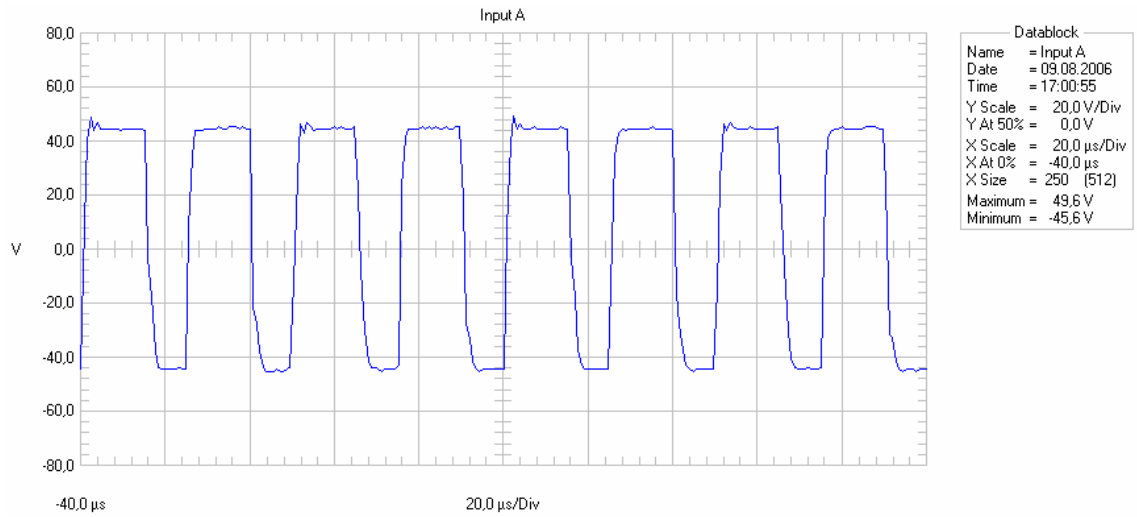


Şekil 4.23 $D_f = 0,4$ için yük üzerindeki gerilim

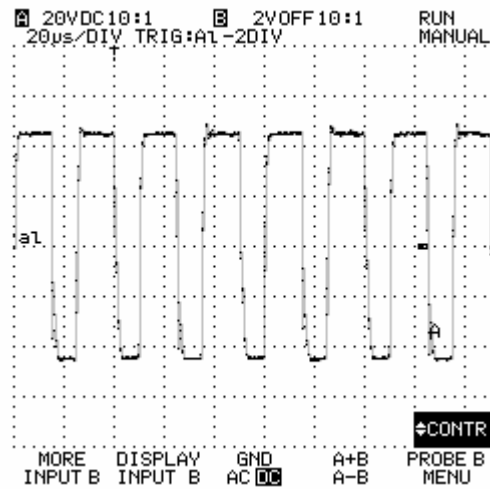
4.6. $D_f = 0,5$ de uygulama grafikleri



Şekil 4.24 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,5$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri

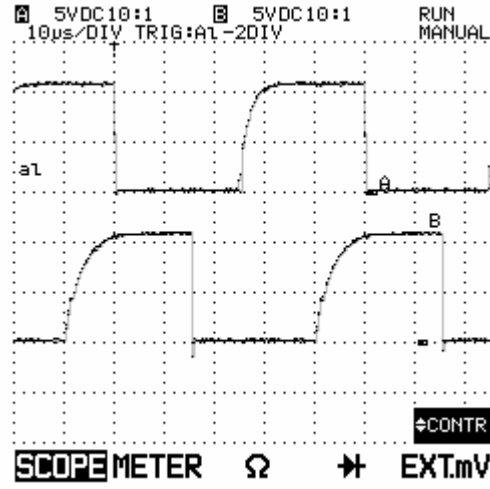


Şekil 4.25 $D_f = 0,5$ için yük üzerindeki gerilim

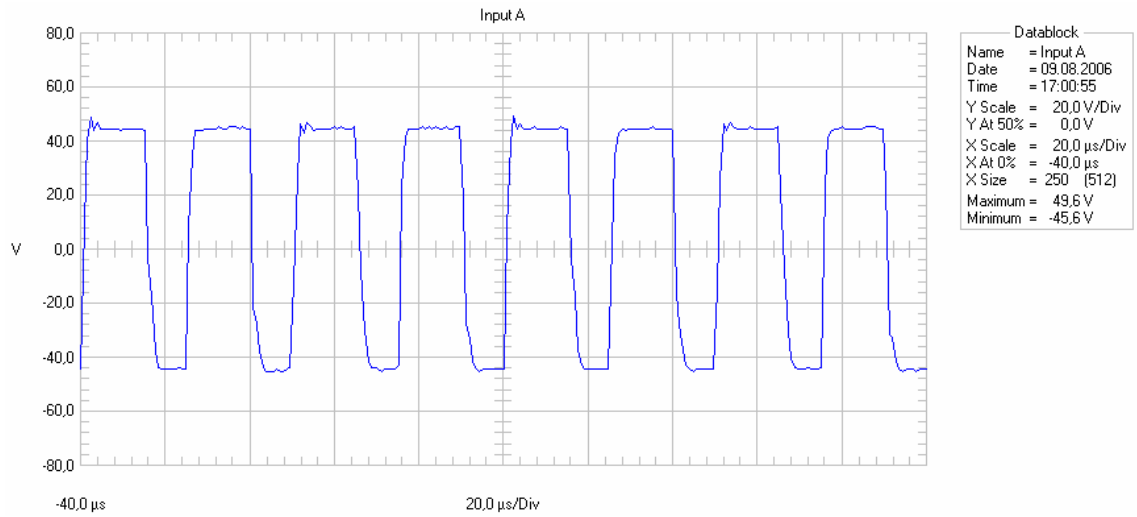


Şekil 4.26 $D_f = 0,5$ için yük üzerindeki gerilim

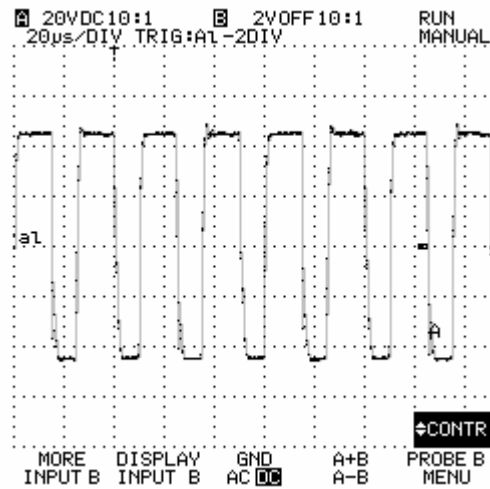
4.7. $D_f = 0,6$ da uygulama grafikleri



Şekil 4.27 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,6$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri

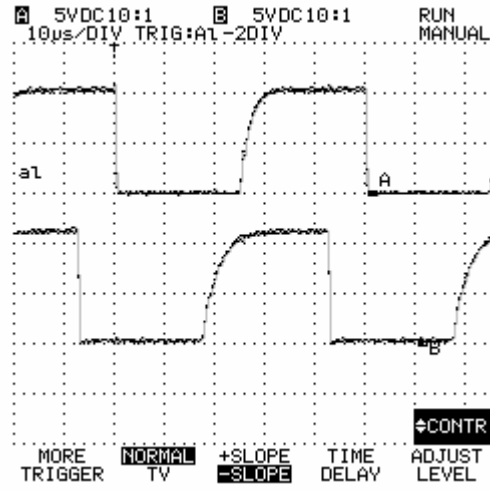


Şekil 4.28 $D_f = 0,6$ için yük üzerindeki gerilim

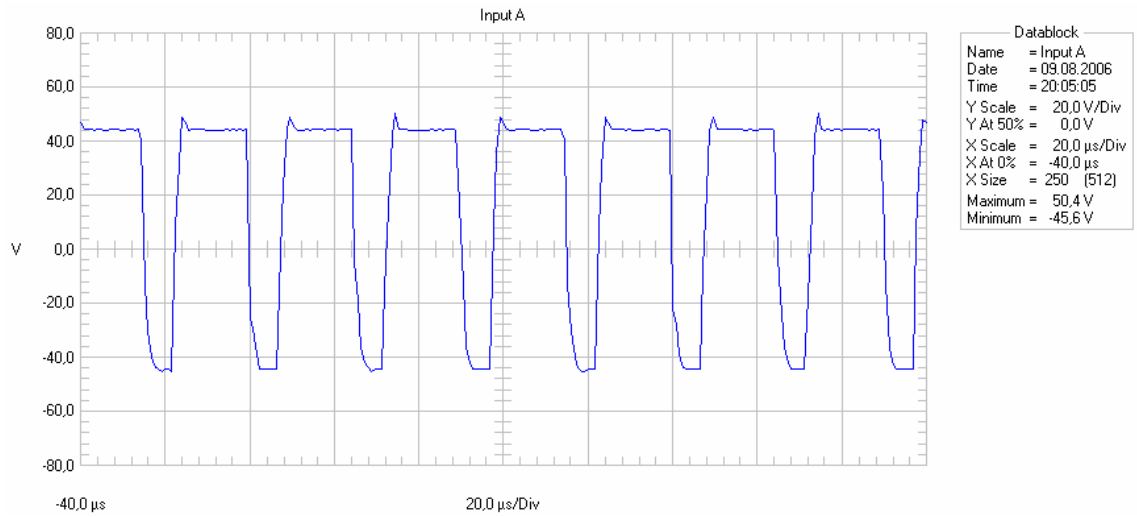


Şekil 4.29 $D_f = 0,6$ için yük üzerindeki gerilim

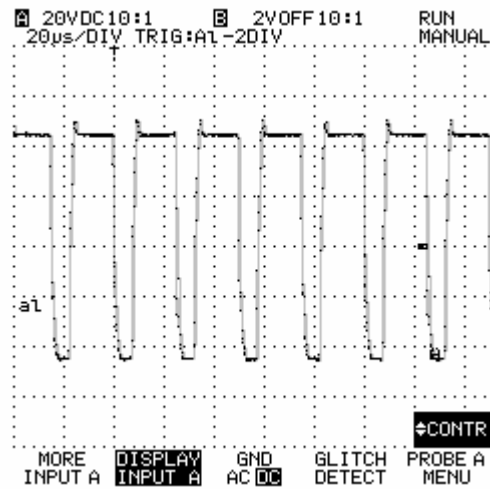
4.8. $D_f = 0,7$ de uygulama grafikleri



Şekil 4.30 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,7$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri

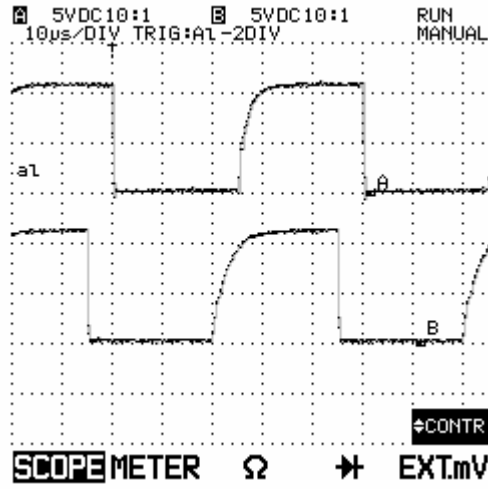


Şekil 4.31 $D_f = 0,7$ için yük üzerindeki gerilim

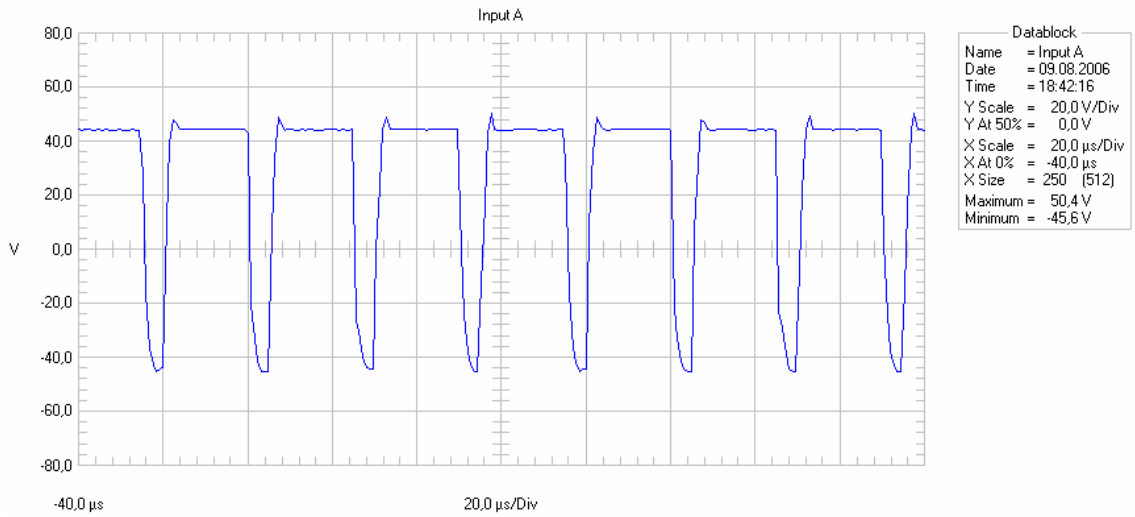


Şekil 4.32 $D_f = 0,7$ için yük üzerindeki gerilim

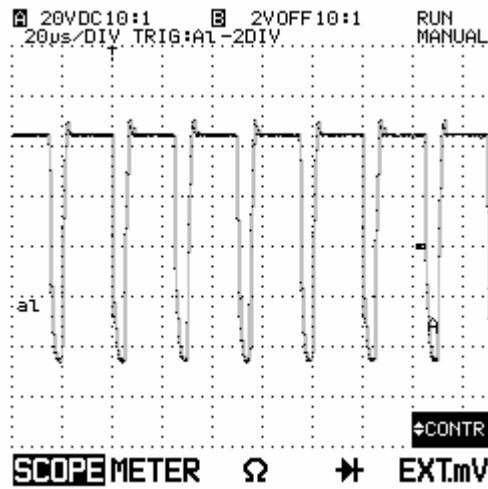
4.9. $D_f = 0,8$ de uygulama grafikleri



Şekil 4.33 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,8$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri

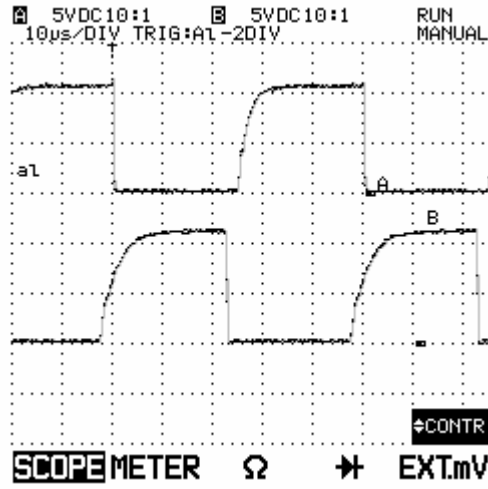


Şekil 4.34 $D_f = 0,8$ için yük üzerindeki gerilim

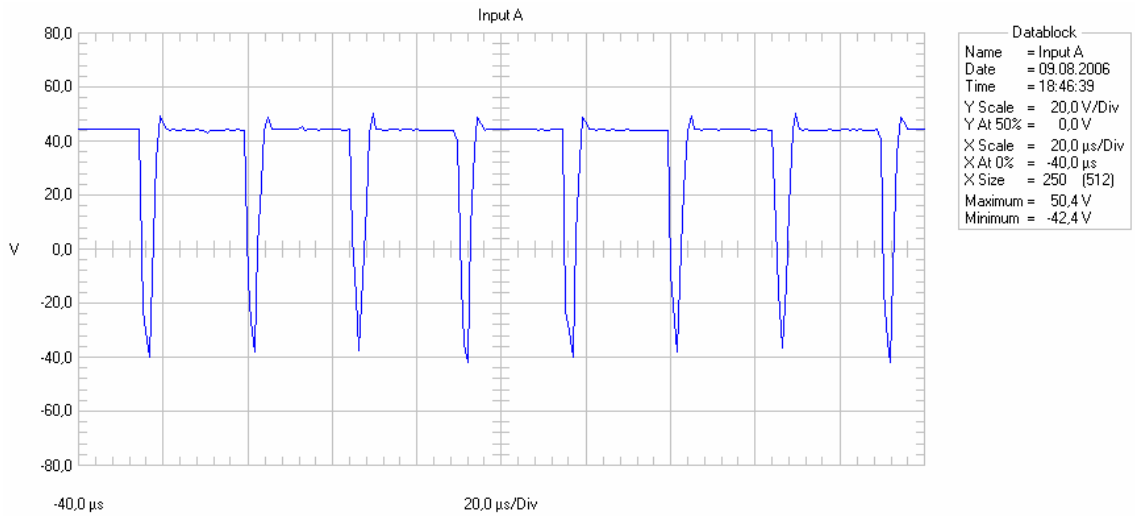


Şekil 4.35 $D_f = 0,8$ için yük üzerindeki gerilim

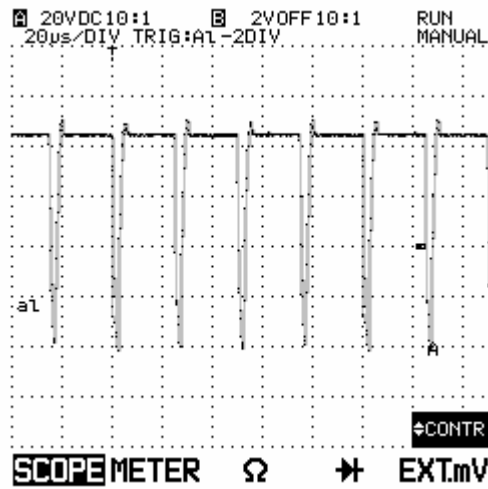
4.10. $D_f = 0,9$ da uygulama grafikleri



Şekil 4.36 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 0,9$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri

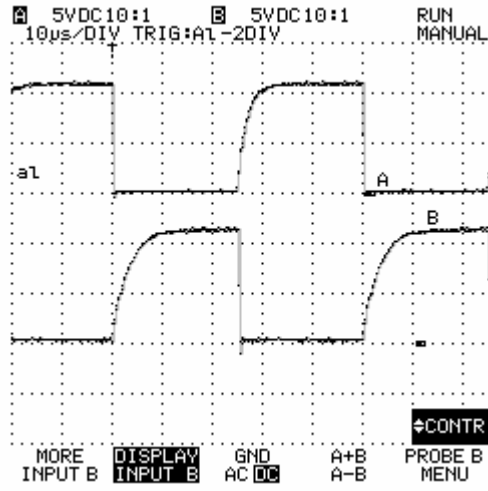


Şekil 4.37 $D_f = 0,9$ için yük üzerindeki gerilim

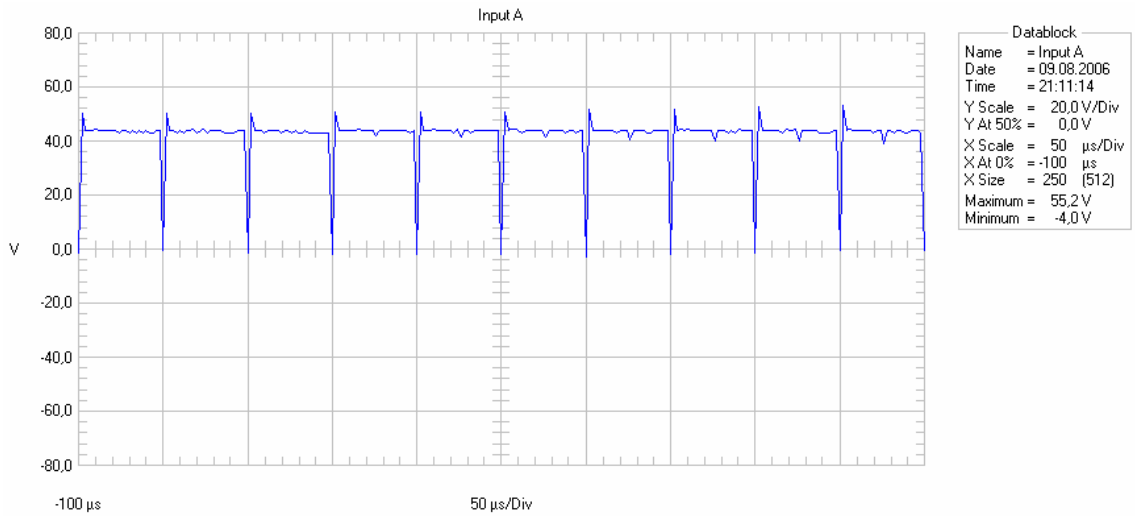


Şekil 4.38 $D_f = 0,9$ için yük üzerindeki gerilim

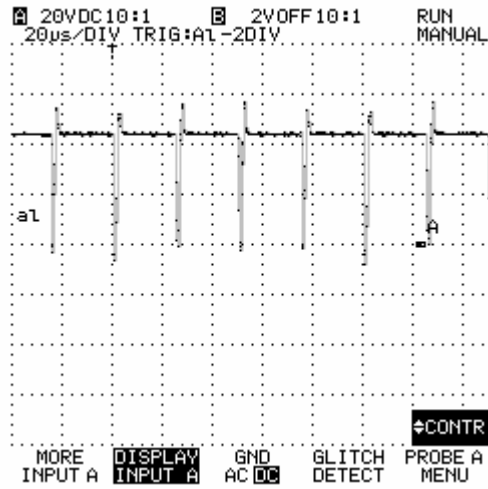
4.11. $D_f = 1$ de uygulama grafikleri



Şekil 4.39 S_1 ve S_3 anahtarları $D_f = 1$ faz farkı ile çalışırken V_{GS} gerilimleri



Şekil 4.40 $D_f = 1$ için yük üzerindeki gerilim



Şekil 4.41 $D_f = 1$ için yük üzerindeki gerilim

5. SONUÇ

Pratik çalışma sonucunda (Şekil 4.7 ile Şekil 4.41) yük üzerinde oluşan gerilim eğrileri, daha önce yapılan Electronics Workbench (Şekil 3.27) ve Pspice (Şekil 3.39 ile Şekil 3.49 arasındaki şekiller) analizlerindeki yüklerin üzerinde oluşan gerilim eğrileri ile benzerlik göstermektedir. Bu da Electronics Workbench (Şekil 3.5) ve Pspice (Şekil 3.27) analizleri sonucunda çizilen $E_0=f(D_f)$ grafiklerinin benzerlik göstermesi demektir.

Devredeki gerilim transfer oranı, iki çift faz kontrollü anahtar ile kontrol edilebilmektedir. Devre bir prototip olduğundan yüksek güçlerde çalışılmamıştır. Devre 12 Watt ile yüklenmiştir. Aynı transformatör 20 kHz de 1000 Watt, 50 kHz de 1600 Watt güçlerde kullanılabilir. Devrenin sekonder tarafındaki S_3 ve S_4 ün anahtarlanması sırasında yüksek akım ve gerilim dalgalanmaları meydana gelir. S_3 ün ve S_4 ün aynı anda iletimde olduğu esnada (akımlar üst üste bindiğinde) sekonder sarımının kısa devre olması nedeniyle, yüksek bir akım dalgasına, S_3 ve S_4 ün iletimde olduğu aralıkta ikisinin arasında bir boşluk varsa yüksek bir gerilim dalgasına maruz kalacağı düşünüldükten MOSFET lerin iletim ve kesime girme anlarındaki yükseliş ve inişler mümkün olduğu kadar aynı zaman dilimine getirilmeye çalışıldı ve buradaki akım gerilim sıçramaları giderildi. Böylece, bu yüksek akım ve gerilim dalgalanmalarının invertörün verimini düşürmesi ve anahtarlarda ciddi hasarlara neden olmasının önüne geçilmiştir.

Şekil 4.2 de çalışmada kullanılan ferrite çekirdekli (ferrite core) transformatör ve ölçüleri, Şekil 4.3 de ise saç levhalı bir transformatör ve ölçüleri verilmiştir. Ferrite çekirdekli yüksek frekans transformatörünün ölçüleri 7cm x 6,5cm x 4cm, 1200 Watt lık saç levha çekirdekli bir transformatörün ölçüleri ise yaklaşık 13cm x 10cm x 10cm dir. 20 kHz de anahtarlama yapılan ferrite çekirdekli yüksek frekans transformatörünün hacminin, saç levha çekirdekli transformatörün hacmine oranı yaklaşık 1/7 dir. Bunların ağırlıkları oranı da yaklaşık 1/10 dur. Yüksek frekans transformatör devresinin boyutu, power supply, sürme devreleri, anahtarlar, havalandırma fanları ve LC filtreleriyle birlikte düşünürsek, saç levha çekirdekli transformatör boyutunun 2/3 ne denk gelir. Ağırlıklı oranı ise 1/5 e düşer. Şekil 4.4 de aynı güçlerde bir ferrite çekirdekli yüksek frekans transformatörü ile saç çekirdekli transformatör yanyana görülmektedir.

Ferrite çekirdekli transformatörler, saç çekirdekli transformatörlere göre çok daha küçük

ve hafif olması, ayrıca da düşük maliyetli olması nedeniyle, ferrite çekirdekli transformatörlerin kullanıldığı yüksek frekans anahtarlama DC-AC invertörler, kesintisiz güç kaynakları için uygun olduğu sonucuna varılmaktadır

KAYNAKLAR

Bodur H., (2005), Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları 1

Chung Y., Shin B., Cho G., "Bilateral series resonant inverter for high frequency link UPS"

Deng S., Mao H., Mazumdar J., Batarsah I., Khairul K., "A new control scheme for high-frequency link inverter design"

Edminister J., M., (1980), Elektrik devreleri, Schaum's Outline Series McGraw-Hill

Gümüşkaya H., (1999), Mikroişlemciler ve 8051 Ailesi, Alfa Basım Yayım

Gülgün R., (1987), Güç Elektroniğine Giriş, Yıldız Teknik Üniversitesi Yayınları

Harada K., Sakamoto H., Shoyama M., (1998), "Phase-Controlled DC-AC Converter with High-Frequency Switching", IEEE Transactions on power electronics Vol. 3. No. 4. October 1988

Harada K., Yamasaki K., Anan F., Jinno M., Kawata Y., Nakashima T., Murata K., Sakamoto H., (1996), "Intelligent Transformer", IEEE 0-7803-3500-7/96 1996 IEEE

Prakash N., Mohan A., Iyengar B. (1990) "A novel high frequency PWM push-pull inverter generates sinusoidal output voltage at 50 Hz", CH2928-0/90/0000-0035 1990 IEEE

İNTERNET KAYNAKALARI

<http://www.ecircuitcenter.com>

<http://www.fcm.com.tr>

<http://www.mag-inc.com>

http://nitc.ac.in/nitc/node_profile/index.jsp?_ygt_nod_7d3=NITC

<http://www.picproje.org>

<http://www.powerelektronik.com.tr>

EKLER

- Ek 1 2N2222 katalog bilgisi.
- Ek 2 IRFP360 katalog bilgisi.
- Ek 3 1N5408 katalog bilgisi.
- Ek 4 TLP2601 katalog bilgisi.
- Ek 5 89S52 katalog bilgisi.
- Ek 6 Transformatör katalog bilgisi.

EK 1

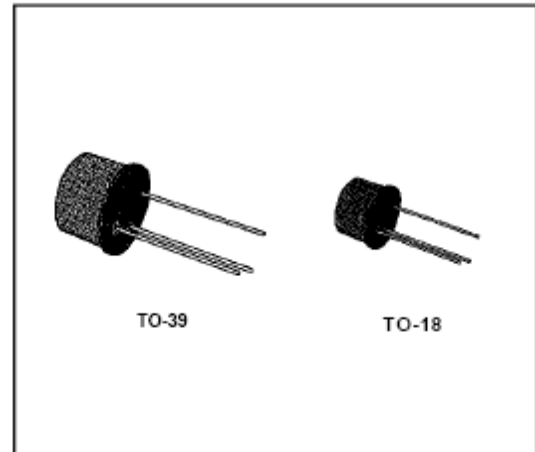

2N2218-2N2219
2N2221-2N2222

HIGH-SPEED SWITCHES

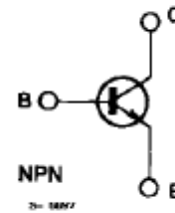
DESCRIPTION

The 2N2218, 2N2219, 2N2221 and 2N2222 are silicon planar epitaxial NPN transistors in Jedec TO-39 (for 2N2218 and 2N2219) and in Jedec TO-18 (for 2N2221 and 2N2222) metal cases. They are designed for high-speed switching applications at collector currents up to 500 mA, and feature useful current gain over a wide range of collector current, low leakage currents and low saturation voltages.

☞ 2N2218/2N2219 approved to CECC 50002-100, 2N2221/2N2222 approved to CECC 50002-101 available on request.



INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CB0}	Collector-base Voltage ($I_E = 0$)	60	V
V_{CE0}	Collector-emitter Voltage ($I_B = 0$)	30	V
V_{EB0}	Emitter-base Voltage ($I_C = 0$)	5	V
I_C	Collector Current	0.8	A
P_{tot}	Total Power Dissipation at $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$		
	for 2N2218 and 2N2219	0.8	W
	for 2N2221 and 2N2222	0.5	W
	at $T_{case} \leq 25^\circ\text{C}$		
	for 2N2218 and 2N2219	3	W
	for 2N2221 and 2N2222	1.8	W
T_{stg}	Storage Temperature	- 65 to 200	$^\circ\text{C}$
T_j	Junction Temperature	175	$^\circ\text{C}$

2N2218-2N2219-2N2221-2N2222**THERMAL DATA**

			2N2218 2N2219	2N2221 2N2222
$R_{th\ j-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	50 °C/W	83.3 °C/W
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	187.5 °C/W	300 °C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CBO}	Collector Cutoff Current ($I_E = 0$)	$V_{CB} = 50\text{ V}$ $V_{CB} = 50\text{ V}$ $T_{amb} = 150\text{ °C}$			10 10	nA μA
I_{EBO}	Emitter Cutoff Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 3\text{ V}$			10	nA
$V_{(BR)\ CBO}$	Collector-base Breakdown Voltage ($I_E = 0$)	$I_C = 10\text{ μA}$	60			V
$V_{(BR)\ CEO}^*$	Collector-emitter Breakdown Voltage ($I_B = 0$)	$I_C = 10\text{ mA}$	30			V
$V_{(BR)\ EBO}$	Emitter-base Breakdown Voltage ($I_C = 0$)	$I_E = 10\text{ μA}$	5			V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-emitter Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}$ $I_B = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $I_B = 50\text{ mA}$			0.4 1.6	V V
$V_{BE(sat)}^*$	Base-emitter Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}$ $I_B = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $I_B = 50\text{ mA}$			1.3 2.6	V V
h_{FE}^*	DC Current Gain	for 2N2218 and 2N2221 $I_C = 0.1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{ V}$ for 2N2219 and 2N2222 $I_C = 0.1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{ V}$	20 25 35 40 20 20 35 50 75 100 30 50		120 300	
f_T	Transition Frequency	$I_C = 20\text{ mA}$ $V_{CE} = 20\text{ V}$ $f = 100\text{ MHz}$	250			MHz
C_{CBO}	Collector-base Capacitance	$I_E = 0$ $f = 100\text{ kHz}$ $V_{CB} = 10\text{ V}$			8	pF
$R_{e(hie)}$	Real Part of Input Impedance	$I_C = 20\text{ mA}$ $V_{CE} = 20\text{ V}$ $f = 300\text{ MHz}$			60	Ω

* Pulsed : pulse duration = 300 μs, duty cycle = 1 %.

EK 2

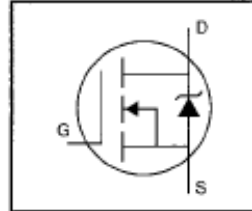
International
IR Rectifier

PD-9.568B

IRFP360

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DS} = 400V$$

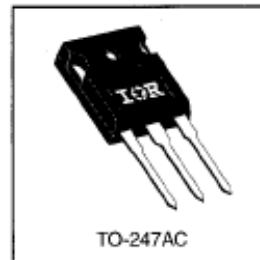
$$R_{DS(on)} = 0.20\Omega$$

$$I_D = 23A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	23	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	14	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	92	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	1200	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ③	23	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ③	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ④	4.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

IRFP360

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	400	—	—	V	$V_{GS}=0V$, $I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.56	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.20	Ω	$V_{GS}=10V$, $I_D=14A$ ③
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}$, $I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	14	—	—	S	$V_{DS}=50V$, $I_D=14A$ ③
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=400V$, $V_{GS}=0V$
		—	—	250	μA	$V_{DS}=320V$, $V_{GS}=0V$, $T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=23A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	30	nC	$V_{DS}=320V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110	nC	$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=200V$
t_r	Rise Time	—	79	—	ns	$I_D=23A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	100	—	ns	$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	67	—	ns	$R_D=8.3\Omega$ See Figure 10 ⑤
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	4500	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	1100	—	pF	$V_{DS}=25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	490	—	pF	$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	23	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	92	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_S=23A$, $V_{GS}=0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	420	630	ns	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_F=23A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.6	8.4	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

③ $I_{SD} \leq 23A$, $di/dt \leq 170A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$

② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.0\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=23A$ (See Figure 12)

④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.



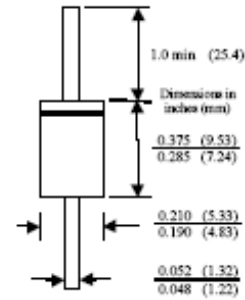
Discrete POWER & Signal
Technologies

1N5400-1N5408

1N5400 - 1N5408

Features

- 3.0 ampere operation at $T_A = 75^\circ\text{C}$ with no thermal runaway.
- High current capability.
- Low leakage.



3.0 Ampere General Purpose Rectifiers

Absolute Maximum Ratings* $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
I_O	Average Rectified Current .375 " lead length @ $T_A = 75^\circ\text{C}$	3.0	A
$i_{s(\text{surge})}$	Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half-sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC method)	200	A
P_D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	6.25 50	W mW/ $^\circ\text{C}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	20	$^\circ\text{C}/\text{W}$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Parameter	Device									Units
	5400	5401	5402	5403	5404	5405	5406	5407	5408	
Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	35	70	140	210	280	350	420	560	700	V
DC Reverse Voltage (Rated V_R)	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	V
Maximum Reverse Current @ rated V_R $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	5.0									μA
$T_A = 100^{\circ}\text{C}$	500									μA
Maximum Forward Voltage @ 3.0 A	1.2									V
Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle $T_A = 105^{\circ}\text{C}$	0.5									mA
Typical Junction Capacitance $V_R = 4.0\text{ V}$, $f = 1.0\text{ MHz}$	30									pF

EK 4

TOSHIBA

TLP2601

TOSHIBA Photocoupler GaAs Ired & Photo-IC

TLP2601

Isolated Line Receiver

Simplex / Multiplex Data Transmission

Computer-Peripheral Interface

Microprocessor System Interface

Digital Isolation For A/D, D/A Conversion

Direct Replacement For HCPL-2601

The TOSHIBA TLP2601 a photocoupler which combines a GaAs IRed as the emitter and an integrated high gain, high speed photodetector. The output of the detector circuit is an open collector, Schottky clamped transistor.

A Faraday shield integrated on the photodetector chip reduces the effects of capacitive coupling between the input LED emitter and the high gain stages of the detector. This provides an effective common mode transient immunity of 1000V/ μ s.

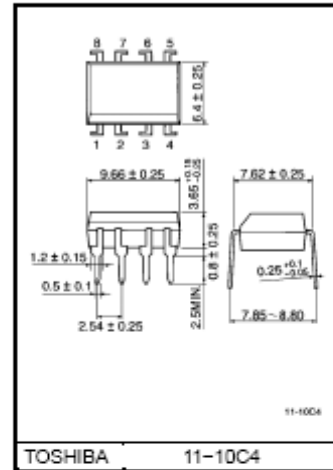
- Input current thresholds: $I_F = 5\text{mA max.}$
- Isolation voltage: 2500Vrms min.
- Switching speed: 10MBd
- Common mode transient immunity: 1000V/ μ s min.
- Guaranteed performance over temp.: 0°C~70°C
- UL Recognized: UL1577, file No. E67349

Truth Table (positive logic)

Input	Enable	Output
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H

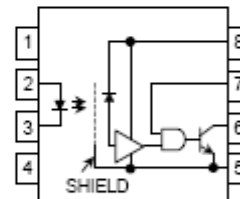
A 0.01 to 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pins 8 and 5 (see Note 1).

Unit in mm

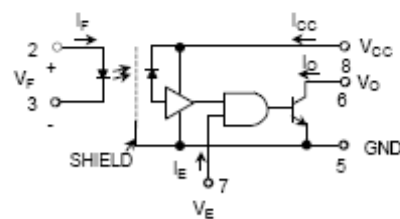


Weight: 0.54g

Pin Configuration (top view)



Schematic



Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input current, low level	I_{FL}	0	—	250	μA
Input current, high level	I_{FH}	6.3 (*)	—	20	mA
Supply voltage, output	V_{CC}	4.5	—	5.5	V
High level enable voltage	V_{EH}	2.0	—	V_{CC}	V
Low level enable voltage	V_{EL}	0	—	0.8	V
Fan out (TTL load)	N	—	—	8	—
Operating temperature	T_{opr}	0	—	70	$^{\circ}\text{C}$

(*) 6.3mA is a guard banded value which allows for at least 20% CTR degradation.

Initial input current threshold value is 5.0mA or less.

Maximum Ratings (no derating required)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit
LED	Forward current	I_F	20	mA
	Reverse voltage	V_R	5	V
Detector	Output current	I_O	25	mA
	Output voltage	V_O	-0.5~7	V
	Supply voltage (1 minute maximum)	V_{CC}	7	V
	Enable input voltage (not to exceed V_{CC} by more than 500mV)	V_E	5.5	V
	Output collector power dissipation	P_O	40	mW
	Operating temperature range	T_{opr}	-40~85	°C
Storage temperature range		T_{stg}	-55~125	°C
Lead solder temperature (10s) (**) (Note 10)		T_{sol}	260	°C
Isolation voltage (R.H.≤ 60%,AC 1min., (Note 10))		BV_D	2500	Vrms
			3540	Vdc

(**) 1.6mm below seating plane.

Electrical Characteristics (Ta = 0°C ~70°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
High level output current	I_{OH}	$V_{CC} = 5.5V, V_O = 5.5V$ $I_F = 250\mu A, V_E = 2.0V$	—	1	250	μA
Low level output voltage	V_{OL}	$V_{CC} = 5.5V, I_F = 5mA$ $V_E = 2.0V, I_{OL}(\text{sinking}) = 13mA$	—	0.4	0.6	V
High level supply current	I_{CCH}	$V_{CC} = 5.5V, I_F = 0, V_E = 0.5V$	—	7	15	mA
Low level supply current	I_{CCL}	$V_{CC} = 5.5V, I_F = 10mA$ $V_E = 0.5V$	—	12	19	mA
Low level enable current	I_{EL}	$V_{CC} = 5.5V, V_E = 0.5V$	—	-1.6	-2.0	mA
High level enable current	I_{EH}	$V_{CC} = 5.5V, V_E = 2.0V$	—	-1	—	mA
High level enable voltage	V_{EH}	(Note 11)	2.0	—	—	V
Low level enable voltage	V_{EL}	—	—	—	0.8	
Input forward voltage	V_F	$I_F = 10mA, T_a = 25^\circ C$	—	1.65	1.75	V
Input reverse breakdown voltage	BV_R	$I_R = 10\mu A, T_a = 25^\circ C$	5	—	—	V
Input capacitance	C_{IN}	$V_F = 0, f = 1MHz$	—	45	—	pF
Input diode temperature coefficient	$\Delta V_F / \Delta T_A$	$I_F = 10mA$	—	-2.0	—	mV / °C
Input-output insulation leakage current	I_{i-o}	Relative humidity = 45% $T_a = 25^\circ C, t = 5 \text{ second}$ $V_{i-o} = 3000V_{dc}$, (Note 10)	—	—	1	μA
Resistance (input-output)	R_{i-o}	$V_{i-o} = 500V, R.H. \leq 60\%$ (Note 10)	5×10^{10}	10^{14}	—	Ω
Capacitance (input-output)	C_{i-o}	$f = 1MHz$, (Note 10)	—	0.6	—	pF

(**)All typ.values are at $V_{CC} = 5V, T_a = 25^\circ C$.

Switching Characteristics ($T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$)

Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Propagation delay time to high output level	t_{pLH}	1	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$ (Note 2), (Note 3), (Note 4)&(Note 5)	—	60	75	ns
Propagation delay time to low output level	t_{pHL}			—	60	75	ns
Output rise time(10–90%)	t_r			—	30	—	ns
Output fall time(90–10%)	t_f			—	30	—	ns
Propagation delay time of enable from V_{EH} to V_{EL}	t_{ELH}	2	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$ $V_{EH} = 3.0\text{V}$ $V_{EL} = 0.5\text{V}$ (Note 6)&(Note 7)	—	25	—	ns
Propagation delay time of enable from V_{EL} to V_{EH}	t_{EHL}			—	25	—	ns
Common mode transient immunity at high output level	CM_H	3	$V_{CM} = 400\text{V}$ $R_L = 350\Omega$ $V_{O(min.)} = 2\text{V}$ $I_F = 0\text{mA}$, (Note 9)	1000	10000	—	V/ μs
Common mode transient immunity at low output level	CM_L		$V_{CM} = 400\text{V}$ $R_L = 350\Omega$ $V_{O(max.)} = 0.8\text{V}$ $I_F = 7.5\text{mA}$, (Note 8)	–1000	–10000	—	V/ μs

EK 5

Features

- Compatible with MCS-51® Products
- 8K Bytes of In-System Programmable (ISP) Flash Memory
 - Endurance: 1000 Write/Erase Cycles
- 4.0V to 5.5V Operating Range
- Fully Static Operation: 0 Hz to 33 MHz
- Three-level Program Memory Lock
- 256 x 8-bit Internal RAM
- 32 Programmable I/O Lines
- Three 16-bit Timer/Counters
- Eight Interrupt Sources
- Full Duplex UART Serial Channel
- Low-power Idle and Power-down Modes
- Interrupt Recovery from Power-down Mode
- Watchdog Timer
- Dual Data Pointer
- Power-off Flag

Description

The AT89S52 is a low-power, high-performance CMOS 8-bit microcontroller with 8K bytes of in-system programmable Flash memory. The device is manufactured using Atmel's high-density nonvolatile memory technology and is compatible with the industry-standard 80C51 instruction set and pinout. The on-chip Flash allows the program memory to be reprogrammed in-system or by a conventional nonvolatile memory programmer. By combining a versatile 8-bit CPU with in-system programmable Flash on a monolithic chip, the Atmel AT89S52 is a powerful microcontroller which provides a highly-flexible and cost-effective solution to many embedded control applications.

The AT89S52 provides the following standard features: 8K bytes of Flash, 256 bytes of RAM, 32 I/O lines, Watchdog timer, two data pointers, three 16-bit timer/counters, a six-vector two-level interrupt architecture, a full duplex serial port, on-chip oscillator, and clock circuitry. In addition, the AT89S52 is designed with static logic for operation down to zero frequency and supports two software selectable power saving modes. The Idle Mode stops the CPU while allowing the RAM, timer/counters, serial port, and interrupt system to continue functioning. The Power-down mode saves the RAM contents but freezes the oscillator, disabling all other chip functions until the next interrupt or hardware reset.



**8-bit
Microcontroller
with 8K Bytes
In-System
Programmable
Flash**

AT89S52

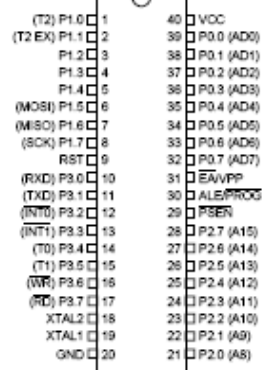
Rev. 1515A-07/01



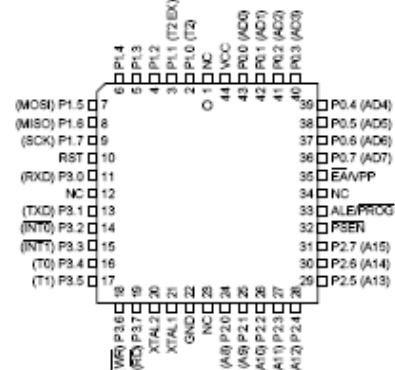


Pin Configurations

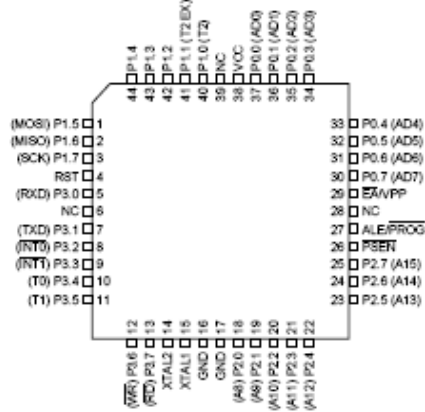
PDIP



PLCC



TQFP



The block diagram illustrates the internal architecture of the 8051 microcontroller, enclosed within a dashed boundary representing the chip. Power supply pins are shown at the top left: V_{CC} and GND. External pins are labeled at the top: P0.0 - P0.7, P2.0 - P2.7, P3.0 - P3.7, and P1.0 - P1.7. The internal components include:

- Registers and Latches:** B REGISTER, ACC, RAM ADDR. REGISTER, RAM, PORT 0 LATCH, PORT 2 LATCH, FLASH, STACK POINTER, TMP2, TMP1, ALU, PSW, INSTRUCTION REGISTER, WATCH DOG, PORT 3 LATCH, PORT 1 LATCH, and ISP PORT.
- Drivers:** PORT 0 DRIVERS, PORT 2 DRIVERS, PORT 3 DRIVERS, and PORT 1 DRIVERS.
- Control and Timing:** TIMING AND CONTROL block, which interfaces with external signals: PSEN, ALE/PROG, EA / V_{PP} , and RST.
- Peripheral Blocks:** INTERRUPT, SERIAL PORT, AND TIMER BLOCKS, BUFFER, PC INCREMENTER, PROGRAM COUNTER, DUAL DPTR, and PROGRAM LOGIC.
- Oscillator:** OSC block connected to a crystal and capacitors.

The diagram shows the interconnections between these components, including data buses and control lines, forming the core of the 8051 microcontroller.



Pin Description

VCC

Supply voltage.

GND

Ground.

Port 0

Port 0 is an 8-bit open drain bidirectional I/O port. As an output port, each pin can sink eight TTL inputs. When 1s are written to port 0 pins, the pins can be used as high-impedance inputs.

Port 0 can also be configured to be the multiplexed low-order address/data bus during accesses to external program and data memory. In this mode, P0 has internal pullups.

Port 0 also receives the code bytes during Flash programming and outputs the code bytes during program verification. External pullups are required during program verification.

Port 1

Port 1 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 1 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 1 pins, they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 1 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}) because of the internal pullups.

In addition, P1.0 and P1.1 can be configured to be the timer/counter 2 external count input (P1.0/T2) and the timer/counter 2 trigger input (P1.1/T2EX), respectively, as shown in the following table.

Port 1 also receives the low-order address bytes during Flash programming and verification.

Port Pin	Alternate Functions
P1.0	T2 (external count input to Timer/Counter 2), clock-out
P1.1	T2EX (Timer/Counter 2 capture/reload trigger and direction control)
P1.5	MOSI (used for In-System Programming)
P1.6	MISO (used for In-System Programming)
P1.7	SCK (used for In-System Programming)

Port 2

Port 2 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 2 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 2 pins, they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 2 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}) because of the internal pullups.

Port 2 emits the high-order address byte during fetches from external program memory and during accesses to

external data memory that use 16-bit addresses (MOVX @ DPTR). In this application, Port 2 uses strong internal pullups when emitting 1s. During accesses to external data memory that use 8-bit addresses (MOVX @ RI), Port 2 emits the contents of the P2 Special Function Register.

Port 2 also receives the high-order address bits and some control signals during Flash programming and verification.

Port 3

Port 3 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 3 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 3 pins, they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 3 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}) because of the pullups.

Port 3 also serves the functions of various special features of the AT89S52, as shown in the following table.

Port 3 also receives some control signals for Flash programming and verification.

Port Pin	Alternate Functions
P3.0	RXD (serial input port)
P3.1	TXD (serial output port)
P3.2	$\overline{\text{INT0}}$ (external interrupt 0)
P3.3	$\overline{\text{INT1}}$ (external interrupt 1)
P3.4	T0 (timer 0 external input)
P3.5	T1 (timer 1 external input)
P3.6	$\overline{\text{WR}}$ (external data memory write strobe)
P3.7	$\overline{\text{RD}}$ (external data memory read strobe)

RST

Reset input. A high on this pin for two machine cycles while the oscillator is running resets the device. This pin drives High for 96 oscillator periods after the Watchdog times out. The DISRTO bit in SFR AUXR (address 8EH) can be used to disable this feature. In the default state of bit DISRTO, the RESET HIGH out feature is enabled.

ALE/PROG

Address Latch Enable (ALE) is an output pulse for latching the low byte of the address during accesses to external memory. This pin is also the program pulse input (PROG) during Flash programming.

In normal operation, ALE is emitted at a constant rate of 1/6 the oscillator frequency and may be used for external timing or clocking purposes. Note, however, that one ALE pulse is skipped during each access to external data memory.

If desired, ALE operation can be disabled by setting bit 0 of SFR location 8EH. With the bit set, ALE is active only during a MOVX or MOVC instruction. Otherwise, the pin is

weakly pulled high. Setting the ALE-disable bit has no effect if the microcontroller is in external execution mode.

PSEN

Program Store Enable ($\overline{\text{PSEN}}$) is the read strobe to external program memory.

When the AT89S52 is executing code from external program memory, $\overline{\text{PSEN}}$ is activated twice each machine cycle, except that two $\overline{\text{PSEN}}$ activations are skipped during each access to external data memory.

$\overline{\text{EA}}/\text{VPP}$

External Access Enable. $\overline{\text{EA}}$ must be strapped to GND in order to enable the device to fetch code from external program memory locations starting at 0000H up to FFFFH.

Note, however, that if lock bit 1 is programmed, $\overline{\text{EA}}$ will be internally latched on reset.

$\overline{\text{EA}}$ should be strapped to V_{CC} for internal program executions.

This pin also receives the 12-volt programming enable voltage (V_{PP}) during Flash programming.

XTAL1

Input to the inverting oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit.

XTAL2

Output from the inverting oscillator amplifier.

Table 1. AT89S52 SFR Map and Reset Values

0F6H								0FFH
0F0H	B 00000000							0F7H
0E6H								0EFH
0E0H	ACC 00000000							0E7H
0D6H								0DFH
0D0H	PSW 00000000							0D7H
0C6H	T2CON 00000000	T2MOD XXXXXX00	RCAP2L 00000000	RCAP2H 00000000	TL2 00000000	TH2 00000000		0CFH
0C0H								0C7H
0B6H	IP XX000000							0BFH
0B0H	P3 11111111							0B7H
0A6H	IE 0X000000							0AFH
0A0H	P2 11111111		AUXR1 XXXXXXXX00				WDRST XXXXXXXXXX	0A7H
96H	SCON 00000000	SBUF XXXXXXXXXX						9FH
90H	P1 11111111							97H
86H	TCON 00000000	TMOD 00000000	TL0 00000000	TL1 00000000	TH0 00000000	TH1 00000000	AUXR XX000XX0	8FH
80H	P0 11111111	SP 00001111	DP0L 00000000	DP0H 00000000	DP1L 00000000	DP1H 00000000	PCON 0XXX0000	87H

EK 6

Power
Design

Section 4

Ferrite is an ideal core material for transformers, inverters and inductors in the frequency range 20 kHz to 3 MHz, due to the combination of low core cost and low core losses.

Ferrite is an excellent material for high frequency (20 kHz to 3 MHz) inverter power supplies. Ferrites may be used in the saturating mode for low power, low frequency operation (<50 watts and 10 kHz). For high power operation a two transformer design, using a tape wound core as the saturating core and a ferrite core as the output transformer, offers maximum performance. The two transformer design offers high efficiency excellent frequency stability, and low switching losses.

Ferrite cores may also be used in fly-back transformer designs, which offer low core cost, low circuit cost and high voltage capability. Powder cores (MPP, High Flux, Kool Mu®) offer soft saturation, higher B_{max} and better temperature stability and may be the best choice in some flyback applications or inductors.

High frequency power supplies, both inverters and converters, offer lower cost, and lower weight and volume than conventional 60 hertz and 400 hertz power sources.

Many cores in this section are standard types commonly used in the industry. If a suitable size for your application is not listed, Magnetics will be happy to review your needs, and, if necessary, quote tooling where quantities warrant.

Cores are available gapped to avoid saturation under dc bias conditions. J and W materials are available with lapped surfaces.

Bobbins for many cores are available from Magnetics. VDE requirements have been taken into account in bobbin designs for EC, PQ and metric E Cores. Many bobbins are also available commercially.



4.1

Area Product Distribution (WaAc*)

TABLE 3 – FERRITE CORE SELECTION BY AREA PRODUCT DISTRIBUTION

WaAc* (cm ²)	PC	RS, DS, HS	RM, EP	RM SOLID	PQ	EE LAM	EE, EEM, EFD	EE, EI PLANAR	UU, UI	ETD, EER	EC	TC
See Section	6	7	8/9	8	10	11	11	11	11	12	12	13
0.001	40704							41309 (EE)				40601
0.002	40905		40707 (EP)				40904 40906					40603
0.004												
0.007	41107		41110 (RM)									40705
0.010		41408 (RS, DS)	41010 (EP)			41203			41106 (UU)		41003	41005
0.020	41408		41510 (RM) 41313 (EP)	41510		41205	41208 41209 41515 41707		41106 (UU)		40907	41303
0.040			41812 (RM)	41812			41709 42110					41306 41308 41305
0.070	41811	42311 (RS, DS, HS)	41717 (EP)		42610	41808						41308 41805
0.100	42213	42318 (HS)	42316 (RM)	42316	42016 42614	41810 42510		42216 (EE)				
0.200	42616	42318 (RS, DS) 42616 (RS, DS, HS)	42819 (RM) 42120 (EP)		42020 42620 43214		42211 42810 43009 42523	43618 (B) 43208 (B)	42515 (UU)			41809 42206
0.400		43019 (RS, DS, HS)		42819	42625	42520	42515 43007	43618 (EE) 43208 (EE)				42207
0.700	43019		43723 (RM)		43220	43515	43013		42220 (UU) 42512 (UU) 42515 (UU)	43517		42507
1.00	43622	43622 (RS, DS, HS)		43723	43230	44317	43520 43524 44011	44308 (B)	42530 (UU)	44119	43434 43521 (EER)	42908
2.00	44229 44529	44229 (RS, DS, HS)			43535	44721	44020 44924	44308 (EE) 45810 (B)	44119 (UU) 44121 (UU)	45224 44216 (EER)	43939 43615 44444 45032	43610 43813
4.00					44040	45724	44022 45021	46410 (B)	44125 (UU) 44130 (UU)	44949	44416	
7.00							45528 46016	45810 (EE) 46409 (EE)				
10.00							45530	46410 (EE)		47035 47228		44916 44925 46113
20.00							48020				47054	47313 47325
40.00								49938 (EE)				48613
100							49928		49925 (UU) 49925 (UU)			

*Boltin window and core area product. For boltins other than those in this catalog, WaAc may need to be recalculated.

Transformer Core Selection

Transformer Core Selection

Typical Power Handling

TABLE 4 – FERRITE CORE SELECTION LISTED BY TYPICAL POWER HANDLING CAPABILITIES (WATTS)
(F, P AND R MATERIALS) (FOR PUSH-PULL SQUARE WAVE OPERATIONS, SEE NOTES BELOW)

WATAGE See Section	WATAGE				POT-RS-RM CORES 6/7/8	DS CORES 7	EP CORES 9	PO CORES 10	E-CORES 11	LOW-PROFILE PLANAR CORES 11	EC-STD D CORES 12	TC TOROIDS 13
	20KHZ	50KHZ	100KHZ	250KHZ								
2	3	4	7	21	41408-PC		41313		41707	41709 42107 42110		41206 41303
5	8	11	21	41811-PC 42311-DS 42809-RM	42311	41717		41808	42610-PQ 42216-EC			41306 41605
12	18	27	53	42316-RM				42016	41810, 42211	42614-PQ		
13	20	30	59						42510			
15	22	32	62	42213-PC								
18	28	43	84	42318-DS	42318		42020			43618-E, I		42106
19	30	48	94		42616	42120				43208-E, I 44008-E, I		41809
26	42	58	113						42810, 42520			42206
28	45	65	127	42819-RM					42515			42109
30	49	70	137	42616-PC				42620				42207
33	53	80	156		43019					43618-EC		
40	61	95	185	43019-DS					43007	44008-EC		43205
42	70	100	195					42625		43208-EC		
48	75	110	215						43013			42212, 42507
60	100	150	293	43019-PC 43723-RM				43220	42530, 43009 43515 (E375)		43517 (EC35)	
70	110	170	332		43622					44308-E, I	43434 (ET034)	42908
105	160	235	460						44011 (E40)			
110	180	250	480	43622-PC				43230				
120	195	270	525								44119 (EC41)	
130	205	290	570						43524, 43520		43521	43806
140	215	340	663						44317 (E21)			42915, 43113
150	240	380	741							44308-EC	43939 (ET039)	
190	300	470	917		44229							43610
200	310	500	975						44721 (E625)		45032	
220	350	530	1,034					43535				43813
230	350	550	1,073						44020 (42/15)		44216	
260	400	600	1,170									43615
280	430	650	1,268	44229-PC					45021 (E50) 44924		45224 (EC52)	
300	450	700	1,365	44529-PC					44022 (42/20)	45810-EC	44444 (ETD44)	
340	550	850	1,658					44040				
360	580	870	1,697									43825
410	650	1,000	1,950						45724 (E75)	46410-E, I	44949 (ETD49)	44416
550	800	1,300	2,535						45528 (55/21) 46016 (E80)	45810-EC		44715 44916 44920
650	1,000	1,600	3,120									
700	1,100	1,800	3,510						45530 (55/25)	46409-EC 46410-EC		44925
850	1,300	1,900	3,705								47035 (EC70)	
900	1,500	2,000	3,900								45959 (ETD59)	46113
1,000	1,600	2,500	4,875									
1,000	1,700	2,700	5,265						47228			
1,400	2,500	3,200	6,240									44932
1,600	2,600	3,700	7,215									47313
2,000	3,000	4,600	8,970						48020		47054	
2,800	4,200	6,500	12,675							49938-EC		48613
11,700	19,000	26,500	51,500								49925 (U)	

Above is for push-pull converter. De-rate by a factor of 3 or 4 for flyback. De-rate by a factor of 2 for feed-forward converter.

NOTE: Assuming Core Loss to be Approximately 100mW/cm³

& Levels Used in this Chart are: 20kHz-2000 gauss @ 50kHz-1300 gauss @ 100kHz-900 gauss @ 250kHz-700 gauss.

SEE PAGE 4.7 — Area Product Distribution

4.8 MAGNETICS

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	15.04.1974	
Doğum yeri	Çankırı	
Lise	1989-1992	Malatya Lisesi
Lisans	1994-1999	Yıldız Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölümü
Yüksek Lisans	2003-2006	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği. Elektronik Anabilim Dalı,

Çalıştığı kurumlar

1999-2001	Fikssan Fikstür Sanayi ve Ticaret A.Ş.
2001-2002	Mikromask Bilgisayar Sis Ltd Şti
2002-Devam ediyor	Mimar Sinan Güzel Sanatlar Üniversitesi Fizik Bölümü Araştırma Görevlisi