

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**PROGRAMLANABİLİR ÇAPRAZ DÖNÜŞTÜRÜCÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Müh. Gürkan ÇOBAN**

**Anabilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ**

**Programı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ**

**HAZİRAN 2007**

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**PROGRAMLANABİLİR ÇAPRAZ DÖNÜŞTÜRÜCÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**Müh. Gürkan ÇOBAN**  
**504041062**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 7 Mayıs 2007**  
**Tezin Savunulduğu Tarih : 11 Haziran 2007**

**Tez Danışmanı : Yrd.Doç.Dr. Özgür ÜSTÜN**  
**Diğer Jüri Üyeleri Prof. Dr. Mehmet Sait TÜRKÖZ (İ.T.Ü)**  
**Yrd.Doç.Dr. Deniz YILDIRIM (İ.T.Ü)**

**HAZİRAN 2007**

## **ÖNSÖZ**

Gösterdiği yakın ilgi ve desteğinden ötürü tez danışmanım sayın Yrd. Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN'e, çalışmalarım boyunca laboratuvar ve malzeme olanaklarını kullandığım İnform Elektronik San. ve Tic. A.Ş AR&GE bölümüne, tecrübelerinden ve bilgilerinden yararlandığım sayın Elk. Müh. Cem ARSLAN'a ve öğretim hayatım boyunca benden desteğini esirgemeyen aileme teşekkür ederim.

**Haziran 2007**

**Gürkan ÇOBAN**

## İÇİNDEKİLER

<b>KISALTMALAR</b> .....	<b>vi</b>
<b>TABLO LİSTESİ</b> .....	<b>vii</b>
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b> .....	<b>viii</b>
<b>SEMBOL LİSTESİ</b> .....	<b>xi</b>
<b>ÖZET</b> .....	<b>xiii</b>
<b>SUMMARY</b> .....	<b>xiv</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
<b>2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI</b> .....	<b>5</b>
2.1 Anahtarlama Güç Kaynağına Genel Bakış .....	5
2.2 Çapraz Dönüştürücü Çalışması .....	6
2.2.1 Sürekli Akım Çalışması Durumu .....	6
2.2.2 Süreksiz Akım Çalışması Durumu .....	8
2.2.3 CCM ve DCM Çalışmanın Avantaj ve Dezavantajları .....	10
2.3 Kurşun Asit Akülerin Şarj Teknikleri .....	11
2.3.1 Giriş .....	11
2.3.2 Şarj teknikleri .....	11
2.3.2.1 Ana Güç Kaynağı (Çevrim Kullanımı) .....	12
2.3.2.2 Yedekleme Gücü .....	14
<b>3. ÇAPRAZ DÖNÜŞTÜRÜCÜDE KULLANILAN FAIRCHILD GÜÇ ANAHTARININ YAPISAL ÖZELLİKLERİ VE TEMEL ÇALIŞMA PRENSİPLERİ</b> .....	<b>19</b>
3.1 Giriş .....	19
3.2 Fairchild Güç Anahtarlarının Blok Diyagramı ve Temel Çalışma Prensipleri .....	20
3.2.1 Blok Diyagramı .....	20
3.2.2 Düşük Gerilim Koruması .....	20
3.2.3 Geribesleme Kontrol Devresi .....	21
3.2.4 Yumuşak Kalkış Çalışması .....	22
3.3 FPS Yerleşik Koruma Devreleri .....	24
3.3.1 Çıkış Aşırı Yük Koruması .....	24
3.3.2 Çıkış Kısa Devre Koruması .....	26
3.3.3 Gecikme Olmadan Hızlı Koruma .....	27
3.3.4 Aşırı Gerilim Koruması .....	28

<b>4. ÇAPRAZ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI .....</b>	<b>29</b>
4.1 Fairchild Güç Anahtarı Kullanarak Çapraz Dönüştürücü Tasarımına Giriş....	29
4.2 Adım Adım Tasarım Prosedürü .....	30
4.2.1 Sistem Özelliklerinin Tanımlanması.....	31
4.2.2 DC Bağlantı Kondansatörü ( $C_{DC}$ ) ve DC Bağlantı Gerilim Aralığının Belirlenmesi .....	32
4.2.3 Maksimum Çalışma Doluluğu Oranının ( $D_{max}$ ) Belirlenmesi .....	33
4.2.4 Transformatörün Birincil Tarafının Endüktansının ( $L_m$ ) Belirlenmesi....	36
4.2.5 Giriş Gücü ve Tepe Drain Akımının Değerine Uygun Güç Anahtarının Seçilmesi .....	38
4.2.6 Uygun Nüve ve Minimum Birincil Tur Sayısının Belirlenmesi .....	38
4.2.7 Her Çıkış İçin Tur Sayılarının Belirlenmesi .....	41
4.2.8 Her Sargı İçin Kablo Kesitinin Belirlenmesi .....	42
4.2.9 Her Çıkış İçin Uygun Doğrultucu Diyotunun Belirlenmesi .....	44
4.2.10 Çıkış Kondansatörünün Belirlenmesi .....	46
4.2.11 RCD Söndürme Devresi Tasarımı .....	46
4.2.11.1 Çapraz Dönüştürücülerde RCD Söndürme Devrelerine Giriş .....	46
4.2.11.2 Söndürme Devresi Tasarımı.....	48
4.2.12 Geribesleme Döngüsünün Tasarımı.....	51
<b>5. DEVRENİN BLOKLAR HALİNDE ÇALIŞMASININ ANLATIMI.....</b>	<b>59</b>
5.1 Giriş.....	59
5.2 Giriş Katı Çalışması .....	61
5.2.1 Elektromanyetik Girişim.....	62
5.3 FPS Katı Çalışması .....	63
5.4 Geribesleme Kontrol Katı Çalışması .....	65
5.4.1 Gerilim Geribesleme Devresi.....	66
5.4.2 Akım Geribesleme Devresi .....	69
5.5 Programlama Katı Çalışması .....	73
5.6 Çıkış Katı Çalışması.....	75
<b>6. BASKILI DEVRE TASARIMI.....</b>	<b>77</b>
6.1 Malzeme Yerleşimi .....	78
6.2 Su Yolları .....	80
6.3 Malzeme Listesi .....	83
<b>7. SONUÇLAR ve ÖNERİLER .....</b>	<b>86</b>
7.1 Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri.....	86
7.2 FPS'nin Drain Source Gerilim Dalga Şekilleri.....	89
7.2.1 Çıkış Gerilimi 13.8V Durumunda.....	89
7.2.2 Çıkış Gerilimi 27.6V Durumunda.....	91
7.3 Geribesleme Gerilimine Bağlı Çalışma Doluluğu Oranının Değişimi .....	93

7.4	Söndürme Devresi.....	95
7.4.1	Çıkış Gerilimi 13.8V İçin Söndürme Devresi Etkisi .....	95
7.4.2	Çıkış Gerilimi 27.6V İçin Söndürme Devresi Etkisi .....	96
7.5	Yardımcı Sargı Çıkış Gerilim ( $V_{cc}$ ) Değişimi.....	97
7.5.1	Çıkış Gerilimi 13.8V Durumunda $V_{cc}$ Değişimi.....	97
7.5.2	Çıkış Gerilimi 27.6V Durumunda $V_{cc}$ Değişimi.....	99
7.6	Akım Sınırlama Devresinin Çalışması.....	100
7.7	Yükseltilmiş Şarj.....	101
7.8	Verim .....	102
<b>KAYNAKLAR .....</b>		<b>105</b>
<b>Ek_A. Arayüz Programı Bilgisayar Kodu.....</b>		<b>107</b>
<b>Ek_B. Transformatorün Özellikleri.....</b>		<b>110</b>
<b>EK_C. Programlanabilir Çapraz Dönüştürücüde Kullanılan Güç Anahtarının Veri Yaprağı .....</b>		<b>111</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>		<b>118</b>

## **KISALTMALAR**

<b>FPS</b>	: Fairchild Power Switch
<b>SMPS</b>	: Switch Mode Power Supply
<b>PWM</b>	: Pulse Width Modulation
<b>AC</b>	: Alternating Current
<b>DC</b>	: Direct Current
<b>DCM</b>	: Discontinuous Conduction Mode
<b>CCM</b>	: Continuous Conduction Mode
<b>EMI</b>	: Electromagnetic Interference
<b>THT</b>	: Through Hole Technology
<b>SMT</b>	: Surface Mount Technology
<b>THD</b>	: Through Hole Devices
<b>SMD</b>	: Surface Mount Devices
<b>IC</b>	: Integrated Circuit
<b>PCB</b>	: Printed Circuit Board
<b>UVLO</b>	: Under Voltage Lock Out
<b>OSC</b>	: Oscillator
<b>ESR</b>	: Effective Series Resistance
<b>NTC</b>	: Negative Temperature Coefficient
<b>SW1</b>	: Switch 1
<b>SW2</b>	: Switch 2
<b>CTR</b>	: Current Transfer Ratio
<b>RMS</b>	: Root Mean Square

## TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
<b>Tablo 2.1.</b> Sabit gerilimli şarj tekniğinde uygulanması gereken standart gerilim değerleri.....	16
<b>Tablo 4.1.</b> 67 kHz anahtarlama frekansı ve tek çıkışlı uygulamalarda evrensel giriş aralığı için Nüve seçme kılavuzu.....	39
<b>Tablo 4.2.</b> Fairchild doğrultucu diyotları.....	45
<b>Tablo 6.1.</b> Programlanabilir çapraz dönüştürücü malzeme listesi.....	84
<b>Tablo 6.2.</b> Programlanabilir çapraz dönüştürücü malzeme listesi devamı ....	85



## ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1: Tipik bir çapraz dönüştürücü.....	6
Şekil 2.2: CCM çalışması dalga şekilleri.....	8
Şekil 2.3: DCM çalışması dalga şekilleri.....	9
Şekil 2.4: Uygulamaya göre sınıflandırma.....	11
Şekil 2.5: Sabit gerilim sabit akım şarj karakteristiği.....	12
Şekil 2.6: İki basamaklı sabit gerilim şarj kontrol blok diyagramı.....	13
Şekil 2.7: İki basamaklı sabit gerilim şarj kontrol karakteristiği.....	14
Şekil 2.8: Dengeleyici şarj sistem modeli.....	15
Şekil 2.9: Yüzdürme şarj tekniğinin uygulama alanı.....	16
Şekil 2.10: Şarj gerilim karakteristiği.....	17
Şekil 2.11: Sabit gerilim akü doldurucu gerilim-akım karakteristikleri.....	18
Şekil 3.1: Fairchild güç anahtarının blok diyagramı.....	20
Şekil 3.2: Düşük gerilim koruma devresi.....	21
Şekil 3.3: $V_{cc}$ gerilimine bağlı kontrol karakteristiği.....	21
Şekil 3.4: FPS geribesleme kontrol devresi.....	22
Şekil 3.5: FPS yumuşak kalkış devresi.....	23
Şekil 3.6: FPS aşırı yük koruma devresi.....	24
Şekil 3.7: Uzun gecikmeli kapanma.....	25
Şekil 3.8: $V_{tx}$ ve $V_{cc}$ dalga şekilleri.....	27
Şekil 3.9: Hızlı koruma devresi.....	28
Şekil 4.1: Fairchild güç anahtarı kullanılarak yapılan temel çevrimdışı çapraz dönüştürücü.....	29
Şekil 4.2: Tasarım prosedürü akış diyagramı.....	30
Şekil 4.3: DC bağlantı gerilim dalga şekli.....	32
Şekil 4.4: DCM çapraz dönüştürücünün akım dalga şekli.....	34
Şekil 4.5: Birincil tarafa yansıyan çıkış gerilimi.....	35
Şekil 4.6: Mosfet drain akımı ve dalgacıklanma faktörü ( $K_{RF}$ ).....	37
Şekil 4.7: Pencere ve kesit alanı.....	39
Şekil 4.8: Ferit nüvenin B-H karakteristiği.....	40
Şekil 4.9: Kullanılan nüvenin özellikleri.....	40
Şekil 4.10: Transformatorün basitleştirilmiş hali.....	41
Şekil 4.11: Parazitik malzemelerin etkisi.....	47
Şekil 4.12: RCD söndürmeli çapraz dönüştürücü.....	48
Şekil 4.13: DCM çalışmada, RCD söndürmeli çapraz anahtar dalga şekli.....	49
Şekil 4.14: Kontrol blok diyagramı.....	52
Şekil 4.15: Farklı giriş altında, CCM çalışan çapraz dönüştürücünün kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun değişimi.....	54

<b>Şekil 4.16:</b>	Farklı yükler altında, CCM çalışan çapraz dönüştürücünün kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun değişimi.....	54
<b>Şekil 4.17:</b>	Farklı yükler altında, DCM çalışan çapraz dönüştürücünün kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun değişimi.....	55
<b>Şekil 4.18:</b>	Dengeleyici tasarımı.....	57
<b>Şekil 5.1:</b>	Programlanabilir çapraz dönüştürücü devre şeması.....	60
<b>Şekil 5.2:</b>	Giriş katı devre şeması.....	61
<b>Şekil 5.3:</b>	EMI filtre temel yapısı.....	62
<b>Şekil 5.4:</b>	Devrede kullanılan EMI filtresi.....	63
<b>Şekil 5.5:</b>	FPS katı devre şeması.....	64
<b>Şekil 5.6:</b>	Söndürme devresi yokken ve varken ki FPS drain-source gerilim dalga şekilleri.....	65
<b>Şekil 5.7:</b>	Gerilim geribesleme kontrol devresi.....	66
<b>Şekil 5.8:</b>	Yükseltilmiş şarj yapabilen gerilim geribesleme kontrol devresi.....	68
<b>Şekil 5.9:</b>	Çalışma doluluğu oranının ayarlanması.....	69
<b>Şekil 5.10:</b>	Akım geribesleme devre şeması.....	70
<b>Şekil 5.11:</b>	Çıkış akım sınırlaması simülasyon devresi.....	72
<b>Şekil 5.12:</b>	Referans üretici gerilim.....	72
<b>Şekil 5.13:</b>	$V_{sense}$ gerilim değişimi.....	73
<b>Şekil 5.14:</b>	Çıkış gerilimi.....	73
<b>Şekil 5.15:</b>	Ara yüz programı karşılama mesajı.....	74
<b>Şekil 5.16:</b>	Programlama katı devre şeması.....	74
<b>Şekil 5.17:</b>	Çıkış katı devre şeması.....	76
<b>Şekil 6.1:</b>	Üst yüz malzeme yerleşimi.....	79
<b>Şekil 6.2:</b>	Alt yüz malzeme yerleşimi.....	80
<b>Şekil 6.3:</b>	Üst yüz su yolları.....	81
<b>Şekil 6.4:</b>	Alt yüz su yolları.....	82
<b>Şekil 6.5:</b>	Malzemeler dizili iken baskılı devre üst yüz görünüşü.....	82
<b>Şekil 6.6:</b>	Malzemeler dizili iken baskılı devre alt yüz görünüşü.....	83
<b>Şekil 7.1:</b>	220VAC giriş 13.8V çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	87
<b>Şekil 7.2:</b>	145V AC giriş 13.8V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	87
<b>Şekil 7.3:</b>	265V AC giriş 13.8V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	87
<b>Şekil 7.4:</b>	220V AC giriş 27.6V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	88
<b>Şekil 7.5:</b>	145V AC giriş 27.6V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	88
<b>Şekil 7.6:</b>	265V AC giriş 27.6V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	88
<b>Şekil 7.7:</b>	Yükün olmadığı durumda drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	89
<b>Şekil 7.8:</b>	2A yük altında drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	89
<b>Şekil 7.9:</b>	4A yük altında drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	90
<b>Şekil 7.10:</b>	6A yük altında drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	90
<b>Şekil 7.11:</b>	Yükün olmadığı durumda drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	91
<b>Şekil 7.12:</b>	1A yük altında drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	92
<b>Şekil 7.13:</b>	2A yük altında drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	92
<b>Şekil 7.14:</b>	Yükün olmadığı durumda geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri.....	93
<b>Şekil 7.15:</b>	2A yük altındaki geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri....	94

<b>Şekil 7.16:</b>	4A yük altındaki geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri....	94
<b>Şekil 7.17:</b>	6A yük altındaki geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri....	95
<b>Şekil 7.18:</b>	13.8V çıkış geriliminde yükün olmadığı durumda söndürme devresinin etkisi.....	95
<b>Şekil 7.19:</b>	13.8V çıkış geriliminde 4A yük altında söndürme devresinin etkisi.....	96
<b>Şekil 7.20:</b>	27.6V çıkış geriliminde yük olmadığı durumda söndürme devresinin etkisi.....	96
<b>Şekil 7.21:</b>	27.6V çıkış geriliminde 1.35A yük altında söndürme devresinin etkisi.....	97
<b>Şekil 7.22:</b>	Yükün olmadığı durumda 13.8V çıkış geriliminde Vcc ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.....	98
<b>Şekil 7.23:</b>	6A yük altında 13.8V çıkış geriliminde Vcc gerilimi dalga şekli.....	98
<b>Şekil 7.24:</b>	Yükün olmadığı durumda 27.6V çıkış geriliminde Vcc gerilimi dalga şekli.....	99
<b>Şekil 7.25:</b>	2A yük altında 27.6V çıkış geriliminde Vcc gerilimi dalga şekli.....	99
<b>Şekil 7.26:</b>	13.8V çıkış geriliminde 8.1A yük altında çıkış gerilim değişimi.....	100
<b>Şekil 7.27:</b>	27.6V çıkış geriliminde 4A yük altında çıkış gerilim değişimini.....	101
<b>Şekil 7.28:</b>	13.8V çıkış geriliminin yükseltilmiş hali.....	102
<b>Şekil 7.29:</b>	27.6V çıkış geriliminin yükseltilmiş hali.....	102
<b>Şekil 7.30:</b>	Verim hesabı için giriş gerilim değerleri.....	104

## SEMBOL LİSTESİ

$A_w$	: Nüvenin sargı pencere alanı
$A_e$	: Nüvenin kesit alanı
$B_{sat}$	: Akı doyma yoğunluğu
$C_{o(n)}$	: n. çıkışın çıkış kondansatörü
$D_{max}$	: Maksimum doluluk boşluk oranı
$E_{ff}$	: Tahmini verimlilik
$f_L$	: Hat gerilimi
$f_s$	: FPS'nin anahtarlama frekansı
$I_{ds}^{peak}$	: Mosfet'in maksimum tepe akımı
$I_{ds}^{rms}$	: Mosfet'in etkin akım değeri
$I_{ds2}$	: Maksimum giriş gerilimindeki maksimum drain tepe akımı
$I_{over}$	: FPS'nin akım sınır değeri
$I_{sec(n)}^{rms}$	: n. çıkış için ikincil sargının etkin değeri
$I_{D(n)}^{rms}$	: n. çıkış doğrultucu diyotunun maksimum etkin akım değeri
$I_{cap(n)}^{rms}$	: n. çıkış kondansatörünün etkin dalgacıklanma akımı
$I_{o(n)}$	: n. çıkış için çıkış yük akımı
$K_{L(n)}$	: n. çıkış için yük işgal faktörü
$K_{RF}$	: Akım dalgacıklanma faktörü
$L_m$	: Transformatorün birincil tarafının endüktansı
$L_{lk}$	: Transformatorün birincil tarafının kaçak endüktansı
$LOSS_{sn}$	: Normal çalışmada söndürme ağının maksimum güç kaybı
$N_p^{min}$	: Doymadan kaçınmak için transformatorün birincil taraf minimum tur sayısı
$N_p$	: Birincil tarafın tur sayısı
$N_{s1}$	: Referans çıkışının tur sayısı
$N_{s(n)}$	: n. çıkışın tur sayısı
$P_o$	: Maksimum çıkış gücü
$P_{in}$	: Maksimum giriş gücü
$R_{c(n)}$	: n. çıkış kondansatörünün etkin seri direnci
$R_{sn}$	: Söndürme direnci
$R_L$	: Kontrollü çıkışın toplam etkin çıkış yük direnci
$V_{line}^{min}$	: Minimum hat gerilimi
$V_{line}^{max}$	: Maksimum hat gerilimi
$V_{DC}^{min}$	: Minimum DC bağlantı gerilimi
$V_{DC}^{max}$	: Maksimum DC bağlantı gerilimi
$V_{ds}^{nom}$	: Mosfet'in maksimum anma gerilimi
$V_{o1}$	: Referans çıkışın çıkış gerilimi
$V_{F1}$	: Referans çıkışındaki diyot üzerindeki ileri yöndeki gerilim düşümü
$V_{cc}^*$	: $V_{cc}$ 'nin anma değeri
$V_{Fa}$	: $V_{cc}$ sargısındaki diyot üzerindeki ileri yöndeki gerilim düşümü
$V_{D(n)}$	: n. çıkış doğrultucu diyotunun maksimum gerilimi
$\Delta V_{o(n)}$	: n. çıkış gerilim dalgacıklanması
$V_{RO}$	: Birincil tarafa yansıyan çıkış gerilimi

$V_{sn}$	: Minimum giriş gerilimi ve tam yük altında söndürme kondansatör gerilimi
$V_{sn2}$	: Maksimum giriş gerilimi ve tam yük altında söndürme kondansatör gerilimi
$\Delta V_{sn}$	: Söndürme kondansatörünün maksimum gerilim dalgalıklanması
$V_{ds}^{max}$	: Mosfet'in maksimum gerilim zorlanması
$V_{OP}$	: Foto-diyotun ileri yöndeki gerilim düşümü
$I_{FB}$	: FPS'nin geribesleme akımı
$V_{SD}$	: Kapanma geribesleme gerilimi
$I_{delay}$	: Kapanma gecikme akımı
$f_{SW}$	: Anahtarlama frekansı
$I_{Lm,(peak)}$	: Endüktör üzerinden akan akımın tepe değeri
$I_{Lm,AVG}$	: Endüktör üzerinden akan ortalama akım
$T_{ch}$	: Gerekli şarj süresi
$C_{dis}$	: Şarjdan önceki deşarjın miktarı

## PROGRAMLANABİLİR ÇAPRAZ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

### ÖZET

Bu tezde, güç elektroniği devrelerinde sıklıkla kullanılan, çapraz tip anahtarlama güç kaynağı tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu anahtarlama güç kaynağı ile geniş giriş gerilim aralığındaki şebekeden (145V-265V AC), çıkışta iki farklı DC gerilim değeri, kontrollü olarak, trafonun tek sargısından elde edilmiştir. Elde edilen bu çıkış gerilimleri sırasıyla 13.8V ve 27.6V'dur. Bu çıkış gerilimlerinde 13.8V için 7A'lık, 27.6V için 3.5A'lık çıkış akım sınırı koyulmuştur. Baskılı devre üzerinde bulunan potlar yardımıyla çıkış gerilim ve akımı belli değerler arasında değiştirilebilmektedir.

Bu anahtarlama güç kaynağının tasarımındaki ana amaç; kurşun asit akülerin verimli bir şekilde şarj edilmesidir. Çıkış gerilimleri, programlanmasına göre 1 ya da 2 aküyü şarj edebilecek şekilde ayarlanmıştır. Aküler birbirlerine paralel bağlı iken şarj edilirse, çok sayıdaki akü aynı anda şarj edilebilir. Yapılan tasarımda belirlenen çıkış gerilim ve çıkış akım sınırı değerleri, bilgisayar ara yüz bağlantısı RS232 ya da baskılı devre kartı üzerindeki anahtar yardımıyla, devre üzerinde hiçbir değişiklik yapılmaksızın değiştirilebilmektedir. Programlanabilirlik özelliğini bu yüzden almıştır.

Tasarımı gerçekleştirilen programlanabilir çapraz dönüştürücünün bir takım üstün özellikleri bulunmaktadır. Anahtarlama ve darbe genişlik modülasyon kontrolünü üstün özelliklere sahip Fairchild güç anahtarı tümleşik devresinin gerçekleştirilmesi, cihaz çalışmasını güvenli kılmakta ve kullanılması gereken malzeme sayısını azalttığı için cihaz maliyetini düşürmektedir. Kullanılan bu tümleşik devrenin kendi iç yapısında bulunan yüksek gerilim koruması, düşük gerilim koruması, aşırı yük koruması, çıkış kısa devre koruması ve yumuşak kalkış özelliği, cihazın güvenli çalışmasındaki diğer önemli etkenlerdendir.

Sonuç olarak; tasarlanan programlanabilir çapraz dönüştürücü baskılı devre üzerinde gerçekleşmiş ve tasarım esnasında öngörülen çıkış gerilim ve çıkış akım sınırı değerleri elde edilmiştir. Çıkış gerilimi ve çıkış akım sınırı kontrolü devre üzerinde hiçbir değişiklik yapmaksızın, baskılı devre üzerindeki anahtar ya da bilgisayar ara yüzü ile değiştirilmiştir. Cihazda bulunan yükseltilmiş şarj özelliği denenmiş ve istenilen değerlerde olduğu gözlemlenmiştir. Deneyde cihazın gerçek verim değerinin tasarımda öngörülen verim değerine çok yakın olduğu görülmüştür. Bu değerlerin daha da yükseltilebilmesi için yapılabilecek iyileştirmelere sonuçlar kısmında değinilmiştir.

## **PROGRAMMABLE FLYBACK CONVERTER**

### **SUMMARY**

In this thesis, switch mode power supply using a flyback topology is designed which is used in power electronic circuits frequently. With this switching mode power supply two different regulated DC output voltage values obtained in wide range input line (145-265VAC) using only one output winding of transformer. This output values are 13.8V and 27.6V in order. For this output voltages, 7A output current limit for 13.8V and 3.5A output current limit for 27.6V have been set. Output voltage and current can be adjusted between defined values by using potentiometers on the printed circuit board.

The main course of designing this switch mode power supply is charging the lead acid batteries effectively. The output voltages have been set to charge one or two battery in respect of programming. During charging, if the batteries are parallel connected, more than one battery can be charged at the same time. In the design, defined output voltage and output current limit values can be changed by using computer interface connection RS232 or switch on the printed circuit board without making any changes on the circuit. That is why the design is called programmable.

The designed programmable flyback converter has some sort of superior features. The switching and pulse width modulation controlled by Fairchild Power Switch, provide enhanced IC functionality, thereby minimizing the number of additional components needed in a switch mode power supply. There is no need to use additional components, so the overall switch mode power supply cost decreases and reliability of device is increased. Fairchild Power Switch has built-in protection circuits like over voltage protection, low voltage protection, over load protection, output short circuit protection and soft start operation. These are the other factors which increase the reliability of device.

In conclusion, designed programmable flyback converter is operated on printed circuit board and estimated output voltage and current limit values are observed. Output voltage and output current limit control are changed by using switch on the board or computer interface without making any changes on the circuit. The boost charge ability of the device is experimently verified and desired values are observed. In the experiment, it is seen that the real efficiency value of device is very close to estimated efficiency. The suggestions for increasing the efficiency value is mentioned in the conclusion chapter.

## 1. GİRİŞ

Günümüzde doğrusal ve anahtarlama güç kaynaklarının (Switch Mode Power Supply-SMPS) çok geniş kullanım alanları vardır. Bu kaynaklar DC (Direct Current) besleme elde etmek için yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yüzden güç kaynakları elektronik cihazların çok önemli bir parçasını oluşturmaktadır. Yarıiletken teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak da anahtarlama güç kaynakları çok daha geniş uygulamalarda kullanılmaya başlanmış ve doğrusal güç kaynaklarının da yerini almaya başlamıştır.

Anahtarlama güç kaynaklarının tercih edilme sebebinin başında doğrusal güç kaynaklarına oranla veriminin çok daha yüksek olması gelmektedir. Doğrusal güç kaynaklarındaki verim %40 ile %50 arasında iken, anahtarlama güç kaynaklarında %70 ile %80 arasında olmaktadır. Anahtarlama güç kaynaklarında, doğrusal güç kaynaklarında kullanılan düşük frekanslı (50Hz-60Hz) transformatör yerine yüksek frekanslı, boyut ve maliyet olarak çok daha düşük bir transformatör kullanılmaktadır. Bu yüzden verimin artışının yanı sıra maliyette de düşüş sağlanmaktadır.

Anahtarlama güç kaynaklarında yüksek gerilim ve akımların yüksek frekanslarda anahtarlamaından dolayı elektromanyetik girişim (Electromagnetic Interference-EMI), yüksek gürültü ve dalgalı çıkış gerilimleri oluşur. Bu da anahtarlama güç kaynaklarının en büyük dezavantajıdır. Fakat bu problemlerin üstesinden yapılacak uygun tasarımla gelinebilir.

Güç kaynağı tasarımı yapılırken elektriksel yalıtım, regüleli çıkış ve çoklu çıkış seçeneği gibi ihtiyaçları karşılayabilecek şekilde öngörü de bulunmak gerekir. Cihaz veriminin yüksek, maliyetinin düşük, boyutların küçük ve kaynağın güvenilir olması da diğer önemli ihtiyaçlardan bazılarıdır. Bu ihtiyaçları karşılamak için çapraz (flyback) tip anahtarlama güç kaynağı tasarlanabilir.

Çapraz anahtarlama güç kaynakları, tüketici ve ev elektroniği başta olmak üzere sıklıkla kullanılan güç elektroniği devreleridir. Anahtarlama güç kaynaklarının temel fonksiyonu, kontrollü olarak regüle edilen gücün, ikincil taraf ya da çıkış



tarafındaki yükü beslemesini sağlamaktır. Anahtarlamalı güç kaynakları tipik olarak, bir güç transformatörünü, çıkış tarafında doğrultucu diyotlarını, anahtarlama için kontrollü bir yarıiletken entegreyi ve bir takım ek devreleri bünyesinde bulundurur.

Anahtarlama ve kontrol devrelerinde kullanılan malzemeler ile istenilen düzeyde tasarım gerçekleştirilemiyorsa, tüm fonksiyonların sağlanabilmesi ve yüksek verimlere çıkılması için birtakım ek ve yardımcı devrelere ihtiyaç duyulabilir. Bununla beraber bu ek devreler anahtarlamalı güç kaynağına ek bir maliyet getirecektir. Hatta güvenilirliğinde azalmaya sebep olacaktır.

Fairchild güç anahtarları (Fairchild Power Switch-FPS) güç devre uygulamaları için üretilmiş tümleşik devrelerdir (Integrated circuit-IC). Bu güç anahtarının içerisinde, yüksek gerilim güç Mosfet'i ve darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation-PWM) kontrollü tümleşik devre tek kılıfta toplanmıştır [3]. Bununla beraber anahtarlamalı güç kaynaklarında kullanılan malzeme sayısını minimuma indirecek şekilde tasarlanmış olan gelişmiş tümleşik devre özelliklerine sahiptir. Tezde bu malzeme kullanılarak dönüştürücü tasarımı yapılmıştır.

Fairchild güç anahtarları, renkli televizyonlar, yazıcılar, bilgisayarlar, batarya doldurucular ve AC (Alternating Current) adaptör gibi çok geniş uygulama alanlarına sahiptirler. Gelişmiş koruma fonksiyonlarına sahip olmakla beraber çok düşük güç tüketimi sağlamaktadırlar.

Bu tezde, geniş giriş gerilim aralığındaki şebekeden (145V-265V AC), çıkışta iki farklı DC gerilim değerinin, kontrollü olarak, trafonun tek sargısından elde edilebilmesi esas amaçtır. İstenilen çıkış gerilimleri sırasıyla 13.8V ve 27.6V'dur. Bu çıkış gerilimlerinde 13.8V için 7A'lık, 27.6V için 3.5A'lık çıkış akım sınırının koyulması öngörülmektedir. Bu çıkış gerilimleri ile kurşun asit akülerin güvenilir ve verimli bir şekilde şarj edilmesi öngörülmektedir.

Çıkış gerilim ve çıkış akım sınırı değerleri bilgisayar RS232 ara yüzü ya da baskılı devre kartı (Printed Circuit Board-PCB) üzerindeki anahtar yardımıyla, devre üzerinde hiçbir değişiklik yapılmaksızın değiştirilebilmelidir.

Cihaz, istenildiğinde yükseltilmiş şarj yapabilme özelliği de sağlamalıdır. Yani 13.8V çıkış gerilimini 14.5V seviyesine, 27.6V çıkış gerilimini ise 28.3V gerilim seviyesine çıkartabilmelidir.

Cihazın güvenilirliği ve veriminin yüksek olması istenmektedir. Cihazda kullanılan malzeme sayısının az ve maliyetinin düşük olması aynı zamanda elektromanyetik girişim etkisinin olabildiğince düşük olması tasarımda öngörülmektedir.

Kurşun asit aküleri doldurmak üzere tasarlanan programlanabilir çapraz dönüştürücü devresi istenildiğinde farklı uygulamalar içinde kullanılabilir. Baskılı devre üzerinde bulunan potansiyometrelerle oynanarak, çıkış gerilim ve çıkış akım sınırı değerleri değiştirilerek, istenilen uygulama için uygun değerler elde edilebilir.

Programlanabilir çapraz dönüştürücünün, diğer dönüştürücülere göre bir takım üstünlükleri mevcuttur. Bu üstünlükler; anahtarlamayı ve PWM kontrolünü üstün özelliklere sahip bir tümleşik devrenin gerçekleştirmesi, aşırı yük koruması, çıkış kısa devre koruması, yükün ters takılması durumunda cihazın kendini koruyabilmesi, kullanılan malzeme sayısının diğer tasarımlara göre çok daha az olması, kullanılan malzeme sayısına bağlı olarak maliyetinin düşük ve güvenilirliğinin fazla olması, üzerinde EMI çözümünün bulunması, bilgisayar ara yüzünden ya da baskılı devre üzerinden çıkış gerilim ve akım sınırının programlanabilmesi ve yükseltilmiş şarj (boost charge) yapabilme özelliğidir.

Çapraz tip topolojisi ve kurşun asit akülerin şarj tekniklerine 2. bölümde yer verilmiştir.

Tasarımı yapılan programlanabilir çapraz dönüştürücüde anahtarlama ve PWM kontrolünü Fairchild'ın bir tümleşik devresi gerçekleştirmektedir. Bir Mosfet ve bu Mosfet'in PWM kontrolünü sağlayan ek bir devre yerine FPS kullanılmıştır. FPS'nin üstün özelliklerine 3. bölümde geniş olarak yer ayrılmıştır. Bu güç anahtarına bağlı tasarımın yapılmasıyla devrede kullanılan malzeme sayısı düşürülmüş, cihaz güvenilirliği artırılmıştır.

Çapraz tip olarak tasarımı yapılan devrede, topolojiden dolayı oluşacak EMI etkisini azaltmak için devreye giriş EMI filtresi de konmuştur.

Programlanabilir çapraz dönüştürücü tasarım aşamaları adım adım 4. bölümde açıklanmıştır. Kullanılan malzemelerin seçimleri ve değer hesaplamaları bu bölümde görülebilir.

Devrenin çalışması bloklar halinde 5. bölümde anlatılmıştır. Bu bölümler; giriş katı, FPS katı, geribesleme kontrol katı, programlama katı ve çıkış katı olarak isimlendirilmiştir.

Yapılan uygulama için tasarlanan baskılı devre ve kullanılan tekniklere 6. bölümde değinilmiştir. Sonuç bölümünde ise giriş-çıkış gerilim dalga şekilleri, FPS üzerindeki gerilimler, söndürme devresinin etkileri, yük akımına bağlı olarak cihazın davranışını gösteren dalga şekillerine yer verilmiştir. Cihaz veriminin %75 olacağı öngörülerek tasarım gerçekleştirilmiştir.

## 2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI

### 2.1 Anahtarlama Güç Kaynağına Genel Bakış

Elektronik devrelerin çoğu, çıkışı ayarlanmış nispeten düşük gerilimli doğru akım kaynaklarına ihtiyaç duyarlar. Çıkış ayarının (regülasyon) yanı sıra güç kaynağının çıkış geriliminin iyi filtrelenmiş olması, cihaz güvenilirliği ve verimi büyük önem taşır.

Günümüzde doğrusal (Lineer) ve anahtarlama güç kaynaklarının çok geniş kullanım alanları vardır. Bu yüzden güç kaynakları elektronik cihazların çok önemli bir parçasını oluşturmaktadır. Yarıiletken teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak da anahtarlama güç kaynakları çok daha geniş uygulamalarda kullanılmaya başlanmış ve lineer güç kaynaklarının yerini almıştır.

Anahtarlama güç kaynaklarının doğrusal güç kaynaklarına olan üstünlükleri:

- Anahtarlama elemanları iletimde ya da doyumda çalıştıklarından ideal bir anahtar gibi davranırlar. Doyum bölgesinde çalışan transistörde, üzerindeki gerilim düşümleri lineer bölgede kullanılan transistörlere göre çok daha düşük olduğundan, transistör üzerindeki güç kaybı lineer güç kaynaklarına göre daha düşük olmaktadır. Bu da verimin büyük ölçüde artması demektir. Lineer güç kaynaklarında gözlemlenen %40 ile %50 arasındaki verim, anahtarlama güç kaynaklarında %70 ile %80 arasında olmaktadır.
- Lineer güç kaynaklarında kullanılan düşük frekanslı (50Hz-60Hz) transformatör yerine yüksek frekanslı bir transformatör kullanılır. Bu yüzden kullanılan elemanların boyut, ağırlık ve maliyetleri düşer.

Bu üstünlüklerinin yanında anahtarlama güç kaynaklarının bazı dezavantajları vardır. Yüksek gerilim ve akımların yüksek frekanslarda anahtarlamaından dolayı elektromanyetik girişim, yüksek gürültü ve dalgalı çıkış gerilimleri oluşur. Fakat tasarımda bu dezavantajların göz önünde bulundurulmasıyla bu problemler ortadan kaldırılabılır.

Güç kaynaklarının tasarımı yapılırken regüleli çıkış, elektriksel yalıtım ve çoklu çıkış gibi ihtiyaçların göz önünde bulundurulması gerekir. Bu gereksinimlerin yanında, güç kaynağının boyutunu ve ağırlığını azaltmak ve verimliliğini arttırmak gibi bazı genel amaçları vardır [1].

Anahtarlama güç kaynakları transformatör yalıtımsız ve transformatör yalıtımlı olmak üzere iki farklı sınıfta incelenebilir.

Yalıtımlı olmayan dönüştürücüler alçaltıcı tip, yükseltici tip ve alçaltıcı-yükseltici tip olarak ayrılmaktadır.

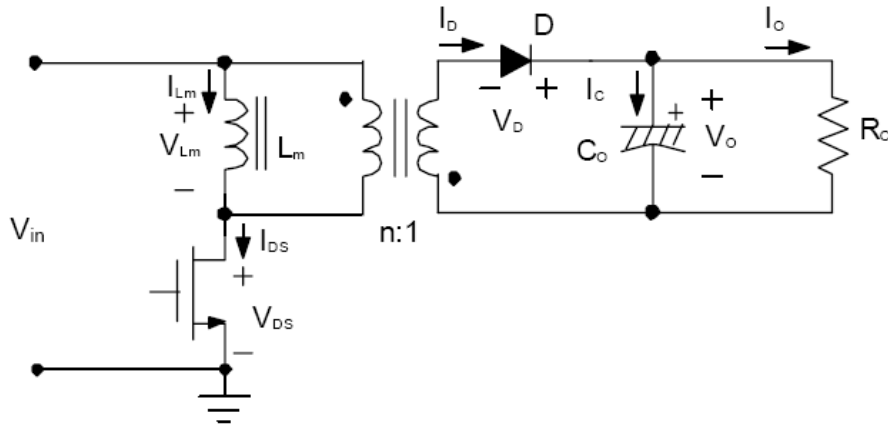
Yalıtımlı dönüştürücüler ise alçaltıcı-yükseltici tip dönüştürücülerden türetilmiş çapraz dönüştürücü, alçaltıcı tip dönüştürücülerden türetilmiş ileri yönde dönüştürücü, alçaltıcı tip dönüştürücülerden türetilmiş itme-çekme dönüştürücüleri, alçaltıcı tip dönüştürücülerden türetilmiş yarım köprü dönüştürücü ve alçaltıcı tip dönüştürücülerden türetilmiş tam köprü dönüştürücü olarak sınıflandırılabilir [1].

Bu tezde, yapılan uygulamaya bağlı olarak alçaltıcı-yükseltici tip dönüştürücülerden türetilmiş çapraz dönüştürücü üzerinde durulacaktır.

## 2.2 Çapraz Dönüştürücü Çalışması

### 2.2.1 Sürekli Akım Çalışması Durumu

Şekil 2.1’de tipik bir çapraz dönüştürücü görülmektedir. Dönüştürücünün trafosunun endüktansından akan akım değeri her zaman sıfırdan büyük bir değerde ise bu çapraz dönüştürücünün sürekli akım durumunda (Continuous Conduction Mode-CCM) çalıştığı söylenebilir [3].



Şekil 2.1: Tipik bir çapraz dönüştürücü

Şekil 2.2’de CCM çalışmasının dalga şekilleri görülmektedir. Bu çalışma;

a)  $t_0-t_1$  anında ( $T_{ON}$ )

Şekil 2.2’de ki  $t_0$  anında Mosfet açılır (ON). Diğer bir ifadeyle iletme geçer.  $t_0$  anından hemen önce endüktör akımı  $D$  diyotu üzerinden akmaktadır. Mosfet açıldığı zaman,  $D$  diyotu kapanır, bu suretle çıkış terminali ile giriş terminali birbirinden izole edilmiş olur. Mosfet açıldığında  $V_{DS}$  gerilim değeri sıfıra giderken  $V_D$  gerilimi  $V_o+V_i/n$  olur. Mosfet’in açılmasından sonraki süre boyunca,  $V_i$  gerilimi  $L_m$ ’e uygulanır ve  $I_{Lm}$  akımının aşağıdaki eğimle artmasını sağlar.

$$Eğim = \frac{V_i}{L_m} \quad (2.1)$$

Mosfet iletimde olduğu sürece giriş güç kaynağı  $L_m$ ’e enerji sağlar. Çıkış terminalinin giriş terminalinden izole olduğu sürede,  $L_m$  enerjisini arttırırken, bu aralıkta  $C_o$  kondansatörü çıkış akımını sağlamaktadır.

b)  $t_1-t_2$  anında ( $T_{OFF}$ )

Şekil 2.2’de ki  $t_1$  anında Mosfet kapanır (OFF). Diğer bir ifadeyle kesime geçer. Bu kesim anında, Mosfet üzerinden akmakta olan endüktör akımı,  $D$  diyotu üzerinden akmaya başlar.  $D$  diyotu iletme geçtiğinde  $V_{DS}$  gerilimi  $V_i+nV_o$  olur. Bu aralık süresince,  $nV_o$  gerilimi  $L_m$ ’e uygulandığından,  $I_{Lm}$  akımı aşağıdaki eğimle azalır.

$$Eğim = \frac{nV_o}{L_m} \quad (2.2)$$

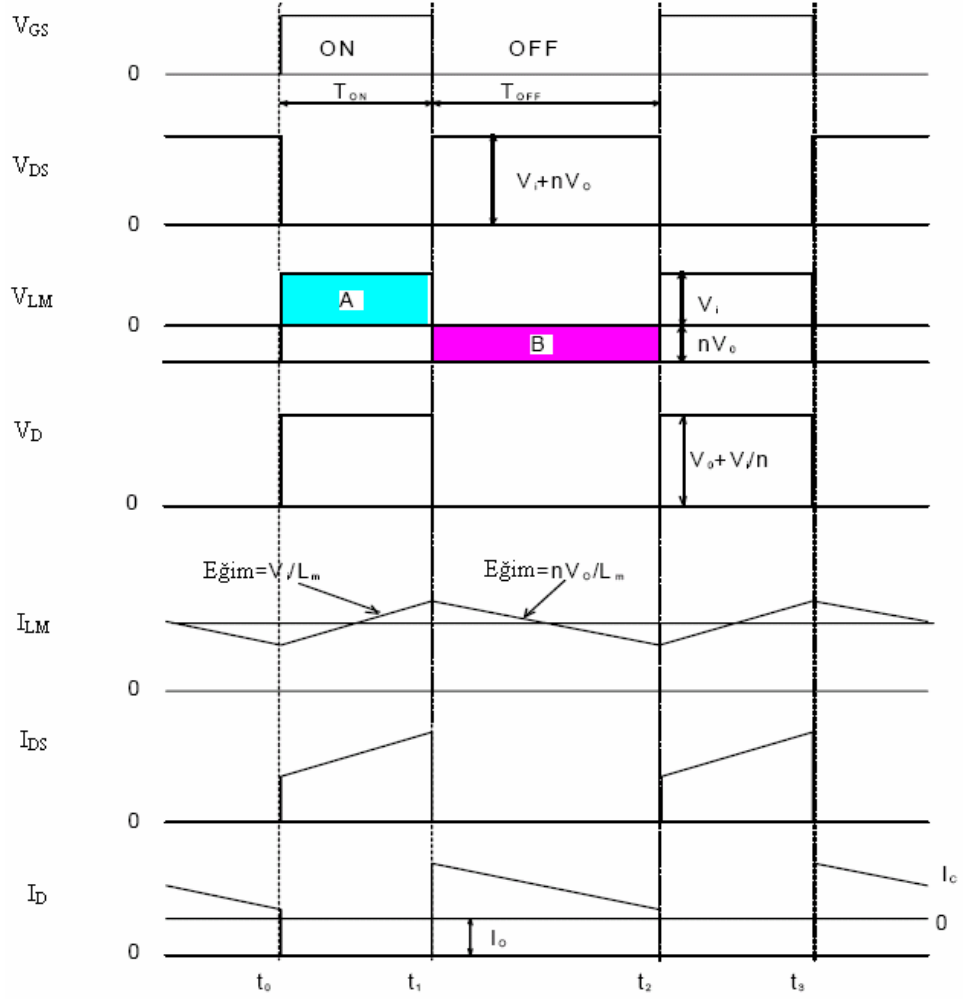
Endüktörde ki enerji bu aralıkta çıkışa aktarılır. Çıkışa aktarılan enerji oranında  $L_m$  üzerindeki enerji azalır. Mosfet tekrar açıldığında, yani  $t_2$ ’de, bir anahtarlama periyodu tamamlanmış olur.

c) Giriş ve çıkış arasındaki ilişki

Şekil 2.2’de görülen, endüktöre uygulanan gerilim  $V_{Lm}$ ’nin dalga şekillerinden oluşan A ve B alanları birbirine eşit olmalıdır. Çünkü sürekli çalışmada endüktör ya da trafonun ortalama gerilimi her zaman sıfırdır [3]. Bu yüzden;

$$V_i T_{ON} = nV_o T_{OFF} \quad (2.3)$$

$$\frac{nV_o}{V_i} = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.4)$$



**Şekil 2.2:** CCM çalışması dalga şekilleri

Bu durumda giriş ve çıkış akımları;

$$I_i = DI_{Lm,AVG} \quad (2.5)$$

$$I_o = n(1-D)I_{Lm,AVG} \quad (2.6)$$

Burada;

$I_{Lm,AVG}$  : Endüktör üzerinden akan ortalama akım

### 2.2.2 Süreksiz Akım Çalışması Durumu

Bir anahtarlama periyodu süresinde endüktör akımı sıfır değerini görüyorsa bu çapraz dönüştürücünün süreksiz akım durumunda (Discontinuous Conduction Mode-DCM) çalıştığı söylenebilir [3]. Şekil 2.3'den de görüleceği üzere, endüktöre uygulanan gerilim dalga şekli ( $V_{Lm}$ ), DCM çalışmada daha karmaşık bir hal almaktadır.

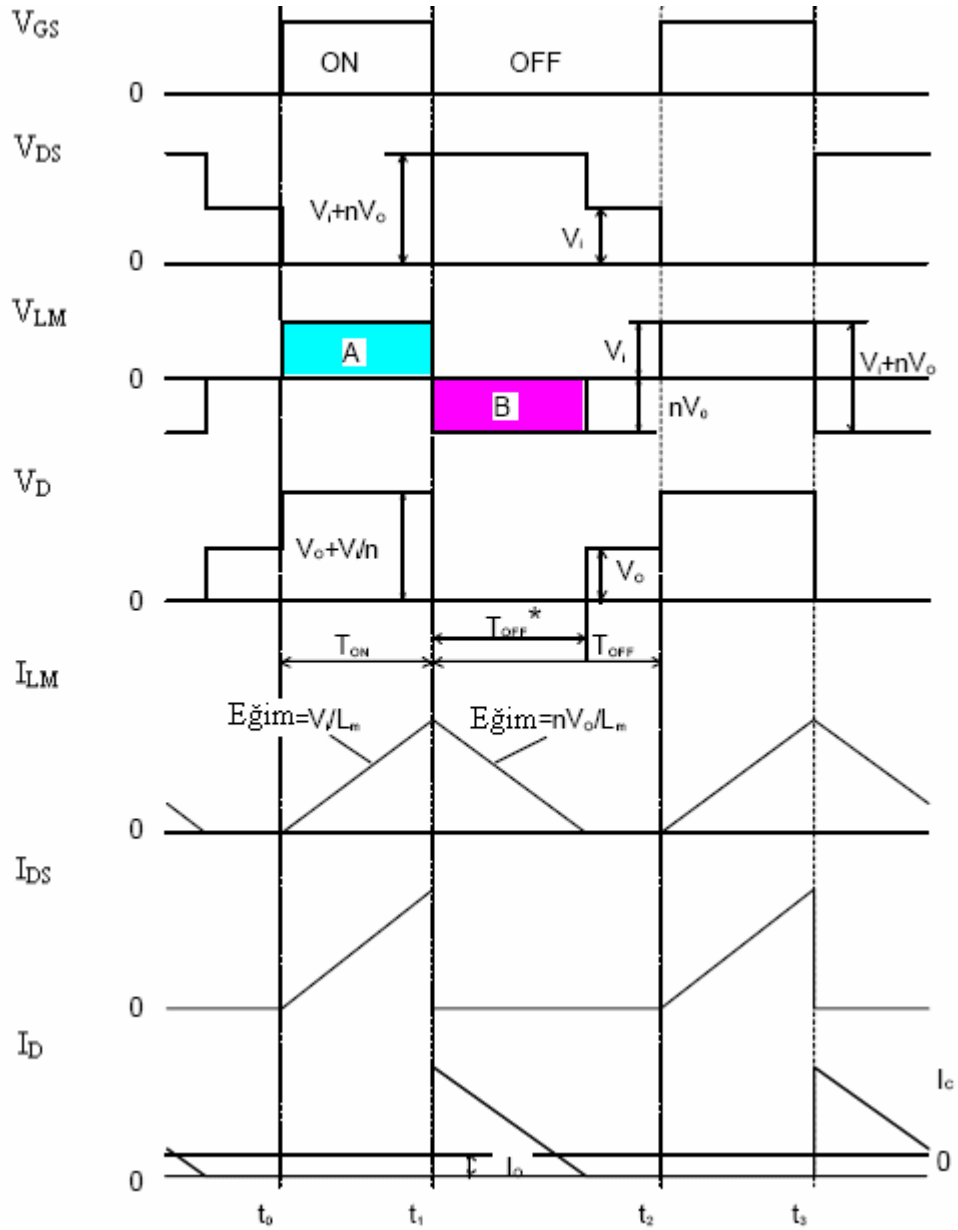
DCM ve CCM arasındaki sınır koşulu;

$$I_i + I_o = \frac{V_i}{2L_m} T_{ON} \quad (2.7)$$

Şekil 2.3'de görülen A ve B alanları, sürekli çalışmada endüktör ya da trafonun ortalama geriliminin her zaman sıfır olacağı düşünülerek çizilmiştir.

$$V_i T_{ON} = nV_o T_{OFF}^* \quad (2.8)$$

$$\frac{nV_o}{V_i} = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}^*} = \frac{D^*}{1-D^*} \quad (2.9)$$



Şekil 2.3: DCM çalışması dalga şekilleri



Giriş ve çıkış gücünün eşit olduğunu kabul edersek,  $V_o$  gerilimi,  $I_o$  kullanılarak;

$$V_o = \frac{(V_i T_{ON})^2}{2 \frac{I_o}{n} L_m (T_{ON} + T_{OFF}) + V_i} \quad (2.10)$$

şeklinde bulunur.

Giriş gücü ise;

$$P_{IN} = \frac{1}{2} L_m I_{Lm, (peak)}^2 f_{SW} \quad (2.11)$$

şeklinde hesaplanır.

Burada;

$f_{SW}$  : Anahtarlama frekansı

$I_{Lm, (peak)}$  : Endüktör üzerinden akan akımın tepe değeri

### 2.2.3 CCM ve DCM Çalışmanın Avantaj ve Dezavantajları

DCM çalışmasındaki etkin akım değeri CCM çalışmasına göre daha yüksek olduğundan, trafoda kullanılacak kablo kesitleri ve kullanılan nüve daha büyük olmalıdır. DCM çalışmasında birincil tarafta daha yüksek etkin akımlar gözlemlendiğinden, Mosfet'in sıcaklığında daha yüksek bir artış olmasına sebep olacaktır. DCM çalışmasındaki en büyük avantaj ise çıkış tarafında yavaş ve ucuz doğrultma diyotlarının kullanılabilmesidir.

CCM çalışması durumunda nüvedeki etkin akım değeri az olduğundan daha küçük kablo kesitleri kullanılabilir. Etkin akım değerinin az olması Mosfet üzerindeki ısınmanın da az olması anlamına gelmektedir. CCM çalışması durumunda çıkıştaki doğrultma diyotunun ters toparlanma süresine bağlı olarak, ters toparlanma akımı diyot üzerinde zorlanmaya ve kayıpların artmasına sebep olur. Bu yüzden olabildiğince düşük ters toparlanma süresine sahip olan çıkış doğrultma diyotlarının kullanılması gereklidir. Bu da maliyet artışına sebep olur.

Sonuç olarak DCM çalışması maliyet ve verimlilik açısından daha avantajlı görünmektedir. Diğer bir taraftan anahtarlama kayıplarının temel problem olduğu uygulamalarda, CCM çalışması daha avantajlı olabilir.

## 2.3 Kurşun Asit Akülerin Şarj Teknikleri

### 2.3.1 Giriş

Kurşun asit aküler, 6 hücreden oluşmakta ve her hücre kurşun elektrolitler içermektedir. Bu tür aküler, sabit gerilim şarj tekniği ve sabit akım şarj tekniği ile şarj edilirler. Akü şarjının verimliliğini belirlemede; akü tipleri, kapasiteleri, maksimum şarj akımları, gaz hali gerilim değerleri, sıcaklık, üretici toleransları, dinamik zaman sabiti, yaşı gibi etkenler önemlidir [2].

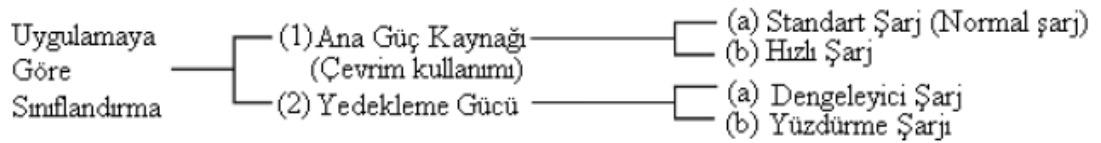
Aküler, normal koşullar altında anma kapasitelerine göre oldukça düşük akım değerinde ve uzun zamanda doldurulduğundan, genelde büyük güçlere gerek duyulmaz.

Akülerin bozulmaması için şu hususlara dikkat etmek gerekmektedir:

- i) Aküler hiç bir zaman şarjsız bekletilmemelidir.
- ii) Aküler şarjsız konumda iken üzerinden akım çekilmemelidir.
- iii) Akü şarj gerilimi belirli bir gerilimin üstüne çıkarılmamalıdır.

### 2.3.2 Şarj teknikleri

Akünün kapasitesi ya da ömrü, ortamın sıcaklığı, şarj gerilimi gibi parametrelere bağlı olarak değişmektedir. Bu yüzden kurşun asit akülerin şarj edilmesinde, bu tür parametreleri de göz önünde bulundurarak tasarıma gitmek gereklidir. Uygulamaya bağlı olarak yapılan sınıflandırma Şekil 2.4'de görülmektedir. Şarj teknikleri kabaca akü uygulamalarına bağlı olarak; ana güç kaynağı (çevrim kullanımı) ve yedekleme gücü olmak üzere iki temel başlıkta incelenebilir. Ana güç kaynağı ise kendi içerisinde standart şarj ve hızlı şarj olmak üzere iki ayrı sınıfta incelenebilir. Yedekleme gücü ise kendi içerisinde dengeleyici şarj ve yüzdürme şarjı olmak üzere iki farklı sınıfta incelenebilir.



Şekil 2.4: Uygulamaya göre sınıflandırma

### 2.3.2.1 Ana Güç Kaynağı (Çevrim Kullanımı)

#### a) Standart şarj (Normal Şarj)

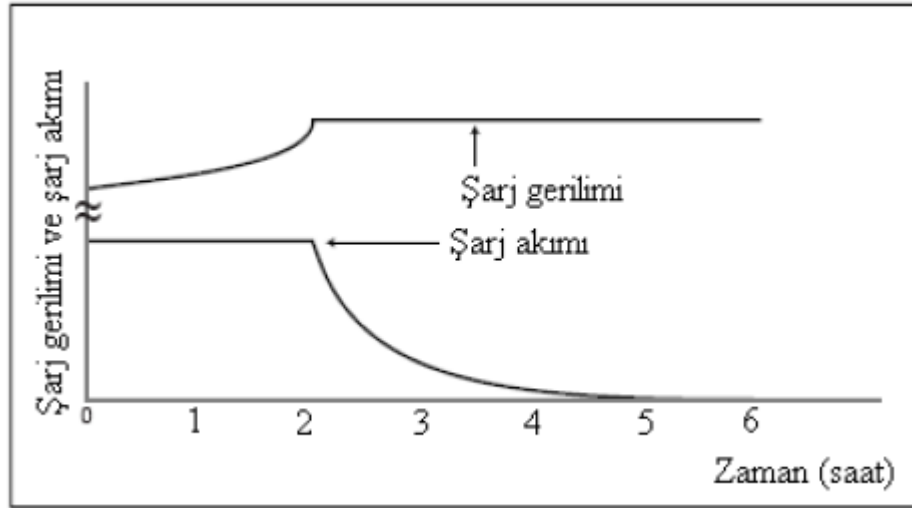
##### 1- Sabit gerilim şarj tekniği

Bu teknikle akünün uçları arasına sabit bir gerilim uygulanmaktadır. Oda sıcaklığında (25°C) aküye hücre başına 2.45V gerilim uygulandığında, kararlı bir sürekli şarj akımı akmaya devam ederken, doldurma işlemi tamamlanmış olur.

Kurşun asit aküler, sabit gerilim kontrolü olmazsa aşırı şarja maruz kalabilirler. Aşırı şarja maruz kalınması durumunda, akülerin kimyasal yapısında bozulmalar oluşur ve verimsiz hale gelirler. Bu yüzden akü kullanım ömürlerinde, uygun gerilim kontrolü ve uygun şarj süresi büyük önem taşır.

##### 2-Sabit gerilim ve sabit akım şarj tekniği

Bu teknikte, oda sıcaklığında (20 °C ile 25 °C) akım 0.4CA (C:Anma kapasitesi) değerinde, hücre başına uygulanacak gerilim ise 2.45V değerinde kontrol altında tutulur. Uygun şarj süresi, deşarj olma hızına bağlı olarak 6 ile 12 saattir. Şekil 2.5'de sabit gerilim sabit akım şarj karakteristiği görülmektedir.



Şekil 2.5: Sabit gerilim sabit akım şarj karakteristiği

#### b) Hızlı şarj tekniği

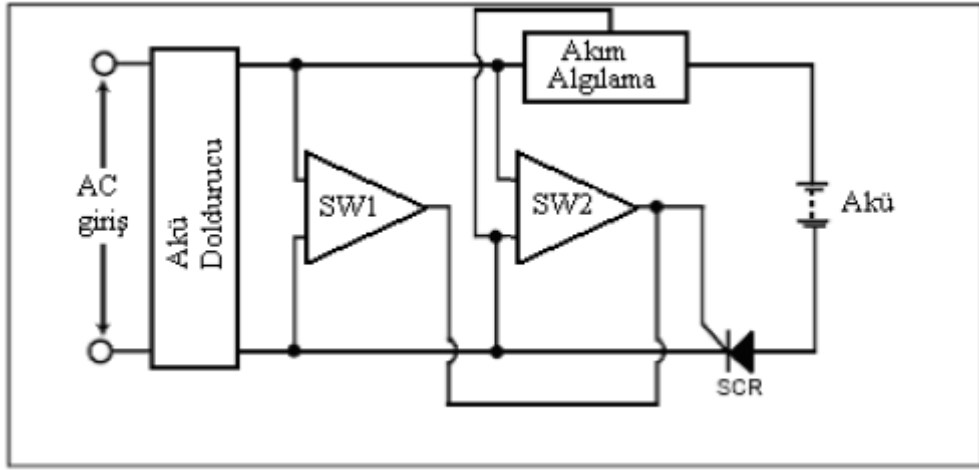
Hızlı şarj yaparken, deşarj olan enerjinin kısa sürede tekrar depolanabilmesi için yüksek şarj akımına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yüzden hızlı şarj yapılırken, şarj akım kontrolü gibi ölçümlerin yapılması ile, aşırı şarjın da önüne geçilmesi sağlanır.

Hızlı şarj yaparken aşağıdaki maddelerin sağlanması gereklidir:

- i. Deşarj olan enerji yerine kısa süre içerisinde şarj yapılarak bu enerji yenilenmelidir.
- ii. Aşırı şarjdan korunmak için şarj akımı kontrol edilmelidir.
- iii. Aküler 0 °C ile 40 °C arasında şarj edilebilmelidir.
- iv. Makul akü ömrü sağlanabilmelidir.

1-İki basamaklı sabit gerilim şarj kontrol tekniği

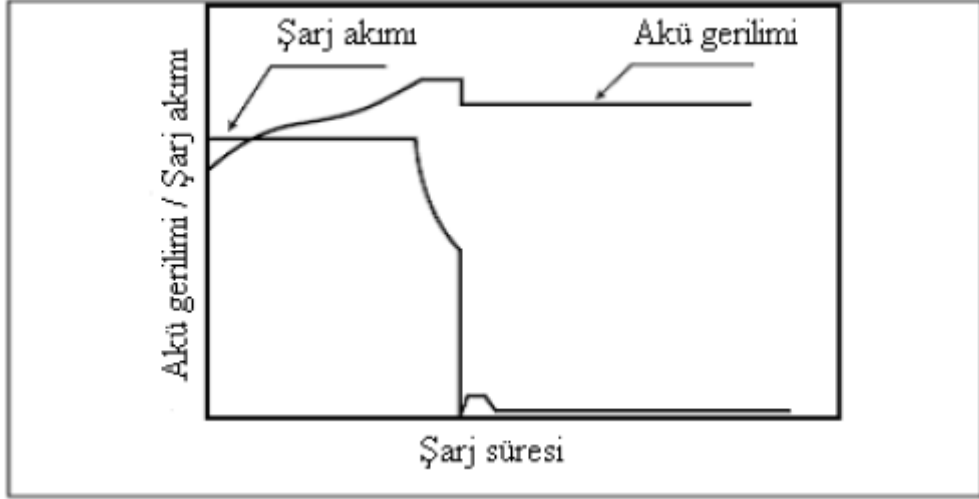
İki basamaklı sabit gerilim şarj kontrol tekniği iki sabit gerilim cihazı kullanır. Şekil 2.6'da iki basamaklı sabit gerilim şarj kontrol blok diyagramı görülmektedir [2].



**Şekil 2.6:** İki basamaklı sabit gerilim şarj kontrol blok diyagramı

Başlangıç durumunda akü, yüksek gerilim seviyeli anahtar SW1 üzerinden şarj edilir. Akım algılama devresinden alınan değer, önceden ayarlanmış akım değerine düştüğünde, akü SW2 düşük gerilim seviyeli anahtarı üzerinden şarj edilmeye başlanır. Bu teknikle, dengeleme çalışması durumundaki akü, çok daha kısa sürede şarj edilir.

Şekil 2.7'de iki basamaklı sabit gerilim şarj kontrol karakteristiği görülmektedir.



Şekil 2.7: İki basamaklı sabit gerilim şarj kontrol karakteristiği

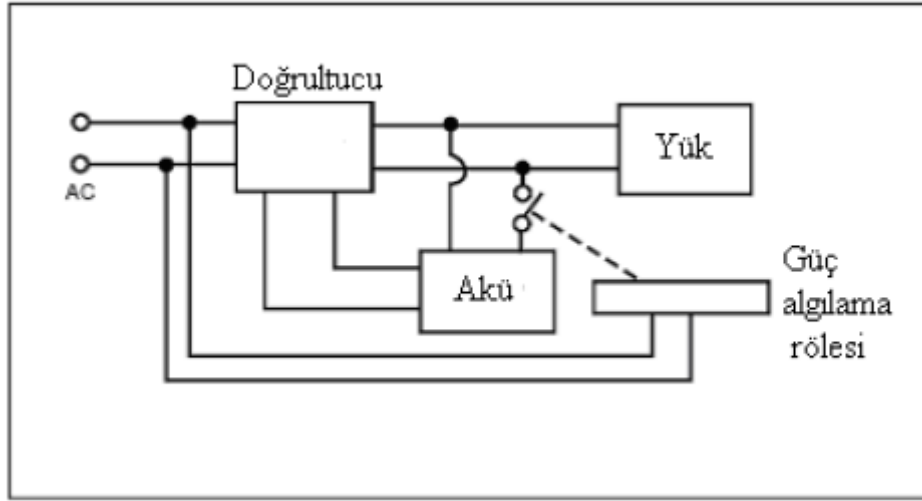
### 2.3.2.2 Yedekleme Gücü

Normal durumda yük AC kaynaklardan doğrultulan gerilimle beslenir. Yedekleme kullanımı durumunda ise, bu AC kaynaktan oluşabilecek hata durumunda, yük akü sistemleri üzerinden beslenmeye devam eder.

#### a) Dengeleyici şarj tekniği

Bu şarj sisteminde aküler yükten ayırılır. Aküler AC giriş olduğu müddetçe küçük bir akımla şarj olurlar. Bu şekilde akülerin, kendi kendini boşaltmasının önüne geçilmiş olunur. AC giriş geriliminde bir hata olduğu durumda, aküler devreye girer ve yükü beslemeye devam eder. Bu sistemler genellikle yedek güç kaynağı olarak kullanılırlar.

Akünün deşarj olduğu ve çok hızlı tekrar şarj olmasının gerekli olduğu durumlarda, dengeleyici şarjı takiben çok daha yüksek akımlara gerek duyulacağı göz önünde bulundurulmalıdır. Akü sisteminin yedekleme süresi ve yükün güç tüketiminden yola çıkarak kapasite ve tip seçimi yapılırken bir kısım gücünde, ortam sıcaklığı, derin deşarj gibi faktörlerde tutulması gerektiği göz önüne alınmalıdır. Dengeleyici şarj sistem modeli Şekil 2.8’de görülmektedir.



**Şekil 2.8:** Dengeleyici şarj sistem modeli

Şarj tekniğinde dikkat edilmesi gereken unsurlar;

- i. Akülerin uzun süreli olarak şarj edildiği durumlarda, şarj gerilimindeki ufak bir değişiklik akülerin ömründe önemli değişikliklere sebep olabilir. Bu yüzden şarj gerilimi değişimin dar olduğu bir aralıkta kontrollü olarak uygulanmalıdır.
- ii. Akü şarj karakteristikleri sıcaklığa bağlı olarak değişim gösterirler. Geniş aralıklardaki sıcaklık değişimi durumunda dengeleme gereklidir yani akü doldurucu ile akü sıcaklığı aynı sıcaklık değerine çekilebilmelidir.

b) Yüzdürme şarj tekniği

Yüzdürme sistemlerinde akü sistemi ve yük birbirine paralel olarak bağlıdır. Şekil 2.9'da görüldüğü gibi, doğrultucunun çıkış akımı;

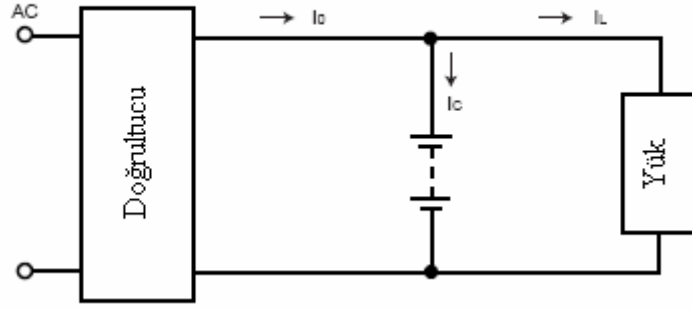
$$I_o = I_C + I_L \quad (2.12)$$

Burada;

$I_C$  : Yük akımı

$I_L$  : Şarj akımı

Yük akımı birçok durumda düzensiz olduğundan sabit değildir. Bu durum güvenli ve uygun bir şarj yapılabilmesi için göz önünde bulundurulmalıdır.



**Şekil 2.9:** Yüzdürme şarj tekniğinin uygulama alanı

Yüzdürme sistemlerinde yükten çok akülerin çekecekleri akıma uygun olarak tasarım yapılır. Öncelikli olarak akülerin düzgün bir şekilde şarj edilmesi esastır. Genelde doğrultucu çıkışındaki akım, aküyü şarj etmek için gerekli olan akım değeri artı normal yük akım değeri olarak hesaplanır.

Şarj tekniğinde dikkat edilmesi gereken unsurlar;

1.(a) Çevrim kullanımlı sabit gerilim şarj tekniğinde başlangıç akımı  $0.4CA$  ya da daha küçük olmalıdır.(C:Anma kapasitesi)

(b) Dengeleyici kullanım sabit gerilim şarj tekniğinde başlangıç akımı  $0.15CA$  ya da daha küçük olmalıdır. (C:Anma kapasitesi)

2. Tablo 2.1’de farklı sıcaklıklarda sabit gerilimli şarj tekniğinde uygulanması gereken standart gerilim değerleri gösterilmiştir [2].

**Tablo 2.1:** Sabit gerilimli şarj tekniğinde uygulanması gereken standart gerilim değerleri

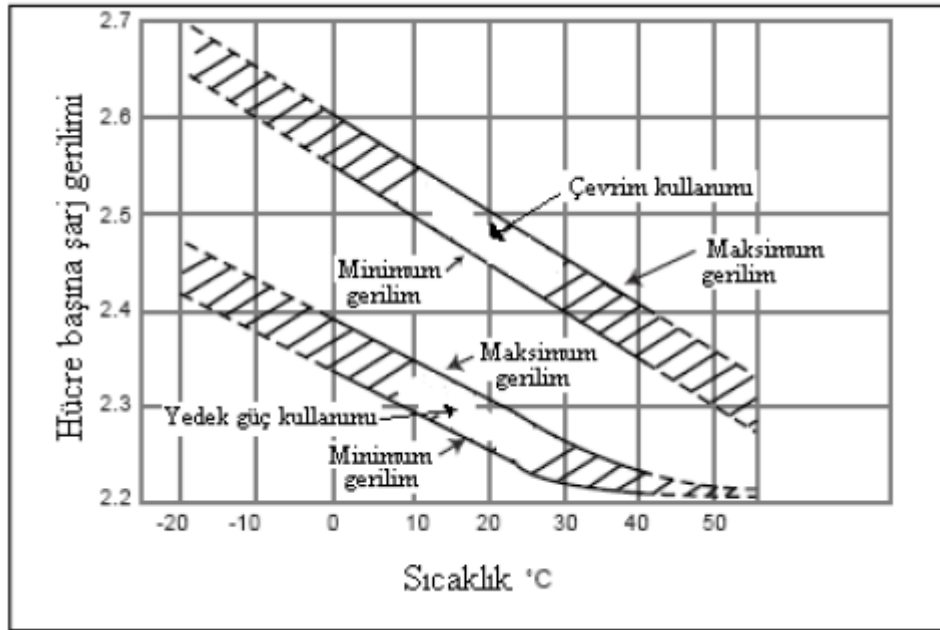
		0°C	25°C	40°C
Çevrim Kullanımı	4V	5.1	4.9	4.7
	6V	7.7	7.4	7.1
	8V	10.2	9.8	9.5
	12V	15.4	14.7	14.2
Yedek Güç Kullanımı	4V	4.7	4.6	4.5
	6V	7.1	6.8	6.7
	8V	9.4	9.1	8.9
	12V	14.1	13.7	13.4

(a) Şarj geriliminin sıcaklık dengelenmesi: Şekil 2.10’da görüldüğü gibi şarj gerilimi akünün bulunduğu ortam sıcaklığına göre dengelenmelidir. Şarj gerilimi sıcaklık

dengelemesinin ana sebebi; yüksek sıcaklık durumunda, akülerin sıcaklığının kontrol dışına çıkmasını engellemek, düşük sıcaklık koşullarında kullanıldığında ise yeterli şarjın yapılabilmesini sağlamaktır [2]. Sıcaklık dengelemesi yapıldığı takdirde akü ömürlerinde uzatma sağlanabilir. Bu uzatmalar:

- i. 30 °C’de yaklaşık olarak %5
- ii. 35 °C’de yaklaşık olarak %10
- iii. 40 °C’de yaklaşık olarak %15

20 °C’nin altında, şarj gerilimine sıcaklık dengelemesinin yapılması akü ömründe herhangi bir uzatma yapmaz.



**Şekil 2.10:** Şarj gerilim karakteristiği

(b) Şarj süresi: Şarjın tamamlanma süresi, akünün ne kadar boşaldığına, ortam sıcaklığına ve şarjörün karakteristiğine bağlı olarak değişir. Çevrim kullanımı durumunda şarj süreleri yaklaşık olarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

(1) Şarj akımı 0.25CA ya da daha büyükse;

$$T_{ch} = \frac{C_{dis}}{I + (3ile5)} \quad (2.13)$$

Burada;

$T_{ch}$  : Gerekli şarj süresi (h)



$C_{dis}$  : Şarjdan önceki deşarjın miktarı (Ah)

$I$  : Şarj başlangıç akımı (A)

(2) Şarj akımı  $0.25CA$  ya da daha küçükse;

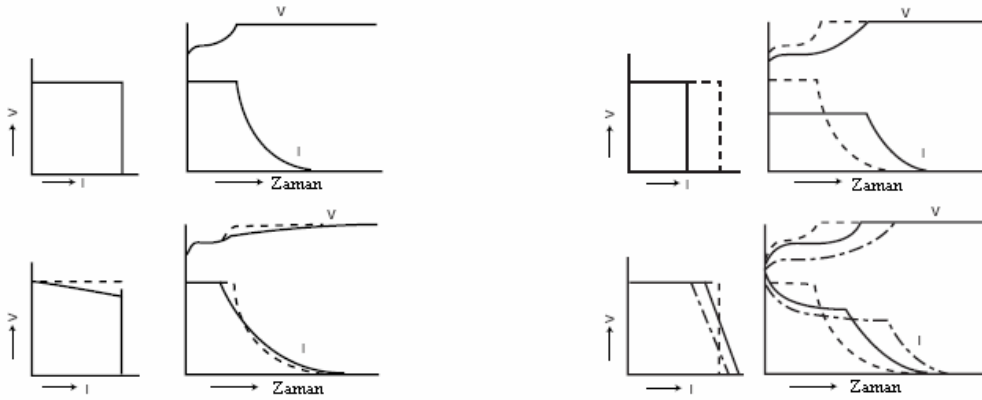
$$T_{ch} = \frac{C_{dis}}{I + (6ile10)} \quad (2.14)$$

Dengeleme akımı 24 saat ile 48 saat arasında değişebilir.

(c) Şarj sıcaklığı:

- i. Aküler ortam sıcaklığı  $0^{\circ}C$  ile  $40^{\circ}C$  arasında şarj edilmelidir.
- ii. Şarj için en uygun sıcaklık aralığı  $5^{\circ}C$  ile  $35^{\circ}C$  arasındır.
- iii.  $0^{\circ}C$ 'nin altındaki ve  $40^{\circ}C$ 'nin üzerindeki sıcaklıklarda şarj edilmemelidir. Yüksek sıcaklıklarda akü bozulabilir, düşük sıcaklıklarda ise yeterince şarj olamayabilir.

(d) Ters şarj: Aküler asla ters şarj edilmemelidir aksi halde sızıntı, patlama gibi olaylar gözlemlenebilir. Sabit gerilim akü doldurucunun gerilim-akım karakteristiği Şekil 2.11'de görölmektedir.



**Şekil 2.11:** Sabit gerilim akü doldurucu gerilim-akım karakteristikleri

### **3. ÇAPRAZ DÖNÜŞTÜRÜCÜDE KULLANILAN FAIRCHILD GÜÇ ANAHTARININ YAPISAL ÖZELLİKLERİ VE TEMEL ÇALIŞMA PRENSİPLERİ**

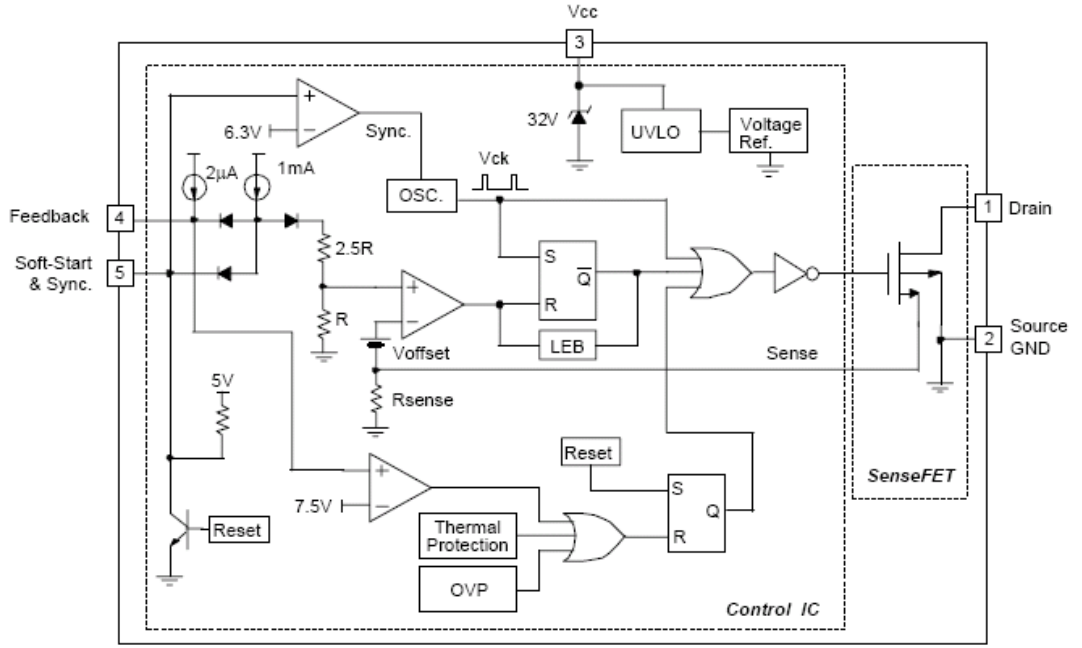
#### **3.1 Giriş**

Çapraz tip anahtarlama güç kaynakları, tüketici ve ev elektroniği başta olmak üzere sıklıkla kullanılan güç elektroniği devreleridir. Anahtarlama güç kaynaklarının temel fonksiyonu, kontrollü olarak regüle edilen gücün, ikincil taraf ya da çıkış tarafındaki yükü beslemesini sağlamaktır. Anahtarlama güç kaynakları tipik olarak, bir güç transformatörünü, çıkış tarafında doğrultucu diyotlarını, anahtarlama için kontrollü bir yarıiletken entegreyi ve bir takım ek devreleri bünyesinde bulundurur.

Anahtarlama ve kontrol devrelerinde kullanılan malzemeler ile istenilen düzeyde tasarım gerçekleştirilemiyorsa, tüm fonksiyonların sağlanabilmesi ve yüksek verimlere çıkılması için birtakım ek ve yardımcı devrelere ihtiyaç duyulabilir. Bununla beraber bu ek devreler anahtarlama güç kaynağına ek bir maliyet getirecektir. Hatta güvenilirliğinde azalmaya sebep olacaktır.

Fairchild güç anahtarları güç devre uygulamaları için üretilmiş tümleşik devrelerdir. Bu güç anahtarının içersinde, yüksek gerilim güç Mosfet'i ve darbe genişlik modülasyonu kontrollü tümleşik devre tek kılıfta toplanmıştır. Bununla beraber anahtarlama güç kaynaklarında kullanılan malzeme sayısını minimuma indirecek şekilde tasarlanmış olan gelişmiş tümleşik devre özelliklerine sahiptir.

Fairchild güç anahtarları, renkli televizyonlar, yazıcılar, bilgisayarlar, batarya doldurucular ve AC adaptör gibi çok geniş uygulama alanlarına sahiptirler. Gelişmiş koruma fonksiyonlarına sahip olmakla beraber çok düşük güç tüketimi sağlamaktadırlar.



**Şekil 3.1:** Fairchild güç anahtarının blok diyagramı

### 3.2 Fairchild Güç Anahtarlarının Blok Diyagramı ve Temel Çalışma Prensipleri

Bu bölümde programlanabilir çapraz dönüştürücüde kullanılacak olan Fairchild güç anahtarının temel çalışması ve iç yapısında bulunan özelliklere değinilecektir.

#### 3.2.1 Blok Diyagramı

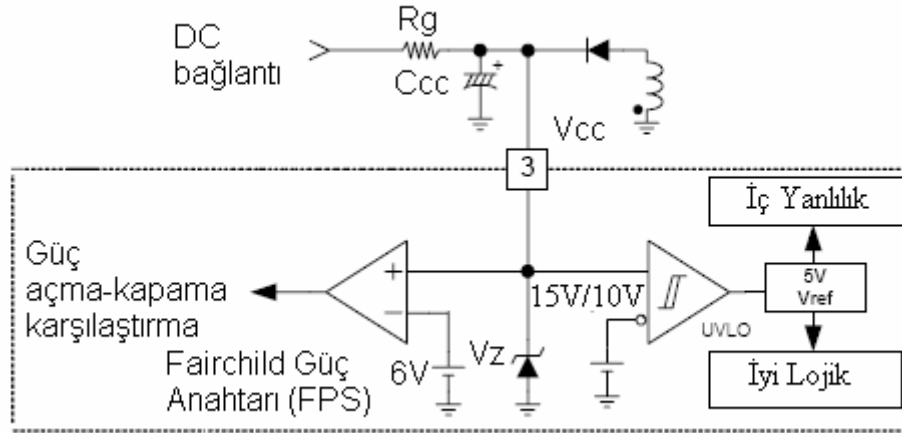
Şekil 3.1’de Fairchild güç anahtarının blok diyagramı görülmektedir [3]. Bu blok diyagramda görülenler birkaç fonksiyonel bölüm halinde incelenebilir.

Bu fonksiyonel bölümler; düşük gerilim koruması (Under Voltage Lock Out-UVLO), referans gerilimi, osilatör (Oscillator-OSC), darbe genişlik modülasyonu bloğu, koruma devreleri ve kapı sürme devreleri olarak adlandırılabilir.

#### 3.2.2 Düşük Gerilim Koruması

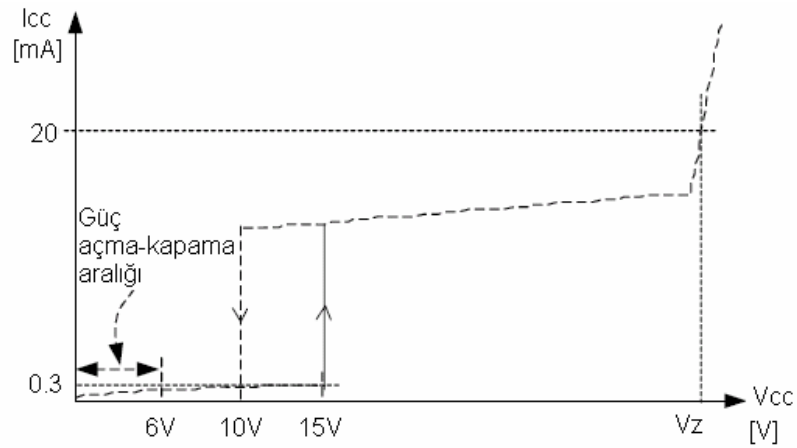
Fairchild güç anahtarı düşük gerilim koruma devresi (Şekil 3.2), beslemenin ( $V_{cc}$ ) değerine bağlı olarak sistemin kararlı ve doğru bir şekilde çalışması için tümleşik devrenin kontrol kısmını, kapatır ya da başlatır. Kapama ve açma gerilim eşik değerleri 10V ve 15V’dur (Şekil 3.3). Düşük gerilim koruma devresi  $V_{cc}$  gerilimi 10V’un altına düştüğünde kontrol devresini kapatır.  $V_{cc}$  gerilimi 15V’un üzerine çıktığında ise kontrol devresini çalıştırır. Kontrol devresi bir kez çalışmaya başladığı

zaman, düşük gerilim koruma devresinin tekrar devreye girebilmesi için  $V_{cc}$  geriliminin 10V seviyesinin altına düşmesi gereklidir.



**Şekil 3.2:** Düşük gerilim koruma devresi

Anahtarlama başlamadan önce tümleşik devrenin akımı  $300\mu A$ 'den daha düşük bir değerdedir. Tümleşik devre,  $C_{cc}$  (Şekil 3.2) değeri 15V'a şarj olduğunda çalışmaya başlar. Çünkü normal çalışma esnasında çok düşük bir akımın ( $<1mA$ ) direnç üzerinden akmasına izin verilir. Bu teknikte anahtarlama güç kaynağında kullanılan başlatma (start-up) direnci üzerinde harcanan güç tüketimi azaltılmaktadır.



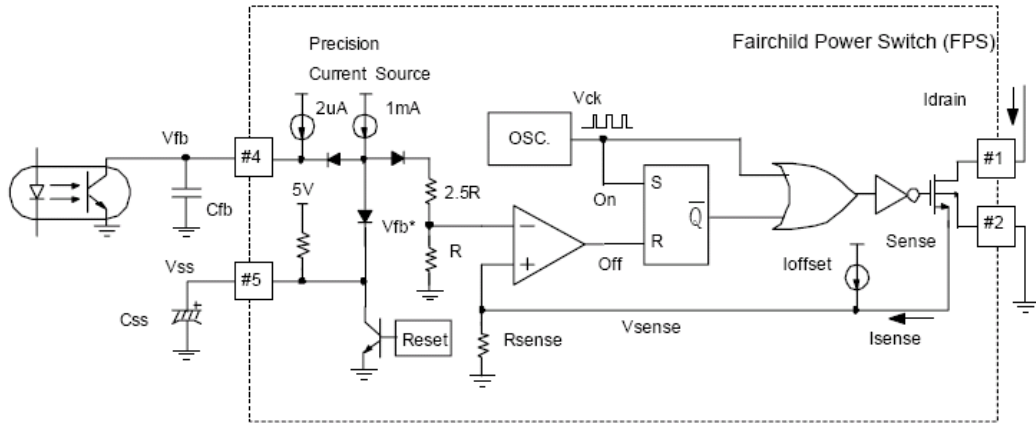
**Şekil 3.3:**  $V_{cc}$  gerilimine bağlı kontrol karakteristiği

### 3.2.3 Geribesleme Kontrol Devresi

Fairchild tümleşik kontrol devresi akım modlu darbe genişlik modülasyonu kullanmaktadır. Mosfet'in akımı, geribesleme gerilimi olan  $V_{fb}$ 'e bağlıdır. Bu gerilim

her döngüde Mosfet akımını sınırlandırır. Bu şekilde giriş gerilim değişikliğine bağlı kalmaksızın, çıkışta iyi regüle edilmiş çıkış gerilimi sağlanmaktadır. Şekil 3.4’de görüldüğü gibi, Fairchild güç anahtarı osilatörü Mosfet’i açmaktadır. Mosfet akımı  $V_{fb}$ ’e bağlı olarak ayarlanmış bir değere ulaştığında, geribesleme karşılaştırma devresi, Mosfet’i tekrar kapatmaktadır.

Mosfet kapama işlemi şu sırayı takiben gerçekleştirilmektedir. Öncelikle alınan geribesleme gerilimi, dahili dirençler ( $R+2.5R$ ) üzerinde bir gerilim düşümüne sebep olmaktadır. Gerilim bölücü devresinden de görüleceği üzere karşılaştırma devresinin bir girişinde  $V_{fb}/3.5$  Volt’luk bir gerilim düşümü olmaktadır. Mosfet’in drain ucundan akan akıma bağlı olarak, akım algılama terminalinden bir akım akmaktadır. Bu akım değerine bağlı olarak da  $R_{sense}$  direnci üzerinde  $V_{sense}$  gerilimi oluşur.  $V_{sense}$  gerilimi karşılaştırma devresinin diğer ucunda düşen  $V_{fb}/3.5$  Volt’luk gerilimden yüksek olduğunda, karşılaştırma devresinin çıkışı yüksek değere çekecektir. Bu da Mosfet’i kapatacaktır.



Şekil 3.4: FPS geribesleme kontrol devresi

Şekil 3.4’de aynı zamanda geribesleme döngüsü için optokuplörün kullanıldığı görülmektedir. Giriş çıkış izolasyonunun gerekli olduğu uygulamalarda bu yapının kullanılması gereklidir. Burada kullanılan  $C_{fb}$  kondansatörü gürültü karakteristiğinde iyileştirme amaçlı kullanılmaktadır.

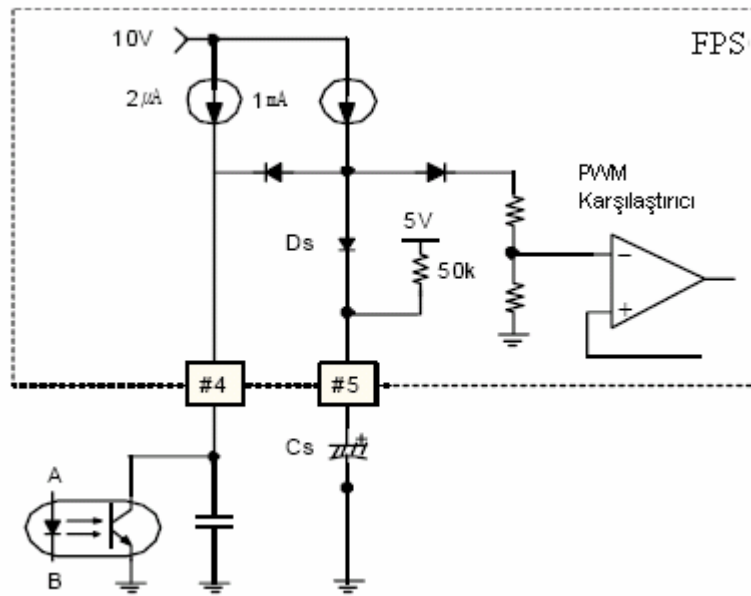
### 3.2.4 Yumuşak Kalkış Çalışması

Normalde, anahtarlama güç kaynağı çıkış gerilimi, devrenin çalışmasının başlamasıyla, belirli bir zaman sabitiyle yükselir. Bu durum çıkış yükünün kapasitif değerine bağlı olarak sürer. Başlangıç verildiğinde, darbe genişlik modülasyonu

karşılaştırıcının evirici girişine uygulanan geribesleme sinyali, maksimum değeri olan 10V'a ulaşır. Çünkü geribesleme döngüsü açıktır. Aynı zamanda bu anda ikincil tarafa, tepe değerindeki drain akımı ( $I_{peak}$ ) ve izin verilen maksimum güç dağıtılır.

Bu başlangıçtaki belirli zamanda, anahtarlamalı güç kaynağı maksimum gücü ikincil tarafa ittiğinde, tüm devre ciddi şekilde stres altına girer. Yumuşak kalkış fonksiyonunun kullanılmasıyla bu stresten uzak durulabilir.

Şekil 3.5'de Fairchild güç anahtarları için yumuşak kalkış fonksiyonunun nasıl uygulanabileceği görülmektedir.



**Şekil 3.5:** FPS yumuşak kalkış devresi

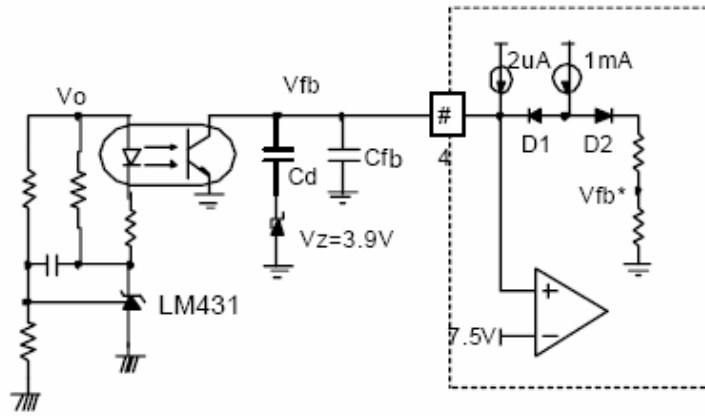
Açılıştaki FPS'nin 5 numaralı terminalindeki yumuşak kalkış kondansatörü  $C_s$ , 1mA'lik akım kaynağıyla şarj olur.  $C_s$  üzerindeki gerilim 3V değerine ulaştığında  $D_s$  diyotu kapanır, 1mA'lik akım kaynağından kondansatör üzerine bir akım akmaz. Bu durumda  $C_s$  kondansatörü 50kΩ'luk direnç üzerinden 5V değerine dolmaya başlar.

$C_s$  üzerindeki gerilim değeri 3V'u geçtiğinde, karşılaştırıcının evirici girişi  $C_s$  kondansatörü üzerindeki gerilimi artık takip etmez. Bunun yerine çıkış gerilim geribesleme sinyalini takip eder. Kapanma ya da koruma devresinin çalışması durumunda  $C_s$  kondansatörü, 0V seviyesinden şarj olabilmek için deşarj olur.

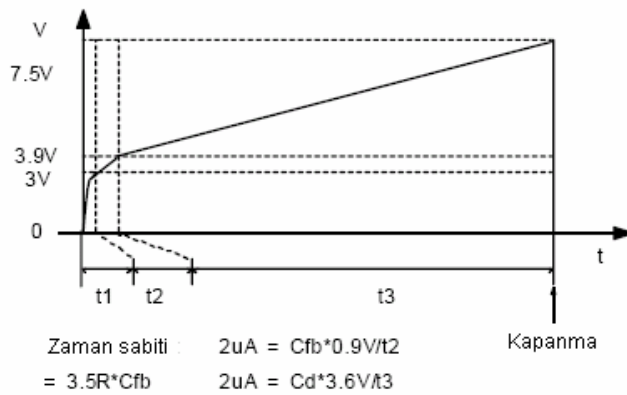


optokuplörün ikincil tarafındaki akım neredeyse sıfırdır. Bu durumda  $V_{fb}$  değeri yükselir.  $V_{fb}$ 'nin değeri 7.5V'u bulduğunda FPS kapanır. FPS'nin kendini kapatması sırasındaki gecikme aralığı  $C_{fb}$  değerine bağlı olarak ayarlanabilir. Örneğin  $C_{fb}$  değeri 10nF iken, kapanma gecikmesi  $t_2$  9ms civarında olur.  $C_{fb}$  değeri 0.1 $\mu$ F iken bu gecikme 90ms civarında olacaktır (Şekli 3.7 b).

Daha büyük bir gecikme istendiğinde,  $C_{fb}$  kondansatörüne paralel bir kondansatör ve bu kondansatöre bağlı seri bir zener diyot atılabilir (Şekil 3.7 a). Bu kombinasyonla  $V_{fb}$  değeri 3V'un altına düştüğünde, düşük değerli  $C_{fb}$  kondansatörü SMPS'nin iyi bir dinamik yanıtı sağlama için yeterli değildir.  $V_{fb}$  değeri 3.9V'un üzerinde iken,  $C_d$  kondansatörü, gecikme zaman aralığının istenilen kapanma noktasında olmasını sağlar. Geçici durumların önemli olmadığı ya da iyi dinamik yanıtın istenmediği durumlarda,  $C_d$  kondansatörünün ve zener diyotun kullanılmasına gerek yoktur. Bu şekilde maliyetteki artış da engellenmiş olur.



(a)



(b)

**Şekil 3.7:** Uzun gecikmeli kapanma

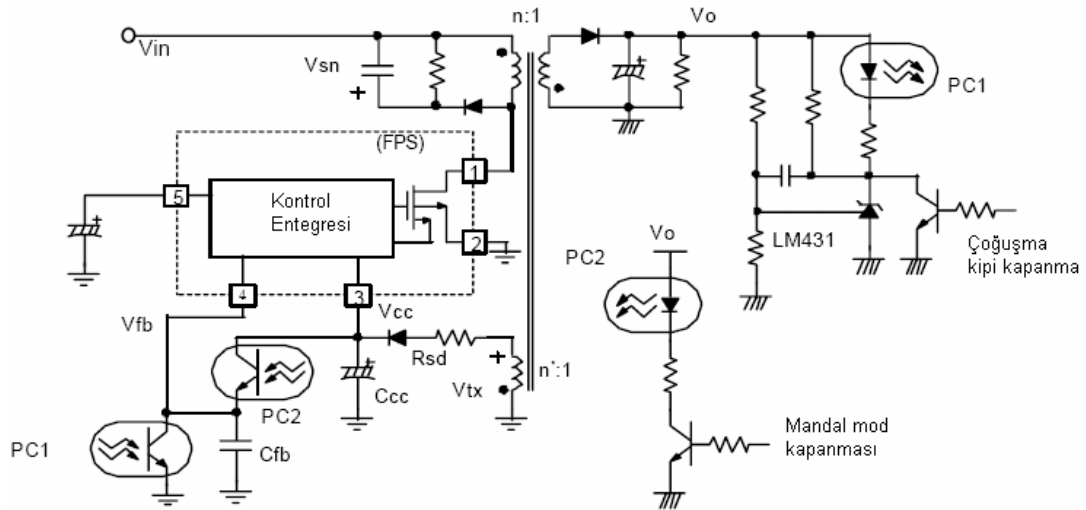


### 3.3.2 Çıkış Kısa Devre Koruması

SMPS'nin çıkışı kısa devre edildiğinde, giriş akımı maksimum değerine ulaşır. Fakat çıkış gücü, yük kısa devre olduğundan ve yük üzerinde gerilim oluşmadığından dolayı maksimum değerinde değildir. Bu durumda çıkış kısa devre koruması şu şekilde çalışır.

Çıkıştaki yük SMPS'nin göreceli olarak büyük bir trafo sargısını kısa devre ettiğinde, FPS'nin Mosfet akımı  $I_{peak}$  değerinin çok üzerinde değerler alır. Çünkü bobin nüvesi üzerinde biriken enerji kendisini sıfırlayamaz. Bunun sebebi, kesim esnasındaki düşük trafo bobin gerilimidir. Endüktör akımı; FPS'nin minimum iletim süresi boyunca gerçekleştirdiği artışa eşit miktarda bir azalmayı, geri kalan kesim süresinde gerçekleştiremez. Söz konusu akım Mosfet'i çok fazla zorlamasa da, trafonun ikincil sargılarını ve ikincil taraftaki diyotlarını oldukça fazla zorlar. Birçok çapraz ve ileri dönüştürücülerde, kontrol devresi gücünü, trafonun ikincil küçük ön sargısından alır. Bu kontrol gerilimi çıkış gerilimiyle orantılıdır (Şekil 3.8a). Bu durum dümdüz ileri durumudur çünkü çapraz dönüştürücüde, anahtar kapanırkenki bobin gerilimi, çıkış gerilimiyle orantılıdır. İleri dönüştürücülerde, kapanmadaki trafo ortalama gerilimi, çıkış gerilimiyle orantılıdır. Çapraz dönüştürücülü SMPS'ler de çıkış kısa devre koruma devresi hem mandal mod hem de otomatik tekrar başlatma modunda çalışabilir.  $R_{sd}$ 'nin bir fonksiyonu olarak  $V_{cc}$ 'nin değişimi Şekil 3.8b'de görülebilir.  $R_{sd}$  direnci ise Şekil 3.8a'da görülmektedir.  $R_{sd}$  değeri sıfır olduğunda,  $V_{cc}$  değeri maksimum değeri olan  $V_{tx}$ 'e ulaşır. Bu durumda eğer çıkış kısa devre edilirse,  $V_{cc}$  değeri yükselir ve belirli bir süre sonra koruma devresi çalışır. Mandal moduna girilmiş olur.  $R_{sd}$  değeri yeterince büyük bir değerdeyken  $V_{cc}$ ,  $n \cdot V_o$  değerinden daha küçük olur. Bu nedenle eğer çıkış kısa devre edilirse,  $V_{cc}$  düşer fakat  $C_{cc}$  kondansatörü yeterince büyük değerliyse,  $V_{cc}$  değeri  $V_{FB}$  7.5 V'a ulaşana kadar, düşük gerilim koruma eşik değeri 10V'dan daha büyük olacak ve mandal mod koruması başlayacaktır. Buna karşın eğer  $C_{cc}$  küçük değerli ise,  $V_{cc}$  değeri,  $V_{FB}$  7.5V'a ulaşmadan önce, düşük gerilim korumanın düşük eşiğine ulaşır. Bu durumda düşük gerilim koruma devresi anahtarlamayı kapatır.





Şekil 3.9: Hızlı koruma devresi

### 3.3.4 Aşırı Gerilim Koruması

FPS'ler de hata, geribesleme yolunda dahi oluşsa, FPS'nin kendi kendini kapama özelliği vardır. Bu hata açık ya da kısa devre durumu da olabilir. Birincil tarafta, eğer geribesleme ucunda hata varsa bu uç üzerindeki gerilim sıfırdır ve FPS anahtarlama yapamaz. Eğer geribesleme ucu açık devre ise, koruma devresi, ikincil tarafta aşırı yük olduğunu varsayarak çalışır. Üstelik bu durumda, maksimum akım çekilerek anahtarlama yapılır. Bu da çıkış geriliminin nominal gerilimden yüksek olmasına sebep olur. Bu istenmeyen bir durumdur ve çıkıştaki yüklere zarar verebilir.

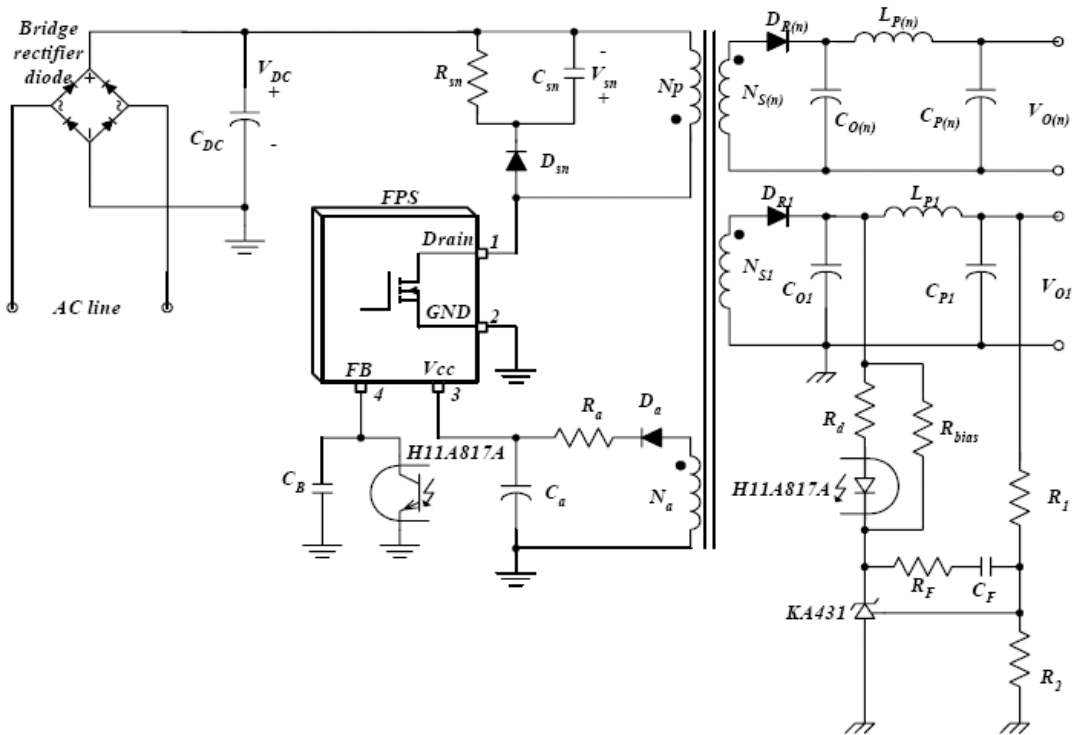
FPS'de bulunan aşırı gerilim koruma devresi sayesinde bu istenmeyen durumdan uzak durulur.  $V_{cc}$  besleme gerilimi direk olarak çıkış gerilimine bağlı olduğundan, çıkış geriliminde ki artış,  $V_{cc}$  geriliminde de bir artışa sebep olacaktır.  $V_{cc}$  gerilimi 25V değerini geçtiğinde FPS koruma devresi çalışacak ve anahtarlama yapacaktır.

Bu yüzden normal çalışma durumunda  $V_{cc}$  değeri 25V'un altında bir değere ayarlanır.

## 4. ÇAPRAZ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

### 4.1 Fairchild Güç Anahtarı Kullanarak Çapraz Dönüştürücü Tasarımına Giriş

Şekil 4.1’de Fairchild güç anahtarı kullanılarak yapılan temel çevrimdışı çapraz dönüştürücü şeması görülmektedir. Fairchild güç anahtarında Mosfet, darbe genişlik modülasyonu kontrolörü ve çeşitli ek devreler entegre halde tek bir kılıfta toplanmıştır. Dolayısıyla anahtarlama güç kaynağının tasarımı, ayrık Mosfet ve PWM kontrol çözümüne göre çok daha basittir [4].

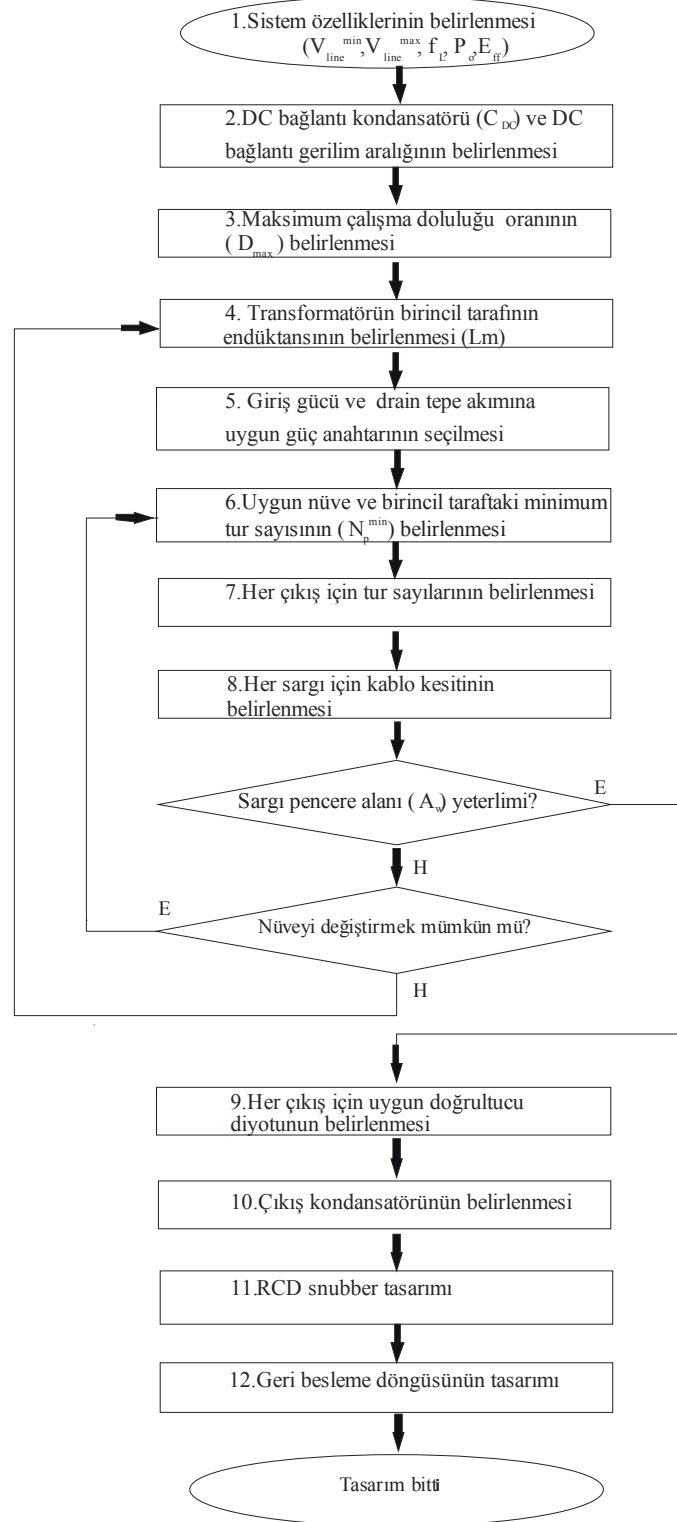


Şekil 4.1: Fairchild güç anahtarı kullanılarak yapılan temel çevrimdışı çapraz dönüştürücü

Bu kısımda Fairchild güç anahtarı kullanılarak adım adım, transformatör, çıkış filtresi, geribesleme döngüsü ve seçilmesi gereken malzemeler hakkında bir tasarım prosedürü anlatılacaktır. Bu prosedür temel teşkil edip birçok uygulamada kullanılabilir.

## 4.2 Adım Adım Tasarım Prosedürü

Bu bölümde Şekil 4.1’de ki şema referans alınarak tasarım prosedürü adım adım anlatılacaktır. Tasarım prosedürü akış diyagramı Şekil 4.2’de görülmektedir.



Şekil 4.2: Tasarım prosedürü akış diyagramı

#### 4.2.1 Sistem Özelliklerinin Tanımlanması

- Giriş gerilim aralığı ( $V_{line}^{min}$  ve  $V_{line}^{max}$ )
- Şebeke frekansı ( $f_L$ )
- Maksimum çıkış gücü ( $P_o$ )
- Tahmini verimlilik ( $E_{ff}$ )

Maksimum giriş gücünün hesaplanabilmesi için güç dönüşüm verimliliğinin belirlenmesi gerekir. Referans veri olmadığı takdirde düşük gerilim çıkışlı uygulamalarda  $E_{ff} = 0.7-0.75$  ve yüksek gerilim çıkışlı uygulamalarda  $E_{ff} = 0.8-0.85$  alınabilir.

Belirlenen verimlilik de maksimum giriş gücü;

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} \quad (4.1)$$

Çok çıkışlı anahtarlamalı güç kaynaklarında, her çıkış için yük işgal faktörü;

$$K_{L(n)} = \frac{P_{o(n)}}{P_o} \quad (4.2)$$

şeklinde tanımlanabilir.

Burada;

$P_{o(n)}$  : n. çıkış için maksimum çıkış gücü

Tek çıkışlı anahtarlamalı güç kaynaklarında,  $K_{L(1)}=1$ 'dir.

Uygulaması yapılan programlanabilir çapraz dönüştürücüde;

$$V_{line}^{min} = 145VAC$$

$$V_{line}^{max} = 265VAC$$

$$f_L = 50Hz$$

$E_{ff}=0.75$  olarak alınmıştır.

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde, çıkış gücü sabit olacak şekilde iki farklı gerilim çıkışı elde edilmektedir. Bu gerilimler sırasıyla 13.8V ve 27.6V'dur. Yüke aktarabilecekleri maksimum akımlar ise sırasıyla 7A ve 3.5A olarak sınırlandırılmıştır. Aynı zamanda dönüştürücü bu değerlerden daha yüksek

gerilimlerde, şarj yapabilme özelliğine de sahiptir. Bu yüzden tasarım aşamasında giriş gücü hesabında geniş bir aralık kullanılmıştır. Bu durumda;

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} = \frac{14.5 \times 10}{0.75} = 193.3W \text{ olarak bulunur.}$$

#### 4.2.2 DC Bağlantı Kondansatörü ( $C_{DC}$ ) ve DC Bağlantı Gerilim Aralığının Belirlenmesi

DC bağlantı kondansatörü, yaygın giriş gerilim aralığı (85-265Vrms) için tipik olarak giriş gücünde watt başına yaklaşık 1-2  $\mu F$  seçilebilir. Avrupa da ise giriş aralığı (195-265Vrms) için giriş gücünde watt başına yaklaşık 0.5 $\mu F$  seçilebilir [4]. DC bağlantı kondansatörünün seçilmesiyle minimum bağlantı gerilimi;

$$V_{DC}^{\min} = \sqrt{2 \times (V_{line}^{\min})^2 - \frac{P_{in} \times (1 - D_{ch})}{C_{DC} \times f_L}} \quad (4.3)$$

şeklinde hesaplanabilir.

Burada;

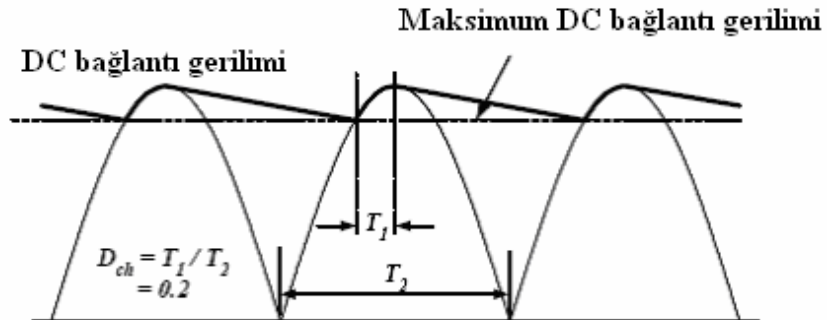
$D_{ch}$  : DC bağlantı kondansatörünün şarj çalışma doluluğu oranı.

$D_{ch}$ , Şekil 4.3'de görülmektedir. Genelde 0.2 olarak alınır [4]. Maksimum DC bağlantı gerilimi;

$$V_{DC}^{\max} = \sqrt{2} V_{line}^{\max} \quad (4.4a)$$

DC bağlantı kondansatörü dalgacıklanma gerilimi;

$$\Delta V_{DC}^{\max} = \sqrt{2} V_{line}^{\min} - V_{DC}^{\min} \quad (4.4b)$$



Şekil 4.3: DC bağlantı gerilim dalga şekli

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde;

DC bağlantı kondansatörünü 100µF olarak seçilmiştir. Bu durumda;

$$V_{DC}^{\min} = \sqrt{2 \times (V_{line}^{\min})^2 - \frac{P_{in} \times (1 - D_{ch})}{C_{DC} \times f_L}} = \sqrt{2 \times (145)^2 - \frac{193.3 \times (1 - 0.2)}{100 \times 10^{-6} \times 50}} = 105.46V$$

$$V_{DC}^{\max} = \sqrt{2} \times V_{line}^{\max} = \sqrt{2} \times 265 = 374.7V$$

$$\Delta V_{DC}^{\max} = \sqrt{2} \times V_{line}^{\min} - V_{DC}^{\min} = \sqrt{2} \times 145 - 105.46 = 99.6V \text{ olarak bulunur.}$$

### 4.2.3 Maksimum Çalışma Doluluğu Oranının ( $D_{max}$ ) Belirlenmesi

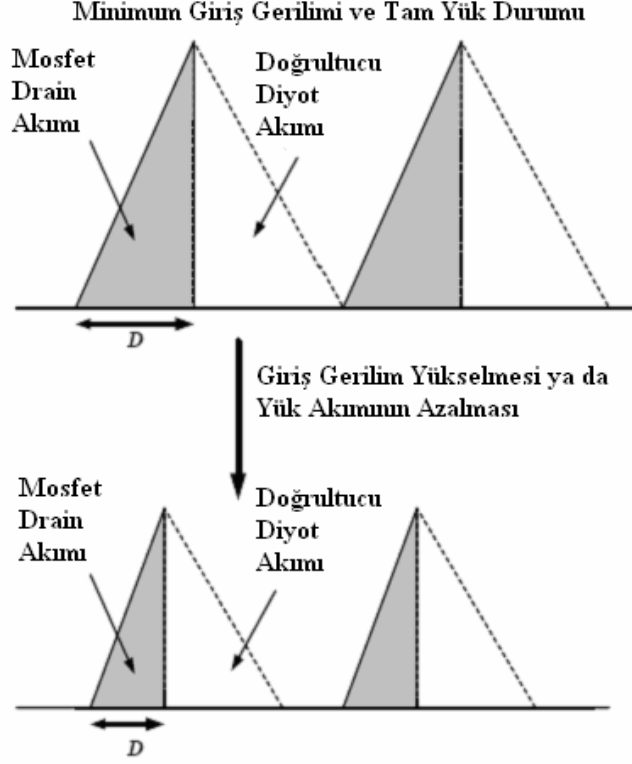
Bir çapraz dönüştürücüde iki çalışma modu vardır. Bu çalışma modları CCM ve DCM olarak ikiye ayrılır. CCM ve DCM birbirlerine göre avantaj ve dezavantajlara sahiptirler. Genellikle DCM doğrultucu diyotları daha iyi anahtarlama koşullarına sahiptir. CCM ile karşılaştırıldığında, DCM de depolanan ortalama enerjinin daha az olduğu gözlenir. Bu yüzden transformatörün boyutlarında küçülmeye gidilebilir.

Bununla birlikte DCM'de, çıkış kondansatörlerinin akım zorlamasını arttıran ve Mosfet'ler üzerindeki iletim kayıplarının artmasına sebep olan, yüksek etkin değerli akımlar gözlenir. Bundan dolayı DCM çalışması yüksek gerilim-düşük akım çıkışlı uygulamalarda önerilmektedir. CCM çalışması ise düşük gerilim-yüksek akım çıkışlı uygulamalarda önerilir.

CCM çalışma durumunda tasarım süreci düz ileri iken, giriş-çıkış gerilim kazancı sadece doluluk boşluk oranına bağlıdır. DCM çalışmada ise giriş-çıkış gerilim kazancı sadece doluluk boşluk oranına bağlı değildir. Aynı zamanda yük durumuna bağlı olarak da değişir. Bu yüzden devre tasarımı daha karmaşık bir hal almaktadır.

DCM çalışan bir çapraz dönüştürücü, minimum giriş gerilimi ve maksimum yükte CCM ve DCM'nin sınırındaymış gibi çalışmak üzere tasarlanır.





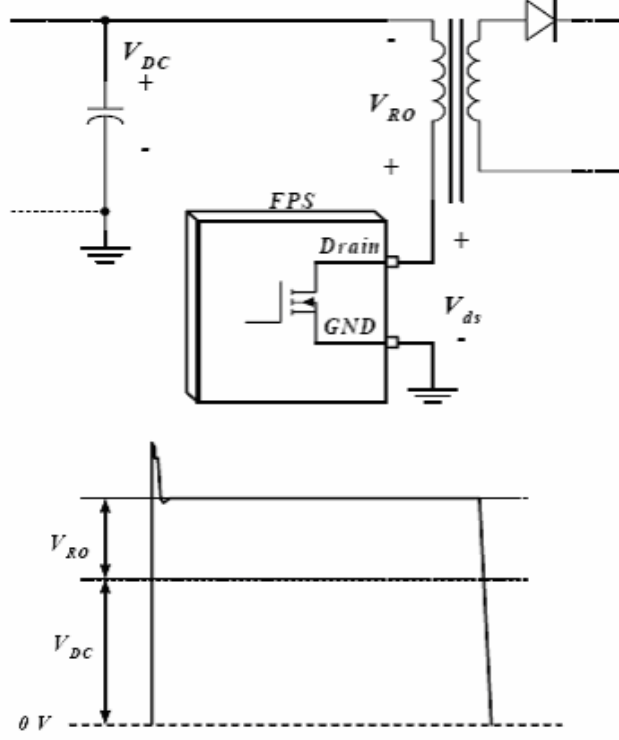
**Şekil 4.4:** DCM çapraz dönüştürücünün akım dalga şekli

Bu şekilde Mosfet iletim kayıpları minimize edilir. Bununla beraber, bu koşullar altında aynı gerilim kazanç eşitliğini, maksimum yük ve minimum giriş gerilimi altında CCM çalışan çapraz dönüştürücüde kullanabiliriz.

Fairchild güç anahtarının içindeki Mosfet iletimden çıktığında, giriş gerilimi ( $V_{DC}$ ) ve birincil tarafa yansıyan çıkış gerilimi ( $V_{RO}$ ) Şekil 4.5’de görüldüğü gibi Mosfet’i zorlayıcı etki gösterir. Maksimum çalışma doluluğu oranının ( $D_{max}$ ) belirlenmesinden sonra,  $V_{RO}$  ve Mosfet’in maksimum anma gerilimi ( $V_{ds}^{nom}$ ) şu şekilde hesaplanabilir [4].

$$V_{RO} = \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \times V_{DC}^{min} \quad (4.5)$$

$$V_{ds}^{nom} = V_{DC}^{max} + V_{RO} \quad (4.6)$$



**Şekil 4.5:** Birincil tarafa yansıyan çıkış gerilimi

Formüllerden de görüleceği üzere Mosfet üzerindeki gerilimden kaynaklanan zorlama,  $D_{max}$ 'ın azaltılmasıyla, hafifletilebilir. Fakat bu ikincil taraftaki doğrultucu diyotları üzerindeki gerilim zorlamasını arttırmaktadır. Bu yüzden eğer Mosfet, gerilim karakteristiğinde yeterince uygun gerilim toleransına sahipse,  $D_{max}$  değeri mümkün olabildiğince büyük seçilmelidir. Maksimum  $D_{max}$  değeri, kaçak endüktansın sebep olduğu gerilim sıçraması da düşünülerek anma geriliminin ( $V_{ds}^{nom}$ ), Mosfet'in gerilim değerinin %65-%70 olması durumunu da göz önüne alarak, belirlenmelidir. Anma gerilimi 650 V olan bir Mosfet kullanıldığında  $D_{max}$  değerini 0.45-0.5 arasında seçmek uygun olacaktır. Çünkü  $D_{max}$  değerinin 0.5'den büyük olduğu durumlarda, CCM çalışan akım kontrollü çapraz dönüştürücülerde alt harmonik salınımlar oluşmaktadır. Bu yüzden  $D_{max}$  değerini CCM çalışmada 0.5'in altında tutmak gereklidir.

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde kullandığımız FS6S1265RE Fairchild güç anahtarının  $D_{max}$  değeri 0.45'dir.

#### 4.2.4 Transformatörün Birincil Tarafının Endüktansının ( $L_m$ ) Belirlenmesi

Çalışma modu, yük durumu ve giriş gerilim değişimine bağlı olarak CCM ve DCM arasında değişir. Her iki mod içinde en zor durum, tam yük ve minimum giriş gerilimi altında transformatörün birincil tarafındaki endüktansın tasarımıdır.

Bu koşullar altında  $L_m$  değeri şu şekilde hesaplanır;

$$L_m = \frac{(V_{DC}^{\min} \times D_{\max})^2}{2 \times P_{in} \times f_s \times K_{RF}} \quad (4.7)$$

Burada;

$f_s$  : Fairchild güç anahtarının anahtarlama frekansı

$K_{RF}$  : Tam yük ve minimum giriş gerilimi durumundaki dalgacıklanma faktörü

DCM çalışma durumunda  $K_{RF}=1$  ve CCM çalışmada ise  $K_{RF} < 1$  dir. Dalgacıklanma faktörü transformatörün boyutları ve Mosfet'in akımının etkin değeri ile doğrudan ilişkilidir.

Dalgacıklanma faktörünün düşürülmesiyle Mosfet'in iletim kaybında azalma sağlanabilir fakat dalgacıklanma faktörünün çok fazla düşürülmesi transformatörün boyutlarında bir artışa sebep olacaktır. Çapraz dönüştürücüyü CCM çalışmak üzere tasarlarken, yaygın olarak kullanılan giriş geriliminde  $K_{RF}=0.25-0.5$ , Avrupa giriş geriliminde ise  $K_{RF}=0.4-0.8$  alınması uygun olacaktır.

$L_m$  değerinin belirlenmesinin ardından, Mosfet'in maksimum tepe akımı ve etkin akımı aşağıdaki formüllerle hesaplanabilir.

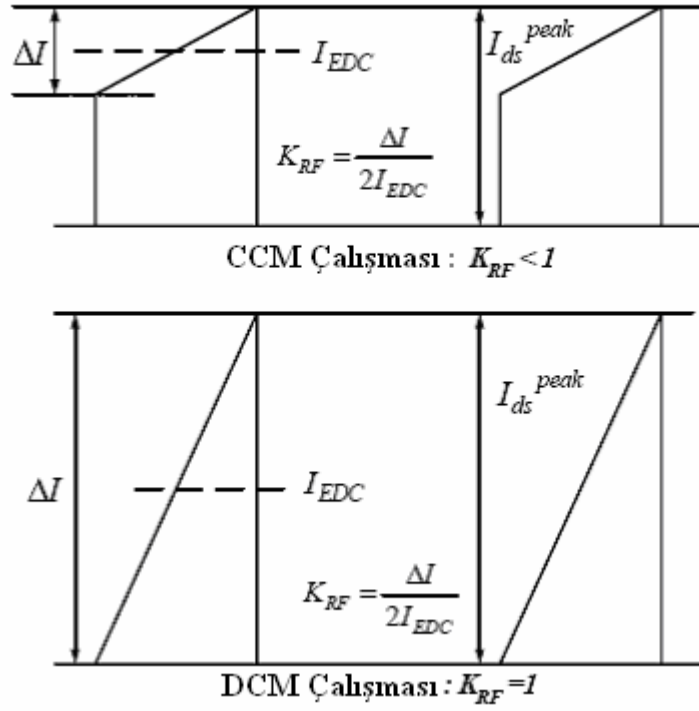
$$I_{ds}^{peak} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} \quad (4.8)$$

$$I_{ds}^{rms} = \sqrt{\left[ 3 \times (I_{EDC})^2 + \left( \frac{\Delta I}{2} \right)^2 \right]} \times \frac{D_{\max}}{3} \quad (4.9)$$

Burada;

$$I_{EDC} = \frac{P_{in}}{V_{DC}^{\min} \times D_{\max}} \quad (4.10)$$

$$\Delta I = \frac{V_{DC}^{\min} \times D_{\max}}{L_m \times f_s} \quad (4.11)$$



**Şekil 4.6:** Mosfet drain akımı ve dalgacıklanma faktörü ( $K_{RF}$ )

CCM çalışması için minimum giriş gerilimi ve tam yük koşulları altında tasarlanmış bir çapraz dönüştürücü, giriş geriliminin artmasıyla süresiz çalışma moduna geçiş yapabilir. Tam yük altında CCM çalışmayı garanti eden maksimum giriş gerilimi şu formülle hesaplanabilir.

$$V_{DC}^{CCM} = \left( \frac{1}{\sqrt{2L_m \times f_s \times P_{in}}} - \frac{1}{V_{RO}} \right)^{-1} \quad (4.12)$$

Eğer yukarıdaki formülün sonucunda bulunan değer negatif ise, dönüştürücü tam yük altında, giriş gerilimi değişimine bağlı olmaksızın CCM çalışacaktır.

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde kullanılan trafonun  $L_m$  değeri;

$$L_m = \frac{(V_{DC}^{\min} \times D_{\max})^2}{2P_{in} \times f_s \times K_{RF}} = \frac{(105.46 \times 0.45)^2}{2 \times 193.3 \times 25 \times 10^3 \times 0.7} = 332 \mu H \text{ olarak hesaplanmıştır.}$$

Burada;

$f_s$  : Anahtarlama frekansı 25kHz

$K_{RF}$  : Tam yük ve minimum giriş gerilimi durumundaki dalgacıklanma faktörü 0.7 olarak alınmıştır.

#### 4.2.5 Giriş Gücü ve Tepe Drain Akımının Değerine Uygun Güç Anahtarının Seçilmesi

Denklem 4.8’de gösterilen formülle  $I_{ds}^{peak}$  değeri hesaplandıktan sonra,  $I_{ds}^{peak}$  değerinden daha büyük bir akım sınır değerine ( $I_{over}$ ) sahip olan uygun Fairchild güç anahtarı seçilmelidir.

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde;

$$\Delta I = \frac{V_{DC}^{min} \times D_{max}}{L_m \times f_s} = \frac{105.46 \times 0.45}{332 \times 10^{-6} \times 25 \times 10^3} = 5.71 A$$

$$I_{EDC} = \frac{P_{in}}{V_{DC}^{min} \times D_{max}} = \frac{193.3}{105.46 \times 0.45} = 4.07 A$$

$$I_{ds}^{peak} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} = 4.07 + \frac{5.71}{2} = 6.9 A \text{ olarak bulunur.}$$

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde kullanılmak üzere Fairchild güç anahtarları içersinden,  $I_{ds}^{peak}$  değerinden daha büyük akım sınır değerine sahip (8A) FS6S1265RE güç anahtarı seçilmiştir. Ekler kısmında bu elemanın veri sayfası (data sheet) görülebilir.

#### 4.2.6 Uygun Nüve ve Minimum Birincil Tur Sayısının Belirlenmesi

Bir çok değişken varken ilk olarak transformatörün nüvesinin seçilmesi ve bu seçime bağlı olarakta tasarıma devam edilmesi gereklidir. Uygun nüveyi seçmenin yolu üretici firmanın sunduğu nüve seçme kılavuzudur. Nüve seçme kılavuzuna benzer bir yapı Tablo 4.1’de verilmiştir.

Tablo 4.1’de önerilen nüveler, evrensel giriş aralığı için, 67 kHz anahtarlama frekansında tek çıkışlı uygulamalarda kullanılmak üzere seçilmiştir [4]. Giriş gerilim aralığı olarak 195-265VAC ya da 67 kHz’den daha yüksek anahtarlama frekansının kullanılması durumunda, daha küçük kesitli nüveler kullanılabilir.

Nüve seçildikten sonra, nüvenin doyma durumu göz önüne alınmaksızın, transformatörün birincil tarafı için minimum sargı sayısı 4.13’de gösterilen denklemle hesaplanabilir.

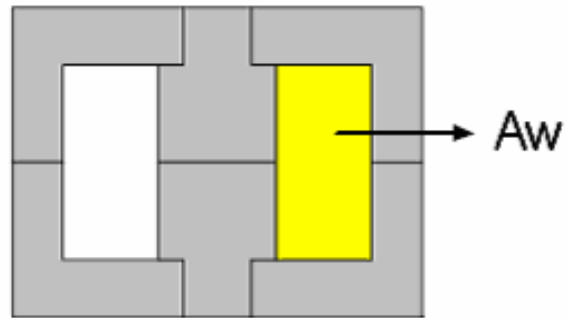
$$N_P^{min} = \frac{L_m \times I_{over}}{B_{sat} \times A_e} \times 10^6 \text{ (tur)} \quad (4.13)$$

$A_e$  : Nüvenin kesit alanı

$B_{sat}$  : Akı doyma yoğunluğu (T)

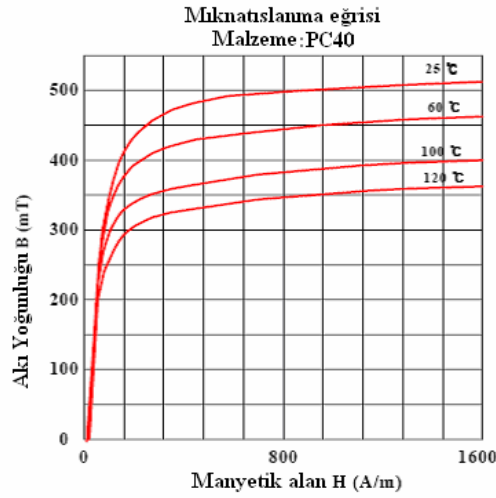
**Tablo 4.1:** 67 kHz anahtarlama frekansı ve tek çıkışlı uygulamalarda evrensel giriş aralığı için Nüve seçme kılavuzu

Çıkış gücü	EI nüve	EE nüve	EPC nüve	EER nüve
0-10W	EI12.5 EI16 EI19	EE8 EE10 EE13 EE16	EPC10 EPC13 EPC17	
10-20W	EI22	EE19	EPC19	
20-30W	EI25	EE22	EPC25	EER25.5
30-50W	EI28 EI30	EE25	EPC30	EER28
50-70W	EI35	EE30		EER28L
70-100W	EI40	EE35		EER35
100-150W	EI50	EE40		EER40 EER42
150-200W	EI60	EE50 EE60		EER49



**Şekil 4.7:** Pencere ve kesit alanı

Şekil 4.8’de TDK/PC40 ferit nüvenin karakteristiği verilmiştir.



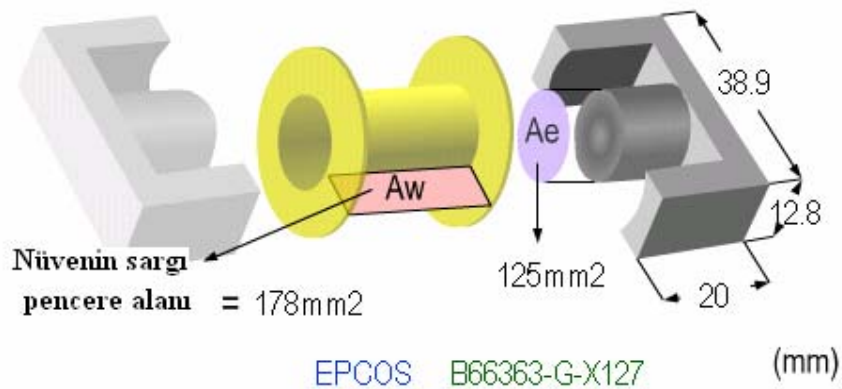
Şekil 4.8: Ferit nüvenin B-H karakteristiği

Sıcaklık yükseldiğinde akı doyma yoğunluğu azalır. Nüve seçilirken yüksek sıcaklık durumu göz önünde tutulmalıdır [7]. Referans veri olmadığında  $B_{sat}$  değeri 0.3-0.35 T olarak alınabilir. Mosfet drain akımı hata durumu ya da geçici bir durumda  $I_{ds}^{peak}$  değerini geçip,  $I_{over}$  değerine ulaştığında, nüveyi doymadan uzak tutmak için 4.13’de gösterilen denklemde  $I_{ds}^{peak}$  değeri yerine  $I_{over}$  kullanılır. Programlanabilir çapraz dönüştürücüde Şekil 4.9’da görülen EPCOS un B66363-127 manyetik malzemesi kullanılmıştır. Şekil 4.9’da;

$A_w$  : Nüvenin sargı pencere alanını

$A_e$  : Nüvenin kesit alanını göstermektedir.

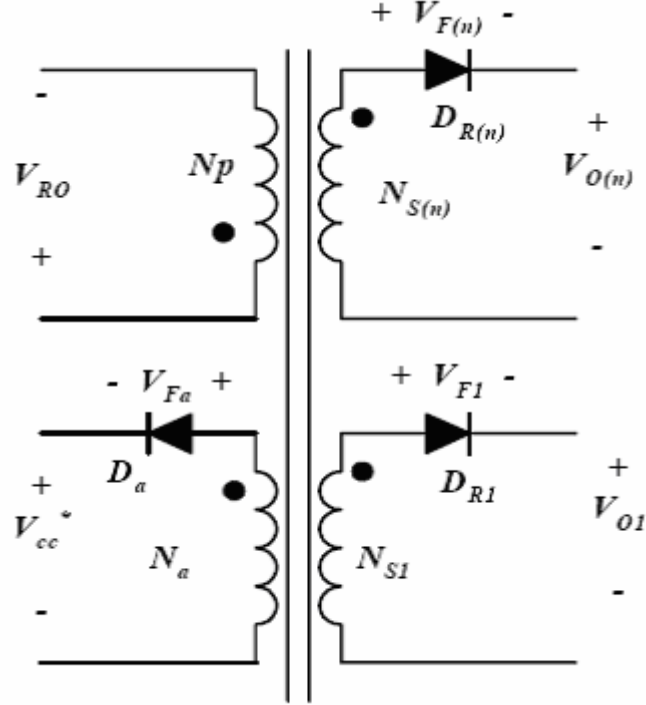
Malzemenin akı doyma yoğunluğu ( $B_{sat}$ ) değeri 0.5, Al değeri ise 2250’dir. Nüvenin sargı pencere alanı  $178\text{mm}^2$ , kesit alanını ise  $125\text{mm}^2$  dir.



Şekil 4.9: Kullanılan nüvenin özellikleri

#### 4.2.7 Her Çıkış İçin Tur Sayılarının Belirlenmesi

Şekil 4.10'da transformatörün basitleştirilmiş hali görülmektedir. Ana sargı, çıkış sargıları ve yardımcı sargı şekilde görülmektedir.



Şekil 4.10: Transformatörün basitleştirilmiş hali

İlk olarak birincil taraf ve geribesleme kontrollü ikincil taraf arasındaki tur oranı;

$$n = \frac{N_p}{N_{s1}} = \frac{V_{RO}}{V_{o1} + V_{F1}} \quad (4.14)$$

şeklinde hesaplanır.

Burada;

$N_p$  : Birincil tarafın tur sayısı

$N_{s1}$  : Referans çıkışının tur sayısı

$V_{o1}$  : Çıkış gerilimi değeri

$V_{F1}$  : Referans çıkışındaki diyot ( $D_{R1}$ ) üzerinde düşen ileri yöndeki gerilim değeri

Daha sonra 4.13 denkleminde hesaplanan  $N_p^{\min}$  değerinden büyük  $N_p$ 'i sağlayacak, uygun  $N_{s1}$  değerinin hesabı yapılır.

Diğer çıkışlar için tur sayılarının hesabı;



$$N_{s(n)} = \frac{V_{o(n)} + V_{F(n)}}{V_{o1} + V_{F1}} \times N_{s1} \quad (\text{tur}) \quad (4.15)$$

$V_{cc}$  sargısı için tur sayısının hesabı;

$$N_a = \frac{V_{cc}^* + V_{Fa}}{V_{o1} + V_{F1}} \times N_{s1} \quad (\text{tur}) \quad (4.16)$$

Burada;

$V_{cc}^*$  : FPS cihazın kaynak geriliminin anma değeri

$V_{Fa}$  :  $D_a$  diyotu üzerinde düşen ileri yöndeki gerilim değeri

Çıkış yükünün artmasıyla,  $V_{cc}$  değeri artacağından, normal çalışma esnasında yüksek gerilim koruması durumundan uzak kalacak şekilde,  $V_{cc}^*$  gerilim değeri  $V_{cc}$  başlatma gerilimine çekilir. Birincil tarafın tur sayısı hesaplandığında, nüvenin hava aralığı;

$$G = 40\pi A_e \left( \frac{N_p^2}{1000L_m} - \frac{1}{A_L} \right) \quad (\text{mm}) \quad (4.17)$$

ile hesaplanır.

$A_L$  : Hava aralıksız AL değeridir. (nH/tur<sup>2</sup>)

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde transformatörün birincil tarafı için minimum sargı sayısı;

$$N_p^{\min} = \frac{L_m \times I_{over}}{B_{sat} \times A_e} \times 10^6 = \frac{332 \times 10^{-6} \times 8}{0.5 \times 125} = 42.4 \text{ tur olarak hesaplanır.}$$

Uygulamada transformatörün birincil tarafı için, hesaplanan minimum sargı sayısından büyük bir değer olan 46 tur, referans çıkışı için 11 tur,  $V_{cc}$  sargısı içinse 8 tur alınmıştır. Hava aralığı olarakta 2mm öngörülmüştür. Trafo özellikleri detaylı olarak ekler kısmında görülebilir.

#### 4.2.8 Her Sargı İçin Kablo Kesitinin Belirlenmesi

Kablo kesitinin belirlenmesinde sargı üzerinden geçecek olan akım önemlidir. Bu yüzden herhangi bir ikincil sargının etkin akım değeri;

$$I_{sec(n)}^{rms} = I_{ds}^{rms} \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{D_{max}}} \times \frac{V_{RO} \times K_{L(n)}}{(V_{o(n)} + V_{F(n)})} \quad (4.18)$$

şeklinde hesaplanır.

Burada;

$V_{RO}$  : Birincil tarafa etki eden çıkış gerilimi

$I_{ds}^{rms}$  : Mosfet'in etkin akım değeri

$V_{o(n)}$  : n. çıkışın çıkış gerilimi

$V_{F(n)}$  :  $D_{R(n)}$  diyotu üzerindeki gerilim düşümü

$D_{max}$  : Maksimum çalışma doluluk oranı

$K_{L(n)}$  : n. çıkış için yük işgal faktörü

Kablo uzunluğu 1m'nin üzerinde iken, akım yoğunluğu  $5A/mm^2$ 'dir. Kablo az turlu ve kısa olduğunda,  $6-10 A/mm^2$ 'lik akım yoğunluğu kabul edilebilir.

Yüksek akım çıkışlı uygulamalarda, deri olayı etkisini minimize etmek için birbirine paralel ince ve çok telli kabloların kullanılması uygun olacaktır.

Nüvenin sargı pencere alanı  $A_w$ , kabloların yerleşebileceği kadar büyük olmalıdır. Gerekli olan sargı pencere alanı;

$$A_{wr} = \frac{A_c}{K_F} \quad (4.19)$$

şeklinde bulunur.

Burada;

$A_c$  : Gerçek iletken alanı

$K_F$  : Doldurma faktörü

Doldurma faktörü, tek çıkışlı uygulamalar için 0.2-0.25, çok çıkışlı uygulamalar için 0.15-0.2 alınabilir.

Gerekli olan pencere alanı ( $A_{wr}$ ), gerçek pencere alanından ( $A_w$ ) daha büyükse, nüvenin daha büyük bir nüveyle değiştirilmesi gereklidir. Fakat fiyat ve boyutlarının uygun olmadığından dolayı nüvenin değiştirilmesi her zaman mümkün olmaz. Eğer dönüştürücü CCM çalışacak şekilde tasarlandıysa ve sargı penceresi ( $A_w$ ) hafif

yetersiz öngörüldüyse, tam yük ve minimum giriş gerilimi durumundaki dalgacıklanma faktörü  $K_{RF}$  artırılarak  $L_m$  değeri azaltılabilir. Böylece 4.13 denklemindeki birincil taraftaki minimum tur sayısı ( $N_p^{\min}$ ) azalacak bu da gerekli sargı pencere alanının küçülmesine etki edecektir.

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde;

Ana sargı için 2x0.5 mm emaye bakır tel, çıkış sargısı için 0.1x19 mm bakır folyo,  $V_{cc}$  sargısı içinse 0.5 mm emaye bakır tel kullanılmıştır.

#### 4.2.9 Her Çıkış İçin Uygun Doğrultucu Diyotunun Belirlenmesi

Uygun doğrultucu diyotunun seçilmesinde anma gerilim ve anma akım değerleri önemlidir. Denklem 4.20 ve 4.21’de n. çıkış için doğrultucu diyotunun ( $D_{R(n)}$ ) maksimum ters gerilimi ve etkin akım değerinin hesabı görülmektedir.

$$V_{D(n)} = V_{o(n)} + \frac{V_{DC}^{\max} \times (V_{o(n)} + V_{F(n)})}{V_{RO}} \quad (4.20)$$

$$I_{D(n)}^{rms} = I_{ds}^{rms} \sqrt{\frac{1 - D_{\max}}{D_{\max}}} \times \frac{V_{RO} \times K_{L(n)}}{(V_{o(n)} + V_{F(n)})} \quad (4.21)$$

Doğrultucu diyotunun gerilim ve akım toleransları ise;

$$V_{RRM} > 1.3 \times V_{D(n)} \quad (4.22)$$

$$I_F > 1.5 \times I_{D(n)}^{rms} \quad (4.23)$$

Burada;

$V_{RRM}$  : Doğrultucu diyotun maksimum ters gerilimi

$I_F$  : Doğrultucu diyotun ileri yöndeki ortalama akımı

Tablo 4.2’de Fairchild doğrultucu diyotları görülmektedir [4]. Burada görülen  $t_{rr}$ , maksimum ters toparlanma süresidir.

**Tablo 4.2:** Fairchild doğrultucu diyotları.

<b>Schottky Bariyer Diyotları</b>				
<b>Ürün</b>	<b>V<sub>RRM</sub></b>	<b>I<sub>F</sub></b>	<b>t<sub>rr</sub></b>	<b>Kılıf</b>
SB330	30 V	3 A	-	TO-210AD
SB530	30 V	5 A	-	TO-210AD
MBR1035	35 V	10 A	-	TO-220AC
MBR1635	35 V	16 A	-	TO-220AC
SB340	40 V	3 A	-	TO-210AD
SB540	40 V	5 A	-	TO-210AD
SB350	50 V	3 A	-	TO-210AD
SB550	50 V	5 A	-	TO-210AD
SB360	60 V	3 A	-	TO-210AD
SB560	60 V	5 A	-	TO-210AD
MBR1060	60 V	10 A	-	TO-220AC
MBR1660	60 V	16 A	-	TO-220AC
<b>Çok hızlı toparlanma diyotları</b>				
<b>Ürün</b>	<b>V<sub>RRM</sub></b>	<b>I<sub>F</sub></b>	<b>t<sub>rr</sub></b>	<b>Kılıf</b>
EGP10B	100 V	1 A	50 ns	DO-41
UF4002	100 V	1 A	50 ns	DO-41
EGP20B	100 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30B	100 V	3 A	50 ns	DO-210AD
FES16BT	100 V	16 A	35 ns	TO-220AC
EGP10C	150 V	1 A	50 ns	DO-41
EGP20C	150 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30C	150 V	3 A	50 ns	DO-210AD
FES16CT	150 V	16 A	35 ns	TO-220AC
EGP10D	200 V	1 A	50 ns	DO-41
UF4003	200 V	1 A	50 ns	DO-41
EGP20D	200 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30D	200 V	3 A	50 ns	DO-210AD
FES16DT	200 V	16 A	35 ns	TO-220AC
EGP10F	300 V	1 A	50 ns	DO-41
EGP20F	300 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30F	300 V	3 A	50 ns	DO-210AD
EGP10G	400 V	1 A	50 ns	DO-41
UF4004	400 V	1 A	50 ns	DO-41
EGP20G	400 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30G	400 V	3 A	50 ns	DO-210AD
UF4005	600 V	1 A	75 ns	DO-41
EGP10J	600 V	1A	50 ns	DO-41
EGP20J	600 V	2 A	50 ns	DO-15
EGP30J	600 V	3 A	50 ns	DO-210AD
UF4006	800 V	1 A	75 ns	TO-41
UF4007	1000 V	1 A	75 ns	TO-41

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde, çıkışta içinde 2 diyotu barındıran, ileri yöndeki ortalama akımı diyot başına 30A, maksimum ters gerilimi 200V ve

maksimum ters toparlanma süresi 35ns olan BYV52-200 doğrultucu diyotu kullanılmıştır.

$V_{cc}$  sargısı içinse, ileri yöndeki ortalama akımı 1A, maksimum ters gerilimi 1000V ve maksimum ters toparlanma süresi 75ns olan UF4007 diyotu kullanılmıştır.

#### 4.2.10 Çıkış Kondansatörünün Belirlenmesi

Çıkış kondansatörünün belirlenmesinde gerilim ve akım dalgacıklarının önemi önemlidir. Denklem 4.24'de n. çıkış kondansatörünün ( $C_{o(n)}$ ) akım dalgacıklarının hesabı görülmektedir.

$$I_{cap(n)}^{rms} = \sqrt{\left(I_{D(n)}^{rms}\right)^2 - I_{o(n)}^2} \quad (4.24)$$

Burada;

$I_{o(n)}$  : n. çıkışın yük akımı

$I_{D(n)}^{rms}$  : Doğrultucu diyotunun etkin akım değeri

Dalgacıklanma akımı, kondansatörün özelliklerinin belirtildiği veri yaprağındaki dalgacıklanma akımından daha küçük olmalıdır.

Denklem 4.25'de n. çıkış için dalgacıklanma gerilim hesabı görülmektedir.

$$\Delta V_{o(n)} = \frac{I_{o(n)} \times D_{max}}{C_{o(n)} \times f_s} + \frac{I_{ds}^{peak} \times V_{RO} \times R_{C(n)} \times K_{L(n)}}{\left(V_{o(n)} + V_{F(n)}\right)} \quad (4.25)$$

Burada;

$C_{o(n)}$  : Çıkış kondansatörü değeri

$R_{C(n)}$  : n. çıkış kondansatörünün etkin seri direnci

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde, çıkış kondansatörü olarak 4 adet 470 $\mu$ F 63V'luk kondansatör kullanılmıştır.

#### 4.2.11 RCD Söndürme Devresi Tasarımı

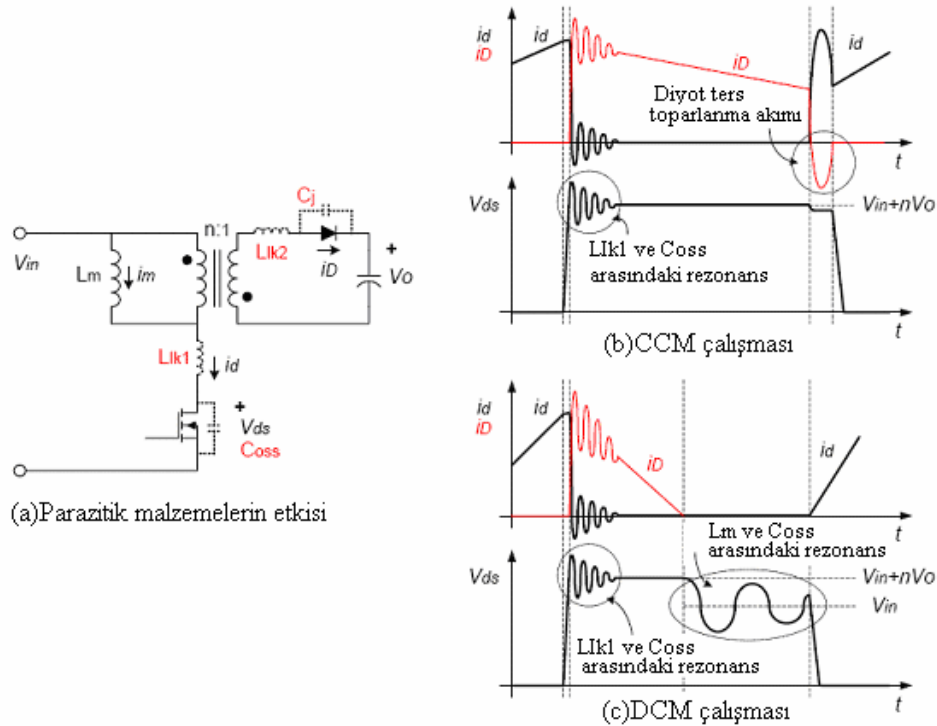
##### 4.2.11.1 Çapraz Dönüştürücülerde RCD Söndürme Devrelerine Giriş

Mosfet'ler kapanırken, ana transformatörün kaçak endüktansı ( $L_{lk}$ ) ile Mosfet'in çıkış kondansatörü ( $C_{oss}$ ) arasındaki rezonans dolayısıyla, drain uçlarında yüksek gerilim sıçramaları oluşur. Drain ucunda görülen bu yüksek gerilim sıçramaları

Mosfet'in zarar görmesine neden olabilir. Bu yüzden, bu yüksek gerilim sıçramalarını belli sınırlarda tutabilmek için ek devrelere ihtiyaç duyulur.

Çapraz tip topolojisinde anahtar iletme geçtiğinde, akı şeklinde transformatörde depolanan enerji, anahtar kesimde olduğu sürece çıkışa aktarılır. Anahtarın iletimde olduğu sürede ise transformatör enerji depolama ihtiyacı duyacaktır. Bunun içinde transformatörde kullanılan nüveye (core) hava aralığı verilmelidir [5]. Çapraz dönüştürücüler az sayıda malzeme ile gerçekleştirilebildiğinden, batarya şarjör, adaptör ve DVD oynatıcılar gibi düşük ve orta güç uygulamaları için popüler bir hal almıştır.

Şekil 4.11'de CCM ve DCM çalışan çapraz dönüştürücüde; birincil ve ikincil taraftaki kaçak endüktans, Mosfet'in çıkış kondansatörü ve ikincil taraftaki diyotun iç bağlantı kondansatörü gibi, parazit oluşturan malzemelerin etkileri görülmektedir. Mosfet kesime geçerken, birincil tarafın akımı ( $i_d$ ) Mosfet'in  $C_{oss}$  kondansatörünü kısa sürede doldurur.  $C_{oss}$  üzerindeki gerilim ( $V_{ds}$ ), giriş gerilimi ve yansıyan çıkış geriliminin toplamını ( $V_{in}+nV_o$ ) aştığında ikincil taraftaki diyot iletme geçer, bu yüzden manyetik endüktans ( $L_m$ ) üzerindeki gerilim  $nV_o$ 'a tutunur. Bunun sonucunda  $L_{ik1}$  ve  $C_{oss}$  arasında, yüksek gerilim artışı ve yüksek frekanslı bir rezonans oluşur. Mosfet üzerindeki bu aşırı gerilim hataya sebep olabilir.

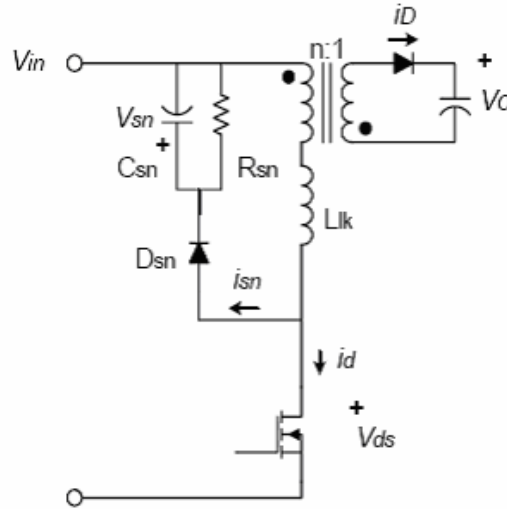


Şekil 4.11: Parazitik malzemelerin etkisi

CCM çalışması durumunda, Mosfet tetiklenene kadar ikincil taraftaki diyot iletimde olur. Mosfet iletime geçerken, ikincil taraftaki diyotun ters toparlanma akımı (reverse recovery current) birincil tarafın akımına eklenir ve iletime geçme anında büyük bir akım yükselmesi gözlenir. Bu arada DCM çalışma durumunda, anahtarlama periyodunun bitmesinden önce akım sıfıra düştüğünden,  $L_m$  ve  $C_{oss}$  arasında rezonans oluşur [5].

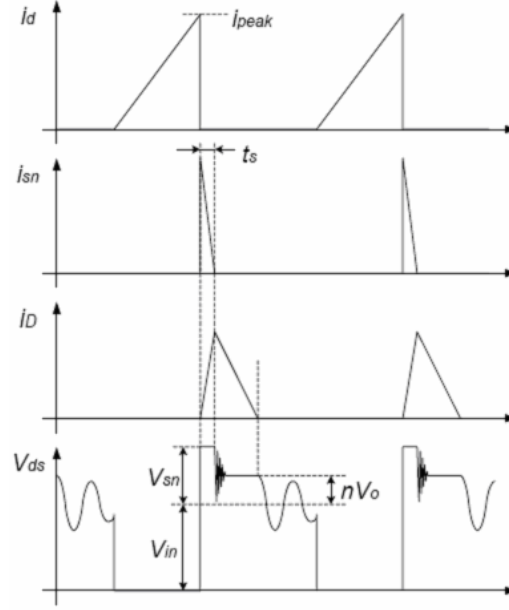
#### 4.2.11.2 Söndürme Devresi Tasarımı

Anahtarı korumak için,  $L_{lk1}$  ve  $C_{oss}$  arasındaki rezonans sırasında görülen aşırı gerilimin kabul edilebilir seviyelerde tutulması gereklidir. Bu yüzden ilave bir devreye ihtiyaç duyulmaktadır. Şekil 4.12 ve Şekil 4.13’de RCD söndürme devresi ve anahtar dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 4.12: RCD söndürmeli çapraz dönüştürücü

RCD söndürme devresi,  $V_{ds}$   $V_{in}+nV_o$  değerini geçtiğinde söndürme diyotu ( $D_{sn}$ ) iletime geçerek, kaçak endüktans akımını soğurur. Söndürme kondansatörünün değerinin, bir anahtarlama periyodu boyunca, kendi gerilimini önemli ölçüde değiştirmeyecek kadar büyük olduğu varsayılır. Mosfet kapanırken ve  $V_{ds}$ ,  $V_{in}+nV_o$  değerine ulaşmışken, birincil tarafın akımı söndürme diyotu ( $D_{sn}$ ) üzerinden  $C_{sn}$ ’e doğru akar. Aynı zamanda ikincil taraftaki diyot da iletime geçer. Bu durumda  $L_{lk1}$  üzerindeki gerilim  $V_{sn}-nV_o$  olur.



**Şekil 4.13:** DCM çalışmada, RCD söndürmeli çapraz dönüştürücünün anahtar dalga şekli

$i_{sn}$  'nin değişimi;

$$\frac{di_{sn}}{dt} = -\left(\frac{V_{sn} - n \times V_o}{L_{lk1}}\right) \quad (4.26)$$

şeklinde olacaktır.

Burada;

$i_{sn}$  : Söndürme devresine akan akım

$V_{sn}$  : Söndürme kondansatörü  $C_{sn}$  üzerinde düşen gerilim.

$N$  : Transformatörün tur oranı

$L_{lk1}$  : Transformatörün kaçak endüktansı

$t_s$  zamanının hesabı;

$$t_s = \frac{L_{lk1}}{V_{sn} - n \times V_o} \times i_{peak} \quad (4.27)$$

Burada;

$i_{peak}$  : Birincil tarafın akım tepe değeri



Söndürme kondansatör gerilimi ( $V_{sn}$ ) minimum giriş gerilimi ve tam yük koşulları altında hesaplanmalıdır.  $V_{sn}$  değeri bulunduğunda, minimum giriş gerilimi ve tam yük durumunda söndürme devresindeki güç tüketimi aşağıdaki formülle hesaplanabilir.

$$P_{sn} = V_{sn} \times \frac{i_{peak} \times t_s}{2} \times f_s = \frac{1}{2} L_{lk1} \times i_{peak}^2 \times \frac{V_{sn}}{V_{sn} - n \times V_o} \times f_s \quad (4.28)$$

Burada;

$f_s$  : Çapraz dönüştürücünün anahtarlama frekansı

$V_{sn}$  değeri  $nV_o$  değerinin 2-2.5 kat fazlası olmalıdır. Formülden de görüleceği üzere  $V_{sn}$  değerinin çok düşük olması, söndürme devresindeki güç kaybının da düşük olacağı anlamına gelir.

Diğer taraftan, söndürme direnci ( $R_{sn}$ ) üzerinde  $V_{sn}^2/R_{sn}$  kadar güç tüketilecektir.  $R_{sn}$  direnci şu şekilde hesaplanır.

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{\frac{1}{2} L_{lk1} \times i_{peak}^2 \times \frac{V_{sn}}{V_{sn} - n \times V_o} \times f_s} \quad (4.29)$$

Söndürme direncinin değeri güç kaybı düşünülerek seçilmelidir. Söndürme kondansatörü geriliminin maksimum dalgalıklanması ise şu şekilde hesaplanır.

$$\Delta V_{sn} = \frac{V_{sn}}{C_{sn} \times R_{sn} \times f_s} \quad (4.30)$$

Genelde %5-%10 arasındaki dalgalıklanma kabul edilebilir.

Dönüştürücü CCM modunda çalışmak üzere tasarlandığında, drain akımının tepe değeri ve söndürme kondansatörünün gerilimi, giriş geriliminin yükselmesiyle azalır [5]. Maksimum giriş gerilimi ve tam yük durumunda söndürme kondansatörünün gerilimi aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$V_{sn2} = \frac{n \times V_o + \sqrt{(n \times V_o)^2 + 2R_{sn} \times L_{lk1} \times f_s \times (I_{peak2})^2}}{2} \quad (4.31)$$

Burada;

$f_s$  : Çapraz dönüştürücünün anahtarlama frekansı

$L_{ik1}$  : Transformatorün birincil tarafı kaçak endüktansı

$n$  : Transformatorün tur oranı

$R_{sn}$  : Söndürme direnci

$I_{peak2}$  : Maksimum giriş gerilimi ve tam yük altındaki birincil tepe akımı

Dönüştürücü maksimum giriş gerilimi ve tam yük altında CCM modunda çalışırken  $I_{peak2}$  değeri aşağıdaki formülle hesaplanabilir.

$$I_{peak2} = \frac{P_{in} \times (V_{DC}^{max} + n \times V_o)}{V_{DC}^{max} \times n \times V_o} + \frac{V_{DC}^{max} \times n \times V_o}{2L_m \times f_s \times (V_{DC}^{max} + n \times V_o)} \quad (4.32)$$

Dönüştürücü maksimum giriş gerilimi ve tam yük altında DCM modunda çalışırken  $I_{peak2}$  değeri aşağıdaki formülle hesaplanabilir.

$$I_{peak2} = \sqrt{\frac{2P_{in}}{f_s \times L_m}} \quad (4.33)$$

Burada;

$P_{in}$  : Giriş gücü

$L_m$  : Transformatorün manyetik endüktansı

$V_{DC}^{max}$  : Giriş geriliminin doğrultulmuş haldeki maksimum DC değeri.

Programlanabilir çapraz dönüştürücünün söndürme direnç ve kondansatör değerleri yukarıda anlatılan teorik bilgiler ışığında, devre üzerinde yapılan deneyler sonucunda, en iyi yanıtın alındığı değerlerde seçilmiştir.

Uygulamada söndürme direnci olarak birbirine paralel 2 adet 50KΩ 2W'lık direnç kullanılmıştır. Söndürme kondansatörü olarak da 10NF 630V'luk kondansatör kullanılmıştır. Söndürme diyotu olarakta 1000V 1.5A'lık hızlı geri toparlanma diyotu olan BYV96E kullanılmıştır.

#### 4.2.12 Geribesleme Döngüsünün Tasarımı

FPS cihazlarının birçoğu Şekil 4.14'de gösterildiği gibi akım kontrollüdür. Geribesleme döngüsü basitçe bir kutuplu ve bir sıfırlı dengeleme devresi olarak gösterilebilir. Geribesleme döngüsü devre analizinde, optokuplörün akım transfer



Burada;

$V_{DC}$  : DC giriş gerilimi

$R_L$  : Kontrollü çıkışın toplam etkin yük direnci

$V_{o1}$  : Referans çıkış gerilimi

Denklem 4.35a'nın kutup ve sıfırları;

$$w_z = \frac{1}{R_{c1} \times C_{o1}}, w_{rz} = \frac{R_L \times (1-D)^2}{D \times L_m \times (N_{s1} / N_p)^2}, w_p = \frac{(1+D)}{R_L \times C_{o1}} \quad (4.35b)$$

şeklindedir.

Burada;

$D$  : FPS'nin çalışma doluluk boşluk oranı

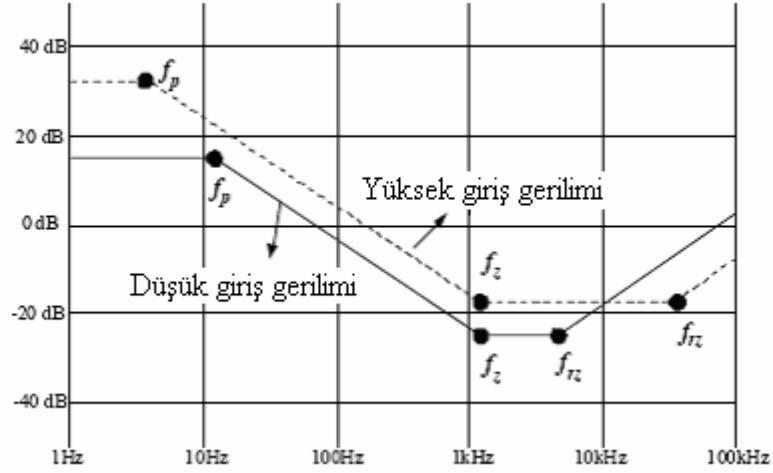
$C_{o1}$  : Referans çıkış kondansatörü

$R_{C1}$  :  $C_{o1}$ 'in etkin seri direnci

Dönüştürücü birden fazla çıkışa sahipse, düşük frekanslı kontrol-çıkış transfer fonksiyonu tüm yük dirençlerinin paralel eşdeğeriyle orantılıdır. Bu yüzden denklem 4.35a'da ( $V_{o1}$ )'in gerçek yük direnci yerine, etkin yük direnç değeri kullanılmıştır.

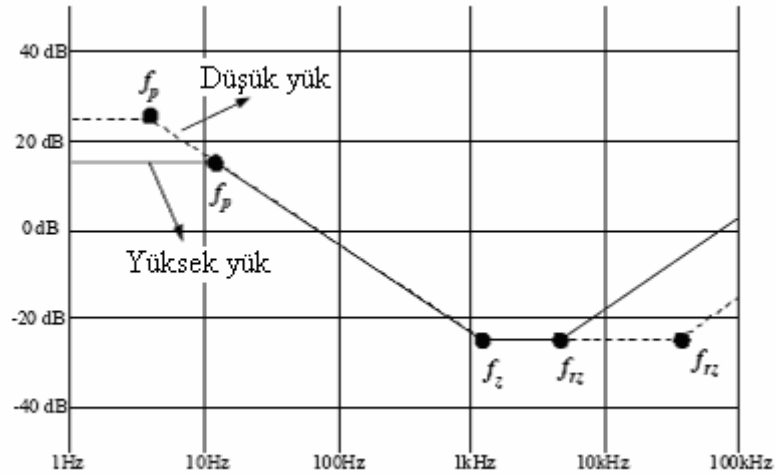
Denklem 4.35a'dan da görüleceği üzere, kontrol-çıkış transfer fonksiyonun sağ yarı düzlemde bir sıfır değeri ( $w_{rz}$ ) vardır. Sağ yarı düzlemdeki sıfır, fazı 90 derece azaltır bu yüzden sarkma frekansı sağ yarı düzlemdeki sıfırın altında bir yere yerleştirilmelidir [4].

Şekil 4.15'de farklı giriş gerilimleri altında, CCM çalışan çapraz dönüştürücünün kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun değişimi görülmektedir. Aynı zamanda şekilde farklı giriş gerilimleri altında, sistemin sıfırları, kutupları ve dc kazanç değişimi görülmektedir. Kazanç, yüksek giriş gerilimi durumunda en yüksek seviyesindedir. Sağ yarı düzlemdeki sıfır da, düşük giriş gerilimi durumunda en düşük seviyesindedir.



**Şekil 4.15:** Farklı giriş altında, CCM çalışan çapraz dönüştürücünün kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun değişimi

Şekil 4.16'da farklı yükler altında, CCM çalışan çapraz dönüştürücünün kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun değişimi görülmektedir. Bu şekilden de anlaşılacağı üzere, farklı yükler için düşük frekans kazancı değişmemektedir. Tam yük durumunda sağ yarı düzlemdeki sıfır en düşük değerindedir.



**Şekil 4.16:** Farklı yükler altında, CCM çalışan çapraz dönüştürücünün kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun değişimi

DCM çalışması durumunda, akım kontrolü kullanan çapraz dönüştürücünün kontrol-çıkış transfer fonksiyonu;

$$G_{vc} = \frac{\hat{V}_{o1}}{\hat{V}_{FB}} = \frac{V_{o1}}{V_{FB}} \times \frac{(1 + s/w_z)}{(1 + s/w_p)} \quad (4.36a)$$

Formülde;

$$w_z = \frac{1}{R_{c1} \times C_{o1}}, w_p = \frac{2}{R_L \times C_{o1}} \quad (4.36b)$$

Burada;

$V_{o1}$  : Referans çıkış gerilimi

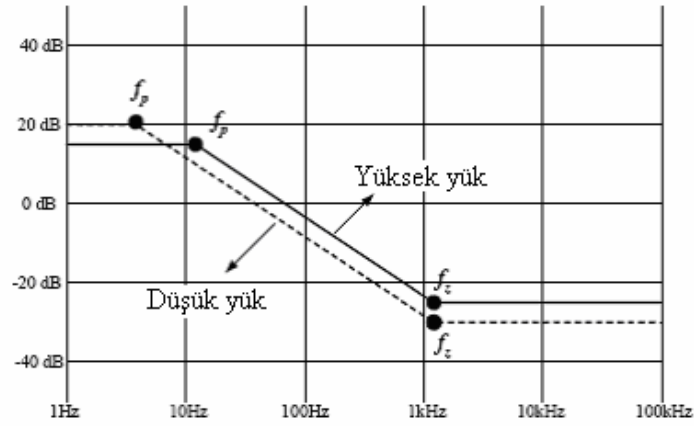
$V_{FB}$  : Geribesleme gerilimi

$R_L$  : Kontrollü çıkışın toplam etkin direnci

$C_{o1}$  : Kontrollü çıkış kondansatörü

$R_{c1}$  :  $C_{o1}$  kondansatörün etkin seri direnci

Şekil 4.17’de farklı yükler altında, DCM çalışan çapraz dönüştürücünün, kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun değişimi görülmektedir. CCM çalışan çapraz dönüştürücünün aksine, sağ yarı düzlemde sıfır yoktur ve giriş geriliminin değişmesiyle DC kazanç değişmez. DC kazanç dışındaki toplam kazanç tam yük durumunda en yüksek değerindedir.



**Şekil 4.17:** Farklı yükler altında, DCM çalışan çapraz dönüştürücünün kontrol-çıkış transfer fonksiyonunun değişimi

Şekil 4.14’de görülen dengeleme ağının transfer fonksiyonu;

$$\frac{\hat{V}_{FB}}{\hat{V}_{o1}} = -\frac{w_i}{s} \times \frac{(1 + s/w_{zc})}{(1 + 1/w_{pc})} \quad (4.37a)$$

Formülde;

$$w_z = \frac{R_B}{R_1 \times R_D \times C_F}, w_{zc} = \frac{1}{(R_F + R_1) \times C_F}, w_{pc} = \frac{1}{R_B \times C_B} \quad (4.37b)$$

şeklindedir.

Burada;

$R_B$  : FPS'nin geribeslemedeki dahili ön direnci (genelde 2.8k $\Omega$ )

Giriş gerilimi ve yük akım değişiminin çok geniş aralıklarda gerçekleştiği hallerde, geribesleme döngüsünün tasarımı için en kötü durumların kestirilmesi çok zordur. Kazançla beraber sistemin sıfır ve kutupları çalışma durumuna bağlı olarak değişebilir [4]. CCM çalışması ya da DCM'nin sınır koşullarında çalışması tanımlanan çapraz dönüştürücü, sistem transfer fonksiyonunun değişmesiyle DCM çalışması durumuna geçiş yapabilir.

Bu problemden kurtulmanın basit ve pratik yolu, geribesleme döngüsünün, yeteri kadar kazanç ve faz payı bırakılarak, düşük giriş gerilimi ve tam yük altında tasarlanmasıdır. Dönüştürücü CCM çalıştığında, düşük giriş gerilimi ve tam yük durumunda sağ yarı düzlemdeki sıfır en düşük değerindedir. Çalışma koşulları en düşük giriş geriliminden en yüksek giriş gerilim değerine değiştirildiğinde sadece 6dB civarında bir kazanç artışı olur.

Çalışma CCM den DCM e geçtiğinde, sağ yarı düzlemdeki sıfır kaybolur ve sistem kararlı hale gelir [4].

Geribesleme döngüsü tasarımı için şöyle bir prosedür tanımlanabilir.

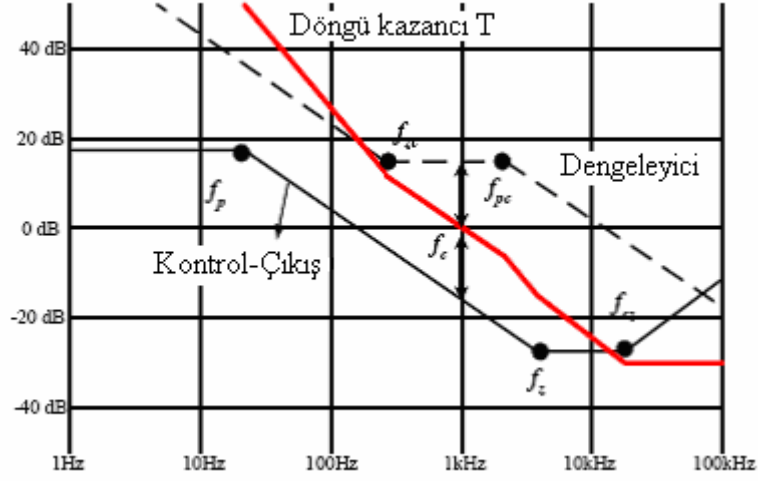
(a) Sarkma frekansı ( $f_c$ ) belirlenmelidir. Bu frekans değerini CCM çalışması durumunda, sağ yarı düzlemdeki sıfırın etkisini azaltmak için, bu sıfırın 1/3 ünün altında olacak şekilde ayarlamak gerekir. DCM çalışma durumunda sağ yarı düzlemde sıfır olmadığından bu değer daha yüksek frekanslara konulabilir.

(b) Ek bir LC filtresi uygulandığında, sarkma frekansı filtrenin köşe frekansının 1/3 altına konulmalıdır. Sarkma frekansı asla köşe frekansının üzerinde bir yere konulmamalıdır.

(c) Sarkma frekansındaki kontrol-çıkış kazancını iptal etmek için dengeleyicinin ( $w_i / w_{zc}$ ) DC kazancı belirlenir.

(d) Sarkma frekansının 1/3'ü civarına dengeleyici bir sıfır ( $f_{zc}$ ) konulur.

(e) Sarkma frekansının 3 katı üzerinde dengeleyici bir kutup ( $f_{pc}$ ) konulur.



Şekil 4.18: Dengeleyici tasarımı

Geribesleme devresinin malzemeleri seçilirken, bazı kısıtlamalar vardır. Bunlar;

(a)  $R_1$  ve  $R_2$  dirençlerinden oluşan gerilim bölücü (Şekil 4.14), KA431'in referans ucunda 2.5V oluşturacak şekilde tasarlanmalıdır.  $R_1$  ve  $R_2$  direnci arasında;

$$R_2 = \frac{2.5 \times R_1}{V_{ol} - 2.5} \quad (4.38)$$

şeklinde bir ilişki vardır.

(b) Geribesleme ucuna bağlı  $C_B$  kondansatörü, aşırı yük durumunda, denklem 4.39'dan da görüleceği üzere, kapama gecikme süresi ile doğrudan ilişkilidir.

$$T_{delay} = (V_{SD} - 2.5) \times C_B / I_{delay} \quad (4.39)$$

Burada;

$V_{SD}$  : Kapanma geribesleme gerilimi

$I_{delay}$  : Kapanma gecikme akımı

Bu değerler genelde sicil sayfalarında gösterilirler. Bir çok uygulama için 10-50 ms gecikme süresi kullanılır. Denklem 4.38'den de görüleceği üzere  $C_B$  kondansatörü dengeleyici transfer fonksiyonunun yüksek frekans kutbunu ( $w_{pc}$ ) belirler ve bu



kondansatörün yüksek değerli olması kontrol bant genişliğini sınırlandırır. Tipik olarak 10-50nF seçilebilir.

(c) KA431 için minimum katot gerilimi ve akımı sırasıyla 2.5V ve 1mA'dir. Devrede kullanılan  $R_D$  ve  $R_{bias}$  değerleri bu değerleri sağlayacak şekilde seçilmelidir.

$$\frac{V_{ol} - V_{OP} - 2.5}{R_D} > I_{FB} \quad (4.40)$$

$$\frac{V_{OP}}{R_{bias}} > 1mA \quad (4.41)$$

Burada;

$V_{OP}$  : Foto-diyotun ileri yöndeki gerilim düşümü (genelde 1V)

$I_{FB}$  : FPS'nin geribesleme akımı (genelde 1mA)

Programlanabilir çapraz dönüştürücü uygulamasında devre üzerinde yapılan denemeler sonucu en iyi yanıt,  $C_F=100NF$  ve  $R_F=20K\Omega$  değerlerinde gözlemlenmiştir. Daha detaylı anlatım 5. bölümde kontrol devreleri kısmında görülebilir.

## 5. DEVRENİN BLOKLAR HALİNDE ÇALIŞMASININ ANLATIMI

### 5.1 Giriş

Uygulamanın esas amacı geniş giriş gerilim aralığındaki şebekeden (145V-265VAC), çıkışta iki farklı DC gerilim değerinin, kontrollü olarak, trafonun tek sargısından elde edilebilmesidir. İstenilen çıkış gerilimleri sırasıyla 13.8V ve 27.6V'dur. Bu çıkış gerilimlerinde 13.8V için 7A'lık, 27.6V için 3.5A'lık çıkış akım sınırının koyulması öngörülmektedir. Çıkış gerilim ve çıkış akım sınırı değerleri, bilgisayardan ya da baskılı devre kartı üzerindeki anahtar yardımıyla devre üzerinde hiçbir değişiklik yapılmaksızın değiştirilebilmelidir. Aynı zamanda istenildiğinde yükseltilmiş şarj yapabilme özelliği sağlamalıdır. Yani 13.8V çıkış gerilimini 14.5V seviyesine, 27.6V çıkış gerilimini 28.3V gerilim seviyesine çıkarabilmelidir. Cihazın güvenilirliği ve veriminin yüksek olması istenmektedir. Cihazda kullanılan malzeme sayısının az ve maliyetinin düşük olması aynı zamanda elektromanyetik girişim etkisinin olabildiğince düşük olması tasarımda öngörülmektedir.

Programlanabilir çapraz dönüştürücünün diğer dönüştürücülere göre bir takım üstünlükleri mevcuttur. Bu üstünlükler; anahtarlamayı ve PWM kontrolünü üstün özelliklere sahip bir tümleşik devrenin gerçekleştirmesi, aşırı yük koruması, çıkış kısa devre koruması, yükün ters takılması durumunda cihazın kendini koruyabilmesi, kullanılan malzeme sayısının diğer tasarımlara göre çok daha az olması, kullanılan malzeme sayısına bağlı olarak maliyetinin düşük ve güvenilirliğinin fazla olması, üzerinde EMI çözümünün bulunması, bilgisayar ara yüzünden ya da baskılı devre kartı üzerinden çıkış geriliminin programlanabilmesi, yükseltilmiş şarj (boost charge) yapabilme özelliği şeklinde sıralanabilir. Programlanabilir çapraz dönüştürücü devre şeması Şekil 5.1'de görülmektedir.



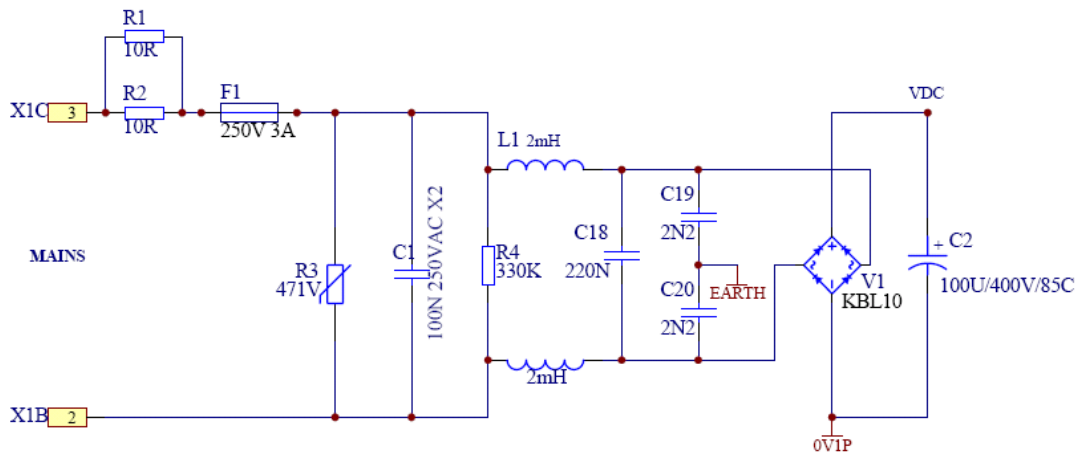
Şekil 5.1’de gösterilen devre şemasını beş ayrı blok şeklinde incelenebilir.

Bu bloklar:

1. Giriş Katı
2. FPS Katı
3. Geribesleme Kontrol Katı
4. Programlama Katı
5. Çıkış Katı

## 5.2 Giriş Katı Çalışması

Programlanabilir çapraz dönüştürücü devresinin giriş katı devre şeması Şekil 5.2’de görülmektedir.



Şekil 5.2: Giriş katı devre şeması

Devrenin girişinde görülen R1 ve R2 elemanları negatif ısı katsayılı (Negative Temperature Coefficient-NTC) dirençlerdir. NTC dirençlerinin üzerindeki sıcaklık arttıkça direnç değeri azalır, sıcaklık düştükçe direnç değeri artar. Bağlı oldukları koldaki akıma bağlı olarak da sıcaklıkları değişecektir. R1 ve R2 elemanları, C2 ile gösterilen DC bağlantı kondansatörünün anlık olarak aşırı dolmasını engellemek için devreye konulmuştur.

F1 ile gösterilen 3A’lık hızlı sigorta ise oluşabilecek bir hata durumunda devrenin zarar görmemesi için devrede yer almaktadır. Devreyi aşırı gerilimden korumak üzere de R3 varistörü kullanılmıştır.

AC girişi doğrultmak için tam kpr doğrultma diyotu olan 4A 1000V'luk KBL10 kullanılmıştır. Filtre kondansatörü C2 ise, 100 $\mu$ F 400V olarak seçilmiştir. Bu kondansatörün değer seçimine, DC bağlantı kondansatörünün hesaplanması kısmında yer verilmiştir. Devrede elektromanyetik girişimin etkisini azaltmak için bir de giriş filtresi kullanılmıştır.

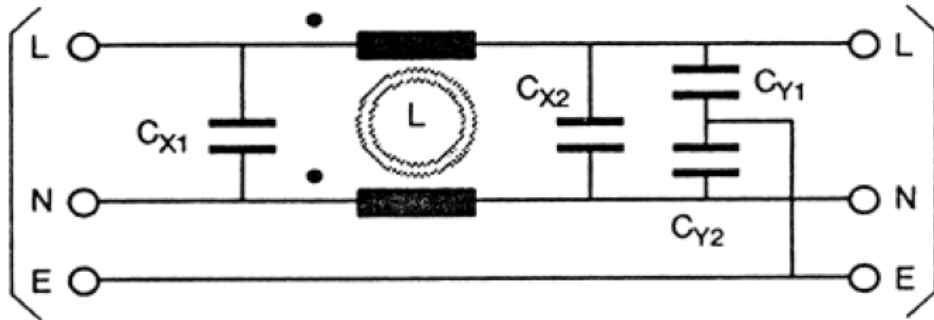
### 5.2.1 Elektromanyetik Girişim

Anahtarlamaalı güç kaynaklarında akım ve gerilimde çok hızlı değişimler meydana geldiği için yüksek frekanslı salınımlar oluşmaktadır. Bu salınımlar diğer elektronik devrelerde ve güç elektroniği dönüştürücüsünün kendi iç çalışmasında bozucu elektromanyetik girişimlere neden olurlar [1]. Bu girişim EMI olarak adlandırılır.

EMI radyasyon ve iletim olmak üzere iki biçimde iletilir. İletimsel gürültü fark-konumlu ve ortak-konumlu olmak üzere iki çeşide ayrılır. Fark konumlu gürültü incelemesinde, fazlar arası gerilimin veya akımın gürültüleri incelenir. Ortak-konumlu gürültüde ise faz-nötr gerilimdeki ve faz ve nötr hatlarındaki akımın gürültüleri ele alınır [1].

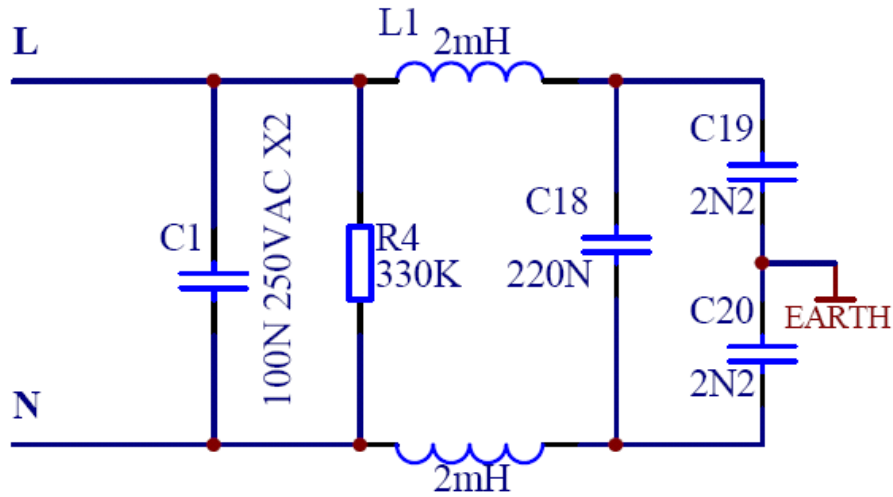
Güç elektroniği dönüştürücülerinin gerek giriş tarafında gerekse de çıkış tarafındaki hatlarında, hem fark-konumlu hem de ortak konumlu gürültüler bulunmaktadır. Bunların giderilmesi için çeşitli filtre devreleri kullanılmaktadır.

Ortak-konumlu gürültünün yayılması kaçak elektrik ve manyetik alanları ve kaçak kapasiteleri üzerinden oluşur. Kaçak kapasiteleri iki farklı fazdaki devreler arasında oluşabileceği gibi, bir faz devresiyle toprak arasında da oluşabilir. Güvenlik nedeniyle, güç elektroniği devrelerinin çoğu topraklanmış bir gövde içine alınmıştır. Toprak hattında meydana gelen gürültü, EMI gürültüleri arasındadır [6]. şekil 5.3'de EMI filtrenin temel yapısı görülmektedir.



şekil 5.3: EMI filtre temel yapısı

Baskılı devre üzerinde hem ortak konumlu hem de farksal konumlu gürültünün bastırılabilmesi için Şekil 5.4’de görülen yapı kullanılmaktadır. Burada kullanılan malzemelerin değer seçimleri benzer dönüştürücülerde kullanılan EMI filtrelerinin analizleri sonucunda alınmıştır. Bu değerlerin iyileştirilmesi için cihaz üzerinde EMI ölçümlerinin yapılması gerekmektedir. Emi filtresinin istendiği durumlarda, bu yapıdaki malzeme değerlerinde yapılacak değişikliklerle filtre çalışması daha verimli hale getirilebilir.

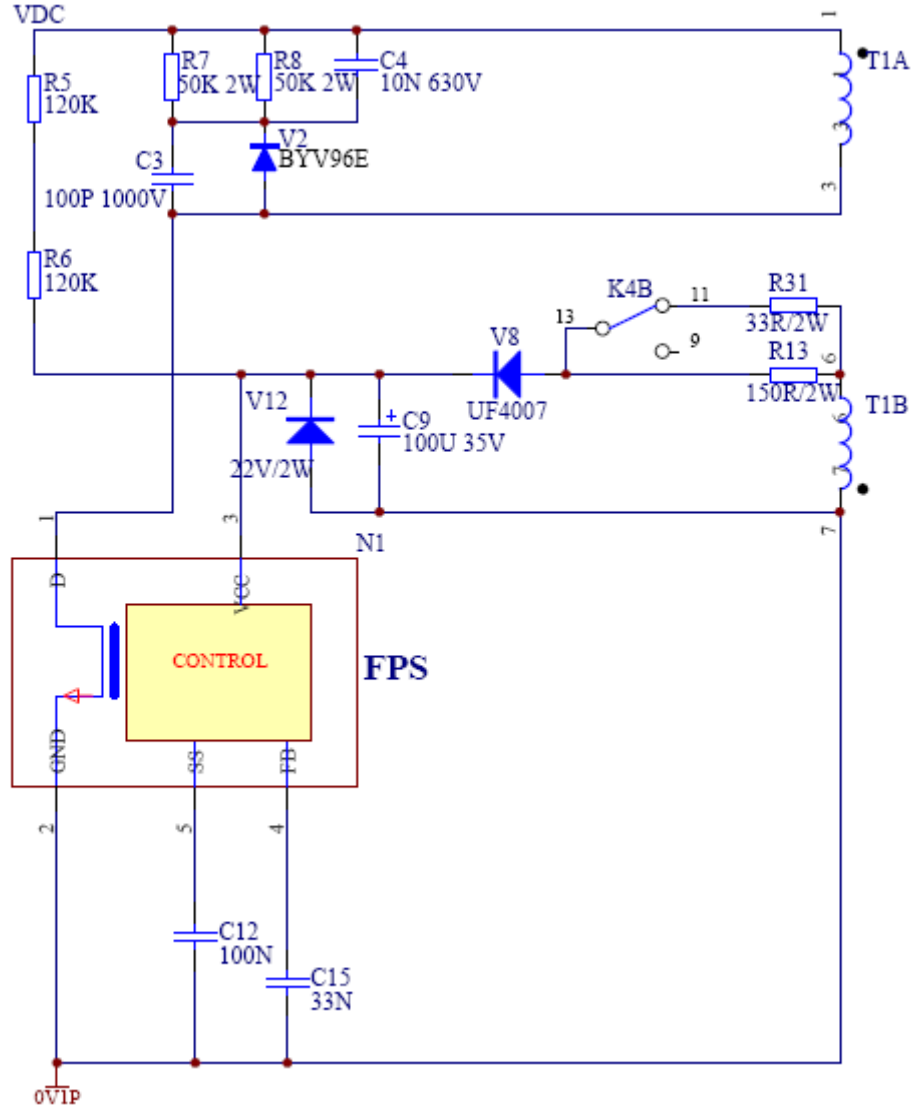


Şekil 5.4: Devrede kullanılan EMI filtresi

### 5.3 FPS Katı Çalışması

Fairchild güç anahtarlarının hem anahtarlama hem de kontrolü yapabilmeleri, yapılan uygulamada, kullanılan malzeme sayısını minimuma indirdiği gibi tasarımda da bir çok kolaylığa sebep olmuştur. Ayrıca kendi içerisinde bulunan bir takım koruma devreleri ile uygulamanın güvenilirliği büyük ölçüde arttırılmıştır.

Şekil 5.5’de programlanabilir çapraz dönüştürücünün FPS katı görülmektedir. Şekil 5.5’de görülen VDC gerilimi doğrultulmuş şebeke gerilimini temsil etmektedir. FPS’nin ilk çalışma anında beslemesi R5 ve R6 dirençleri üzerinden sağlanır. İlk çalışmanın başlamasının ardından anahtarlama işlemine başlayan FPS bundan sonra yardımcı sargı olan T1B üzerinden beslenecektir. Sürekli haldeki çalışmada, yardımcı sargı üzerinden V8 diyotu ile doğrultulan gerilimle  $V_{cc}$  beslemesi oluşur. C9 kondansatörü de bu besleme geriliminin filtreleme işlemini gerçekleştirmektedir.



**Şekil 5.5:** FPS katı devre şeması

R13 ve R31 dirençleri ise cihaz yüklendiğinde,  $V_{cc}$  sargısından akan akımı sınırlandırmak için kullanılmaktadır. Yapılan denemeler sonucunda 13.8V çıkış geriliminde R13 ve R31 dirençleri devrede olacak şekilde, 27.6V çıkışı içinse sadece R13 direnci devrede olacak şekilde tasarım öngörülmüştür. Dirençlerin devrede olma ya da olmama durumu K4 rölesinin B kontağı ile sağlanmaktadır.

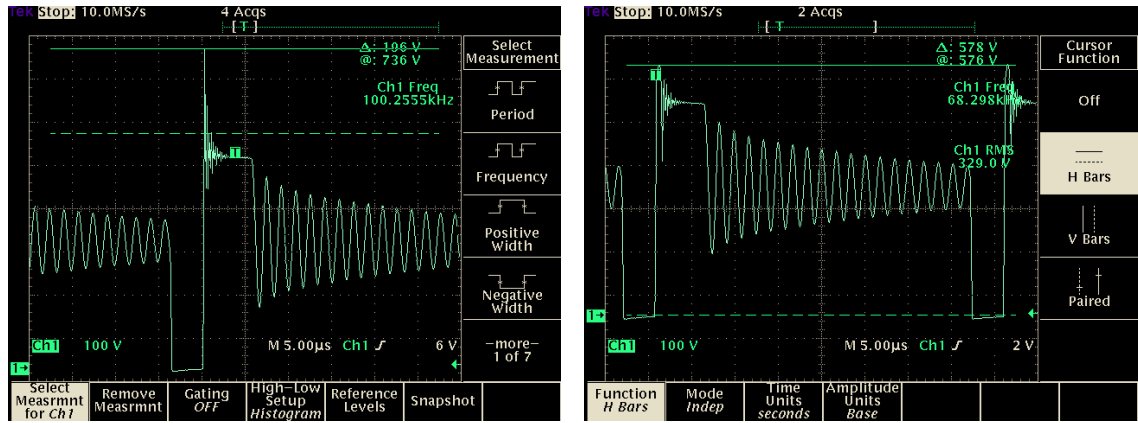
V12 zener diyotu ise besleme geriliminin 22V üzerine çıkmasını engellemek için koruma diyotu olarak besleme bacağına asılmıştır. FPS'nin 5. bacağında görülen C12 kondansatörü, yumuşak kalkışın sağlanması için konulmuştur.

FPS'nin 4. bacağında görülen C15 geribesleme kondansatörü ise geribesleme döngüsündeki gürültü karakteristiğinin iyileştirilmesi görevini üstlenmektedir.

Ana sargı T1A'ya paralel olarak görülen elemanlar söndürme elemanlarıdır. FPS üzerindeki stresin azaltılması için pratik denemeler sonucunda en uygun değerler seçilerek kullanılmışlardır.

R7 ve R8 direnç değerleri 50K 2W, C4 değeri 10NF 630V olarak seçilmiştir. V2 diyotu maksimum etkin gerilim değeri 1000V olan BVY96E malzemesi olarak kullanılmıştır. C3, 100PF 1000V malzemesi V2 diyotu üzerindeki stresi azaltmak için kullanılmaktadır.

Çıkış gerilimi 27.6V iken, akım sınırından yüksek bir değerde 4.05A'lık yük akımındaki, söndürme devresi yokken ve varken ki FPS drain-source gerilim dalga şekilleri Şekil 5.6'da görülmektedir.



**Şekil 5.6:** Söndürme devresi yokken ve varken ki FPS drain-source gerilim dalga şekilleri

Şekil 5.6'da söndürme devresi yokken ki drain-source geriliminin tepe değeri 736V değerini görmektedir. Bu da yapılan uygulama da 650V'luk bir FPS kullanıldığı düşünüldüğünde istenmeyen bir durum olarak ortaya çıkar. Söndürme devresinin etkisiyle bu gerilim değerinin tepe değeri 576V'larla sınırlandırılmaktadır. Bu da söndürme devresinin etkisini göstermektedir. Söndürme devresinin etkisinin gösterildiği çıktılar sonuç bölümünde detaylı olarak görülebilir.

#### 5.4 Geribesleme Kontrol Katı Çalışması

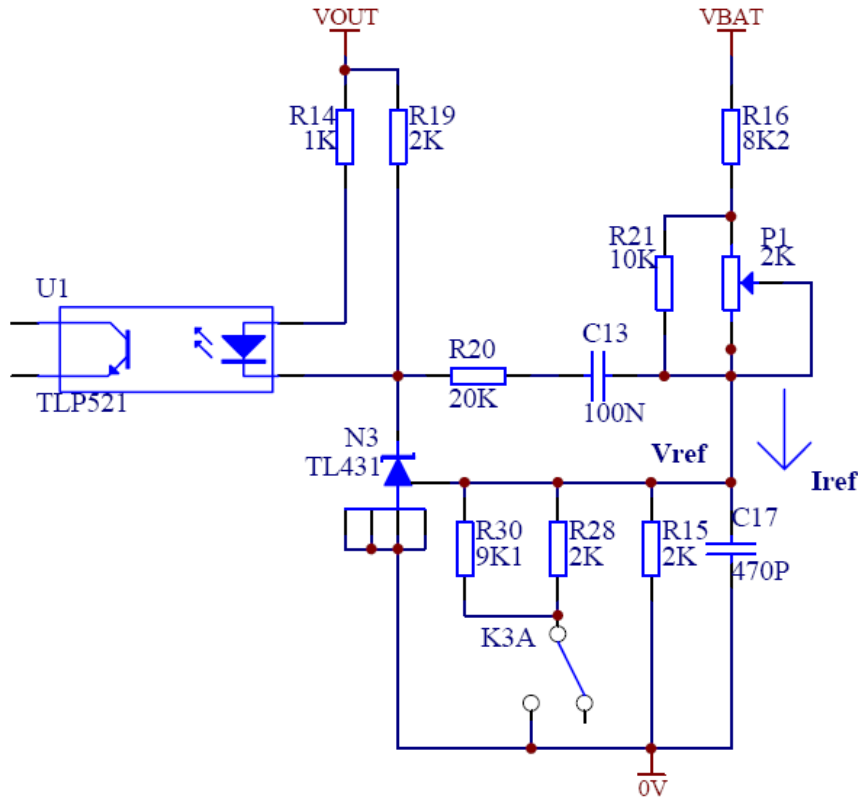
Yapılan uygulamada geribesleme kontrol devresi iki kısımdan oluşmaktadır. İlk kısım gerilim geribesleme kontrol devresi, ikinci kısım ise akım geribesleme kontrol devresidir.



Programlanabilir çapraz dönüştürücünün çıkışı, aynı sargıdan, programlanmasına göre iki farklı gerilim değeri elde edilecek şekilde tasarlanmıştır. Bu çıkışların gerilimleri yapılan uygulama için 13.8V ve 27.6V olarak alınmıştır. Aynı zamanda çıkışa bir akım sınırı değeri konulmuştur. Bu akım sınırı akım geribesleme kontrol devresinde gerçekleştirilmektedir. Uygulamada 13.8V'luk çıkış için 7A, 27.6V'luk çıkış için 3.5A'lik akım sınırı ayarlanmıştır. Yükün bu belirlenen akımlardan daha fazla akım çekmek istemesi durumunda çıkış geriliminde düşüş olacak, bu yüzden dönüştürücü güç sınırlaması yapmış, dolaylı olarak da akım sınırlaması yapmış olacaktır. Geribesleme kontrol devrelerinin çalışması aşağıda anlatılmıştır.

#### 5.4.1 Gerilim Geribesleme Devresi

Şekil 5.7'de gerilim geribesleme kontrol devresi görülmektedir. Şekilde görülen  $V_{BAT}$  gerilimi çapraz dönüştürücünün çıkış gerilimini göstermektedir.  $V_{OUT}$  gerilimi ise dönüştürücünün çıkışındaki koruma diyotlarından önceki doğrultulmuş gerilimi göstermektedir.  $V_{OUT}$  gerilimi, N3 ile gösterilmiş TL431 malzemesi üzerinde referans geriliminin oluşturulması ve optokuplörün sürülmesi için kullanılmaktadır.



Şekil 5.7: Gerilim geribesleme kontrol devresi

Çıkışta 13.8V'luk bir gerilim istendiği durumda, K3 rölesinin K3-A kontağı Şekil 5.7'de görüldüğü gibi kalacaktır. Bu durumda referans üreticinden toprağa doğru sadece R15 direnci üzerinden akım akar. Bu akım değeri;

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R15} = \frac{2.5}{2k\Omega} = 1.25mA \text{ olarak hesaplanır.}$$

Bu akım aynı zamanda aynı kol üzerinde bulunan, R16, P1 ve R21 dirençleri üzerinden geçen akımdır. Bu durumda  $V_{BAT}$  çıkış gerilimi 13.8V'a çekilmek istenirse, P1 potunun ayarlanması gereken değer aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$V_{BAT} = V_{ref} + [R16 + (P1 // R21)] \times I_{ref}$$

$$13.8 = 2.5 + [8k2 + (\frac{P1 \times 10k}{P1 + 10k})] \times 1.25mA$$

$$P1 = 0.917\Omega$$

P1 potu bir kereye mahsus olarak 0.917 $\Omega$  değerine ayarlandığında, çıkış gerilimi 13.8V'a zorlanmış olmaktadır.

Programlanabilir çapraz dönüştürücünün çıkışının 27.6V'a çekilmesinin istendiği durumda, P1 potu üzerinde hiçbir değişiklik yapılmasına gerek yoktur. Kart üzerindeki programlama anahtarının konumunun değiştirilmesi ya da bilgisayar programından 27.6V değerinin seçilmesi ile K3 rölesinin K3-A kontağı çekecek bu durumda R28 ve R30 dirençlerinin toprak bağlantısı sağlanacaktır. Bu durumda referans akımı  $I_{ref}$  değişecektir.

Bu durumdaki yeni  $I_{ref}$  değeri;

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R15 // R28 // R30} = \frac{2.5}{900\Omega} = 2.77mA \text{ olacaktır.}$$

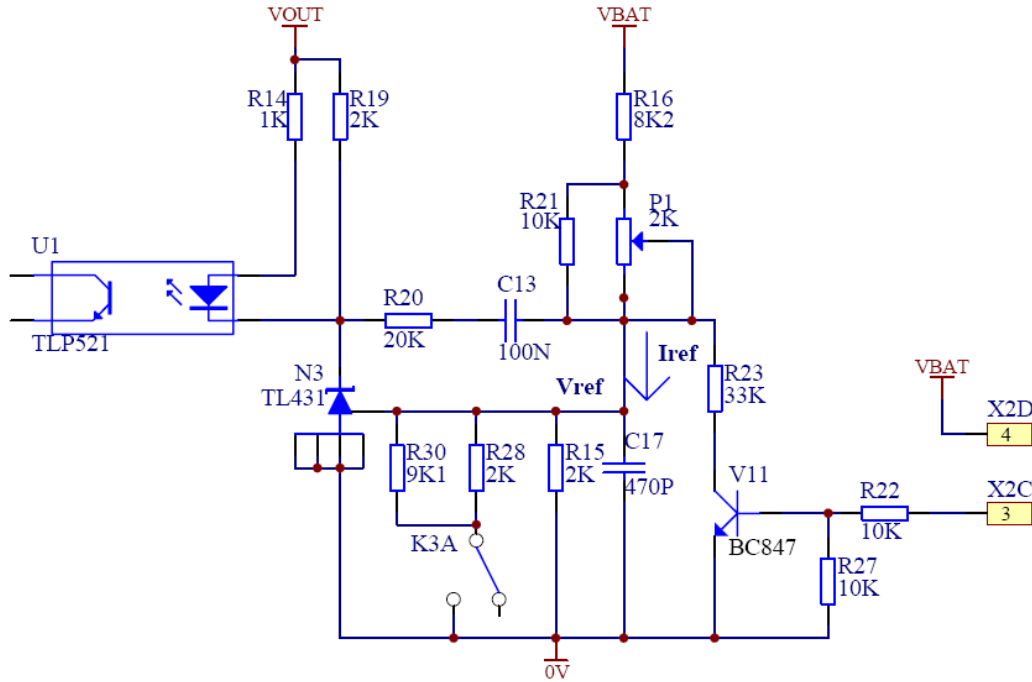
Bu durumda  $V_{BAT}$  çıkış gerilimi;

$$V_{BAT} = V_{ref} + [R16 + (P1 // R21)] \times I_{ref}$$

$$V_{BAT} = 2.5 + [8k2 + (0,917 // 10k)] \times 2.77mA = 27.6V \text{ olur.}$$

Görüldüğü üzere programlanabilir çapraz dönüştürücünün çıkışı, hiçbir ek ayar gerektirmeksizin 13.8V ve 27.6V değerlerini verebilmektedir.

Bu çıkış gerilimlerinin yeterli görülmediği, daha yüksek çıkış gerilimine ihtiyaç duyulduğu durumlarda Şekil 5.8’de görülen transistörlü yapı kullanılabilir.



Şekil 5.8: Yükseltilmiş şarj yapabilen gerilim geribesleme kontrol devresi

Şekil 5.8’de görülen baskılı devre üzerindeki X2 konnektörünün 3 ve 4 nolu terminallerinin kısa devre edilmesi durumunda V11 transistörü iletime geçecek ve R23 direnci akım referansını oluşturan diğer dirençlere paralel olarak devreye eklenmiş olacaktır. Bu durumda  $I_{ref}$  değeri aşağıdaki şekilde değişecektir.

13.8V çıkış için;

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R15 // R23} = \frac{2.5}{2k\Omega // 33k\Omega} = 1.325mA$$

Bu durumda yeni yüksek değerli çıkış gerilimi;

$$V_{BAT} = 2.5 + [8k2 + (0.917 // 10k)] \times 1.325mA = 14.47V$$

olacaktır.

27.6V çıkış için;

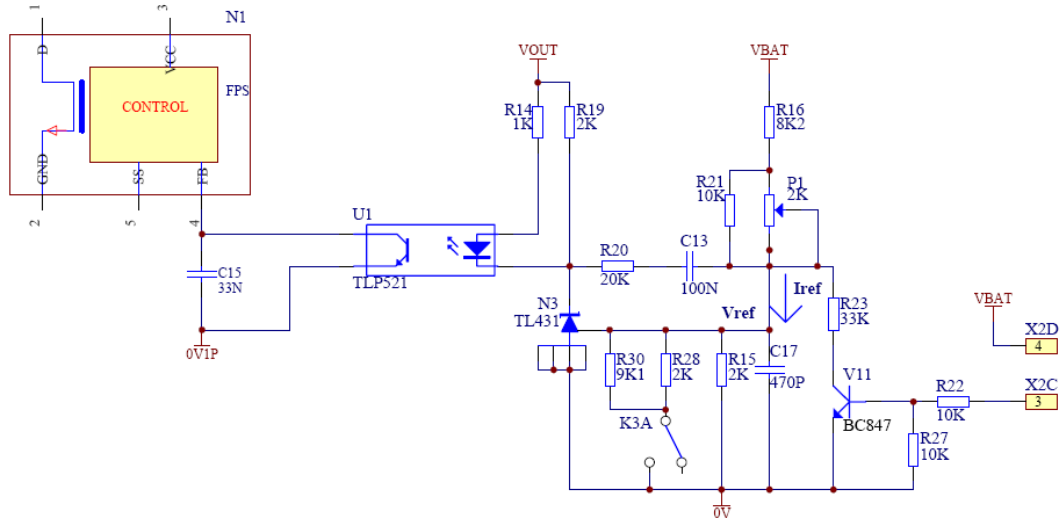
$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R15 // R28 // R30 // R23} = \frac{2.5}{876\Omega} = 2.85mA$$

Bu durumda yeni yüksek değerli çıkış gerilimi;

$$V_{BAT} = 2.5 + [8k2 + (0.917 // 10k)] \times 2.85mA = 28.26V \text{ olacaktır.}$$

Çıkıştaki yük değerindeki artışa bağlı olarak çıkış geriliminde düşüş gözlemlenir. Fakat yapılan regülasyonla çıkış geriliminin düşmesine izin verilmez. Bu regülasyon optokuplörün üzerinden akan akım değerine bağlı olarak yapılır. Optokuplörün birincil tarafından akan akıma bağlı olarak çıkış tarafındaki transistör ilettime geçer. Optokuplörün akım transfer oranının bir olduğu düşünülürse, girişten akan akım azaldığında çıkışta transistör üzerinden toprağa doğru akacak olan akım da azalır. Bu yüzden geribesleme bacağında bulunan C15 kondansatörünün üzerindeki gerilim değeri artar. Çünkü FPS'nin geribesleme bacağından kondansatöre doğru sürekli bir akım akmaktadır. Sonuçta birincil taraftan akan akıma bağlı kondansatör üzerindeki gerilim değeri değişecektir. Kondansatör üzerindeki gerilimin artması FPS'nin çalışma doluluk oranını arttırdığı anlamına gelir. Yani yük akımının değerine bağlı olarak çalışma doluluk oranı FPS'nin kendi içinde belirlenmiş olur. Maksimum çalışma doluluk oranı 0.45'dir.

FPS'nin geribesleme bacağında bulunan kondansatör ise filtreleme görevini yerine getirir. Şekil 5.9'da çalışma doluluğu oranının belirlenmesinde etkin olan devre şeması görülmektedir.



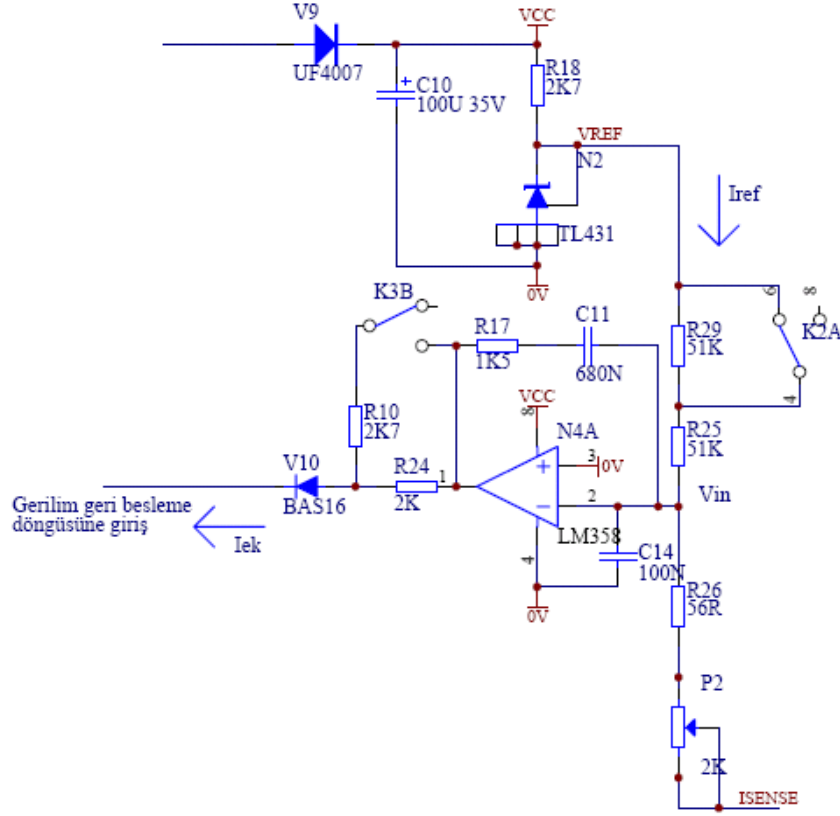
Şekil 5.9: Çalışma doluluğu oranının ayarlanması

#### 5.4.2 Akım Geribesleme Devresi

Yapılan uygulamada çıkışta bir güç sınırlamasına gidilmiştir. Bu da dolaylı olarak akım sınırlandırması yapılması anlamına gelmektedir. Yani yük, ayarlanan akım

sınırı değerinin üzerinde bir akım çekmek istediğinde belli değerlere kadar yük beslenmeye devam etmekte fakat çıkış gerilimi düşürülmektedir.

Çıkış akımının sınırlandırılması için Şekil 5.10'da görülen devre tasarlanmıştır.



Şekil 5.10: Akım geribesleme devre şeması

Devrede görülen  $V_{cc}$  gerilimi, trafonun çıkış sargısında bulunan V9 diyotu üzerinden oluşturulmuştur.  $V_{cc}$  gerilimi, N2 ile gösterilmiş olan TL431 referans üretici malzemesi üzerinde 2.5V'luk referans gerilimi oluşturmak ve farksal yükseltecin beslemesini oluşturmak üzere kullanılmaktadır. Şekil 5.10'da  $I_{sense}$  ile görülen akım ise dönüştürücünün çıkışına bağlanan R11 şönt direnci üzerinden geçen akımı göstermektedir.

N4 ile gösterilen yükselticinin eviren girişindeki  $V_{in}$  gerilim değeri,  $I_{ref}$  ve  $I_{sense}$  akımlarına bağlı olarak değişmektedir.

$V_{in}$  gerilim değeri sıfırdan yüksek bir gerilimde olduğunda, yükseltecin çıkışındaki evirmeden dolayı negatif bir gerilim oluşacaktır. Bu durumda tıkamada olan V10 diyotundan akım akmayacaktır. Yani gerilim geribesleme döngüsüne doğru akım akmayacağından çıkış geriliminde herhangi bir değişiklik olmayacaktır.

Şönt direnç üzerinden geçen akıma bağlı olarak  $V_{in}$  değeri sıfırdan küçük bir değer aldığıında yükseltecin çıkışında pozitif bir gerilim oluşacak ve bu gerilim çıkışta 13.8V için R10, 27.6V için R10 ve R24 dirençleri üzerinden bir akım akmasına sebep olacaktır. Bu durumda V10 diyotu ilettime geçecek ve çıkış gerilimini değiştirecek şekilde bir etkide bulunacaktır.

P2 potu ile istenilen akım sınır ayarı yapılabilir. Belirlenen akım sınırından fazla akım çekilmek istendiğinde  $V_{in}$  gerilimi negatif bir değerde olacak ve bu gerilim yükselteç çıkışına bir kazançla aktarılacaktır. Çıkışta bu gerilimin büyüklüğüne bağlı olarak bir akım oluşacak ve bu akıma bağlı olarak da, gerilim geri döngüsüne giriş yapan bu akımdan dolayı çıkış gerilim değeri düşecektir. Bu şekilde de güç sınırlaması yapılmış olmaktadır.

Uygulamada çıkışta 13.8V için 7A akım sınırı, 27.6V için 3.5A akım sınırı öngörülmüştür. Çıkış gerilimi 13.8V iken 7A çekecek bir yükü cihaz yüklendiğinde pot ayarı yapılarak, akım sınırı bu değere konulmuştur. Bu yük akımından daha fazla akım çekilmek istenmesi durumunda çıkış geriliminin azaldığı gözlemlenmektedir.

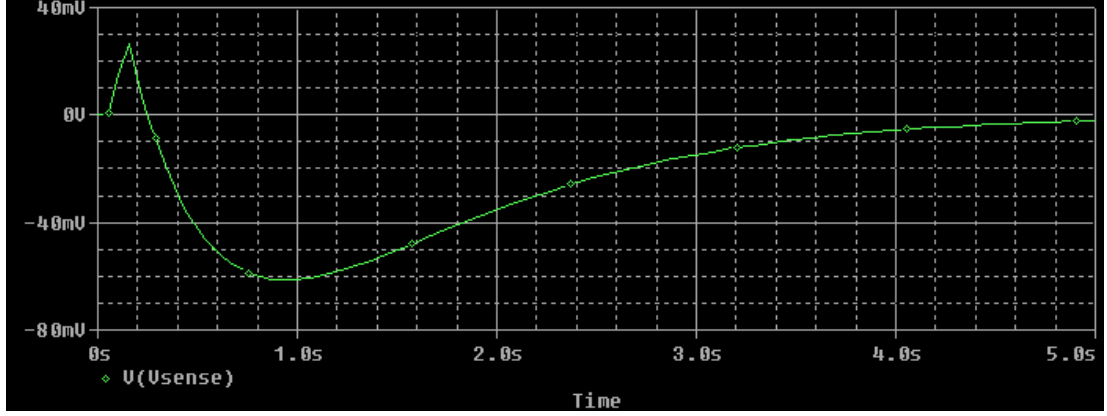
Programlamanın 27.6V olarak değiştirilmesi durumunda pot değerinde herhangi bir değişikliğe gerek kalmaksızın akım sınırı 3.5A e çekilmektedir.

Çıkış gerilimi 13.8V iken K2A röle kontağı R29 direncini kısa devre etmektedir. Bu durumda referans akımı  $I_{ref}=2.5/51K=0.049mA$  olur. Yapılan pot ayarıyla  $I_{sense}$  girişinden akan akım değeri  $I_{ref}$  akım değerinin üzerine çıktığında akım sınırlama devresi çalışacaktır. Çünkü bu durumda  $V_{in}$  girişinde negatif bir gerilim oluşacak bu da belirli kazançla çıkışta pozitif bir gerilim düşümüne sebep olacaktır.

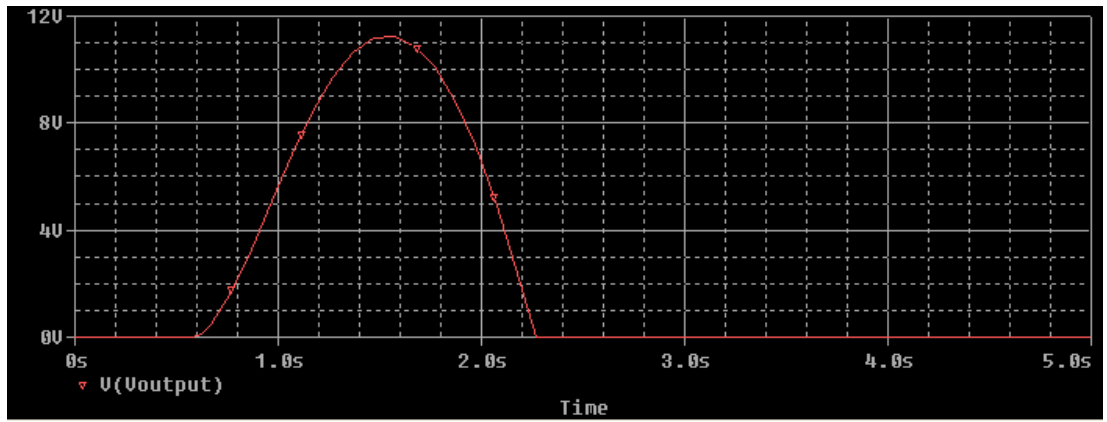
Programlamanın 27.6V olarak yapılması durumunda K2A röle kontağı açık devre olacak ve R29 direnci de devreye girecektir. Buna bağlı  $I_{ref}$  referans akım değeri  $I_{ref}=2.5/102K=0.0245mA$  olacaktır. Bu durumda  $V_{in}$  girişindeki negatif gerilim,  $I_{sense}$  ucundan 3.5A'in geçmesiyle oluşacak ve akım sınırlama devresi çalışmış olacaktır.

Sonuçta P2 pot değerinde herhangi bir değişiklik yapmaksızın 27.6V çıkış için 3.5A'lik akım sınırı gerçekleşmektedir. Devrede kullanılan akım sınırlama kontrol simülasyon devresi Şekil 5.11'de görülmektedir. Bu kontrol simülasyon devresi PSPICE programında gerçekleştirilmiştir.





Şekil 5.13:  $V_{sense}$  gerilim değişimi



Şekil 5.14: Çıkış gerilimi

$V_{sense}$  gerilimine bağlı olarak, kazancın etkisiyle çıkışın nasıl değiştiği Şekil 5.14’de görülmektedir.  $I_{sense}$  ile gösterilen yük akımının artması, kazanç malzemelerinin etkisi ile (R17 ve C11) Şekil 5.14’deki çıkış geriliminin oluşmasını sağlar. Çıkış gerilimi, referans gerilimi 2.5V artı Şekil 5.10’da görülen V10 diyotunun iletimi için gereken 0.7V değerini, yani 3.2V u geçtiği anda gerilim geribesleme devresine bir akım akışı olacaktır. Bu akım değeri çıkış gerilimi yükseldikçe R10 ve R24 değerleri üzerinden artarak akmaya devam eder. Bu da çıkış geriliminin azalmasına sebep olur. Yük, uzun süre akım sınırından yüksek bir değerde akım çekmek istediğinde yardımcı sargıda endüklenen gerilim normalden yüksek değerlerde olacağından, FPS yüksek gerilim koruması devreye girerek anahtarlamayı kapatır.

## 5.5 Programlama Katı Çalışması

Çapraz dönüştürücünün çıkışında, aynı sargıdan, iki farklı gerilim değeri elde edilebilmektedir. Çıkış değerlerinin değiştirilmesi uygulamada iki şekilde

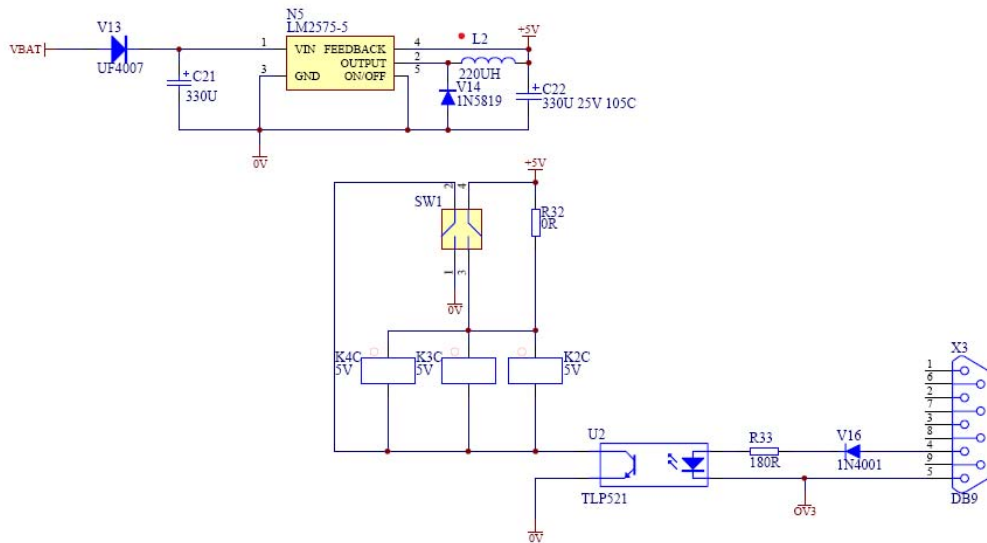


yapılabilmektedir. Programlama, baskılı devre üzerinde bulunan SW1 anahtarının konumunun değiştirilmesi ile ya da bilgisayar ara birimi RS232 haberleşme birimi üzerinden yapılabilmektedir. Baskılı devre üzerinde bulunan SW1 anahtarı “ON” ile gösterilmiş konuma getirildiğinde, çıkış gerilimi 27.6V ve çıkış akım sınırı 3.5A olmaktadır. Bu anahtar “OFF” konuma getirildiğinde ise çıkış gerilimi 13.8V ve çıkış akım sınırı 7A olmaktadır. Programlamanın diğer bir yolu da RS232 haberleşme ara birimi üzerinden, verilen programda istenilen çıkış değerinin yazdığı düğmeyi seçmektir. Böylelikle çapraz dönüştürücünün çıkışı istenilen değere gelmektedir. Şekil 5.15’de ara yüz programının karşılama mesajı görülmektedir. Program DELPHI 7.0’da yazılmıştır.



Şekil 5.15: Ara yüz programı karşılama mesajı

Programlamanın gerçekleştirildiği devre şeması Şekil 5.16’da görülmektedir.



Şekil 5.16: Programlama katı devre şeması

Çapraz dönüştürücünün çıkışından alınan gerilimle, Şekil 5.16’da görülen LM2575 5V gerilim regülatörünün çıkışında 5V’luk DC gerilim elde edilmektedir. Bu 5V’luk DC gerilim kaynağı ile rölelerin kontakları konum değiştirmekte ve istenilen çıkış değerine geçiş sağlanabilmektedir.

Baskılı devre üzerindeki SW1 anahtarının “ON” konumuna getirilmesiyle tüm röleler 5V’luk kaynak üzerinden beslenip, kontaklarını değiştirmektedir. Bu durumda çıkış gerilimi 27.6V ve çıkış akım sınırı 3.5A’ye çekilmektedir. SW1 anahtarının “OFF” konumuna getirilmesiyle çıkış gerilimi 13.8V ve çıkış akım sınırı 7A’ye çekilmektedir.

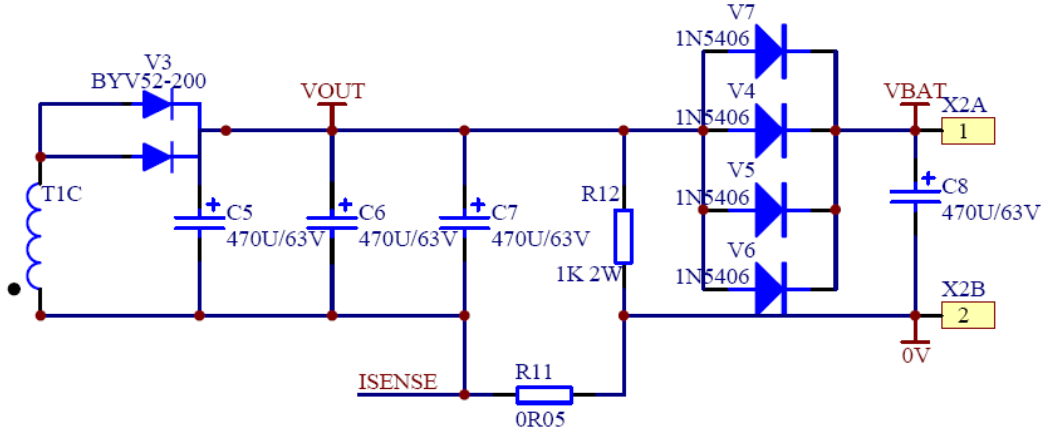
RS232 haberleşme ara birimi üzerinden yapılan programlamada ise ara yüz programından yapılan seçimle çıkış gerilimi değiştirilmektedir. Çıkış gerilimi olarak 27.6V istenirse, program haberleşme portuna yüksek gerilim değeri olan 12V’u gönderecek bu durumda optokuplör sürülecektir. Böylelikle optokuplörün çıkış tarafındaki transistör üzerinden rölelerin beslemesinin toprakla bağlantısı sağlanmaktadır. Bu da rölelerin kontaklarının çekmesi demektir. Çıkışın 13.8V olmasının istendiği durumda ise ara yüz programından ilgili seçimin yapılmasıyla port çıkışına -12V gönderilecek ve bu durumda optokuplör iletimde olmayacağından rölelerin beslemesiyle toprak bağlantısı kesilmiş olacaktır.

## 5.6 Çıkış Katı Çalışması

Programlanabilir çapraz dönüştürücünün çıkış katının devre şeması Şekil 5.17’de görülmektedir. Çıkış sargısından hemen sonra yüksek verimli hızlı bir doğrultma diyotu olan BYV52-200 kullanılmıştır. Bu diyot, kılıfı içinde birbirine paralel 2 diyotu barındırmaktadır. Bu paralel diyotların ileri yöndeki ortalama akımı 30A’dır. Maksimum ters gerilimi 200V ve maksimum ters toparlanma süresi ise 35ns’dir.

Filtreleme içinde 4 adet 470 $\mu$ F 63V’luk kondansatör kullanılmıştır. Bu kondansatörler aynı zamanda, FPS iletimdeykenki çıkış gerilimini sağlamada kullanılmaktadır. R12 direnci, yükün olmadığı durumda, cihazın boştaki çıkış regülasyonunu düzgün bir şekilde yapabilmesi için konulmuştur. Devrenin çıkışına, yükün ters takılma olasılığına karşı cihazı koruması için birbirine paralel 4 adet 3A 600V’luk 1N5406 standart diyotu konulmuştur. Devre şemasında R11 olarak gösterilen şönt direnç yardımıyla çıkış akım bilgisi alınmaktadır. Bu akım bilgisine

bağlı olarak akım geribesleme döngüsü çıkış akım sınırını ayarlar. Sonuçlar bölümünde çıkış gerilimleri detaylı olarak incelenmiştir.



Şekil 5.17: Çıkış katı devre şeması

## 6. BASKILI DEVRE TASARIMI

Yapılan uygulamada baskılı devre çizimi PROTEL 99SE programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kart iki yüzlü olarak tasarlanmıştır. Kartın alt yüzünde yüzey montaj malzemeler (Surface Mount Devices-SMD) üst yüzünde ise delik içi geçişli malzemeler (Through Hole Devices-THD) kullanılmıştır. SMD malzemeler ağırlıklı olarak geribesleme kontrol kısımlarında yer almaktadır.

Baskılı devre tasarımında, yüksek frekansta anahtarlama yapıldığı göz önünde bulundurularak EMI etkisinin olabildiğince düşük olması için birtakım kurallara göre çizim yapılmıştır. Örneğin su yolları dönüş açılarının doksan derece olması EMI açısından uygun değildir. Bu yüzden su yolları dönüşleri doksan dereceden büyük açılarla oluşturulmuştur. Aynı şekilde malzemelerin bacaklarına girişte de doksan dereceden uzak durulmuştur.

Özellikle anahtarlamanın gerçekleştiği bölümde, FPS ile söndürme elemanları arasındaki yollar kısa tutulmuş ve böylelikle uzun yollarda gözlemlenebilecek olumsuz etkilerin önüne geçilmiştir. Uzun olarak oluşturulan su yolları üzerinde direnç artışı ve endüktif etkiler gözlemlenmektedir. Aynı şekilde su yollarının olabildiğince geniş yapılması da bu olumsuz etkilerin önüne geçmektedir. Baskılı devre tasarımında bu hususlara da dikkat edilmiştir.

Su yollarının geniş olması aynı zamanda yüksek akım değerlerinin taşınabilmesine olanak sağlamaktadır. Uygulamada da devre üzerinde yüksek akımın gözlemlendiği yerler bakır adaları ile kaplanmıştır. Ayrıca akım taşıma kapasitesinin artırılması amacıyla bazı kısımlarda maske kullanılmış ve bu maskeli yüzlere lehim ilavesi yapılmıştır.

Baskılı devre tasarımındaki bir diğer önemli nokta ise izolasyon faktörüdür. Yüksek gerilimlerde birbirine yakın su yolları arasında gerilim sıçraması riski görülür. Bu yüzden birbirleriyle potansiyel farkı yüksek olan su yollarının arası açık tutulmalıdır. Örneğin şebeke girişi için en az 100 mil'lik bir izolasyon mesafesi önerilmektedir. Trafonun birincil tarafı ile ikincil tarafı arasında elektriksel izolasyonun bulunması

gerekmektedir. Devrenin birincil tarafı ve ikincil tarafı kesinlikle baskılı devrenin her noktasında birbirinden izole olmalıdır. Ayrıca optokuplörler ile sağlanan optik izolasyon, baskılı devre üzerine atılacak kesiklerle (freze) arttırılabilir.

Baskılı devre tasarımında dikkat edilmesi gereken en önemli noktalardan biri de gürültü faktörüdür. Bu yüzden gürültü yaratacak faktörlerden uzak durulmalı ya da oluşan bu gürültünün filtrelenmesi gerekmektedir. Örneğin tümleşik devrelerinin besleme bacalarına yüksek frekans bileşenli gürültülerin filtrelenmesi için küçük değerli kondansatörler (100NF) atılmalıdır.

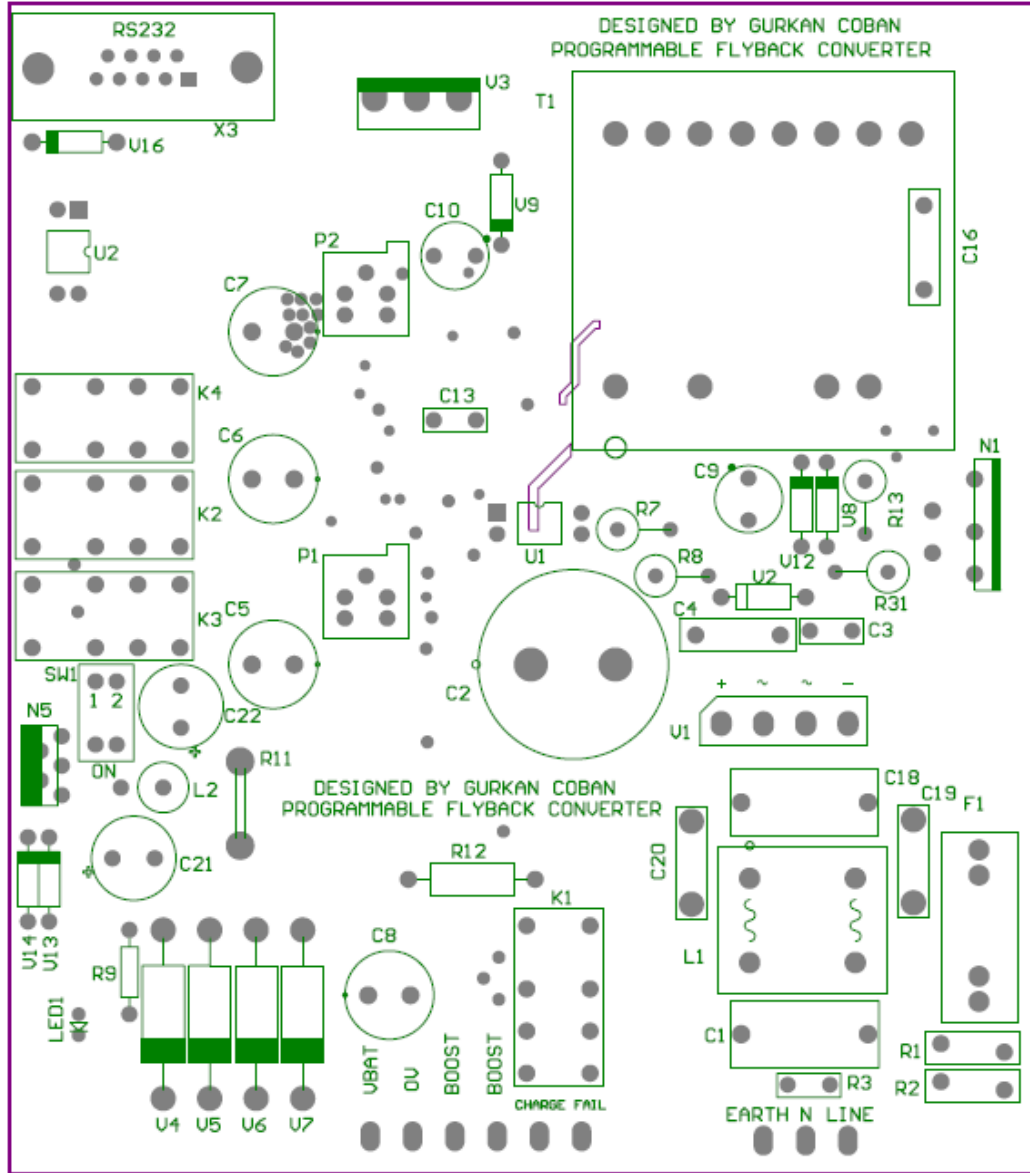
Baskılı devrede kullanılacak olan toprak adasının olabildiğince büyük olması elektriksel gürültüyü minimuma indirir. Baskılı devre tasarımında dikkat edilmesi gereken başka bir husus ise bazı yolların bir çift halinde devreyi tamamlamalarıdır. Örneğin analog bir geribesleme sinyalinin kendi toprağıyla birlikte, aralarındaki mesafe minimum olacak şekilde devreyi tamamlamaları, bu iki yol arasında büyük bir alanın oluşmaması gürültüsel açıdan çok önemlidir. Yapılan baskı devre tasarımı yukarıda bahsedilen konular dikkate alınarak gerçekleştirilmiştir.

## **6.1 Malzeme Yerleşimi**

Baskılı devre üzerindeki üst yüzdeki malzemelerin yerleşimleri Şekil 6.1'de görülmektedir. Tasarım yapılırken malzeme yerleşiminin önemi büyüktür. Çekilecek su yolları ve güç akışına göre malzemeler yerleştirilir. Su yollarının çizimi eğer malzemeler iyi yerleştirildiyse çok kolay olmaktadır. Ayrıca elektriksel gürültünün minimuma çekilmesi bu şekilde rahatlıkla sağlanabilir.

Şekil 6.1'de görüldüğü üzere, baskılı devrenin sağ alt kısmında şebeke girişi bulunmaktadır. Şebeke girişinden hemen sonra EMI filtresi ve koruma elemanları görülmektedir. Filtrenin ardından köprü doğrultucu diyot ve DC bağlantı kondansatörü gelmektedir. Hemen üzerlerinde anahtarlanmanın yapıldığı kısım ve söndürme devre elemanları görülmektedir. Devrenin birincil tarafını bu elemanlar oluşturmaktadır.

Şekil 6.1'de U1 ile gösterilen optokuplörün sol kısmı ve trafonun üst kısmı da devrenin ikincil tarafını oluşturmaktadır.

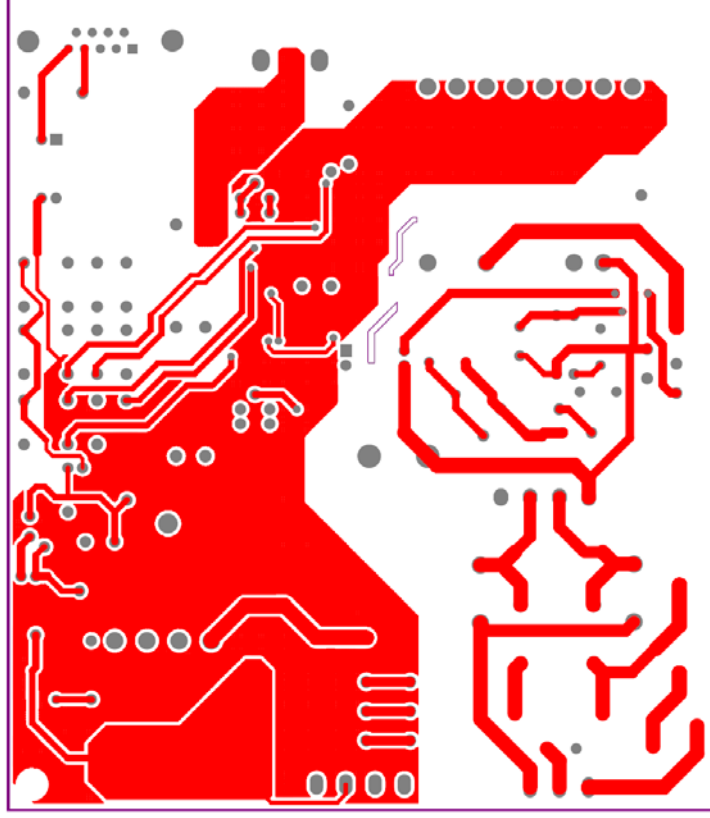


**Şekil 6.1:** Üst yüz malzeme yerleşimi

Trafonun ikincil tarafının hemen yanında V3 ile gösterilen yüksek verimli hızlı doğrultma diyotu bulunmaktadır. Bu diyottan aşağıya doğru çıkış filtre kondansatörleri görülmektedir. Hemen çıkış konnektörünün önünde de ters gerilim koruma diyotları yer almaktadır. Devrenin sol tarafında ise programlamayı gerçekleştiren kısım görülmektedir. RS232 bilgisayar ara yüzü, röleler ve bu rölelerin beslemesini sağlayan 5V gerilim regülatörü devrenin sol kısmında yer almaktadır. Ayrıca baskı devre üzerinden programlamanın yapılmasını sağlayan SW1 anahtarı rölelerin hemen altında bulunmaktadır.

Baskılı devre üzerindeki alt yüz malzemelerin yerleşimleri Şekil 6.2’de görülmektedir.



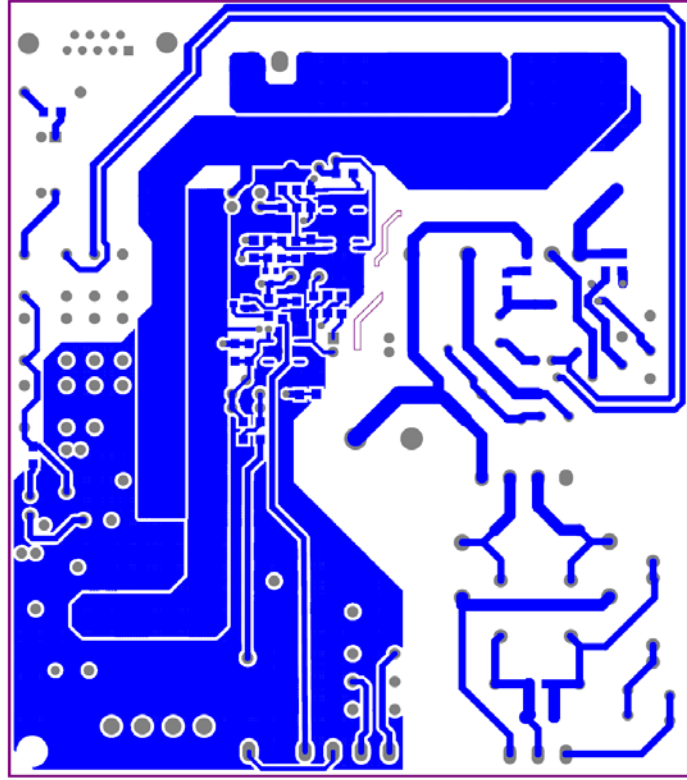


**Şekil 6.3:** Üst yüz su yolları

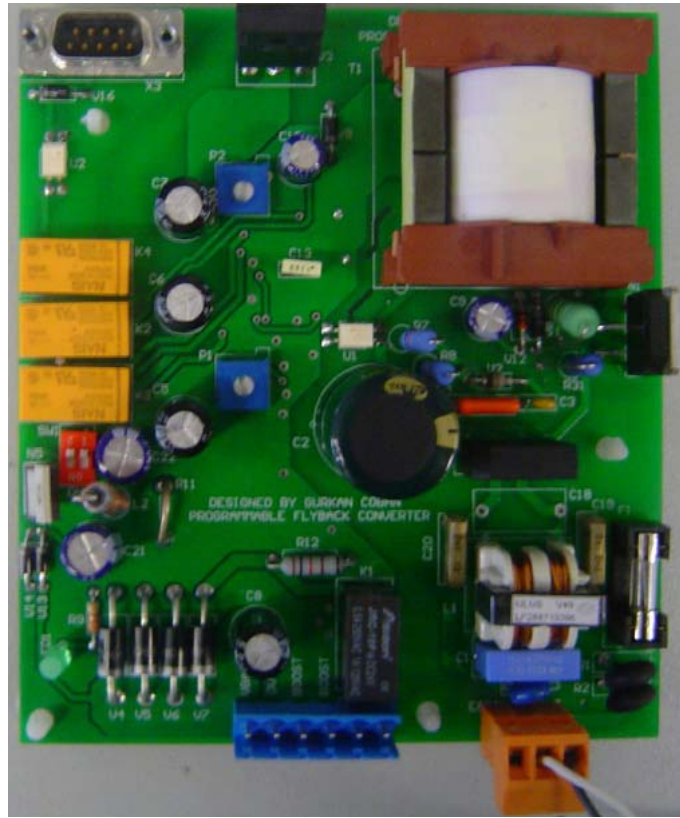
Şekil 6.3'den de görüleceği üzere su yolları olabildiğince geniş olarak çizilmiştir ve büyük bir toprak adası ile çevrelenmiştir. Bu toprak adasıyla gürültü etkisi azaltılmıştır. Dikkat edilecek olunursa, birincil taraf su yolları ile ikincil taraf su yolları arasında, baskılı devrenin her noktasında belli bir izolasyon mesafesinin bırakıldığı görülebilir.

Baskılı devre alt yüz su yolları Şekil 6.4'de görülmektedir. Şekil 6.4'de toprak adasının dışında da bakır adaları görülmektedir. Bu adalar yüksek akımların taşınabilmesi için çıkış tarafına yerleştirilmiştir. Baskılı devrenin malzemeler dizilmişken ki hali Şekil 6.5'de görülmektedir. Şekil 6.5'de N1 ile görülen FPS ve V3 ile görülen çıkış doğrultma diyotu için soğutucu kullanılması gereklidir. Yapılan denemelerde soğutucunun kullanılmadığı durumlarda bu elemanların, cihaz yüklendiği durumlarda, aşırı ısınmadan dolayı zarar gördükleri gözlemlenmiştir. Kart üzerinde görülen P1 ve P2 potları ile çıkış gerilim ve çıkış akım sınırı ayarı yapılmaktadır.



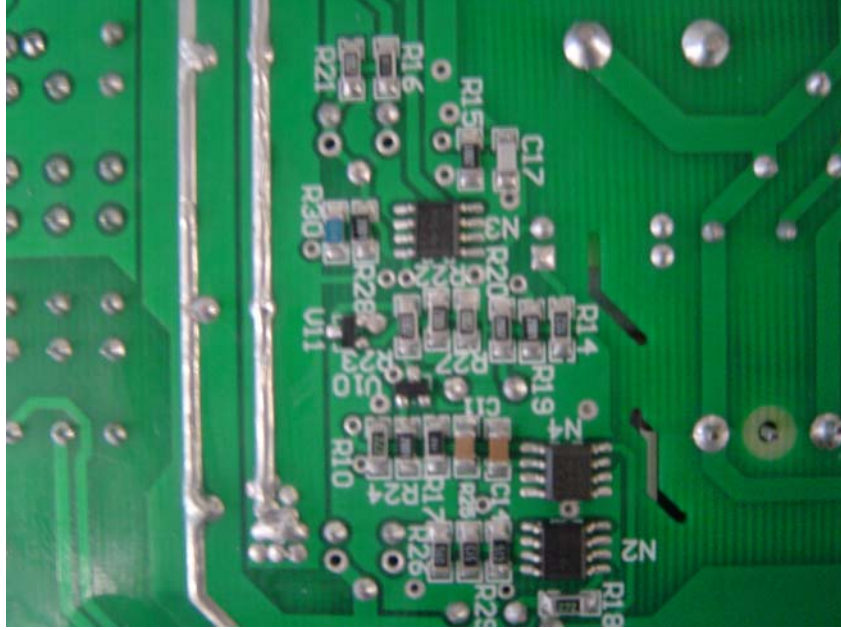


Şekil 6.4: Alt yüz su yolları



Şekil 6.5: Malzemeler dizili iken baskılı devre üst yüz görünüşü

Şekil 6.6’da baskılı devrenin alt yüzünde dizilmiş olan SMD malzemelerin bir kısmı görülmektedir. Kullanılan direnç ve kondansatörlerin kılıfları 1206, tümeleşik devrelerin kılıfları ise SO8 (Small Outline) kılıf olarak görülmektedir. Görülen bu malzemeler, devrede çıkış gerilim geribesleme kontrolü ve çıkış akım geribesleme kontrolünü gerçekleştirmektedirler.



**Şekil 6.6:** Malzemeler dizili iken baskılı devre alt yüz görünüşü

Malzemelerin hemen yanında birbirine paralel iki lehim yolu görülmektedir. Bu lehim yolları baskılı devre tasarlanırken maske koyulan yerlerdir. Bu yollardan yüksek akımların taşınacağı düşünülerek Şekil 6.6’da görüldüğü gibi üzerlerine ek lehim ilave edilmiştir. Bu şekilde akım taşıma kapasitesi artırılmıştır.

Kontrol malzemeleri şekilde görüldüğü üzere birbirlerine çok yakın olarak yerleştirilmiş ve su yolları çekilmiştir. Gürültüye duyarlı olduklarından çevreleri toprak adasıyla kaplanmıştır. Bu şekilde oluşabilecek gürültüde çok büyük oranda azaltılmıştır.

### 6.3 Malzeme Listesi

Programlanabilir çapraz dönüştürücüde kullanılan malzeme listesi Tablo 6.1’de görülmektedir. Tabloda; kullanılan malzemelerin referans numaraları, devrede kaçar adet kullanıldıkları ve tanımları yer almaktadır.

**Tablo 6.1:** Programlanabilir çapraz dönüştürücü malzeme listesi

MALZEME LİSTESİ			
REFERANS	ADET	DEĞERİ	TANIM
R1,R2	2	10R	AKIM SINIRLAYICI 10R
R3	1	300VAC	VDR 300VAC 7MM FNR07K471
R4	1	820K	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R5,R6	2	120K	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R7,R8	2	50K	DİRENÇ 2W THT KILIF
R9	1	3K3	DİRENÇ 1/4W THT KILIF
R10	1	2K7	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R11	1	0.005	DİRENÇ ŞÖNT
R12	1	1K	DİRENÇ 1W THT KILIF
R13	1	150R	DİRENÇ 2W THT KILIF
R14	1	1K	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R15,R24,R19,R28	4	2K	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R20	1	20K	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R16	1	8K2	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R17	1	1K5	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R18	1	2K7	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R21,R22 ,R27	3	10K	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R23	1	33K	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R25,R29	2	51K	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R26	1	56R	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R30	1	9K1	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R32	1	0R	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
R33	1	180R	DİRENÇ SMD 1206 KILIF
U1,U2	2	TLP521-1	OPTOKUPLÖR DIP-4
V1	1	2KBP206	KÖPRÜ DİYOT
V2	1	BYV96E	DİYOT THT KILIF
V3	1	DSEC60-02A	ÇIKIŞ DOĞRULTMA DİYOTU
V4,V5,V6,V7	4	1N5406	ÇIKIŞ KORUMA DİYOTU
V8,V9,V13	3	UF4007	DİYOT THT KILIF
V10	1	BAS16LT1	DİYOT SOT23 KILIF
V11	1	BC847B	TRANZİSTÖR SOT23 KILIF
V12	1	BZX85C22	ZENER DİYOT 22V 1W
V14	1	1N5819	DİYOT THT KILIF
V16	1	1N4001	DİYOT THT KILIF
C1	1	100N	KONDANSATÖR 100N 275VAC X2
C2	1	100U	KONDANSATÖR 100U 400V
C3	1	100P	KONDANSATÖR 100P 1000V
C4	1	10N	KONDANSATÖR 10N 630V
C5,C6,C7,C8	4	470U	KONDANSATÖR 470U 35V 63V
C9,C10	2	100U	KONDANSATÖR 100U 63V
C11	1	680N	KONDANSATÖR 680N 25V SMD
C12,C14	2	100N	KONDANSATÖR 100N 50V SMD
C13	1	100N	KONDANSATÖR 100N 63V THT

**Tablo 6.2:** Programlanabilir apraz donüştürücü malzeme listesi devamı

C15	1	33N	KONDANSATÖR 33N 100V SMD
C16	1	2N2	KONDANSATÖR 2N2 250VAC THT
C17	1	470P	KONDANSATÖR 470P 50V SMD
C18	1	220N	KONDANSATÖR 220N THT
C19,C20	2	2N2	KONDANSATÖR 2N2 250VAC THT
C21,C22	2	330U	KONDANSATÖR 330U 35V THT
F1	1	4A	SİGORTA CAM 4A 250V
K1	1	12V	RÖLE 12V DS2Y-S-DS12V
K2,K3,K4	3	5V	RÖLE 5V DS2Y-S-DC5V
L1	1	2x2mH	FİLTRE 2x2mH 2A ORTAK-KONUMLU
L2	1	220UH	BOBİN 220UH/0.5A
T1	1	FLYBACK TRAFOSU	FLYBACK TRAFOSU
N1	1	FS6S1265R	FPS GÜÇ ANAHTARI TO-3P-5L KILIF
N2,N3	2	TL431	REFERANS GERİLİM ÜRETECİ
N4	1	LM358A	OPAMP SO8 KILIF
N5	1	LM2575S	5V REGÜLATÖRÜ TO-263 KILIF
P1,P2	2	2K	POT 2K TEK TURLU
SW1	1	ANAHTAR	ANAHTAR DIP KILIF 2 TUŞLU
LED1	1	LED	LED KIRMIZI THT

## 7. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu bölümde tasarımı gerçekleştirilen devrenin osiloskop çıktılarına yer verilmiş ve bu çıktılar üzerinden cihaz çalışmasının yorumları yapılmıştır. Programlanabilir çapraz dönüştürücünün; giriş-çıkış gerilim dalga şekilleri, kullanılan FPS'nin üzerindeki drain-source gerilim dalga şekilleri, geribesleme sinyaline bağlı olarak çalışma doluluk oranının ayarlanmasını gösteren dalga şekilleri, söndürme devresinin dönüştürücü üzerindeki etkileri, yardımcı sargıdan oluşturulan FPS'nin beslemesinin farklı yük akımlarındaki gerilim dalga şekilleri, akım sınırı devresinin çalışmasına ait dalga şekilleri, yükseltilmiş şarj gerilim dalga şekilleri ve verim ele alınmıştır.

Dönüştürücünün çalışmasının iyileştirilmesi, veriminin yükseltilmesi ve cihaz maliyetinin düşürülmesi gibi konularda önerilere bu bölümde yer verilmiştir.

### 7.1 Giriş ve Çıkış Gerilim Dalga Şekilleri

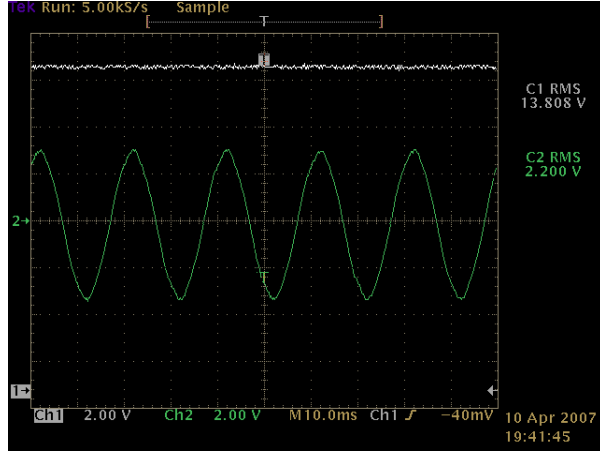
Geniş giriş gerilim aralığındaki şebeke (145V-265VAC) ve dönüştürücünün çıkış gerilim (13.8V, 27.6V) osiloskop çıktıları aşağıda görülmektedir.

Şekil 7.1 ile Şekil 7.6 arasında farklı şebeke giriş gerilimlerindeki, dönüştürücünün çıkış gerilim dalga şekilleri görülebilir. Şekillerde Ch1 olarak görülen kanal dönüştürücünün çıkış gerilimini, Ch2 olarak görülen kanal ise şebeke gerilimini göstermektedir.

Giriş ve çıkış dalga şekillerinin aynı ekranda rahat gözlemlenebilmesi için giriş gerilimi 1/100 oranında ölçeklenmiştir. Şekillerde her iki kanaldaki sinyalin etkin (Root Mean Square-RMS) değerleri görülmektedir.

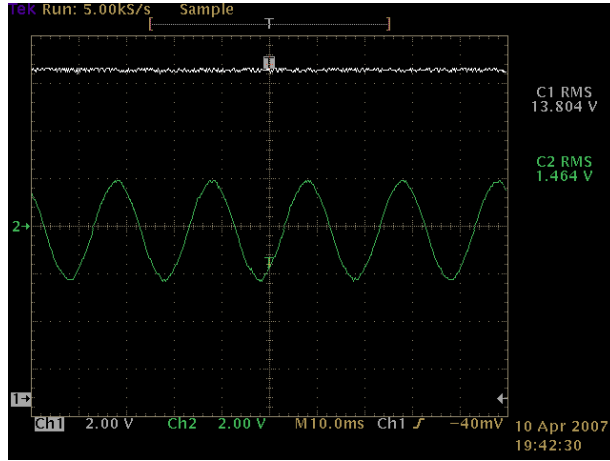
Şekillerden de görüleceği üzere tasarımda öngörülen geniş giriş çalışma aralığında çıkış regülasyonu her iki çıkış içinde sağlanmaktadır.

a) Şebeke gerilimi 220V AC iken 13.8V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri



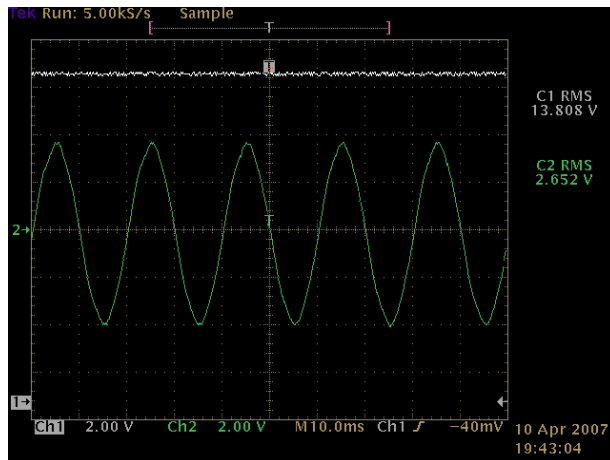
Şekil 7.1: 220VAC giriş 13.8V çıkış gerilimi dalga şekilleri

b) Şebeke gerilimi 145V AC iken 13.8V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri



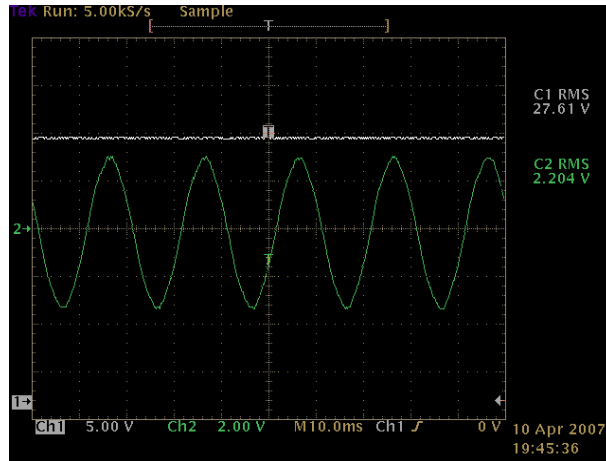
Şekil 7.2: 145V AC giriş 13.8V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri

c) Şebeke gerilimi 265V AC iken 13.8V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri



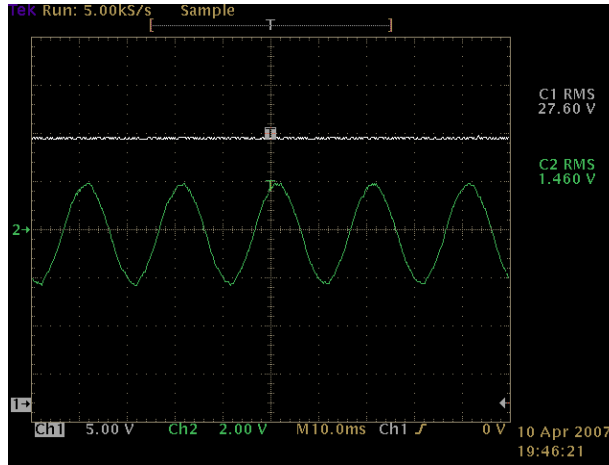
Şekil 7.3: 265V AC giriş 13.8V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri

d) Şebeke gerilimi 220V AC iken 27.6V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri



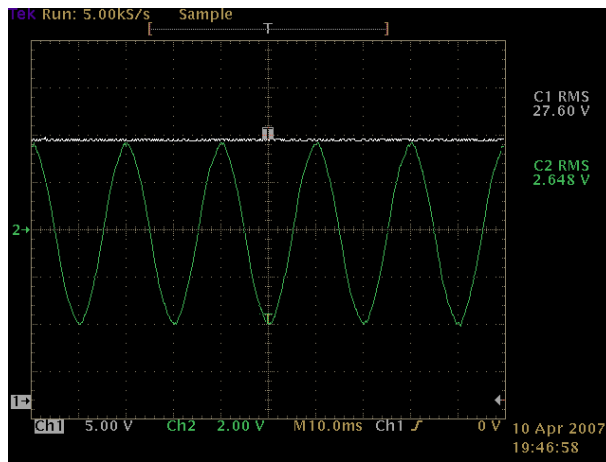
Şekil 7.4: 220V AC giriş 27.6V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri

e) Şebeke gerilimi 145V AC iken 27.6V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri



Şekil 7.5: 145V AC giriş 27.6V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri

f) Şebeke gerilimi 265V AC iken 27.6V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri

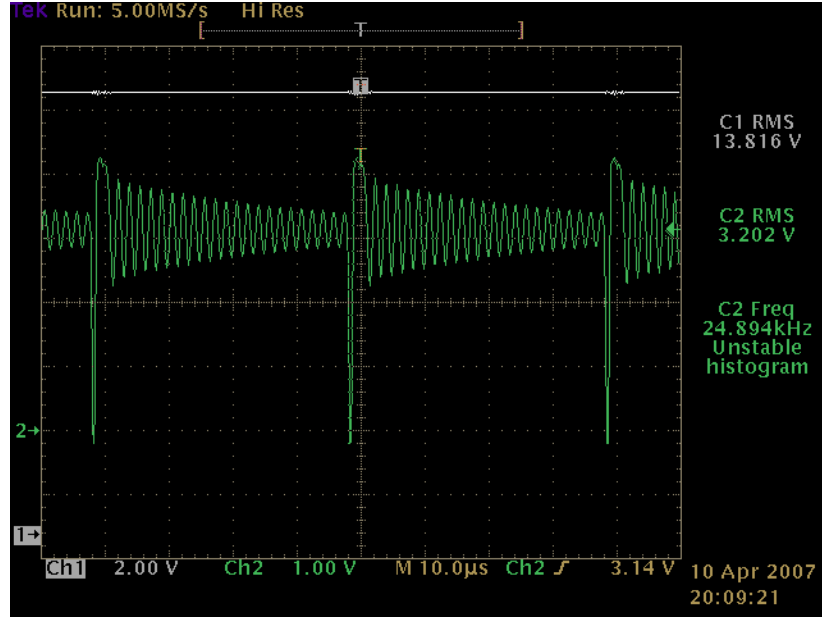


Şekil 7.6: 265V AC giriş 27.6V DC çıkış gerilimi dalga şekilleri

## 7.2 FPS'nin Drain Source Gerilim Dalga Şekilleri

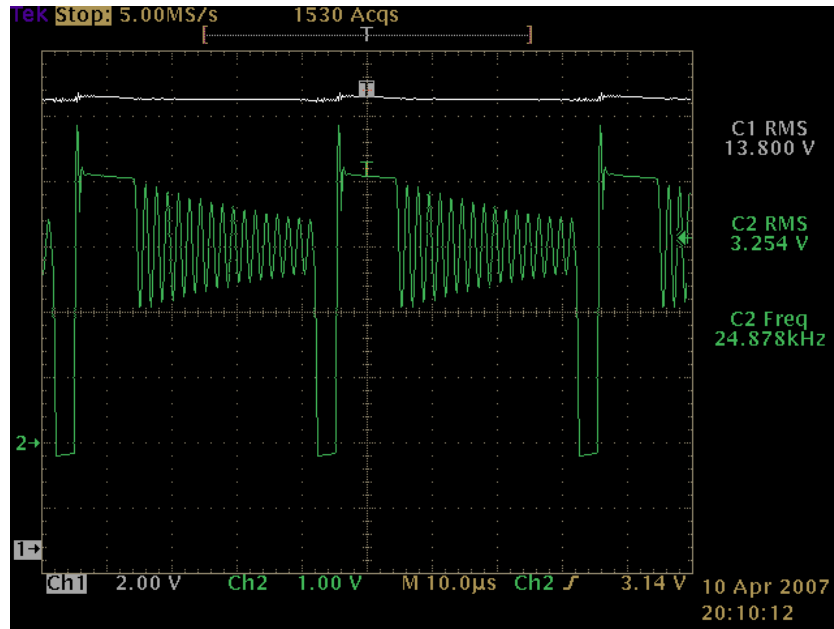
### 7.2.1 Çıkış Gerilimi 13.8V Durumunda

a) Yükün olmadığı durumda çıkış gerilimi ve drain-source gerilim dalga şekilleri



Şekil 7.7: Yükün olmadığı durumda drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri

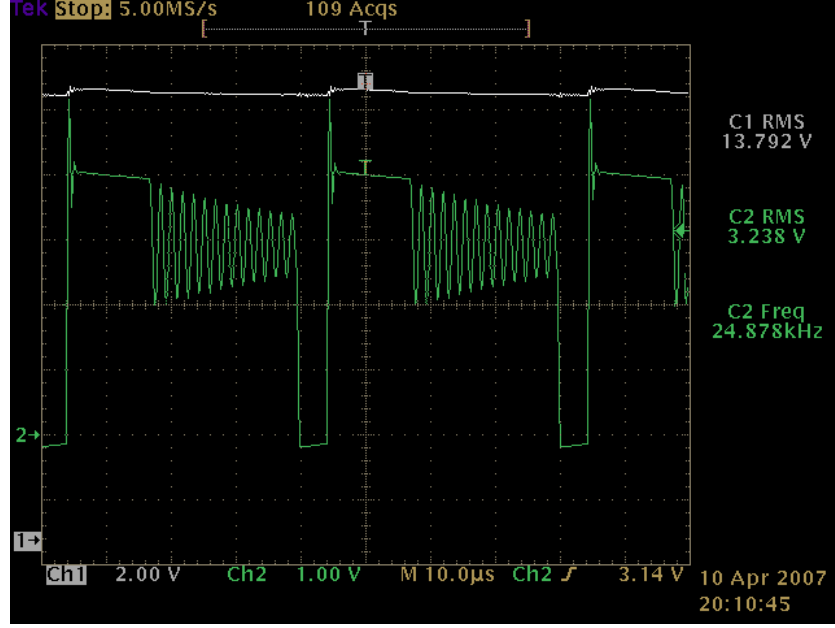
b) 2A yük altında çıkış gerilimi ve drain-source gerilim dalga şekilleri



Şekil 7.8: 2A yük altında drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri

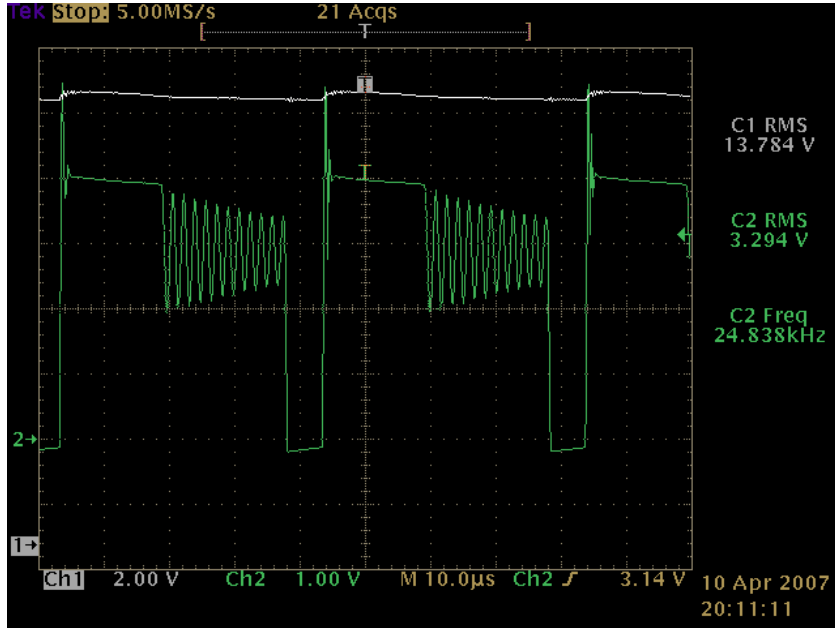


c) 4A yük altında çıkış gerilimi ve drain-source gerilim dalga şekilleri



Şekil 7.9: 4A yük altında drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri

d) 6A yük altında çıkış gerilimi ve drain-source gerilim dalga şekilleri



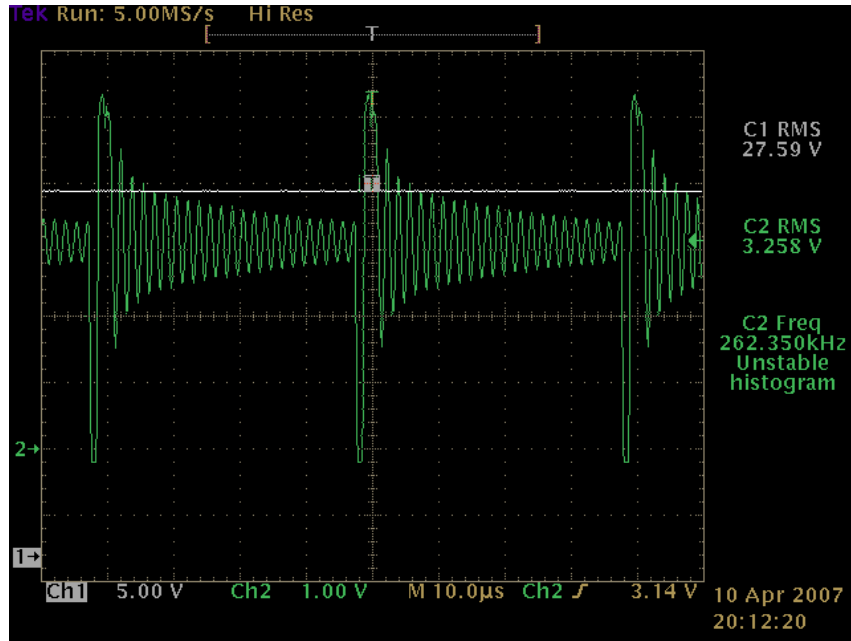
Şekil 7.10: 6A yük altında drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri

Şekil 7.7 ile Şekil 7.10 arasında FPS'nin drain-source gerilim dalga şekli, 13.8V çıkış gerilimi için görüntülenmiştir. Farklı yükler altında Ch2 kanalında görülen sinyalin sıfır değerinde kaldığı kısmın genişliği değişmektedir. Bu kısımda FPS iletimdedir ve çalışma doluluk oranını çekilen yük akımına bağlı olarak değiştirmektedir. Şekillerden de görüleceği üzere FPS'nin kesime geçtiği anda anlık

yükselmeler gözlemlenmektedir. Bu yükselmelerin FPS'nin anma gerilimi olan 650V'u geçmemesi sağlanmıştır. Bu sayede FPS'nin güvenli bir şekilde çalışmasına devam etmektedir. Yine de FPS anahtarı üzerindeki bu tür kayıplardan dolayı yüksek miktarda ısı açığa çıkmaktadır. Bu yüzden FPS üzerine soğutucu yerleştirilmiştir. FPS'nin kesime geçtiği andan sonra giriş gerilimi artı trafonun birincil tarafının endüktansında depolanan enerjiye bağlı yansıyan gerilim şekillerde görülmektedir. Akı şeklinde depolanan enerji ikincil tarafa aktarıldığında bu gerilim değeri biraz düşmekte ve titreşim oluşturmaktadır. Bu titreşimin sebebi ikincil tarafta bulunan doğrultucu diyotunun ters toparlanma süresidir. Anahtarlanmanın 25kHz'de yapıldığı çıktılarından da görülmektedir. Bir diğer önemli noktada farklı yükler altında çalışan dönüştürücüde, çıkış geriliminin regüle kalabilmesidir. Bu durum şekillerden de açıkça görülebilmektedir.

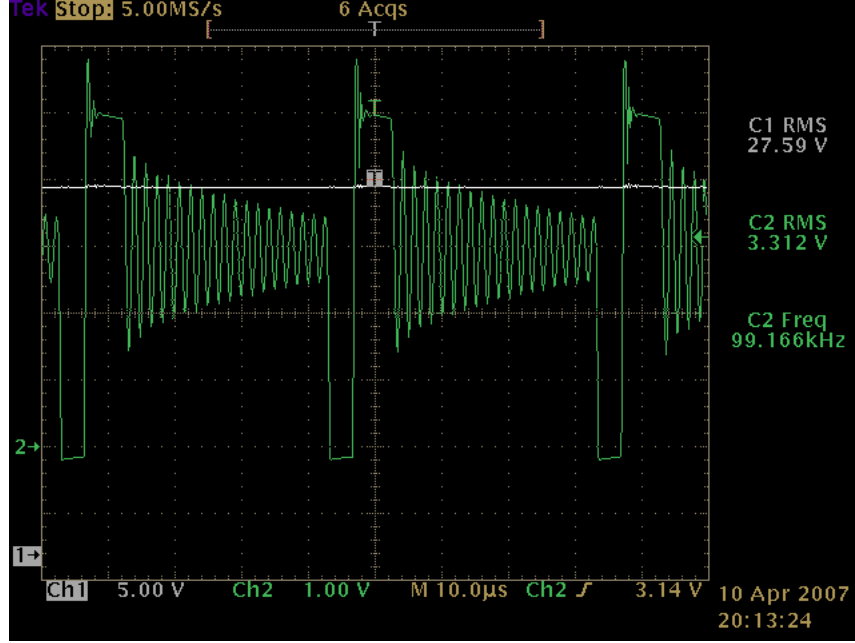
### 7.2.2 Çıkış Gerilimi 27.6V Durumunda

a) Yükün olmadığı durumda çıkış gerilimi ve drain-source gerilim dalga şekilleri



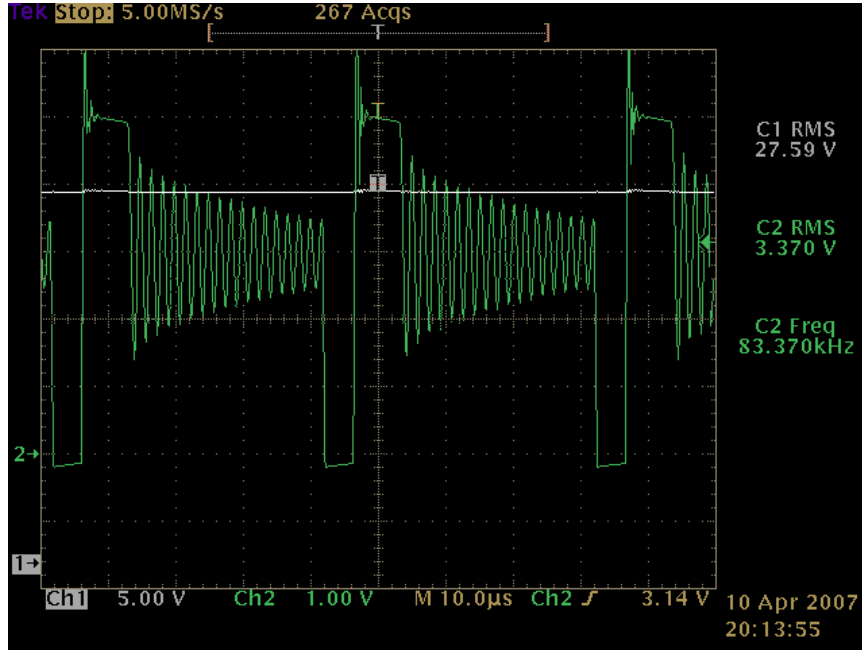
Şekil 7.11: Yükün olmadığı durumda drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri

b) 1A yük altında çıkış gerilimi ve drain-source gerilim dalga şekilleri



Şekil 7.12: 1A yük altında drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri

c) 2A yük altında çıkış gerilimi ve drain-source gerilim dalga şekilleri



Şekil 7.13: 2A yük altında drain-source ve çıkış gerilimi dalga şekilleri

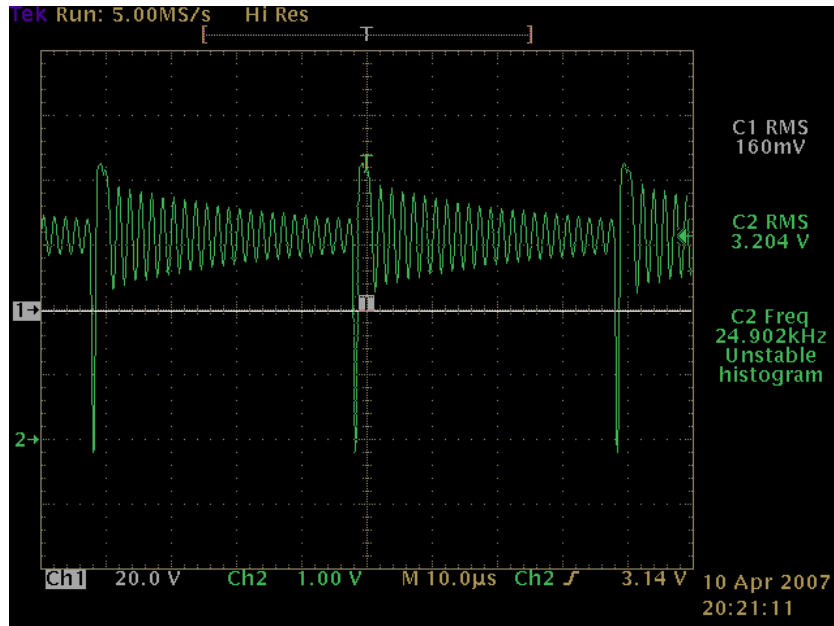
Şekil 7.11 ile Şekil 7.13 arasında FPS'nin drain-source gerilim dalga şekli, 27.6V çıkış gerilimi için görüntülenmiştir. Farklı giriş ve yükler altında çıkış gerilim regülasyonunun doğru yapıldığı şekillerden görülmektedir.

### 7.3 Geribesleme Gerilimine Bağlı Çalışma Doluluğu Oranının Değişimi

Güç anahtarının geribesleme kontrolü 4. bacağındaki gerilim değişimine bağlı olarak yapılmaktadır. Bu bacaktaki 33NF'lık kondansatör üzerindeki gerilim değerine bağlı olarak FPS otomatik olarak çalışma doluluk oranını belirlemektedir. Geribesleme gerilimi, cihaz boşta çalışırken Şekil 7.14'de görüldüğü gibi 160mV seviyesindedir. Cihaz boşta çalışmasına rağmen, çıkışına atılan 1K $\Omega$ 'luk direnç üzerinde çok az da olsa bir güç tüketimi olmaktadır.

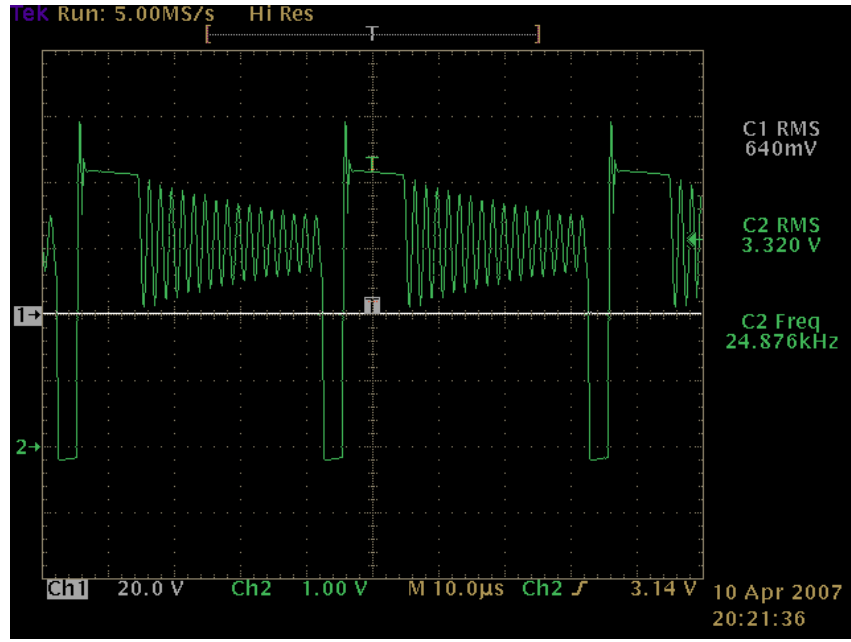
Bu şekilde cihazın çıkışında yük olmasa bile çıkış regülasyonu sağlanmaktadır. Şekil 7.15'de çıkış yük akımının 2A olduğu durumda, geribesleme gerilimi 640mV olarak ölçülmüştür. Bu gerilime bağlı olarak da anahtarlama çalışma doluluk oranının değiştiği görülmektedir. Şekil 7.16'da 4A yük durumunda, Şekil 7.17'de ise 6A yük akımı durumunda geribesleme geriliminin yükseldiği ve çalışma doluluk oranının arttığı görülmektedir.

a) Yükün olmadığı durumda geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri



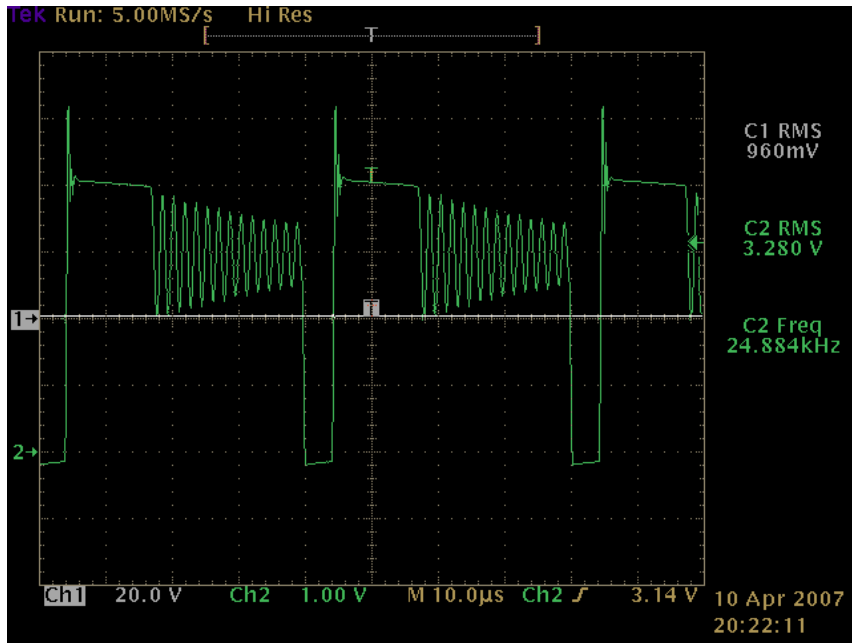
Şekil 7.14: Yükün olmadığı durumda geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri

b) 2A yük altında geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri



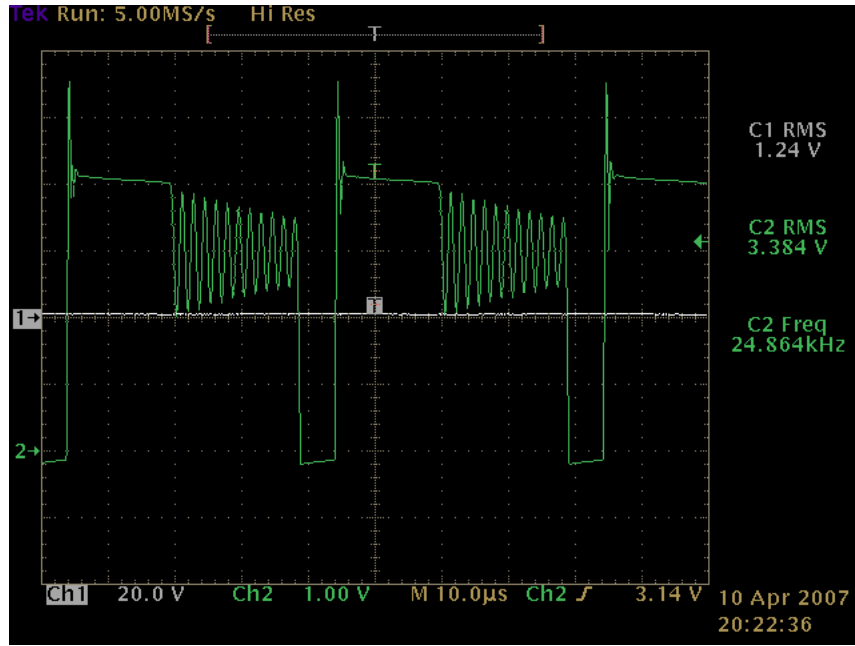
Şekil 7.15: 2A yük altındaki geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri

c) 4A yük altında geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri



Şekil 7.16: 4A yük altındaki geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri

d) 6A yük altında geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri

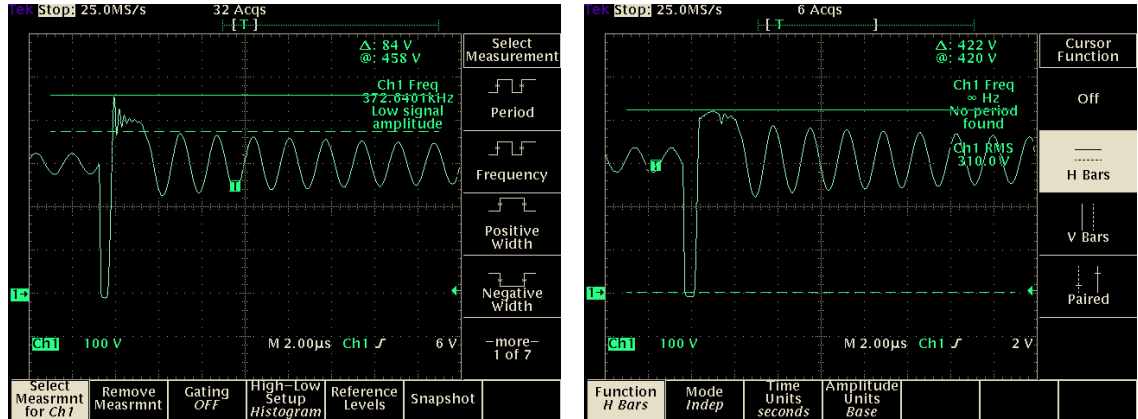


Şekil 7.17: 6A yük altındaki geribesleme ve drain-source gerilim dalga şekilleri

## 7.4 Söndürme Devresi

### 7.4.1 Çıkış Gerilimi 13.8V İçin Söndürme Devresi Etkisi

a) Yükün olmadığı durumda söndürme devresinin etkisi

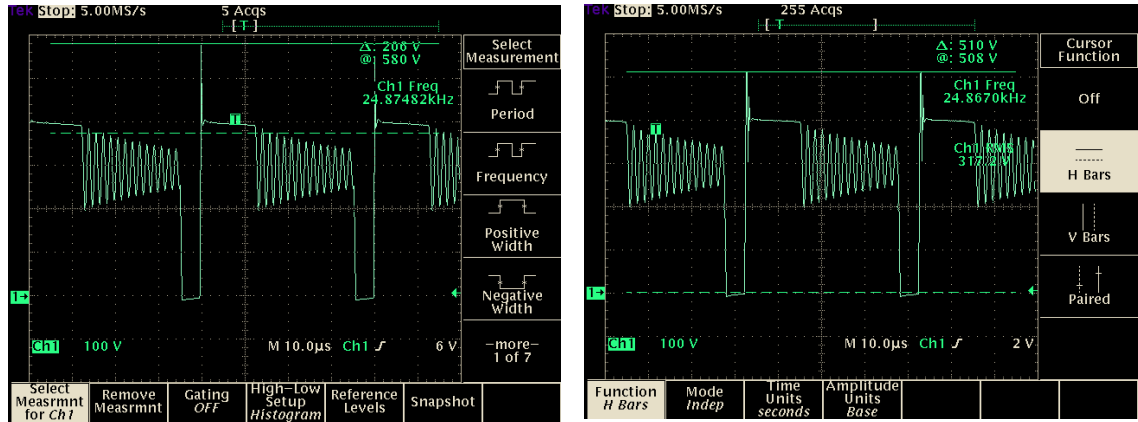


Şekil 7.18: 13.8V çıkış geriliminde yükün olmadığı durumda söndürme devresinin etkisi

Şekil 7.18’de söndürme devresinin devrede olduğu ve olmadığı durumlardaki etkileri görülmektedir. Cihaz boşa, çıkış geriliminin de 13.8V’a programlandığı durumda, söndürme devresi yok iken drain-source gerilim tepe değerinin 458V’lara ulaştığı

görülmektedir. Söndürme devresinin var olduğu durumda ise bu tepe gerilim değeri 420V'larda görülmektedir.

b) 4A yük altında söndürme devresinin etkisi

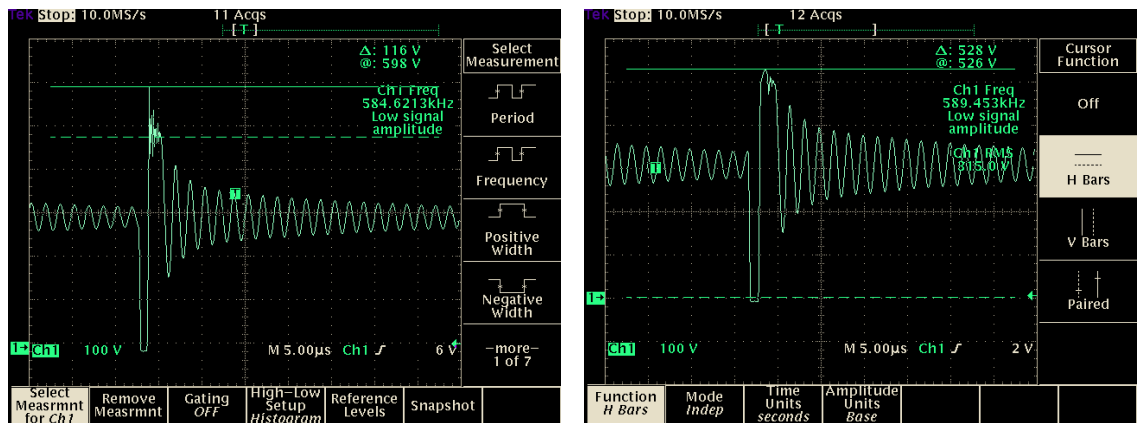


Şekil 7.19: 13.8V çıkış geriliminde 4A yük altında söndürme devresinin etkisi

Şekil 7.19'da cihaz boştaki, çıkış geriliminin de 13.8V'a programlandığı durumda, söndürme devresi yok iken drain-source gerilim tepe değerinin 580V'lara ulaştığı görülmektedir. Söndürme devresinin var olduğu durumda ise bu tepe gerilim değeri 508V'da sınırlandırılmış olarak görülmektedir.

#### 7.4.2 Çıkış Gerilimi 27.6V İçin Söndürme Devresi Etkisi

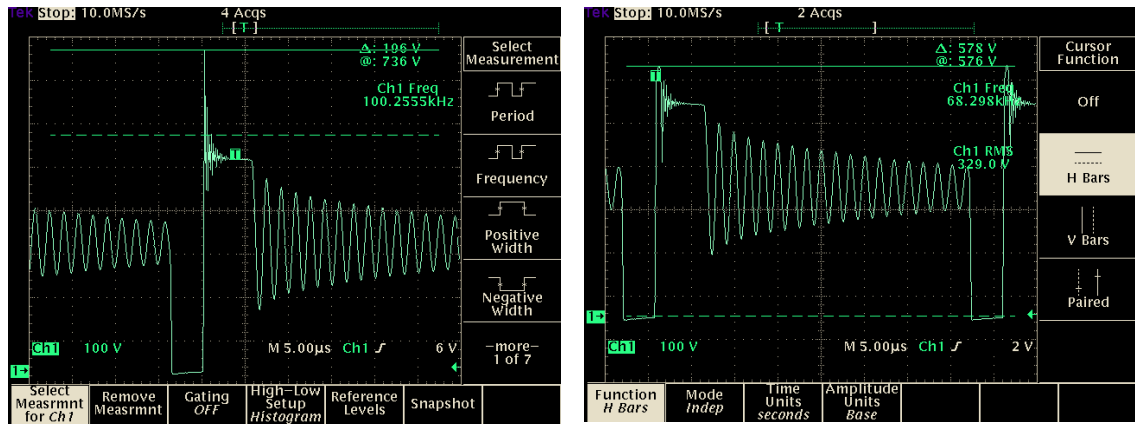
a) Yükün olmadığı durumda söndürme devresinin etkisi



Şekil 7.20: 27.6V çıkış geriliminde yük olmadığı durumda söndürme devresinin etkisi

Şekil 7.20'de cihaz boştaki, çıkış geriliminin de 27.6V'a programlandığı durumda, söndürme devresi yok iken drain-source gerilim tepe değerinin 598V'lara ulaştığı görülmektedir. Söndürme devresinin var olduğu durumda ise bu tepe gerilim değeri 526V'da sınırlandırılmıştır.

## b) 1.35A yük altında söndürme devresinin etkisi



**Şekil 7.21:** 27.6V çıkış geriliminde 1.35A yük altında söndürme devresinin etkisi

Şekil 7.21’de 1.35A yük altında, çıkış geriliminin de 27.6V’a programlandığı durumda, söndürme devresi yok iken drain-source gerilim tepe değerinin 736V’lara ulaştığı görülmektedir. Söndürme devresinin var olduğu durumda ise bu tepe gerilim değerinin 576V’da sınırlandırıldığı görülmektedir.

Anahtarın anma gerilim değerinin 650V olduğu düşünülürse söndürme devresinin olmadığı durumda, FPS yük altında uzun süreli çalışmada zarar görecektir. Söndürme devresinin etkisiyle bu gerilim değeri 576V’larla sınırlandırıldığı için çalışmada bir sıkıntı yaşanmamaktadır.

Şekillerden de görüleceği üzere söndürme devresinin cihaz çalışmasındaki etkisi büyük önem taşımaktadır. Tasarımda seçilen söndürme elemanlarıyla, gerilim sıçramalarının FPS’nin anma geriliminden düşük değerlerde sınırlandırılması sağlanmış ve cihazın güvenli bir şekilde çalıştığı gözlemlenmiştir.

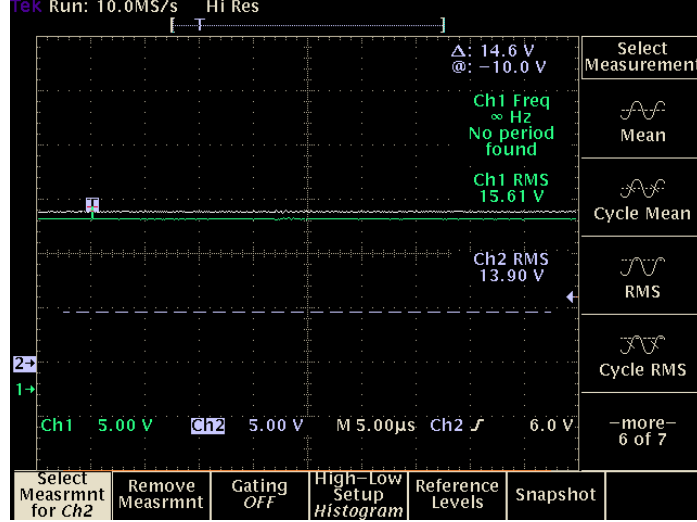
## 7.5 Yardımcı Sargı Çıkış Gerilim ( $V_{cc}$ ) Değişimi

### 7.5.1 Çıkış Gerilimi 13.8V Durumunda $V_{cc}$ Değişimi

a) Yükün olmadığı durumda  $V_{cc}$  ve  $V_{BAT}$  gerilimlerinin dalga şekilleri

Yardımcı sargı kullanarak oluşturulan FPS’nin besleme gerilimi  $V_{cc}$ , tasarımda trafonun tur sayısı ayarlanarak gerilimi 15V olacak şekilde ayarlanmıştır. Şekil 7.22’de bu gerilim değeri görülmektedir. Şekilden de görüleceği üzere hesaplanan değere çok yakın bir gerilim değeri elde edilmiştir. Bu besleme gerilimi cihazın sürekli çalışma halindeki gerilimidir.

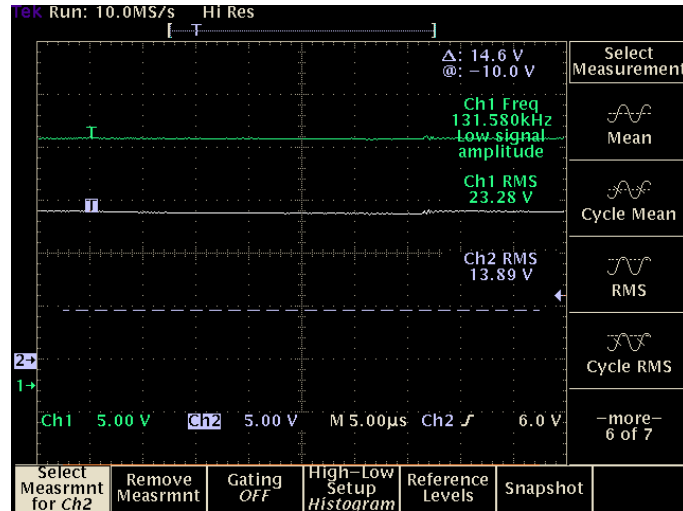




**Şekil 7.22:** Yükün olmadığı durumda 13.8V çıkış geriliminde  $V_{cc}$  ve çıkış gerilimi dalga şekilleri

Cihazın ilk kalkış anındaki gerilimi yani anahtarlama başlamadan önceki besleme gerilimi, şebekeden doğrultulmuş DC gerilimle 2 direnç üzerinden sağlanmaktadır. Sürekli halde yardımcı sargı üzerinden oluşturulan bu gerilim değeri çıkıştaki yüke bağlı olarak değişecektir. Çıkıştan fazla akım çekilmek istenmesi durumunda yardımcı sargıda endüklenen gerilimde fazla olacağından,  $V_{cc}$  gerilimi yükselir. Şekil 7.23’de bu durum görülmektedir.  $V_{cc}$  besleme gerilimi 23V’dur. Önemli olan bu  $V_{cc}$  geriliminin 25V’un üzerinde ve 10V’un altına düşmemesidir. Eğer bu değerler dışına çıkarsa FPS yüksek ve düşük gerilim korumaları devreye girerek anahtarlamaı susturur.

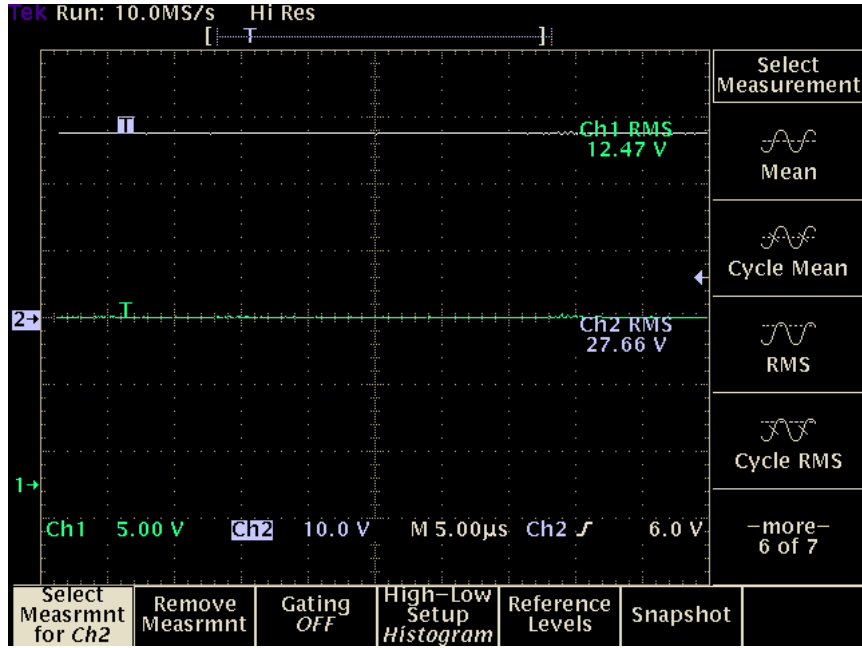
b) 6A yük altında  $V_{cc}$  ve  $V_{BAT}$  gerilimlerinin dalga şekilleri



**Şekil 7.23:** 6A yük altında 13.8V çıkış geriliminde  $V_{cc}$  gerilimi dalga şekli

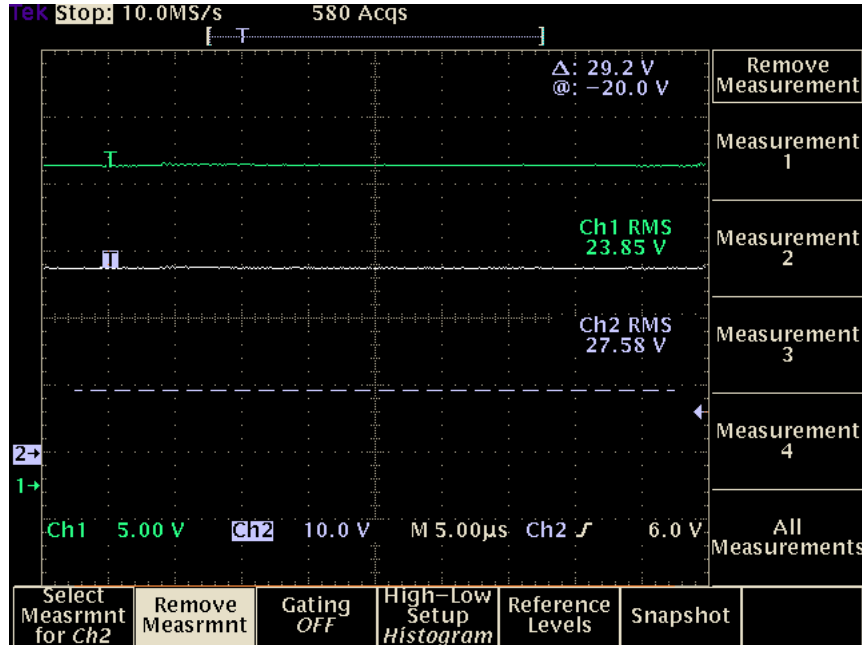
## 7.5.2 Çıkış Gerilimi 27.6V Durumunda $V_{cc}$ Değişimi

a) Yükün olmadığı durumda  $V_{cc}$  ve  $V_{BAT}$  gerilimlerinin dalga şekilleri



Şekil 7.24: Yükün olmadığı durumda 27.6V çıkış geriliminde  $V_{cc}$  gerilimi dalga şekli

b) 2A yük altında  $V_{cc}$  ve  $V_{BAT}$  gerilimlerinin dalga şekilleri



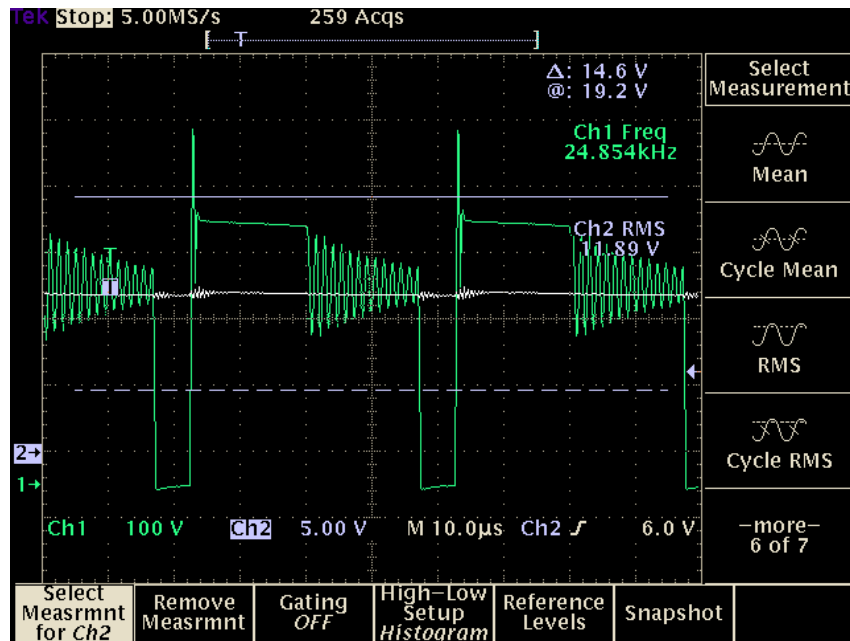
Şekil 7.25: 2A yük altında 27.6V çıkış geriliminde  $V_{cc}$  gerilimi dalga şekli

Şekil 7.24 ve Şekil 7.25’de 27.6V için  $V_{cc}$  besleme gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Bu durumda çalışmada besleme gerilimi istenilen gerilim değer aralığında tutulmuştur.

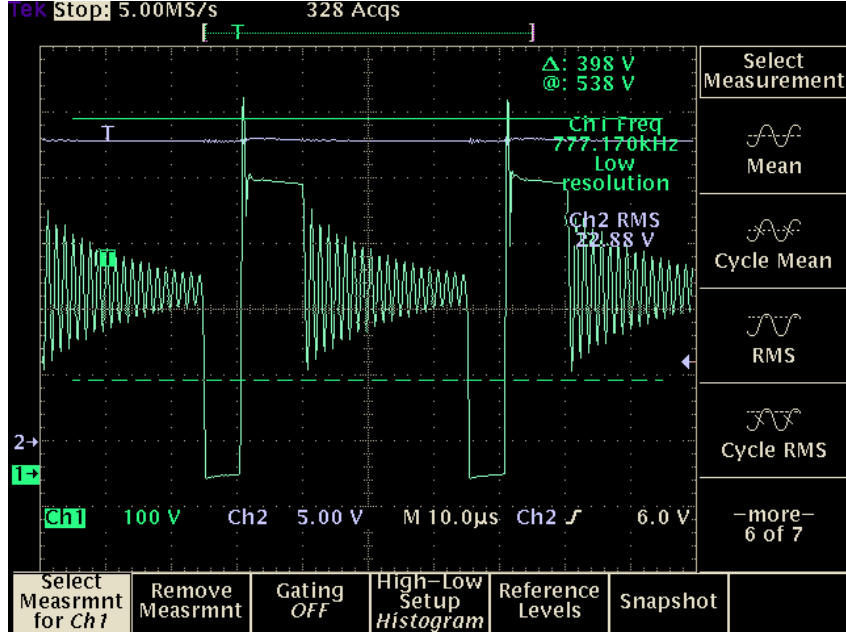
Şekil 7.24 ve Şekil 7.25’de Ch1’de görülen  $V_{cc}$  besleme gerilim değerleri yükün olmadığı durumda 12.47V, 2A ile yüklenmişken 23.85V olarak görülmektedir. FPS’nin besleme geriliminin 10V’un altında ve 25V’un üzerindeki olduğu durumlarda, cihazı koruma moduna geçip cihazı kapatacağı düşünülürse, ölçülen değerlerin cihaz çalışmasında bir sıkıntı yaratmayacağı görülmüştür. Yani iki çıkış geriliminde de, besleme sargısında oluşan  $V_{cc}$  gerilimi istenen değerler arasında tutulduğundan cihazın çalışmasında olumsuz yönde bir etki gözlemlenmemiştir.

## 7.6 Akım Sınırlama Devresinin Çalışması

Dönüştürücüye 13.8V çıkış geriliminde iken 7A, 27.6V çıkış geriliminde iken 3.5A’lik akım sınırı konmuştur. Yükün bu belirlenen akım sınırından yüksek bir değerde akım çekmek istemesi durumunda çıkış gerilimi çökmektedir. Şekil 7.26’da yük akımının 8.1A olduğu durumda FPS’nin drain source ve dönüştürücünün çıkış gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 7.27’de ise çıkış gerilimi 27.6V değerindeyken, çıkıştan 4A’lik yük akımı çekildiğinde FPS’nin drain source ve dönüştürücünün çıkış gerilim dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 7.26: 13.8V çıkış geriliminde 8.1A yük altında çıkış gerilim değişimi



**Şekil 7.27:** 27.6V çıkış geriliminde 4A yük altında çıkış gerilim değişimi

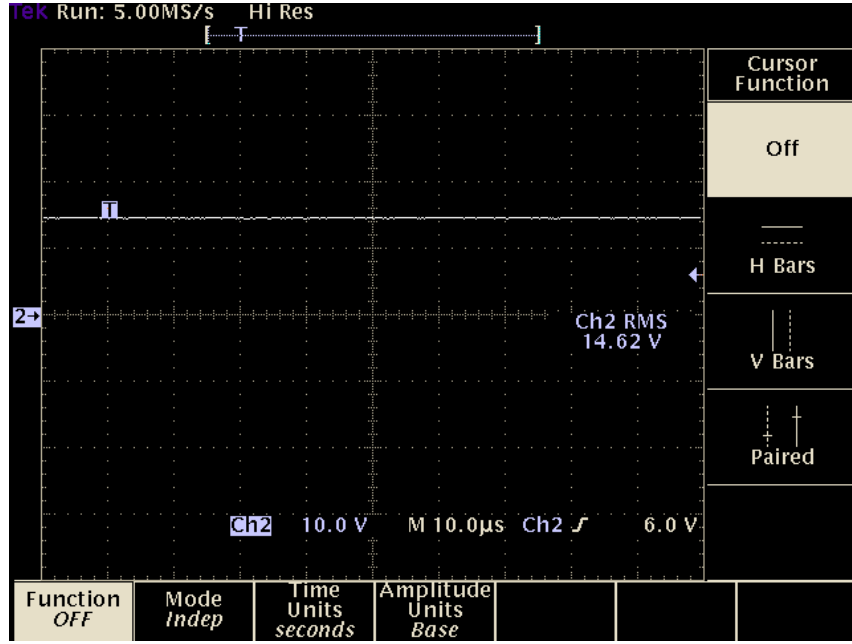
Görüldüğü üzere devreden ayarlanan akım sınırının üzerinde bir akım çekilmesi durumunda çıkış gerilimlerinde düşüşler oluşmaktadır. Çıkış gerilimi 13.8V'a programlı iken 8.1A yük altında 11.89V'a, çıkış gerilimi 27.6V'a programlı iken 4A yük altında 22.88V'a düşmüştür. Bu durumda cihaz güç sınırlaması yapmıştır. Buradan da akım sınırlama devresinin çalıştığı görülmektedir.

Ayrıca çalışma doluluk oranının maksimum değerinde olduğu, FPS'nin drain source dalga şekillerden görülmektedir.

## 7.7 Yükseltilmiş Şarj

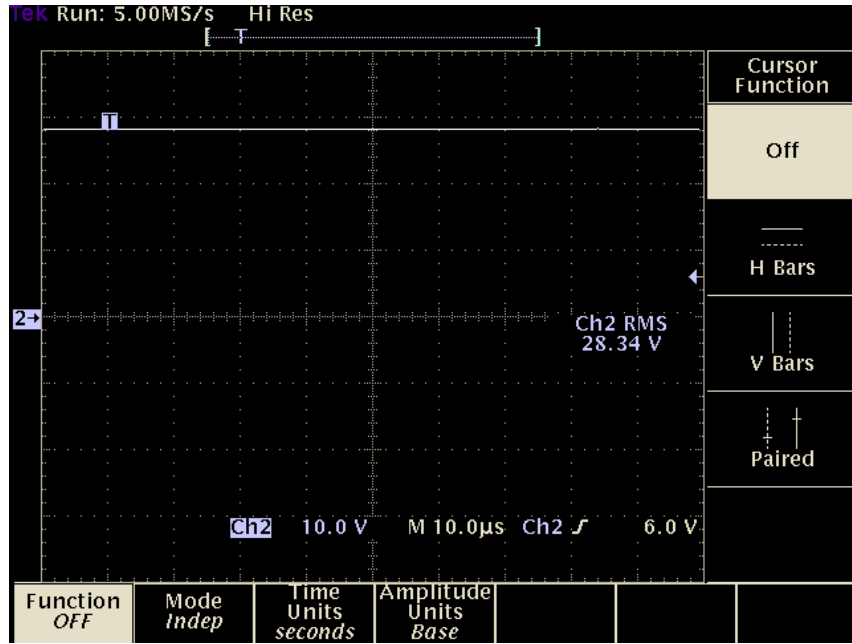
Cihaz, istenildiğinde yükseltilmiş şarj yapabilme özelliğine sahiptir. Yani 13.8V çıkış gerilimini 14.5V seviyesine, 27.6V çıkış gerilimini 28.3V gerilim seviyesine çıkarabilmektedir. Yükseltilmiş şarjın yapılabilmesi için baskılı devre üzerindeki çıkış konnektörünün 3 ve 4 nolu terminallerinin birbirine kısa devre yapılması gerekmektedir. Şekil 7.28 ve Şekil 7.29'da iki çıkış değeri için yükseltilmiş şarj gerilim dalga şekilleri görülmektedir.

a) 13.8V geriliminin yükseltilmiş hali



Şekil 7.28: 13.8V çıkış geriliminin yükseltilmiş hali

b) 27.6V geriliminin yükseltilmiş hali



Şekil 7.29: 27.6V çıkış geriliminin yükseltilmiş hali

## 7.8 Verim

Verim hesabı için dönüştürücü 13.8V çıkış geriliminde iken, tam yükte (7A) yüklenmiştir. Bu şartlar altında cihazın verimi aşağıdaki yol izlenerek bulunmuştur.

Öncelikle giriş gücünün hesaplanabilmesi için çapraz dönüştürücünün Nötr girişine seri bir  $0.1\Omega$ 'luk direnç atılmıştır. Bu direnç üzerindeki gerilimden, girişten çekilen akım hesaplanıp giriş gücü elde edilmiştir.

Şekil 7.30'da tam yük durumunda şebeke ve  $0.1\Omega$ 'luk direnç üzerindeki gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Şekilde Ch2'de  $0.1\Omega$ 'luk direnç üzerindeki gerilimin etkin değeri  $86.8mV$  olarak görülmektedir. Bu durumda direnç üzerinden akan akım yani girişten çekilen akım değeri;

$$I = \frac{V}{R} = \frac{86.8mV}{0.1\Omega} = 0.868A \text{ olarak hesaplanır.}$$

Şekilde Ch1'de ise şebeke gerilimi görülmektedir. Şebeke geriliminin etkin değeri  $218.8V$  olarak ölçülmüştür. Bu durumda görünür güç;

$$S = VI = 218.8 \times 0.868 = 189.9VA \text{ olarak bulunur.}$$

Direnç üzerinde görülen dalga şeklinden de anlaşılacağı üzere, girişten çekilen akım doğrusal olmayan bir akımdır. Çünkü devrede kullanılan tam dalga doğrultucu köprü diyotundan bir diğer ifadeyle dönüştürücüden çekilen akım bu şekildedir. Ayrıca giriş gerilimi ile  $0.1\Omega$ 'luk direnç üzerindeki gerilim arasında faz farkı görülmektedir. Direnç üzerinden akan akımında bu fazda olduğunu düşünürsek giriş gerilimi ile giriş akımı arasında belli açıda faz farkı olduğu görülmektedir. Bu tür yüklerde güç faktörü ( $\cos \Phi$ ) yaklaşık olarak  $0.7$  alınmaktadır. Bu durumda aktif güç;

$$P = VI \cos \phi = 189.9 \times 0.7 = 132.93W \text{ olarak hesaplanır.}$$

Çıkış gücü, çıkış gerilimi ve çıkış akımı belli olduğundan;

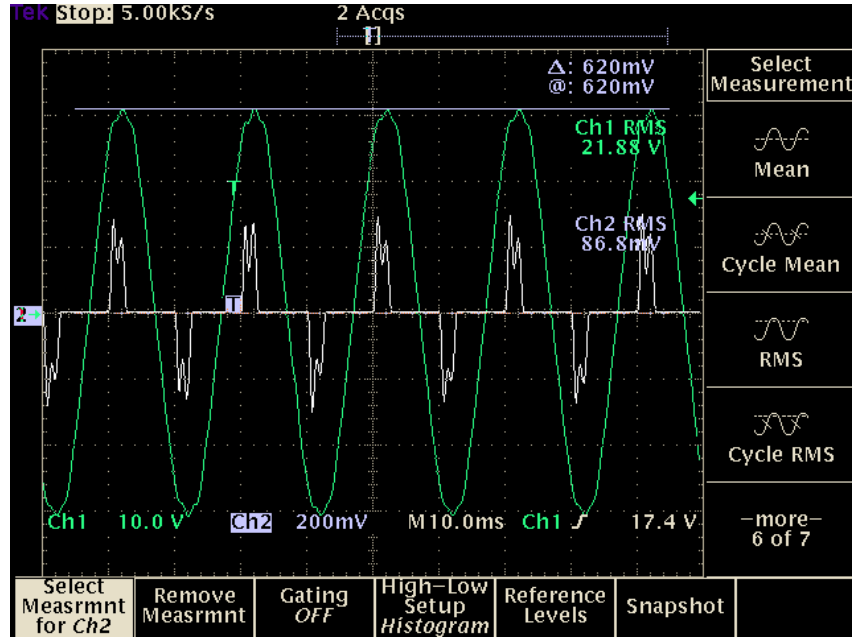
$$P_o = V_o \times I_o = 13.8 \times 7 = 96.6W \text{ olarak bulunur.}$$

Verim hesabı;

$$Verim = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{96.6}{132.93} = 0.726 \text{ olarak hesaplanır.}$$

Tasarım esnasında cihaz verimi  $0.75$  olarak öngörülmüştür. Görüldüğü üzere cihazın gerçek verimi de  $0.726$  olarak ölçülmüştür. Cihazın veriminin daha da yüksek seviyelere çekilebilmesi için söndürme devresinde iyileştirme yapılabilir. Girişten doğrusal olmayan akım çekildiği görülmektedir. Bunun şebekedeki bozucu etkilerini gidermek için güç faktörünün düzeltilmesi sağlanabilir. Bu düzeltme ek devreler ile

gerçekleştirilebilir. Böylelikle girişten çekilen akımlar sinüsoidal hale dönüştürülebilir ve giriş akımının şebeke üzerindeki bozucu etkileri giderilebilir.



**Şekil 7.30:** Verim hesabı için giriş gerilim değerleri

Elektromanyetik girişimin etkisinin azaltılması baskılı devre üzerinde bulunan EMI filtresindeki elemanların uygun değerlerde seçilmesiyle sağlanabilir.

Çıkış geriliminin ve akımının devredeki potlarla oynanarak değişmesi sağlanıp, dönüştürücünün farklı uygulamalarda da kullanılması sağlanabilir.

Bilgisayardan yapılan programlamada, bilgisayarın portundan verilen sinyal yükseltip, yükseltilen bu sinyalle optokuplörün sürülmesi sağlanabilir.

Çıkıştan alınan akım örneği şönt direnç üzerinden değilde akım dönüştürücü (LEM) üzerinden alınabilir. Bu şekilde daha doğru bir akım geribesleme sinyali elde edilebilir.

Baskılı devre kartı daha da küçültülebilir. Bu şekilde cihaz maliyetinde ucuzlatma sağlanmış olunur.

## KAYNAKLAR

- [1] **Mohan, N., Undeland, T. M. and W. P. Robbins**, 1995. Power Electronics: Converters, Applications and Design, New York, Wiley.
- [2] **Panasonic**, 2000. Sealed Lead-Asid Batteries Technical Handbook.
- [3] **Fairchild Semiconductor**, 2006. Application Note: AN-4105, Design Considerations for Switched-Mode Power Supplies Using a Fairchild Power Switch (FPS) in a Flyback Converter, Rev.1.0.4.
- [4] **Fairchild Semiconductor**, 2006. Application Note: AN4137, Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS), Rev.1.0.2.
- [5] **Fairchild Semiconductor**, 2006. Application Note: AN-4147, Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters, Rev.1.1.0.
- [6] **Williams, T.**, 1996. EMC for Product Designers, 2nd Edition, Jordan Hill, Oxford.
- [7] **Cüce, E.**, 1998. Switching Mode Power Supply&Flyback Converter Design, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [8] **Rashid, Muhammad H.**, 2001. Power Electronics Handbook, Universty of West Florida, Pensacola, Florida.
- [9] **Brown, M.**, 2001. Power Supply Cookbook, 2nd ed., Boston
- [10] **Billings, K.**, 2003. Designing Flyback Transformer For Discontinous Mode, DKB Power Inc., Ontario, Canada.
- [11] **Thollot, Pierre A.**, 1993. Power Electronics Technology and Applications, IEEE Technical Activities Board, New Jersey.
- [12] **Kazmierczuk, K. and Nquyen, S. T.**, 1995. Closed-loop voltage-mode-controlled PWM flyback DC-DC converter for CCM with integral-lead controller, IEEE, National Aerospace and Electronics Conference, pp. 61-68.
- [13] **Kleebchampee, W. and Bunlaksananusorn C.**, 2005. Modeling and Control Design of a Current-Mode Controlled Flyback Converter with Optocoupler Feedback, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand .
- [14] **Chen, T. H., Lin, W. L., Liaw C. M.**, 1999. Dynamic Modeling and Controller Design of Flyback Converter, IEEE Transactions On Aerospace and Electronic Systems Vol. 35, No. 4.
- [15] **Erickson, R. W. and Maksimovic, D.**, 2001. Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed., Kluwer Academic Publishers.
- [16] <http://www.smeps.us/>



[17] <http://www.protel.com/>

[18] <http://electronics-lab.com/>

[19] <http://www.fairchildsemi.com>

[20] <http://en.wikipedia.org>

## **Ek\_A. Arayüz Programı Bilgisayar Kodu**

```
unit uMain;
interface
uses
  Windows, Messages, SysUtils, Variants, Classes, Graphics, Controls, Forms,
  Dialogs, StdCtrls, CPort, ExtCtrls, CPortCtl;
type
  TfrmMain = class(TForm)
    Bevel1: TBevel;
    Bevel2: TBevel;
    btnDTR: TButton;
    btnRTS: TButton;
    ComPort1: TComPort;
    lblAbout: TLabel;
    lblOutputVoltage: TLabel;
    lblStatus: TLabel;
    btnSerialPort: TButton;
    procedure FormCreate(Sender: TObject);
    procedure btnDTRClick(Sender: TObject);
    procedure btnSerialPortClick(Sender: TObject);
  private
    { Private declarations }
  public
    { Public declarations }
  end;
var
  frmMain: TfrmMain;
implementation
  {$R *.dfm}
  {$R WindowsXP.res}
  procedure TfrmMain.FormCreate(Sender: TObject);
```

```

begin
    lblStatus.Caption := "";
    lblAbout.Left := (Width - lblAbout.Width) div 2;
    lblOutputVoltage.Left := (Width - lblOutputVoltage.Width) div 2;
    ComPort1.Port := "";
end;

procedure TfrmMain.btnDTRClick(Sender: TObject);
begin
    lblStatus.Caption := TButton(Sender).Caption;
    lblStatus.Left := (Width - lblStatus.Width) div 2;
    if(TButton(Sender).Name = 'btnDTR')then
        begin
            ComPort1.SetDTR(False);
        end
    else
        begin
            ComPort1.SetDTR(True);
        end;
end;

procedure TfrmMain.btnSerialPortClick(Sender: TObject);
begin
    if(ComPort1.Connected)then
        ComPort1.Close();
    ComPort1.ShowSetupDialog();
    if(not ComPort1.Connected)then
        begin
            try
                ComPort1.Open();
            except
                Application.MessageBox(PAnsiChar(Format('%s Portu Açılmadı. Lütfen
                Portun Başka Bir Program Tarafından Kullanılmadığından Emin Olunuz !',
                [ComPort1.Port])), 'Dikkat', MB_OK or MB_ICONSTOP);
            end;
        end;
    if(not ComPort1.Connected)then

```

```
begin
    lblStatus.Font.Size := 8;
    lblStatus.Font.Color := clRed;
    lblStatus.Caption := 'Port Açılmadı.';
    lblStatus.Left := (Width - lblStatus.Width) div 2;
end
else
begin
    lblStatus.Font.Size := 24;
    lblStatus.Font.Color := clGreen;
    lblStatus.Caption := "";
    lblStatus.Left := (Width - lblStatus.Width) div 2;
    btnDTRClick(btnDTR);
end;
btnDTR.Enabled := ComPort1.Connected;
btnRTS.Enabled := ComPort1.Connected;
end;
end.
```



## EK\_C. Programlanabilir Çapraz Dönüştürücüde Kullanılan Güç Anahtarının Veri Yaprağı

**FAIRCHILD**  
SEMICONDUCTOR®

www.fairchildsemi.com

### FS6S1265RE Fairchild Power Switch(FPS)

#### Features

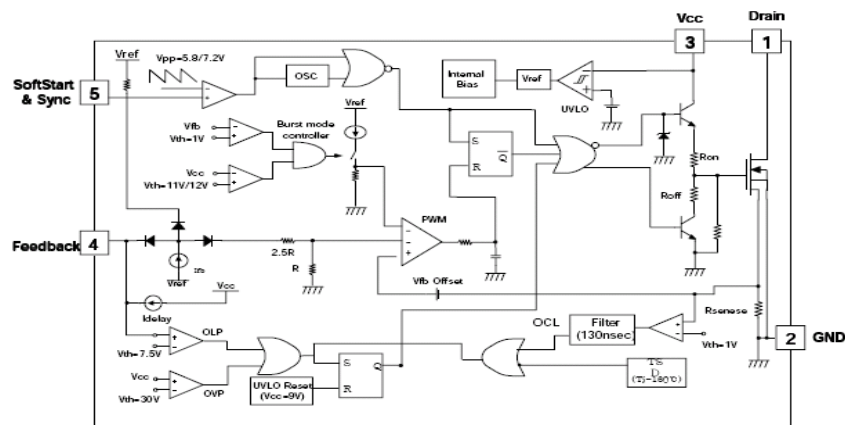
- Wide Operating Frequency Range Up to 150kHz
- Lowest Cost SMPS Solution
- Lowest External Components
- Low Start up Current (Max:170uA)
- Low Operating Current (Max:15mA)
- Internal High Voltage SenseFET
- Built-in Auto Restart Circuit
- Over Voltage Protection (Auto Restart Mode)
- Over Load Protection (Auto Restart Mode)
- Over Current Protection (Auto Restart Mode)
- Internal Thermal Protection (Auto Restart Mode)
- Pulse By Pulse Over Current Limiting
- Internal Burst Mode Controller for Stand-by Mode
- Under Voltage Lockout With Hysteresis
- External Sync. Terminal

#### Description

The Fairchild Power Switch(FPS) product family is specially designed for an off line SMPS with minimal external components. The Fairchild Power Switch(FPS) consist of high voltage power SenseFET and current mode PWM IC. Included PWM controller features integrated fixed oscillator, under voltage lock out, optimized gate turn on/turn off driver, thermal shut down protection, over voltage protection, and temperature compensated precision current sources for loop compensation and fault protection circuitry. compared to discrete MOSFET and controller or RCC switching converter solution, a Fairchild Power Switch(FPS) can reduce total component count, design size, and weight and at the same time increase efficiency, productivity, and system reliability. It has a basic platform well suited for cost effective monitor power supply.



#### Internal Block Diagram



Rev.1.0.1

©2003 Fairchild Semiconductor Corporation

## Absolute Maximum Ratings

(Ta=25°C, unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Drain-Gate Voltage(R <sub>GS</sub> =1MΩ)	V <sub>DGR</sub>	650	V
Gate-Source(GND) Voltage	V <sub>GS</sub>	±30	V
Drain Current Pulsed <sup>(1)</sup>	I <sub>DM</sub>	48	ADC
Continuous Drain Current (T <sub>c</sub> = 25°C)	I <sub>D</sub>	12	ADC
Continuous Drain Current (T <sub>c</sub> = 100°C)	I <sub>D</sub>	8.4	ADC
Single Pulsed Avalanche Current <sup>(3)</sup> (Energy <sup>(2)</sup> )	I <sub>AS</sub> (EAS)	30(950)	A(mJ)
Maximum Supply Voltage	V <sub>CC,MAX</sub>	35	V
Input Voltage Range	V <sub>FB</sub>	-0.3 to V <sub>CC</sub>	V
	V <sub>SS</sub>	-0.3 to 10	V
Total Power Dissipation	P <sub>D</sub> (Watt H/S)	240	W
	Darting	1.92	W/°C
Operating Junction Temperature.	T <sub>J</sub>	+150	°C
Operating Ambient Temperature.	T <sub>A</sub>	-25 to +85	°C
Storage Temperature Range.	T <sub>STG</sub>	-55 to +150	°C

### Note:

1. Repetitive rating: pulse width limited by maximum junction temperature
2. L = 10mH, starting T<sub>j</sub> = 25°C
3. L = 13uH, starting T<sub>j</sub> = 25°C

## Electrical Characteristics (SFET Part)

(Ta = 25°C unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Drain-Source Breakdown Voltage	BV <sub>DSS</sub>	V <sub>GS</sub> = 0V, I <sub>D</sub> = 50μA	650	-	-	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I <sub>DSS</sub>	V <sub>DS</sub> =Max, Rating, V <sub>GS</sub> = 0V	-	-	200	μA
		V <sub>DS</sub> = 0.8Max, Rating, V <sub>GS</sub> = 0V, T <sub>C</sub> = 125°C	-	-	300	μA
Static Drain-Source on Resistance <sup>(1)</sup>	R <sub>DS(on)</sub>	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 4.5A	-	0.7	0.9	Ω
Forward Transconductance <sup>(2)</sup>	g <sub>fs</sub>	V <sub>DS</sub> = 50V, I <sub>D</sub> = 4.5A	-	-	-	S
Input Capacitance	C <sub>iss</sub>	V <sub>GS</sub> = 0V, V <sub>DS</sub> = 25V, f = 1MHz	-	1820	-	pF
Output Capacitance	C <sub>oss</sub>		-	185	-	
Reverse Transfer Capacitance	C <sub>rss</sub>		-	32	-	
Turn on Delay Time	t <sub>d(on)</sub>	V <sub>DD</sub> = 0.5BV <sub>DSS</sub> , I <sub>D</sub> = 12.0A (MOSFET switching time are essentially independent of operating temperature)	-	38	-	nS
Rise Time	t <sub>r</sub>		-	120	-	
Turn Off Delay Time	t <sub>d(off)</sub>		-	200	-	
Fall Time	t <sub>f</sub>		-	100	-	
Total Gate Charge (Gate-Source+Gate-Drain)	Q <sub>g</sub>	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 12.0A, V <sub>DS</sub> = 0.5BV <sub>DSS</sub> (MOSFET Switching time are Essentially independent of Operating temperature)	-	60	-	nC
Gate-Source Charge	Q <sub>gs</sub>		-	10	-	
Gate-Drain (Miller) Charge	Q <sub>gd</sub>		-	30	-	

### Note:

1. Pulse test: pulse width ≤ 300us, duty 2%

$$2. S = \frac{1}{R}$$

## Electrical Characteristics (Control Part) (Continued)

(V<sub>CC</sub>=16V, T<sub>amb</sub> = 25°C unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
<b>UVLO SECTION</b>						
Start Threshold Voltage	V <sub>START</sub>	V <sub>FB</sub> =GND	14	15	16	V
Stop Threshold Voltage	V <sub>STOP</sub>	V <sub>FB</sub> =GND	8	9	10	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>						
Initial Frequency	F <sub>OSC</sub>	-	22	25	28	kHz
Voltage Stability	F <sub>STABLE</sub>	12V ≤ V <sub>CC</sub> ≤ 23V	0	1	3	%
Temperature Stability (Note2)	ΔF <sub>OSC</sub>	-25°C ≤ T <sub>a</sub> ≤ 85°C	0	±5	±10	%
Maximum Duty Cycle	D <sub>MAX</sub>	-	92	95	98	%
Minimum Duty Cycle	D <sub>MIN</sub>	-	-	-	0	%
<b>FEEDBACK SECTION</b>						
Feedback Source Current	I <sub>FB</sub>	V <sub>FB</sub> =GND	0.7	0.9	1.1	mA
Shutdown Feedback Voltage	V <sub>SD</sub>	V <sub>FB</sub> ≥ 6.9V	6.9	7.5	8.1	V
Shutdown Delay Current	I <sub>DELAY</sub>	V <sub>FB</sub> =5V	1.6	2.0	2.4	μA
<b>SYNC. &amp; SOFTSTART SECTION</b>						
Softstart Voltage	V <sub>SS</sub>	V <sub>FB</sub> =2V	4.7	5.0	5.3	V
Softstart Current	I <sub>SS</sub>	V <sub>SS</sub> =0V	0.8	1.0	1.2	mA
Sync High Threshold Voltage(Note3)	V <sub>SYNCH</sub>	V <sub>CC</sub> =16V, V <sub>FB</sub> =5V	-	7.2	-	V
Sync Low Threshold Voltage(Note3)	V <sub>SYNCL</sub>	V <sub>CC</sub> =16V, V <sub>FB</sub> =5V	-	5.8	-	V
<b>BURST MODE SECTION</b>						
Burst Mode Low Threshold Voltage	V <sub>BURL</sub>	V <sub>FB</sub> =0V	10.4	11.0	11.6	V
Burst Mode High Threshold Voltage	V <sub>BURH</sub>	V <sub>FB</sub> =0V	11.4	12.0	12.6	V
Burst Mode Enable Feedback Voltage	V <sub>BEN</sub>	V <sub>CC</sub> =10.5V	0.7	1.0	1.3	V
Burst Mode Peak Current Limit(Note4)	I <sub>BURPK</sub>	-	0.45	0.6	0.75	A
Burst Mode Frequency	F <sub>BUR</sub>	V <sub>CC</sub> =10.5V, V <sub>FB</sub> =0V	40	50	60	kHz
<b>CURRENT LIMIT(SELF-PROTECTION)SECTION</b>						
Peak Current Limit (Note4)	I <sub>OVER</sub>	-	7.04	8.0	8.96	A
<b>PROTECTION SECTION</b>						
Over Voltage Protection	V <sub>OV</sub> P	V <sub>CC</sub> ≥ 27V	27	30	33	V
Over Current Latch voltage(Note3)	V <sub>OCL</sub>	-	0.9	1.0	1.1	V
Thermal Shutdown Temperature(Note2)	T <sub>SD</sub>	-	140	160	-	°C
<b>TOTAL DEVICE SECTION</b>						
Start-Up Current	I <sub>START</sub>	V <sub>FB</sub> = GND, V <sub>CC</sub> = 14V	-	0.1	0.17	mA
Operating Supply Current(Note1)	I <sub>OP</sub>	V <sub>FB</sub> = GND, V <sub>CC</sub> = 16V	-	10	15	mA
	I <sub>OP(MIN)</sub>	V <sub>FB</sub> = GND, V <sub>CC</sub> = 12V				
	I <sub>OP(MAX)</sub>	V <sub>FB</sub> = GND, V <sub>CC</sub> = 30V				

### Notes:

1. These parameters are the Current Flowing in the Control IC.
2. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production
3. These parameters, although guaranteed, are tested in EDS(wafer test) process
4. These parameters are indicated Inductor Current.



## Typical Performance Characteristics

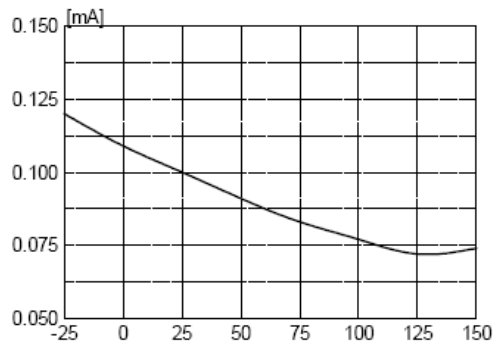


Figure 1. Start Up Current vs. Temp.

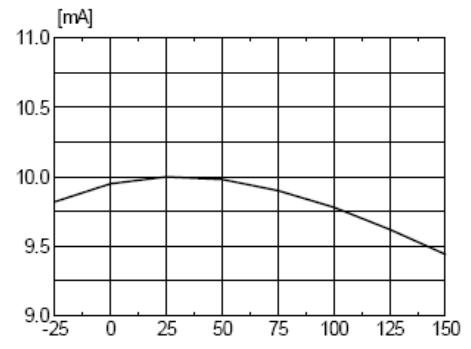


Figure 2. Operating Current vs. Temp.

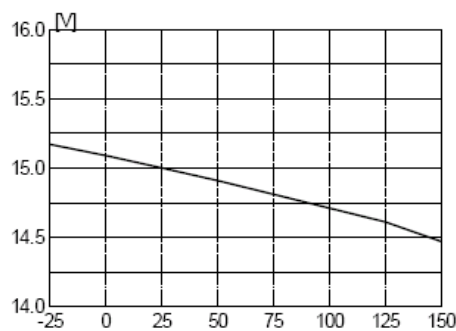


Figure 3. Start Threshold Voltage vs. Temp.

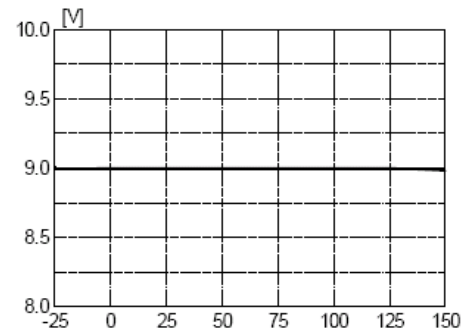


Figure 4. Stop Threshold Voltage vs. Temp.

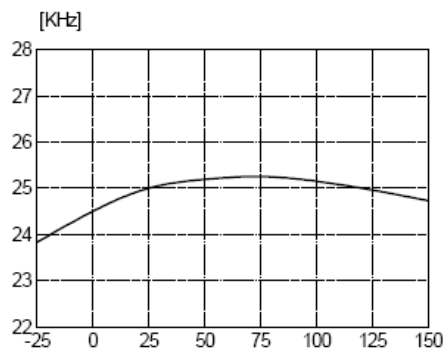


Figure 5. Initial Frequency vs. Temp.

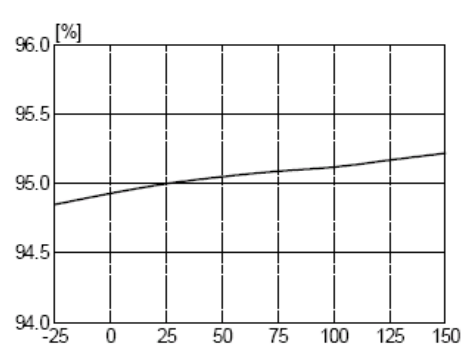


Figure 6. Maximum Duty vs. Temp.

## Typical Performance Characteristics (Continued)

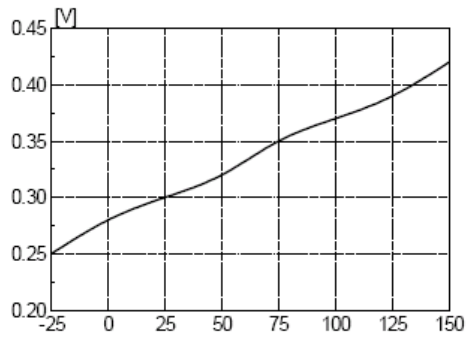


Figure 7. Feedback Offset Voltage vs. Temp.

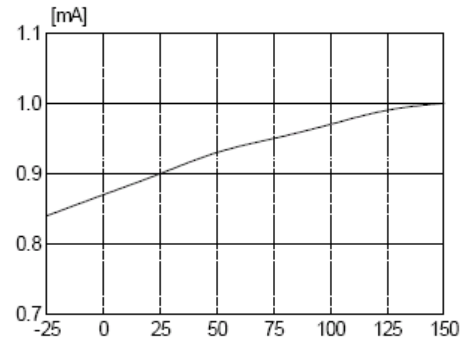


Figure 8. Feedback Source Current vs. Temp.

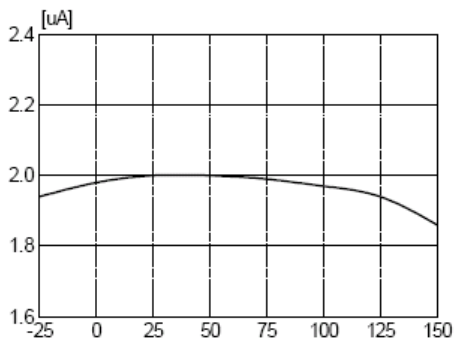


Figure 9. Shutdown Delay Current vs. Temp.

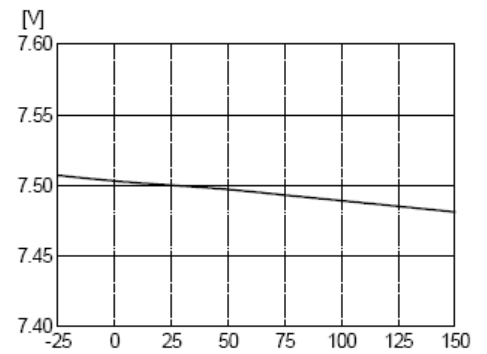


Figure 10. Shutdown Feedback Voltage vs. Temp.

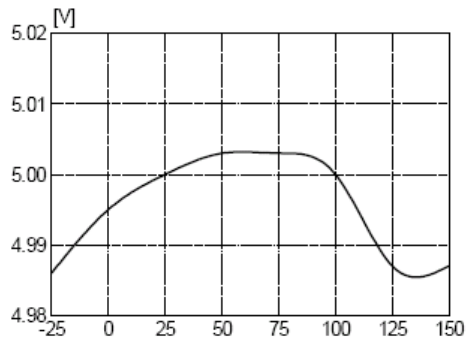


Figure 11. Softstart Voltage vs. Temp.

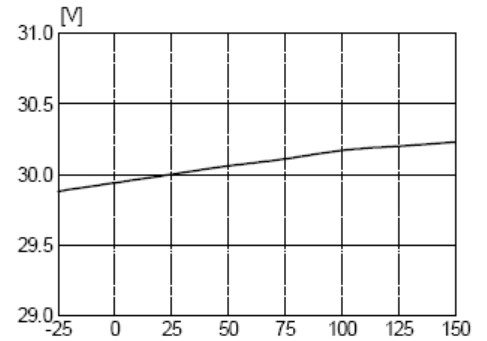


Figure 12. Over Voltage Protection vs. Temp.

## Typical Performance Characteristics (Continued)

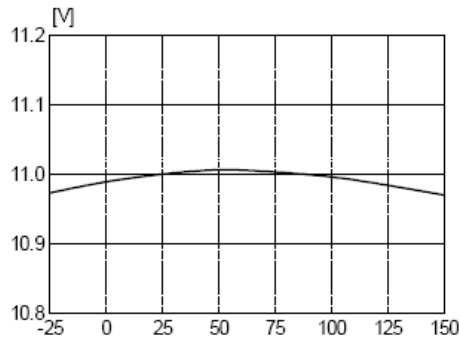


Figure 13. Burst Mode Low Voltage vs. Temp.

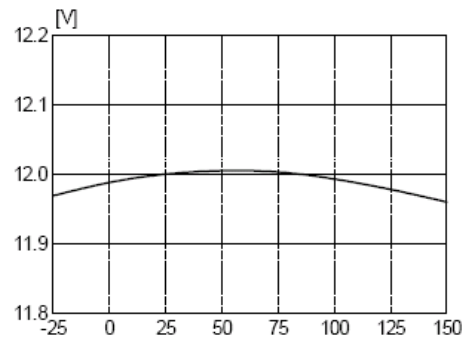


Figure 14. Burst Mode High Voltage vs. Temp.

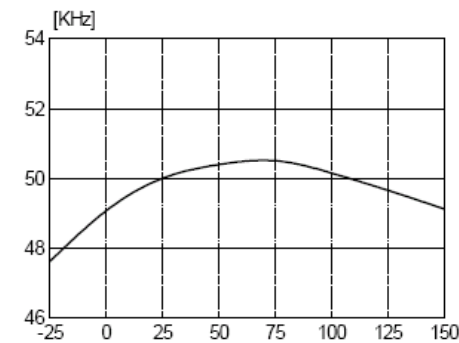


Figure 15. Burst Mode Frequency vs. Temp.

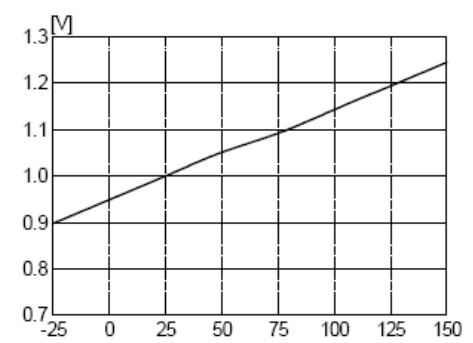


Figure 16. Burst Mode Enable Voltage vs. Temp.

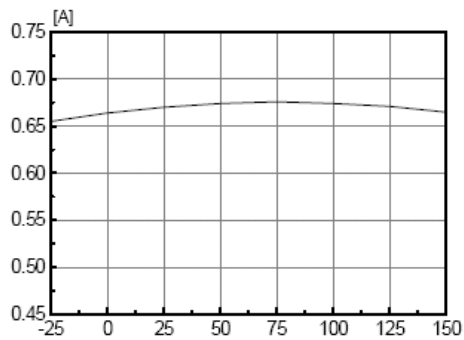


Figure 17. Burst Mode Peak Current vs. Temp.

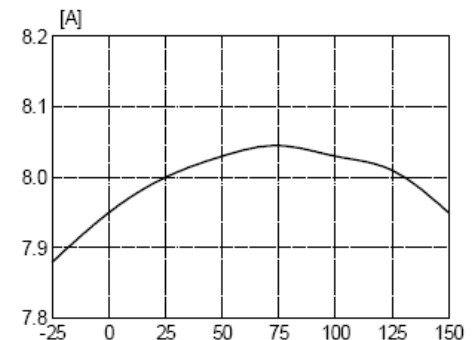
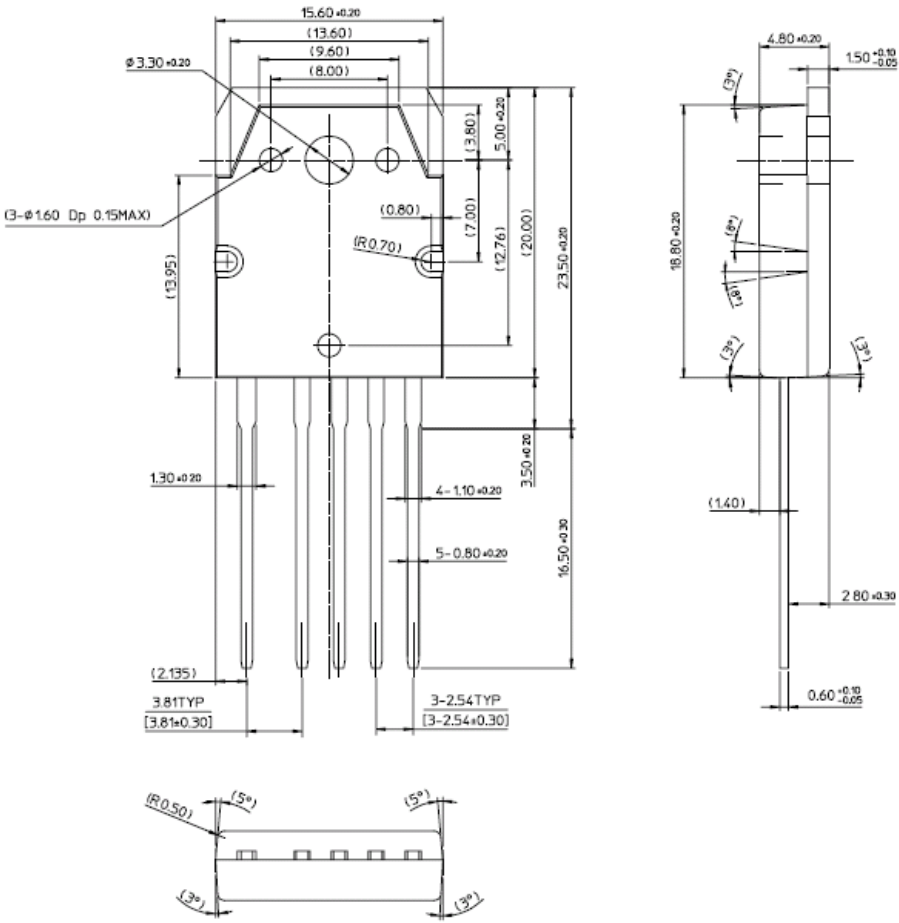


Figure 18. Peak Current Limit vs. Temp.

Package Dimensions

TO-3P-5L



## **ÖZGEÇMİŞ**

Gürkan Çoban, 1982 yılında İstanbul'da doğdu. Sırasıyla Emine ve Hasan Aytaçman İlkokulu ve Eczacıbaşı İlköğretim Okulunu bitirdi. Daha sonra Pendik Süper Lisesi'nden mezun oldu. 2004 yılında Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünü bitirdi. Hemen ardından 2005 yılında İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Programına kabul edildi. Eylül 2004'den beri İnform Elektronik San. ve Tic. A.Ş AR&GE bölümünde çalışmaktadır.