

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TAM KÖPRÜ GÜÇ

Aykut DİKER

Yüksek Lisans Tezi

Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Mehmet GEDİKPINAR

MAYIS-2012

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TAM KÖPRÜ GÜÇ KAYNAĞI TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Aykut DİKER

091131106

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih:08.05.2012

Tezin Savunulduğu Tarih:24.05.2012

Tez Danışmanı : Yrd. Doç Dr. Mehmet GEDİKPINAR (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri : Doç. Dr. Servet TUNCER (F.Ü)

Yrd. Doç. Dr. Cafer BAL (F.Ü)

MAYIS-2012

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması süresince engin bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım, bana yol gösteren ve destek olan, öğrenmeyi öğreten danışman hocam, Sayın Yrd. Doç. Dr. Mehmet GEDİKPINAR'a teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarında bilgi ve tecrübesini benden hiçbir zaman esirgemeyen, uygulama devresinin tasarımı ve deneysel çalışmalarda bana fazlasıyla destek olan Sayın Arş. Gör. Deniz KORKMAZ' a, Sayın Arş. Gör. Ömer Faruk ALÇİN' e, Sayın Arş. Gör. Ümit BUDAK' a ve Sayın Yrd. Doç. Dr. Ömür AYDOĞMUŞ' a teşekkürü bir borç bilirim.

Her yönde ve her an desteklerini hissettiğim, birlikte fikir alışverişinde bulunduğum tüm arkadaşlarıma ve çalışma süresince üzerimden desteğini esirgemeyen aileme gösterdikleri sabır ve anlayıştan dolayı teşekkürlerimi sunarım.

Aykut DİKER
ELAZIĞ- 2012

İÇİNDEKİLER

	Sayfa No
ÖNSÖZ.....	I
İÇİNDEKİLER.....	II
ÖZET	IV
SUMMARY	V
ŞEKİLLER LİSTESİ	VI
TABLolar LİSTESİ	IX
SEMBOLLER LİSTESİ	X
KISALTMALAR LİSTESİ	XII
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Tezin Amacı ve Yöntem.....	2
1.2. Tezin İçeriği	3
2. ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAKLARI.....	4
2.1. Geri Dönürlü <i>SMPS</i>	7
2.2. İleri Yönde Beslemeli <i>SMPS</i>	9
2.3. İt-Çek <i>SMPS</i>	11
2.4. Yarım Köprü <i>SMPS</i>	13
2.5. Tam Köprü <i>SMPS</i>	16
2.6. Azaltan Tip <i>SMPS</i>	18
2.7. Yükselten Tip <i>SMPS</i>	20
2.8. Azaltan-Yükselten Tip <i>SMPS</i>	22
3. GÜÇ KAYNAKLARINDA KULLANILAN ANAHTARLAMA TEKNİKLERİ	24
3.1. Sert Anahtarlama Yöntemi.....	24
3.2. Yumuşak Anahtarlama Yöntemi	25
3.2.1. Yumuşak Anahtarlama Teknikleri	26
3.2.1.1. Sıfır Akım Rezonans Anahtar	27
3.2.1.2. Sıfır Gerilim Rezonans Anahtar	28
3.2.1.3. Sıfır Akımda Anahtarlama	28
3.2.1.4. Sıfır Gerilimde Anahtarlama	29
3.2.1.5. Sıfır Gerilim Anahtarlama Güç Kaynakları	29

3.2.1.6.	Sıfır Akımda Geçiş.....	31
3.3.	Darbe Genişlik Modülasyonu Yöntemi.....	32
3.3.1.	<i>DGM</i> Kontrol Yöntemi Topolojileri	34
3.3.1.1.	Gerilim Kontrollü <i>DGM</i>	34
3.3.1.2.	Sinüsoidal <i>DGM</i>	34
3.3.1.3.	Değiştirilmiş Sinüsoidal <i>DGM</i>	36
3.3.1.4.	Üçüncü Harmonik İlaveli <i>DGM</i>	36
3.3.1.5.	Harmonik Eliminasyonlu <i>DGM</i>	37
3.3.1.6.	Delta Modülasyonu	38
4.	YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TAM KÖPRÜ GÜÇ KAYNAĞI DEVRESİNİN ÇALIŞMA ARALIKLARININ İNCELENMESİ	39
4.1.	Çalışma Aralıklarının Analizi	41
4.1.1.	Aralık 1 (t_0-t_1).....	41
4.1.2.	Aralık 2 (t_1-t_2).....	41
4.1.3.	Aralık 3 (t_2-t_3).....	43
4.1.4.	Aralık 4 (t_3-t_4).....	44
5.	TAM KÖPRÜ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI SMPS UYGULAMA DEVRESİ TASARIMI.....	45
5.1.	UC3875 <i>DGM</i> Entegresi	47
5.2.	<i>DGM</i> Üretici Devresi.....	50
5.3.	İzolasyon Devresi	52
5.4.	Yüksek Frekans Transformatörü	54
5.5.	Güç Anahtarları	58
6.	DENEYSEL SONUÇLAR.....	59
6.1.	Tasarımın Deney Düzeneği	59
6.2.	$f_s=25\text{KHz}$ Anahtarlama Frekansı için Deneysel Sonuçlar	61
6.2.	$f_s=50\text{KHz}$ Anahtarlama Frekansı için Deneysel Sonuçlar	65
6.3.	$f_s=75\text{KHz}$ Anahtarlama Frekansı için Deneysel Sonuçlar	68
7.	SONUÇLAR.....	73
	KAYNAKLAR.....	74
	ÖZGEÇMİŞ.....	79

ÖZET

Giriş geriliminin sürekli değiştiği, yüksek anahtarlama frekansı, devre boyutları ve verimin önemli olduğu koşullarda, Anahtarlama Güç Kaynakları (*AGK*)'nın kullanımı zorunlu hale gelmiştir. *AGK*'nda yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu, anahtarlama frekansının yükseltilmesi ile sağlanmaktadır. Ancak, anahtarlama frekansının yükselmesi, anahtarlama kayıpları ve Elektromanyetik Girişimi (*EMI*) de arttırmaktadır. Bu olumsuzluklar bastırma hücreleri ile elde edilen Yumuşak Anahtarlama (*YA*) tekniklerinin kullanılması ile giderilmektedir.

Bu tez çalışmasında; *AGK* ve bu kaynaklarda kullanılan devre topolojilerinden bahsedilmiş, *YA* teknikleri hakkında temel bilgiler verilmiş, *YA*'lı tam köprü güç kaynağı tasarlanarak, bir uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalarda, çapraz çalışan güç anahtarlarının arasında ölü zaman oluşturularak, *YA*'nın temeli olan yüksek frekanslara ulaşılmıştır. Böylece daha iyi bir sistem çıkışı elde edilmiştir. Bunun yanı sıra, çıkış doğrultucu diyotların parazitik salınımlara maruz kaldığı izlenmiştir. Yapılan çalışmada elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde, *AGK*'nın kontrolü için, Mikroişlemci, Mikrokontrolör, *DSP* v.b kullanılarak devrenin etkinliğinin daha fazla arttırılabileceği düşünülmektedir.

Anahtar Kelimeler: *AGK*, Yumuşak Anahtarlama, Tam köprü, Anahtarlama Frekansı.

SUMMARY

Design a Full-Bridge Soft-Switched Power Supply

Switched Mode Power Supplies (*SMPS*) have become obligatory in the conditions that input voltage change constantly, high switching frequency, the circuit size and efficiency are important. In *SMPS*, high efficiency and high power density has been provided with increasing of switching frequency. However, switching losses, and Electro Magnetic Interference (*EMI*) have been also increased with rising of switching frequency. These disadvantages have been eliminated by using Soft Switching (*SS*) techniques obtained with snubber cells.

In this thesis, *SMPS* and circuit topologies used in these sources have been mentioned, basic information has been given about soft switching techniques, design and implementation of a soft-switched full-bridge power supply circuit has been realized. In the experimental studies, by creating dead time between power switches and working across, high frequencies which are the basis of the soft-switching have been reached. Thus, more uniform output of system has been obtained. In addition, it has been observed that output rectifier diodes have been exposed to parasitic oscillations. When the obtained experimental results are evaluated, it is considered for the control of *SMPS* that the effectiveness of the circuit can be increased by using Microprocessor, microcontroller, *DSP*, etc.

Key Words: *SMPS*, Soft Switching, Full-Bridge, Switching Frequency.

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Geleneksel Güç Kaynağı Blok Diyagramı.....	4
Şekil 2.2 <i>SMPS</i> 'in Genel Blok Yapısı.....	5
Şekil 2.3. <i>SMPS</i> 'lerin Sistem Yapıları.	6
Şekil 2.4. Geri Dönüşlü <i>SMPS</i> Devresi ve Dalga Formları.	8
Şekil 2.5. İleri Yönde Beslemeli <i>SMPS</i> Devresi ve Dalga Formları.....	10
Şekil 2.6. İt-Çek <i>SMPS</i> Devre Şeması	12
Şekil 2.7. İt-Çek <i>SMPS</i> Dalga Formları	12
Şekil 2.9. Yarım Köprü <i>SMPS</i> Dalga Formları.	15
Şekil 2.10. Tam Köprü <i>SMPS</i> (a) Devre Şeması, (b) Dalga Formları.	17
Şekil 2.11. Azaltan Tip <i>SMPS</i> Devre Şeması ve Dalga Formları	19
Şekil 2.12 Yükselten Tip <i>SMPS</i> Devre Şeması.....	20
Şekil 2.13. Yükselten Tip <i>SMPS</i> Dalga Formları.....	21
Şekil 2.14. (a) Azaltan-Yükselten Tip <i>SMPS</i> Devre Şeması (b) Dalga Formları.	22
Şekil 3.1. (a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b)Sert Anahtarlama (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga Formları.....	26
Şekil 3.2 Sıfır Akım (ZC) Rezonans Anahtar Yapıları.	27
Şekil 3.3 Sıfır Gerilim (ZV) Rezonans Anahtar Yapıları.	28
Şekil 3.4. Sıfır Gerilim Anahtarlama Rezonans Azaltan Tip <i>SMPS</i> Devre Şeması.....	30
Şekil 3.5 Sıfır Gerilim Anahtarlama Rezonans Azaltan Tip <i>SMPS</i> Akım-Gerilim Dalga Şekilleri ve Devre Çalışma Aralıkları Eşdeğer Devreleri.....	30
Şekil 3.6. Temel Anahtarlama bir <i>DC-DC</i> Güç Kaynağı	32
Şekil 3.7. <i>DGM</i> Kontrol Sinyalinin Elde Edilmesi.	33
Şekil 3.6. <i>DGM</i> Kontrolünün Sağlanması	33
Şekil 3.7. Sinüsoidal <i>DGM</i> 'in Prensiş Şeması.....	35
Şekil 3.8. (a) Değiştirilmiş Sinüsoidal <i>DGM</i> 'in Dalga Formu (b) Kapı Sinyali.....	36
Şekil 3.9. (a) Harmonik İlaveli <i>DGM</i> 'in Dalga Formu (b) Kapı Sinyali	37
Şekil 3.10. Harmonik Eliminasyonlu <i>DGM</i> Prensiş Şeması.....	37
Şekil 3.11. Delta Modülasyonu Prensiş Şeması	38
Şekil 4.1. (a) Tam Köprü Yumuşak Anahtarlama <i>DGM DC-DC</i> Güç Kaynağı Devresi, (b) Bir anahtarlama periyoduna ait dalga şekilleri	40

Şekil 4.2. Aralık 1 (t_0-t_1)'e ait eşdeğer devre şeması.....	41
Şekil 4.3. Aralık 2 (t_1-t_2)'ye ait eşdeğer devre şeması.....	42
Şekil 4.4. Aralık 3 (t_2-t_3)'e ait eşdeğer devre şeması.....	43
Şekil 4.5. Aralık 3 (t_3-t_4)'e ait eşdeğer devre şeması.....	44
Şekil 5.1 (a) Laboratuvarında gerçekleştirilen <i>SMPS</i> güç kaynağı devre şeması (b) Blok diyagramı.	46
Şekil 5.2. <i>DGM</i> üreteç, İzolasyon ve Güç devresi görüntüsü.	47
Şekil 5.3. <i>UC3875</i> bacak bağlantı şeması.	48
Şekil 5.4. <i>UC3875</i> Entegresi blok diyagramı.	49
Şekil 5.5.(a) Laboratuvarında gerçekleştirilen <i>SMPS</i> 'e ait sürme devresi (b) Devreye ait baskı devre.	51
Şekil 5.6. (a) Laboratuvarında gerçekleştirilen anahtarlama modlu güç kaynağına ait izolasyon devresi (b) İzolasyon devresine ait baskı devre.....	53
Şekil 5.7. Q_A ve Q_B anahtarlarına verilen izolasyon devresi çıkışları ve aralarındaki ölü zaman.....	54
Şekil 5.8. <i>ETD 44</i> ferrit nüve.	55
Şekil 5.9. <i>ETD 44</i> tipi <i>N27</i> ferrit nüveli malzemenin özellikleri.	56
Şekil 5.10. Yarı iletken güç anahtarlarının karşılaştırılması.	58
Şekil 6.1. Deney setinin blok şeması.....	59
Şekil 6.2 (a) DSO arayüz programı genel görünümü. (b) Deney setinin genel görünümü. 60	
Şekil 6.3. $V_G=100V$ için Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).....	61
Şekil 6.5 $V_G=100V$ için V_O çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).....	62
Şekil 6.6. $V_G=200V$ giriş gerilimi için Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).....	63
Şekil 6.7. $V_G=200V$ V_O çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).....	64
Şekil 6.8. $V_G=200V$ giriş gerilimi için primer (solda) ve sekonder gerilimi (sağda).	64
Şekil 6.9. $V_G=100V$ giriş gerilimi için Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).....	65
Şekil 6.10. $V_G=100V$ giriş gerilimi için primer (solda) ve sekonder gerilimi (sağda).	66
Şekil 6.11. $V_G=100V$ giriş gerilimi için V_O çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).....	66

Şekil 6.12. $V_G=200V$ Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).	67
Şekil 6.13. $V_G=200V$ giriş gerilimi için primer (solda) ve sekonder gerilimi (sağda).	67
Şekil 6.14. $V_G=200V$ giriş gerilimi için V_o çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).	68
Şekil 6.15. $V_G=100V$ giriş gerilimi için Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).	69
Şekil 6.16. $V_G=100V$ giriş gerilimi için primer (solda) ve sekonder gerilimi (sağda).	69
Şekil 6.17. $V_G=100V$ giriş gerilimi için V_o çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).	70
Şekil 6.18. $V_G=200V$ giriş gerilimi için Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).	71
Şekil 6.19. $V_G=200V$ giriş gerilimi için primer (solda) ve sekonder gerilimi (sağda).	71

TABLolar LİSTESİ

	Sayfa No
Tablo 5.1. Devre parametreleri.	45
Tablo 5.2. Devrede kullanılan yarı iletken elemanların nominal değeri.	47

SEMBOLLER LİSTESİ

ΔV	: Histerizis bandı
C_R	: Rezonans kondansatörü (F)
D	: Güç anahtarının görev oranı
I_0	: Devrenin çıkış akımı (A)
$I_{Doğ}$	: Ortalama doğrultucu akımı (A)
I_{IN}	: Devrenin giriş akımı (A)
I_{MAX}	: Güç anahtarının maksimum akımı (A)
I_{SW}	: Anahtar tepe akımı (A)
L_R	: Rezonans indüktansı (L)
m_a	: Modülasyon indeksi
N_P	: Transformatörün primer sarım sayısı
N_S	: Transformatörün sekonder sarım sayısı
$P_{Çıkış}$	: Devrenin çıkış gücü (w)
P_{IN}	: Devrenin giriş gücü (w)
T_{MAX}	: Güç anahtarının maksimum görev oranı (sn)
T_{OFF}	: Güç anahtarının kesimde kalma süresi (sn)
T_{ON}	: Güç anahtarının iletimde kalma süresi (sn)
T_S	: Anahtarlama periyodu (sn)
V_0	: Çıkış Gerilimi (v)
V_C	: Kondansatör gerilimi (v)
V_{CLAMP}	: Kenetleme gerilimi (v)
V_d	: Kaynak gerilimi (v)
$V_{Doğ}$	: Doğrultucu gerilimi (v)
V_{DS}	: Drain-source arası gerilim (v)
V_{IN}	: Giriş Gerilimi (v)
V_L	: Bobin gerilimi (v)
$V_{LEAKAGE}$	: Kaçak uç gerilimi (v)
V_{MAX}	: Güç anahtarının maksimum gerilimi (v)
V_{MIN}	: Güç anahtarının minimum gerilimi (v)
V_{ref}	: Referans gerilim (v)

V_t	: Taşıyıcı sinyal gerilimi (v)
α	: Bağımsız çentik açısı
η	: Devrenin verimi

KISALTMALAR LİSTESİ

AC	: Alternatif Akım
DC	: Doğru Akım
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
EMI	: Elektro Manyetik Girişim
ETD	:Ekonomik Transformatör Tasarımı
HEPWM	: Harmonikleri Yok Eden Darbe Genişlik Modülasyonu
MSPWM	: Değiştirilmiş Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
PWM	: Pulse Width Modulation
SAA	: Sıfır Akımda Anahtarlama
SGA	: Sıfır Gerilimde Anahtarlama
SMPS	: Anahtarlama Güç Kaynakları
SPWM	: Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
THIPWM	: Üçüncü Harmonik ilaveli Darbe Genişlik Modülasyonu
YA	: Yumuşak Anahtarlama
ZC	: Sıfır Akımda
ZCS	: Sıfır Akımda Anahtarlama
ZCT	: Sıfır Akımda Geçiş
ZV	: Sıfır Gerilim
ZVS	: Sıfır Gerilimde Anahtarlama
ZVT	: Sıfır Gerilimde Geçiş

1. GİRİŞ

Güç kaynakları, genellikle *DC* (Direct Current/Doğru Akım) beslemeli yükler için tasarlanan devre elemanları olup, giriş geriliminin mevcut formundan sabit ve kontrollü bir büyüklüğü olan *DC* gerilim üretirler. Elektronik cihazların (Kamera, *CD* player, taşınabilir bilgisayarlar, mobil telefonlar v.b) içinde kullanılan tümleşik devreler (Integrated Circuits) sabit bir büyüklükte ve iyi regüle edilmiş standart bir *DC* gerilime ihtiyaç duyarlar [1-3]. Güç kaynağı teknolojisindeki ilerlemeler çeşitli yarı iletken güç elemanlarının elektronik dünyasına girmesi ile hız kazanmıştır. 1950'lerde yarı iletken güç anahtarlarının kullanımının yaygınlaşması ve özellikle 1960'lı yılların başından itibaren tümleşik devrelerin gelişmesi, elektronik tasarımların değişimini, bilgisayar ve çevre birimlerinin yaygınlaşmasını sağlamıştır. Bunun sonucu da daha verimli çalışan, daha küçük güç kaynaklarına olan ihtiyacı arttırmıştır [4-6].

Yarı iletken güç elemanlarının güç kaynaklarında kullanılmaya başlaması ile birlikte, beklenen iyileştirilme elde edilmiş ancak bu iyileştirilmelerin yanında, anahtarların tamamen açık veya tamamen kapalı olarak kullanılmasıyla anahtarlama kaynaklı olumsuzlukları da beraberinde getirmiştir. Bu olumsuzlukları azaltmak için süregelen birçok çalışma literatürden takip edilmektedir. Bu bağlamda yapılan çalışmalar, geleneksel güç kaynaklarından anahtarlama güç kaynaklarına doğru yönelmiştir [6-8]. Giriş geriliminin sürekli değiştiği, 50Hz gürültüsünün kolay yok edilemediği, yüksek anahtarlama frekansı, devre boyutları ve verimin önem kazandığı durumlarda *AGK* (Anahtarlama Güç Kaynakları) zorunlu hale gelmiştir. Bu kaynaklarda, anahtarlama kaynaklı sorunlar (aktif bölgede çalışma zorunluluğu) ortadan kaldırılarak kayıplar azaltılmaya çalışılmıştır. Bu çalışmalar ile bazı özel anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir [4-9]. Birçok güç kaynağı türlerinin gereksinimlerini karşılamak amacıyla küçük boyut, hafif ağırlık, yüksek anahtarlama frekansı, yüksek güç yoğunluğu ve yüksek verimlilik bu güç kaynaklarında esas amaçtır. Ancak sert-anahtarlama güç kaynaklarında anahtarlama frekansı arttıkça, anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişim artar. Son yıllarda, güç kaynakları için araştırmaların büyük çoğunluğu yumuşak anahtarlama tekniklerini geliştirmek için yapılmıştır [2].

Anahtarlama güç kaynaklarında, yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu anahtarlama frekansının yükselmesi ile sağlanmaktadır. Ancak bu durumda anahtarlama frekansının

artması, anahtarlama kayıplarının ve *EMI*'nin de artması anlamına gelmektedir. Oluşan bu olumsuzluklar bastırma hücreleriyle elde edilen *YA* tekniklerinin kullanılması sayesinde sağlanmaktadır [2,10]. *YA* tekniği, güç kaynaklarının anahtarlama frekansını ve bunun yanı sıra anahtarlama gürültüsünü iyileştiren en uygun çözümlerden biridir. Aynı zamanda devrenin kontrol kolaylığı, anahtarda ve yükte oluşan yüksek dv/dt ve di/dt streslerini sınırlamak gibi avantajları bulunmaktadır [11-13] Sıfır gerilim anahtarlama (SGA) tekniği ve sıfır-akım-anahtarlama (SAA) tekniği yaygın olarak kullanılan iki *YA* yöntemlerdir. Bu yöntemler kullanılarak akım ya da gerilimin sıfır olduğu durumlarda anahtarlama süresince anahtarlama kayıplarının büyük oranda azaltılması sağlanmakta ve güç kaynağının dayanıklılığı arttırılmaktadır [13].

1.1. Tezin Amacı ve Yöntem

Bu tez çalışmasının amacı, endüstriden uzay alanlarına kadar daha birçok alanda yaygın olarak *YA* tekniği kullanılarak yüksek güçlü tam köprü anahtarlama modlu bir güç kaynağı tasarımı ve bir uygulama devresini gerçekleştirmektir.

Yüksek güçlü uygulamalar için uygun devre topolojisi olan tam köprü devre topolojisi seçilmiştir. Tam köprü devre topolojisine uygun olarak seçilen Darbe Genişlik Modülasyon (*DGM*) tekniği yardımıyla anahtarlama elemanlarını sürmek için gerekli darbe sinyalleri elde edilmiştir. Elde edilen bu *DGM* sinyallerini, anahtarlama elemanları için gerekli genlik seviyesine çıkarmak ve aynı zamanda sürme devresi ile güç devresi arasındaki elektriksel yalıtımı sağlamak amacıyla izolasyon devresi kullanılmıştır.

Devrede kullanılan yüksek frekans transformatörünün tasarımı için gerekli sarım hesapları, tam köprü devre topolojisine uygun denklemler yardımıyla bulunmuştur. Aynı zamanda devrenin çıkışında kullanılan *L-C* filtre elemanlarının değerleri de ilgili denklemler ile elde edilmiştir. Güç devresi için gerekli olan ayarlanabilir giriş gerilim değeri, şebekeden varyak kullanılarak sağlanmıştır.

Tasarımı gerçekleştirilen anahtarlama modlu güç kaynağı devresinin, *YA* ile anahtarlar üzerinde düşük gerilim-akım streslerine ve düşük *EMI* değerlerine sahip olduğu gözlenmektedir Bu amaçlara uygun olarak tam köprü devre topolojisine uygun yumuşak anahtarlama güç kaynağı devresi tasarımı oluşturularak devrenin davranışları deneysel çalışmalarda incelenmektedir.

1.2. Tezin İçeriği

Bu tez çalışması altı bölüm olarak düzenlenmiştir. Yukarıda verilen amaç ve yöntemlere uygun olarak;

Bölüm 1’de, Geleneksel güç kaynakları ile anahtarlama modlu g kaynaklarından bahsedilmiş ve literatürde bahsedilen anahtarlama modlu güç kaynaklarının avantajları belirtilmiş, yumuşak anahtarlama teknikleri hakkında bilgi verilmiştir.

Bölüm 2’de, Anahtarlama modlu güç kaynakları ayrıntılı olarak incelenmiş ve bu g kaynaklarında kullanılan devre topolojilerinden bahsedilmiştir.

Bölüm 3’de, G kaynaklarında kullanılan anahtarlama teknikleri incelenmiş ve tasarlanan devrede kullanılan yumuşak anahtarlama tekniği de ayrıntılı olarak anlatılmıştır.

Bölüm 4’de, Yumuşak anahtarlama tam köprü güç devresinin bir çalışma periyotuna ait çalışma aralıkları incelenmiştir.

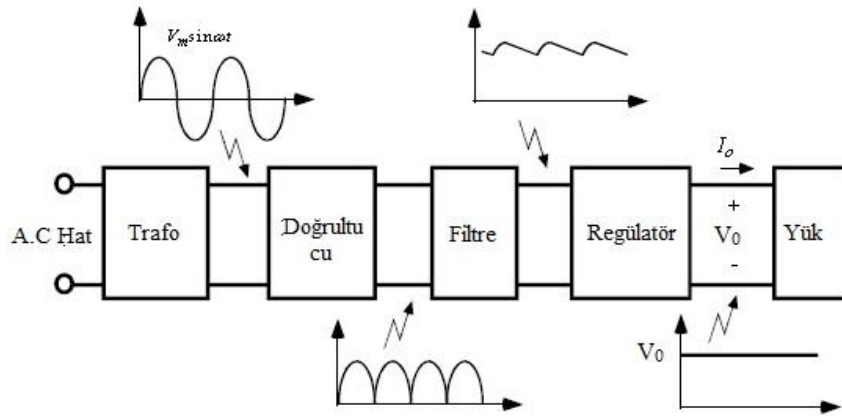
Bölüm 5’de, Uygulaması gerçekleştirilen yumuşak anahtarlama tam köprü güç kaynağı tasarımı sunulmuştur.

Bölüm 6’da Laboratuvarda gerçekleştirilen, giriş gerilimi 220V AC (Alternative Current), anahtarlama frekansı 75KHz olan bir anahtarlama güç kaynağı devresinden alınan deneysel sonuçlara yer verilmiştir.

Bölüm 7’de, Tez çalışmasında varılan sonuçlar belirtilmiş olup, önerilen yöntemin uygunluğu tartışılmıştır.

2. ANAHTARLAMA MODLU GÜÇ KAYNAKLARI

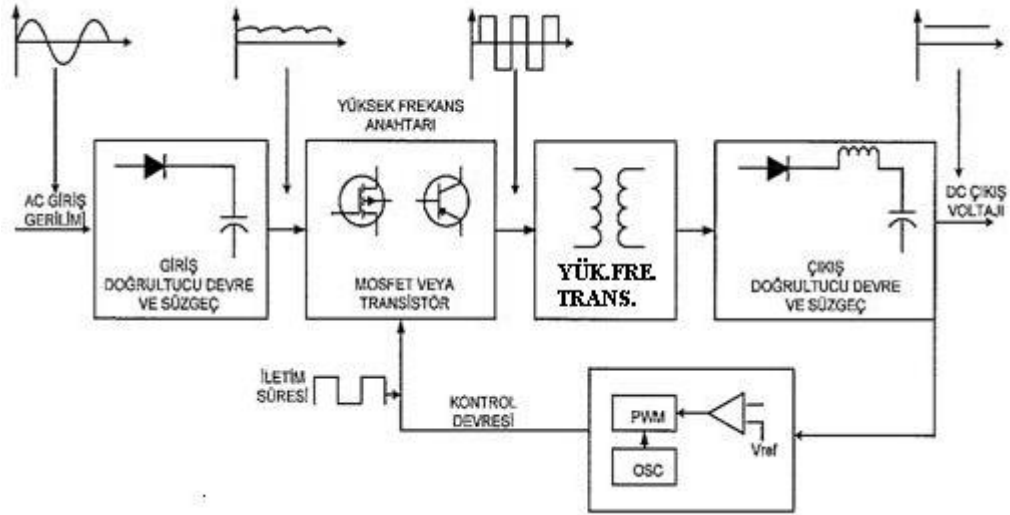
Elektronik devrelerin çalışmasını sağlayan güç genellikle AC (Alternative Current) giriş sinyalini DC çıkış sinyaline dönüştüren kaynaklardan sağlanır. Bu güç kaynaklarının yaygın olmasının nedeni evlere ve endüstriye iletilen gücün AC gerilim şeklinde olmasıdır. 1960'lardan başlamak üzere DC gerilim iletiminin de birçok yerde verimli hale gelmesine rağmen, günümüzde AC gerilim iletimi, güç iletiminin en yaygın türü olmuştur [1,14,15]. DC güç kaynaklarının en basit ve yaygın olarak temsil edilen blok diyagramı şekil 2.1'de gösterilmiştir. İlk anda AC hat gerilimini, daha küçük bir gerilim seviyesine azaltmak için bir transformatör kullanılır. Transformatörle gerilimi azaltma işleminden sonra yüksek derecede DC bileşen içeren AC sinyal, bir doğrultucu devresi yardımıyla doğrultulur. Filtre katında kondansatör, doğrultulmuş AC gerilimi filtre etmek için kullanılır. Normal yükleme koşulları altında filtreli sinyalde bir miktar değişim ya da dalgalanma bulunmaktadır. Filtre sinyalindeki bu dalgalanma, regülatör devresi ile istenilen DC gerilim seviyesine dönüştürülür [16,17].



Şekil 2.1. Geleneksel güç kaynağı blok diyagramı [16].

Geleneksel güç kaynakları genellikle son derece düşük gürültü gerektiren özel uygulamalarda ya da basit bir transformatör ve doğrultucudan oluşan çözümü kolay, maliyeti az, çok düşük güç uygulamalarında kullanılmaktadır. Örneğin; ses uygulamaları (düşük gürültü), düşük güç tüketimi olan alarm panelleri (düşük maliyet).

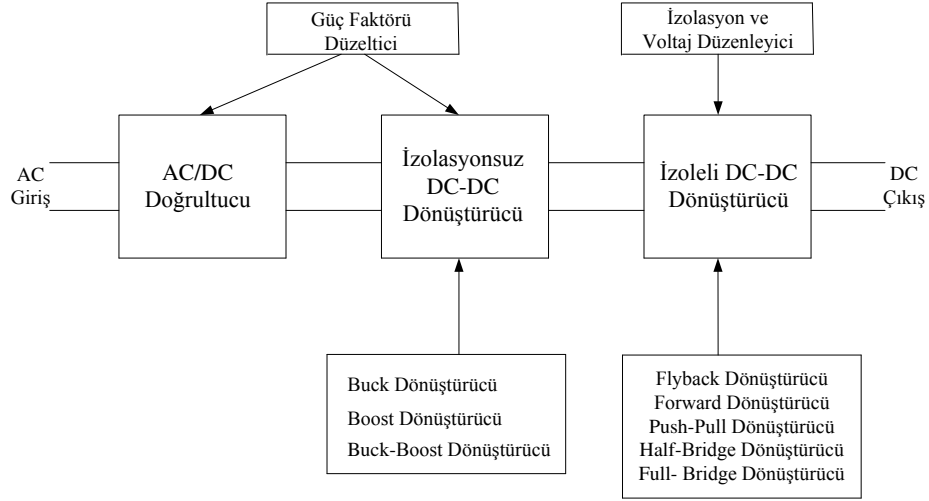
Geleneksel güç kaynaklarının verimlerinin düşük, boyutlarının büyük olması ve önceki kısımda belirtilen diğer olumsuzluklardan dolayı anahtarlama güç kaynaklarının (Switched Mode Power Supplies-*SMPS*) kullanımını yaygınlaştırmıştır [14,15]. Şekil 2.2’de anahtarlama modlu çalışan bir güç kaynağının blok şeması verilmiştir.



Şekil 2.2 *SMPS*’in genel blok yapısı [17].

SMPS, girişte doğrultucu ve filtre katı, ardından anahtarlama katı sonrasında yüksek frekans transformatörü ve çıkış doğrultucu-filtre katı ile kontrol devresinden oluşmaktadır [17]. Geleneksel güç kaynakları düşük güçlü uygulamalarda iyi sonuçlar verirken, yüksek güçlü uygulamalarda düşük verimle çalışmalarının yanında ekonomik olmadıkları bilinen bir gerçektir. *SMPS* ilk olarak 1960’lı yıllarda geleneksel güç kaynaklarının bilinen olumsuzluklarından dolayı kullanılmaya başlanmıştır [15]. *SMPS*’ler güç elektroniğinin endüstrideki en önemli ve yaygın uygulama alanlarına sahip tasarımlardan birisi kabul edilir. Şekil 2.3’de görülen *SMPS*’ler çalışmalarına göre Azaltan Tip (Buck), Yükselten Tip (Boost) ve Azaltan- Yükselten Tip (Buck-Boost) olmak üzere üç grupta toplanmaktadır. Daha sonra günümüzde bu yapılardan Geri Dönüslü (Flyback), İleri Yönde Beslemeli (Forward), İt-Çek (Push-Pull), Yarım Köprü (Half-Bridge) ve Tam Köprü (Full-Bridge) devre topolojileri türetilerek farklı kullanım alanları oluşturulmuştur. Bu yapıların bazıları 200W’ın altında *AC/DC* için en iyisiyken bazıları daha yüksek güç de

kullanılmaktadır. Bu nedenle her bir *SMPS*'in kendine özgü kullanım alanları bulunmaktadır [1,18].



Şekil 2.3. *SMPS*'lerin sistem yapıları [18].

SMPS'ler, temel olarak yüksek verim sağlayan, sabit/ayarlanabilir *DC* gerilim üreten güç kaynakları olarak adlandırılır. Çıkışında düzgün ve regüleli gerilim veya akım üretmek için kullanılırlar. Yüklü çalışırken veya girişinde olabilecek değişimlerden etkilenmeden yüksek değerlerde verim sağlarlar. *SMPS*'ler, endüstriyel uygulamaların çeşitliliği için, giderek yaygınlaşmaktadır [19]. Özellikle *SMPS* ağırlığının, boyutunun ve verimliliğinin önem arz ettiği endüstriyel ve uzay uygulamalarında yıllardır kullanılmaktadır. *SMPS*'ler, geleneksel güç kaynaklarına göre yüksek verim, düşük ısı oluşumu, daha iyi regülasyon, daha küçük boyut ve ağırlık gibi üstünlüklere sahiptir. Geleneksel güç kaynaklarında regülasyon işlemi sıcaklık altında aşırı güç harcayarak gerçekleştirildiği için bu kaynaklar düşük verimle çalışmak zorunda kalırlar. Bu nedenle genel olarak verim, %40 - %50'lerde olurken *SMPS*'lerde ise %60 - %90 arasında olmaktadır. *SMPS*'lerin bir diğer özelliği de düzenli çıkış voltajına yaklaşma kabiliyeti ile yük değişimlerini ani takip ederek, sürekli olarak düzenlemesidir. Buna ek olarak bu güç kaynaklarının, düşük giriş koşulları altında doğru çıkışı sağlamak gibi mükemmel bir yetenekleri de vardır. Bahsedilen birçok üstünlüğe sahip *SMPS*'lerin çok önemsenerek bir diğer özelliği de girişine uygulanan *DC*

gerilimden daha yüksek çıkış gerilimi üretebilmeleridir. *SMPS*'lerin anahtarları yüksek frekanslarda çalışmalarından dolayı, kullanılan birçok devre elemanın boyutlarının küçülmesi ile geleneksel güç kaynaklarına göre daha az yer tutup daha hafif olurlar. *SMPS* sıralanan bu üstünlüklerinden ve farklı yapısal çeşitliliklerinden dolayı önemli birçok uygulama alanında kullanılmaktadır [20-22].

2.1. Geri Dönürlü *SMPS*

Geri Dönürlü *SMPS*, çıkışında yüksek gerilim elde etmek amacıyla yaygın olarak kullanılan bir güç kaynağı türüdür. Bu güç kaynaklarında kullanılan eleman sayısının azlığı ve ekonomik olmalarından dolayı son zamanlarda düşük gerilim ve orta güç uygulamalarında yaygınlaşmaya başlamıştır [18,23]. Şekil 2.4'de Geri Dönürlü *SMPS*'in devre şeması ve dalga formları verilmiştir. Devrenin genel çalışma prensibi, anahtar iletimdeyken transformatör giriş sargı endüktansın (primary inductance) enerji depolaması esnasında devre yükünün çıkış kondansatörü tarafından beslenmesi ve anahtar kesime girdiğinde ise giriş sargı endüktansında depolanan enerjinin çıkış sargı endüktansına (secondary inductance) aktarılarak devre yükünün beslenmesi ve boşalan kondansatörünün yüklenmesi prensibine göre çalışmaktadır. Geri Dönürlü güç kaynağı devresinde; Anahtar iletimde iken D_1 diyotu ters polarmalanır ve transformatörün primerindeki akım yükselir. Anahtar kesime girdiğinde ise transformatörün nüvesindeki manyetik akı azalmaya başlar ve dolayısıyla çıkış sargısının polaritesi yön değiştirir. D_1 diyotu iletime girer ve anahtar iletimde iken transformatörde depo edilen enerji yük devresine aktarılır. Bu aralıkta hem kondansatör şarj olur hem de yük akımı sağlanır [18,21,22].

Şekil 2.4. 'de;

(A): Geri Dönürlü güç kaynağı devre şeması

(B): Anahtar kapı sinyali

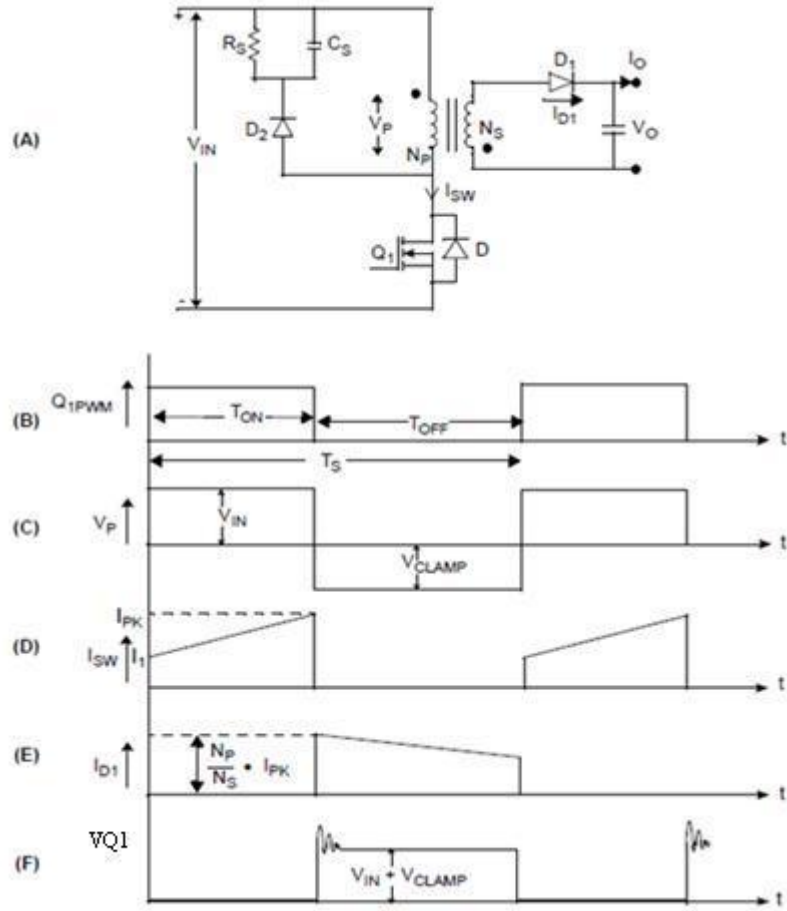
(C): Primer sargısındaki gerilim

(D): Anahtar akımı

(E): D_1 diyotunun akımı

(F): Anahtar gerilimi

olarak gösterilmektedir.



Şekil 2.4. Geri Dönüştü SMPS devresi ve dalga formları [21].

Geri Dönüştü güç kaynağının giriş gerilimi ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki;

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \cdot \left(\frac{D}{(1-D)} \right) \quad (2.1)$$

olarak elde edilir. Denklem 2.1’de D anahtarın görev oranını, N_S transformatörün sekonder sarım sayısını, N_P transformatörün primer sarım sayısını, V_O çıkış gerilimini, V_{IN} ise giriş gerilimini temsil etmektedir. Denklem 2.2’de maksimum drain-source gerilimi ise;

$$V_{DS} = V_{IN} + V_{CLAMP} + V_{LEAKAGE} \quad (2.2)$$

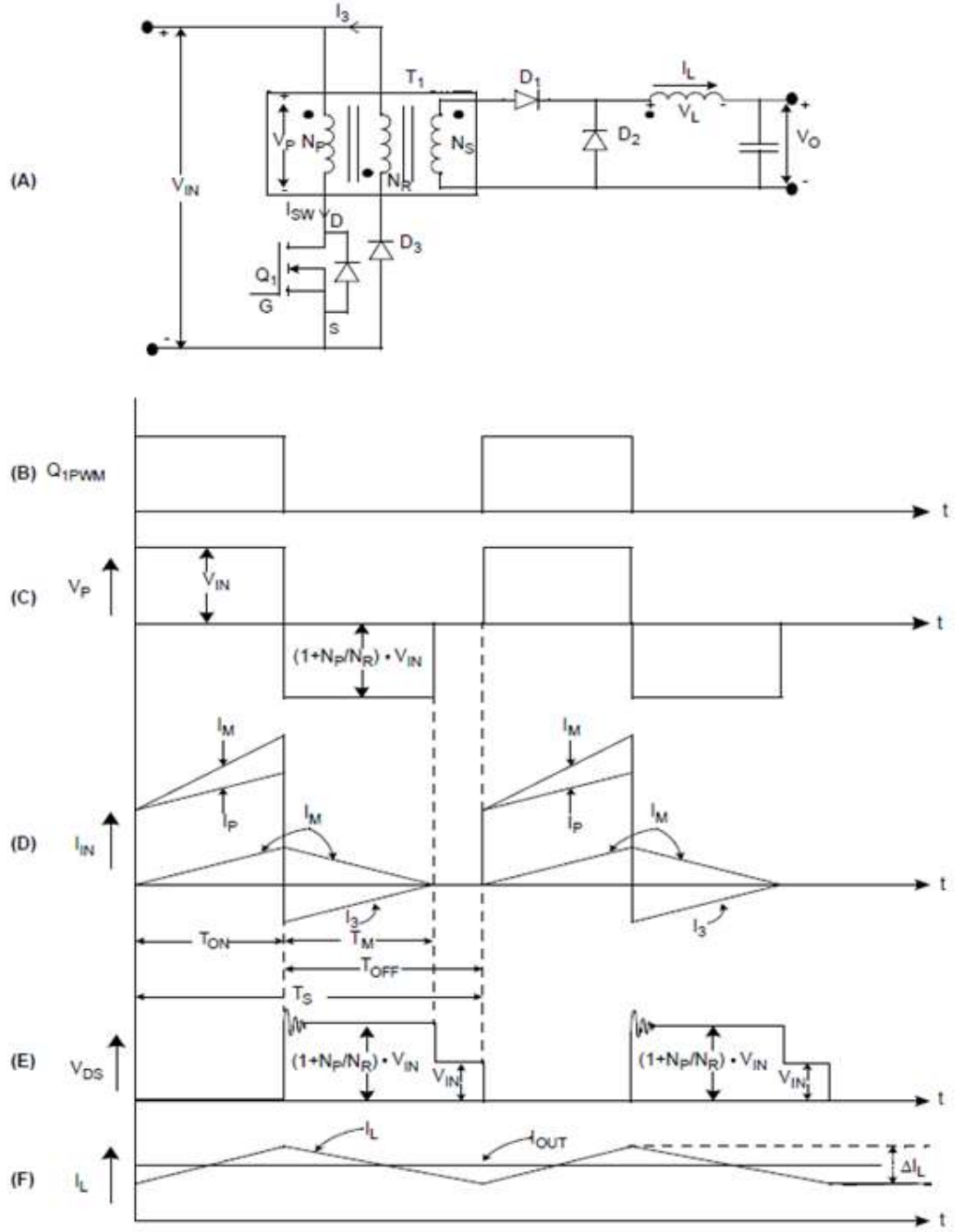
olarak bulunur. Burada, V_{CLAMP} Snubber (D_2 , R_S ve C_S) üstündeki gerilim, $V_{LEAKAGE}$ kaçak uç gerilimidir [21].

2.2. İleri Yönde Beslemeli SMPS

Regülesiz giriş kaynağından, izoleli ve kontrollü DC gerilim üretmek için kullanılan diğer bir güç kaynağı İleri Yönde Beslemeli $SMPS$ 'lerdir. Geri Dönüştü güç kaynağında olduğu gibi DC giriş gerilimi, AC gerilimin doğrultulmasından ve filtrelenmesinden sonra elde edilir. İleri Yönde Beslemeli $SMPS$ 'ler, Geri Dönüştü $SMPS$ ile karşılaştırıldığında daha yüksek verimli ve daha düşük çıkış gücü gerektiren uygulamalarda kullanılır. İleri Yönde Beslemeli $SMPS$ 'lerin devre topolojisi, özellikle çıkış filtreleme devresi Geri Dönüştü $SMPS$ kadar basit değildir. Şekil 2.5'de gösterilen devre şemasında anahtarlama elemanı Q_1 transformatörün primeri T_1 ile seri bağlıdır. Anahtar transformatörün primerinde darbeli bir gerilim oluşturur. Primer gerilimini düşürmek için transformatör kullanılır ve aynı zamanda bu transformatör giriş gerilim kaynağı V_{IN} ile çıkış gerilimi V_O arasında izolasyonu sağlar. Kararlı durumda anahtar bir periyot için iletimde olduğu zaman, sargının nokta olan ucu nokta olmayan ucuna göre pozitif olur. Böylece D_1 diyotu ileri yönde, D_2 ve D_3 diyotu ters yönde polarmalanır. Transformatör primerinin içinden giriş gerilimi olarak V_{IN} uygulandığında mıknatıslanma akımı I_M ilk sıfır değerinden son sıfır değerine kadar V_{IN} / L_M eğimi ile doğrusal olarak artar [14,22].

Şekil 2.5'de;

- (A): İleri Yönde Beslemeli $SMPS$ devre diyagramı.
- (B): Q_1 Anahtarının kapı sinyali
- (C): N_P sargısıyla transformatörün primeri arasında gerilim
- (D): N_P ve N_R boyunca akan akım
- (E): Q_1 anahtarından geçen gerilim
- (F): I_L akımını göstermektedir.



Şekil 2.5. İleri Yönde Beslemeli SMPS devresi ve dalga formları [22].

İleri Yönde Beslemeli SMPS’de V_L bobin gerilimi;

$$V_L = V_{IN} \cdot \frac{N_S}{N_P} - V_O = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (2.3)$$

şeklindedir. Burada, N_S transformatörün sekonder sarım sayısını, N_P transformatörün primer sarım sayısını, V_O çıkış gerilimini, V_{IN} ise giriş gerilimini temsil etmektedir. Denklem 2.4’de giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki;

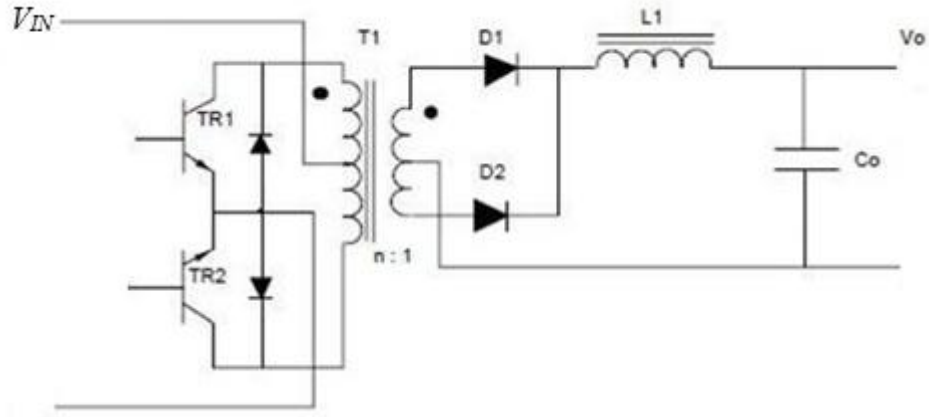
$$\begin{aligned} \left(V_{IN} \cdot \frac{N_S}{N_P} - V_O\right) \cdot T_{ON} &= V_O \cdot T_{OFF} \\ V_O &= V_{IN} \cdot \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \cdot D \end{aligned} \quad (2.4)$$

bağıntısıyla formüle edilir. D anahtarın görev oranını, N_S transformatörün sekonder sarım sayısını, N_P transformatörün primer sarım sayısını, V_O çıkış gerilimini, T_{OFF} anahtarın kesim süresini, T_{ON} anahtarın iletim süresini, V_{IN} ise giriş gerilimini göstermektedir. D_{MAX} maksimum görev oranını, V_{DS} ise drain-source arası gerilimini denklem 2.5’de;

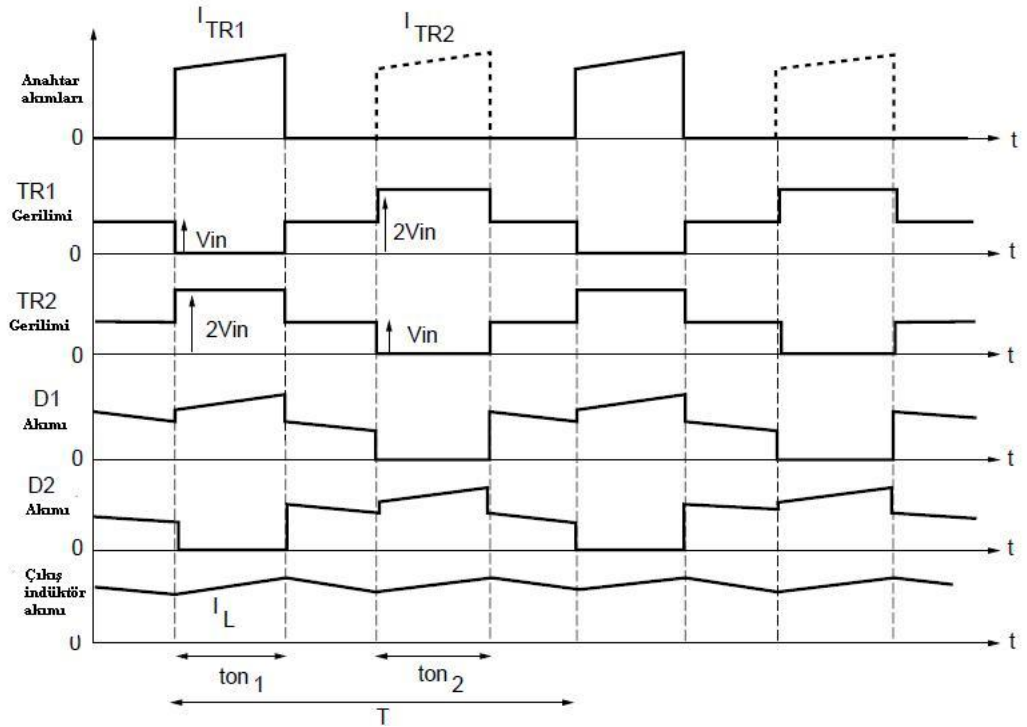
$$\begin{aligned} (1 - D_{MAX}) &= \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \cdot D_{MAX} \\ D_{MAX} &= \frac{1}{\left(1 + \left(\frac{N_S}{N_P}\right)\right)} \\ V_{DS} &= V_{IN} + V_{IN} \cdot \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \quad \text{temsil etmektedir. [22].} \end{aligned} \quad (2.5)$$

2.3. İt-Çek SMPS

İt-Çek *SMPS*, transformatörün primeri iki parçalı izoleli İleri Yönde Beslemeli *SMPS*’dir [14,22,24]. Transformatörün akısının yön değiştirmesi bu iki parçalı simetrik sargılar ile olmaktadır. Bu durum transformatör boyutlarının küçülmesine, tek uçlu sargılı transformatörlerden daha büyük çıkış güçlerine ulaşmamızı sağlar. Simetrik yapıli transformatörlü güç kaynaklarında, eşit sayıda anahtar gerekmektedir. Bu bahsettiğimiz simetrik yapıda olan güç kaynaklarından en bilineni İt-Çek *SMPS*’dir. Şekil 2.6’da İt-Çek *SMPS*’in devre şeması gösterilmektedir [14,25].



Şekil 2.6. İt-Çek SMPS devre şeması [25].



Şekil 2.7. İt-Çek SMPS dalga formları [25]

Primeri orta uçlu olarak düzenlenen devrede her bir anahtar sırayla, transformatörün her iki akım yönünde iletimdedirler. Her yarı periyot da anahtarların iletime girmeleri süresince çekirdek sargısını sıfırlamaları sonucu ek bir kenetleme sargısına ihtiyaç duyulmaz. Anahtarların iletimde kaldığı sürede çıkışa güç aktarılır. Her anahtar görevi oranı genellikle 0.45'den daha azdır. Bu anahtarlar arası iletimi önlemek için yeterli ölü

zamanı sağlar. İki yönlü anahtarlama işlemi aslında anahtarların, anahtarlama frekansında iki kez çalıştırılmaları anlamında gelmektedir. Bu nedenle, çıkış indüktör ve kondansatör akım-gerilim dalgalanmaları benzer çıkış dalgalanma seviyeleri için bile küçük olabilir. Böylece İt-Çek *SMPS*'ler, yüksek güç yoğunluğu, düşük dalgalanma çıkışları için uygun bir devre topolojisidir. Çıkış güç kapasitesi 100-500W arasında değişmektedir. Düşük verim ve düşük gerilim seviyelerinde 12-96V çalışmaları dezavantajları olarak sayılmaktadır. [14,24,25]. İt-Çek *SMPS*'lere ilişkin formüller ise;

Maksimum Anahtar Gerilimi:

$$V_{tmax} = 2V_{IN(max)} + V_{kaçak} \quad (2.6)$$

Maksimum Anahtar Akımı:

$$I_{max} = \frac{P_{çıkış}}{\eta D_{max} V_{min}} \quad (2.7)$$

Çıkış-Giriş İlişkisi:

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = 2 \cdot n \cdot D \quad (2.8)$$

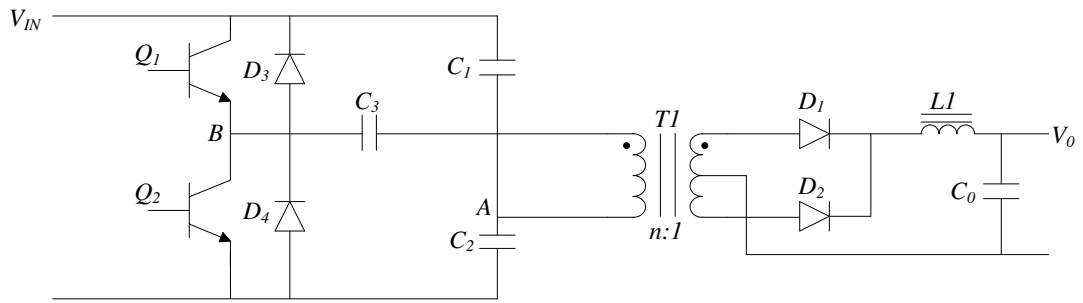
Burada, V_{tmax} maksimum anahtar gerilimini, $V_{kaçak}$ kaçak uç gerilimini, V_{INmax} maksimum giriş gerilimini, I_{max} maksimum anahtar akımını, η sistem verimini, n transformatör dönüştürme oranını, D_{max} anahtarın maksimum görev oranını, V_{INmin} minimum giriş gerilimini, $P_{çıkış}$ ise çıkış gücünü temsil etmektedir [25].

2.4. Yarım Köprü SMPS

İt-Çek *SMPS*'lerin dezavantajlarından biri transformatörün primeri orta uçludan oluştuğu için akının dengesiz bir biçimde iki sargıdan akması ve bunun sonucunda sekonder de ısı probleminin oluşmasıdır. Devre şemasından da dikkat edilecek olursa, daha pahalı olan orta uçlu trafo yerine doğrusal trafo kullanılmıştır. Şekil 2.8 'deki Yarım Köprü SMPS devresinin İt-Çek *SMPS*'lerden farkı, büyük kondansatörler olan C_1 ve C_2 'yi

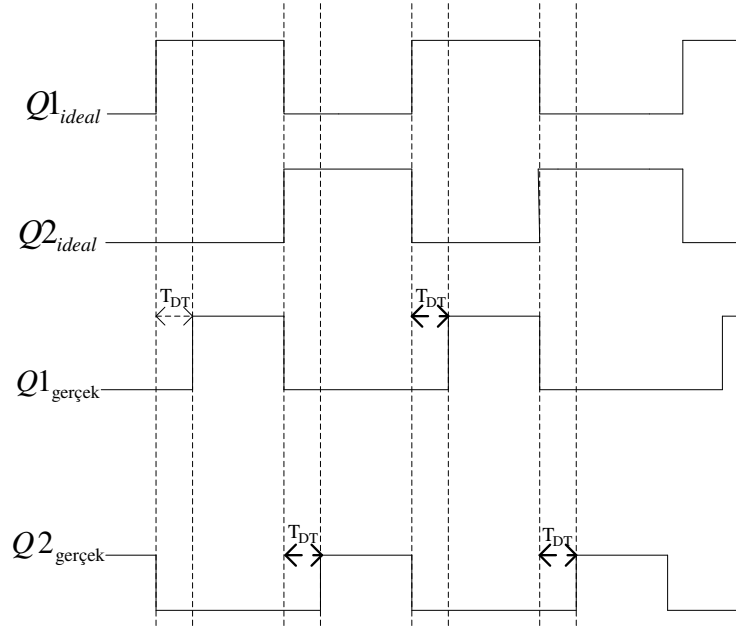
kullanmasıdır. Bu kondansatörler anahtarlardan biriyle seri olacak biçimde bağlıdır. Bunun anlamı, güç aktarımı her anahtar iletimde iken olur ve böylece verim %90'lara kadar çıkmaktadır. Aynı zamanda bu durumun ortaya çıkmasının sebebi orta uçlu transformator kullanılmaması ve bu durumda ortaya çıkan sargılardan geçen akının dengesizliği problemini de gidermektedir. Bu avantajları sıralarken aynı zamanda dezavantaj olarak sayılabilecek bir özelliği de Yarım Köprü *SMPS* ile yüksek güçlere çıkılamamasıdır ($1000W > P_{çıkış}$) [14,22,26].

Şekil 2.8'de Yarım Köprü *SMPS* devresi gösterilmiştir. Bu devrede kullanılan anahtarlar birbirinin zıttı şeklinde çalışmalıdır ve bir anahtar iletimde ise diğeri kesimde olmalıdır. Anahtarların her ikisinin iletimde olması durumunda kaynak kısa devre olur ve devre zarar görür. Her iki anahtar kesimde olursa, boşluk diyotları anahtarların zarar görmesini engeller [14,22,27].



Şekil 2.8. Yarım Köprü *SMPS* devre şeması [26].

Şekil 2.8'de ise Yarım Köprü *SMPS*'e ait dalga formları verilmiştir. Bu dalga formlarında devrenin ideal durumdaki anahtar *DGM* sinyalleri ve devrenin pratikte olması gereken durumdaki *DGM* sinyalleri verilmiştir.



Şekil 2.9. Yarım Köprü SMPS dalga formları [27].

Yarım Köprü SMPS'e ait denklemler ise:

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = N_S/N_P \quad 0 < D < 0.5 \quad (2.9)$$

Anahtar Tepe Akımı:

$$I_{sw} = I_o \times N_S/N_P \quad (2.10)$$

Maksimum Doğrultucu Gerilimi:

$$V_{Doğ} = V_{IN} \times N_S/N_P \quad (2.11)$$

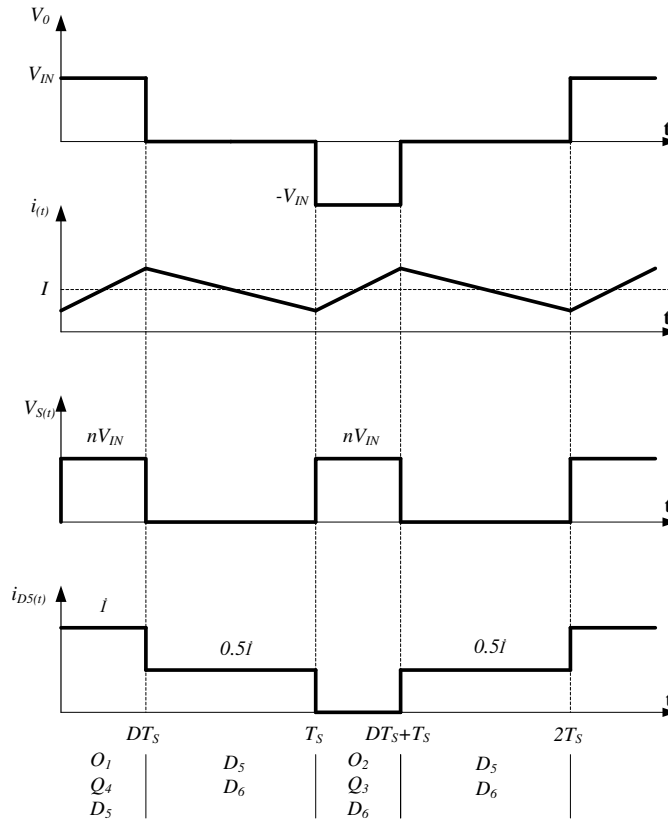
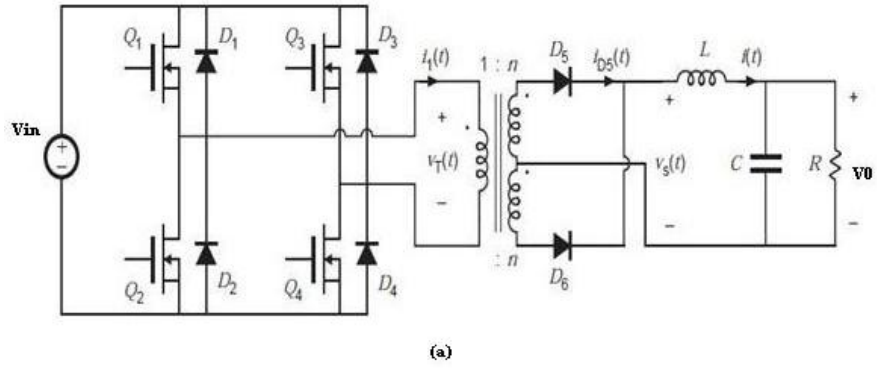
Ortalama Doğrultucu Akımı:

$$I_{Doğ} = 0.5 \times I_o \quad (2.12)$$

Denklem 2.9’da, D anahtarın görev oranını, N_S transformatörün sekonder sarım sayısını, N_P transformatörün primer sarım sayısını, V_o çıkış gerilimini, denklem 2.10’da I_{sw} anahtar tepe akımını, denklem 2.11’de $V_{Doğ}$ doğrultucu gerilimini, denklem 2.12’de $I_{Doğ}$ doğrultucu akımını, I_o çıkış akımını temsil etmektedir. [28].

2.5. Tam Köprü SMPS

Şekil 2.10’da Tam Köprü *SMPS* devre şeması ve tipik dalga formları gösterilmiştir. Transformatör primeri simetrik biçimde sürülür, iki anahtarlama periyodu süresince uygulanan net gerilim sıfıra eşit olmaktadır. DT_S anahtarlama periyodu süresince Q_1 ve Q_4 anahtarları iletimdedir. Bu anahtarlama periyodu süresince transformatörün primerine uygulanan gerilim V_GDT_S ’dir. Ardından gelen periyot süresince ise bu kez Q_2 ve Q_3 anahtarları iletimdedir ve bunun sonucunda transformatörün primerine uygulanan gerilim - V_GDT_S ’dir. Böylece uygulanan iki anahtarlama periyodu boyunca uygulanan net gerilim sıfıra eşit olmaktadır. Pratikte, anahtarlama elamanın iletim geriliminin düşümü ya da anahtarlama süresindeki farklılıklardan ötürü ortalama primer gerilimi küçüktür ama sıfıra eşit değildir. Bu sıfıra eşit olmayan gerilim transformatörde doyuma ve devrenin düzgün işlevli olarak çalışamamasına neden olabilir. Bu olumsuzluk sürekli durumda transformatör primerine seri bir kondansatör yerleştirilerek önlenabilir. Böylece transformatörün primerinde indüklenen gerilim kondansatörde görülür. Bir başka çözüm ise, geçerli bir kontrol programı kullanmaktır. Pratikte, anahtarlama elamanın iletim geriliminin düşümü ya da anahtarlama süresindeki farklılıklardan ötürü ortalama primer gerilimi küçüktür ama sıfıra eşit değildir. Bu sıfıra eşit olmayan gerilim transformatörde doyuma ve devrenin düzgün işlevli olarak çalışamamasına neden olabilir. Bu olumsuzluk sürekli durumda transformatör primerine seri bir kondansatör yerleştirilerek önlenabilir. Böylece transformatörün primerinde indüklenen gerilim kondansatörde görülür. Bir başka çözüm ise, geçerli bir kontrol programı kullanmaktır [14,22,29].



Şekil 2.10. Tam Köprü *SMPS* (a) Devre şeması, (b) Dalga formları [29].

Tam Köprü *SMPS* devresine eşitlikler denklem 2.13, denklem 2.14 ve 2.15’de verilmiştir.

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = 2N_S/N_P \quad 0 < D < 0.5 \quad (2.13)$$

Anahtarların maksimum iletimde kalma süresi ise:

$$t_{on_max} = DT \quad (2.14)$$

Çıkış gücü ise:

$$P_0 = \eta P_{IN} \quad (2.15)$$

Denklem 2.13’de D anahtarın görev oranını, N_S transformatörün sekonder sarım sayısını, N_P transformatörün primer sarım sayısını, V_0 çıkış gerilimini, denklem 2.14’de t_{onmax} anahtarların maksimum iletimde kalma süresini, T anahtarlama periyodunu, denklem 2.15’de P_0 çıkış gücünü, P_{IN} giriş gücünü, η sistem verimini göstermektedir [30].

2.6. Azaltan Tip SMPS

Azaltan Tip *SMPS* adından da anlaşılacağı üzere uygulanan giriş geriliminin, çıkışta daha düşük genlikli bir gerilim elde etmek için kullanılan güç kaynağı türüdür. Şekil 2.11’de Azaltan Tip *SMPS*’e ait devre şeması ve temel dalga şekilleri verilmiştir. İki yönlü anahtarlamanın olabilmesi için, tek yönlü çıkış akımı ile bir güç anahtarı ve diyot birleşimi gösterilmektedir. İki yönlü anahtar bölümünü, A geriliminin yüksek frekans anahtarlama bileşenini zayıflatan, çıkışta da filtreli edilmiş gerilim sağlayan L - C alçak geçiren filtre takip eder. Yüksek frekanslı anahtarlama, güç kaynaklarının güç seviyesine ve kullanılan yarı iletken elemanlara bağlı olarak, filtre boyutunu azaltmak için tercih edilir. Anahtarlama frekansının seçimi; devrenin boyutu, ağırlığı, maliyeti ve verimliliği gibi birkaç etkene bağlıdır. Genellikle işitebilir aralığın ve 100KHz’in üzeri çok yaygın olarak kullanılmaktadır [22,31].

Giriş gerilimi V_{IN} ’in bir anahtarlama periyodu içinde sabit kaldığı kabul edilir. Devrede indüktans L ve kondansatör C yeterince büyüktür ve bu yüzden de bir anahtarlama periyodu içinde indüktans akımı I_L ve çıkış gerilimi V_0 ‘da önemli derecede bir değişim olmamaktadır. Devrenin kararlı durum çalışması altında indüktans akımının her zaman sıfırdan büyük olduğu varsayılır. Güç anahtarının $q_A(t)$ sinyali, $T_{on}=D.T_S$ olduğu kararlı çalışma durumunda iletimdedir. Burada D kararlı çalışmada görev oranını temsil etmektedir. Bu süre boyunca $v_A=V_{IN}$ ve $I_{IN}=I_L$ ‘dir. Anahtar kesime girdiğinde

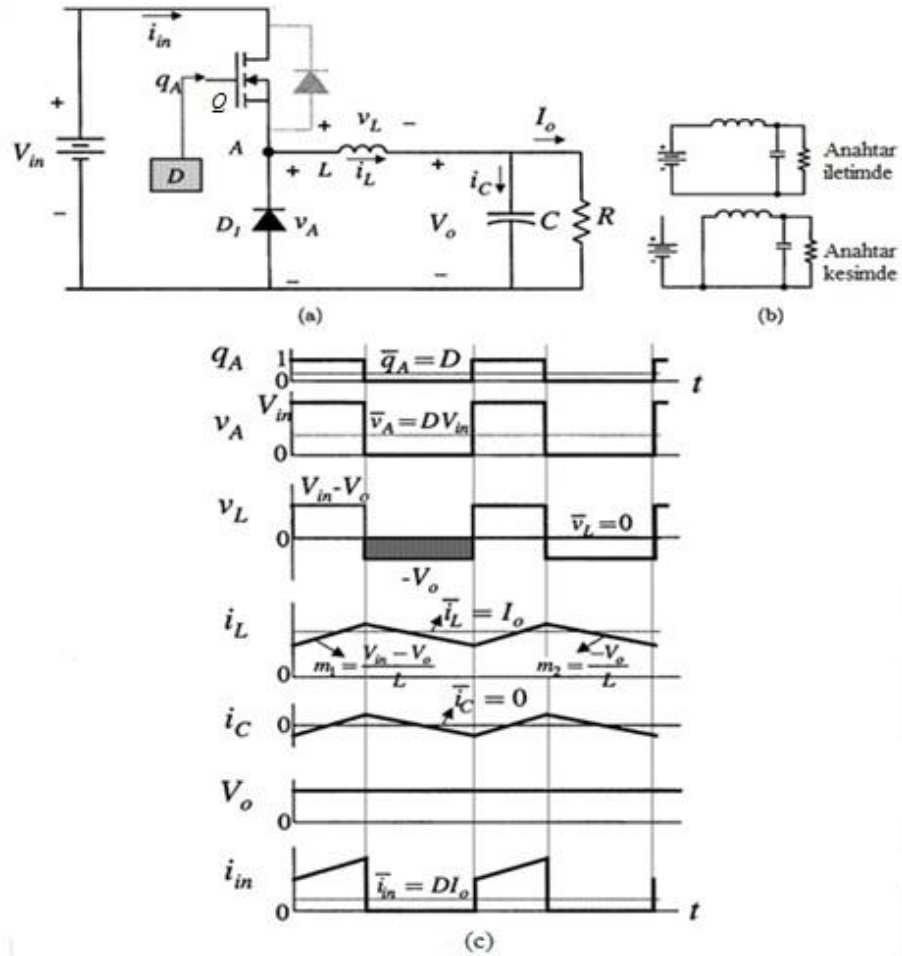
indüktans akımı $D I_0$ diyotu boyunca akar ve $v_A=0$ ve $I_{IN}=0$ olur. Çünkü indüktör üzerindeki ortalama gerilim sıfırdır. Denklem 2.16'da ortalama çıkış gerilimi ise;

$$v_0 = v_A = D V_{IN} \quad (2.16)$$

olarak elde edilir. Burada, v_0 çıkış gerilimini, D anahtarın görev oranını temsil etmektedir [31]. Kondansatör boyunca akan akım sıfır olur ve böylece $I_L=I_0$ olur. Bu durumda giriş akımı;

$$I_{IN}=D I_0 \quad (2.17)$$

şeklinde yazılır.



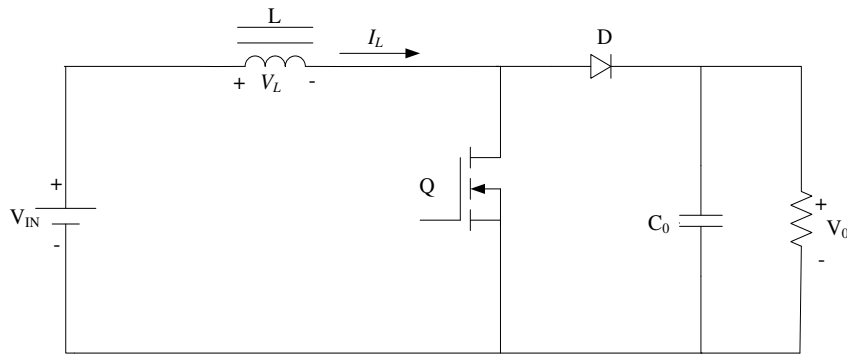
Şekil 2.11. Azaltan Tip SMPS devre şeması ve dalga formları [31].

Yukarıdaki eşitliklerden çıkış geriliminin, giriş geriliminden daha düşük ve çıkış akımının ise giriş akımından daha büyük olduğu açıkça görülmektedir [31]

2.7. Yükselten Tip SMPS

Yükselten Tip *SMPS*, *DC* giriş geriliminden daha büyük bir *DC* çıkış gerilimine sahip güç kaynaklarının bir türüdür. Bu tip güç kaynağı kaynak gerilimini yükseltmek, çıkış gerilimini regüle etmek için kullanılmaktadır [14,22,32].

Yükselten Tip *SMPS*'ler, *DC-DC* güç kaynaklarına ait olan bir bölümdür. Yükselten Tip *SMPS*, Azaltan Tip, Geri Dönüslü, Azaltan-Yükselten Tip ve İt-Çek *SMPS* dahil olmak üzere bu sınıfa ait güç kaynaklarına çok benzemektedir. Temel Yükselten Tip *SMPS* devresi, bir anahtar, diyot, indüktör ve bir kondansatörden oluşmaktadır.



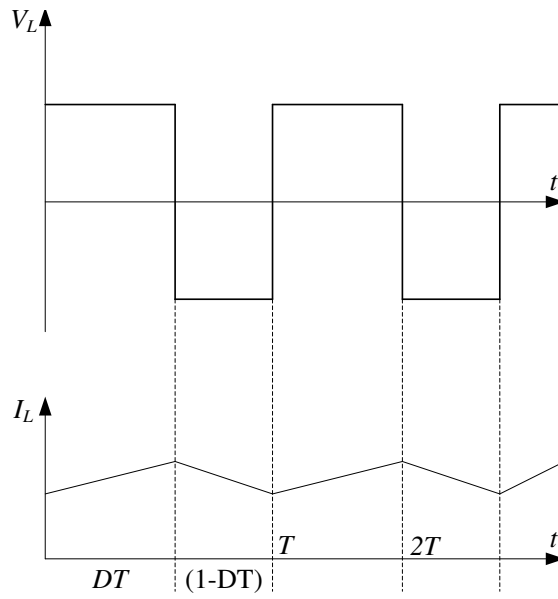
Şekil 2.12 Yükselten Tip *SMPS* devre şeması.

Devrenin iki durumda incelemesi mümkün olacaktır, bunlar *Q* anahtarının iletimde ve kesimde olması durumlarıdır. Devre elemanlarının ideal ve indüktansa sürekli bir akım akışının olduğu varsayılmıştır. Bu durumdaki çalışmaya sürekli çalışma modu denilmektedir. Denklem 2.18'de giriş çıkış ilişkisi verilmektedir:

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.18)$$

Burada, *D* anahtarın görev oranını, *V*₀ çıkış gerilimini, *V*_{IN} ise giriş gerilimini ifade etmektedir.

Böylece Yükselten Tip *SMPS* devresinden elde edilen kazanç, anahtarın her bir periyottaki iletim süresi veya görev oranıyla doğrudan orantılıdır. Bazı durumlarda yük için gereken enerji miktarı, periyodun belirli bir bölümünde transfer edilecek enerji miktarından daha küçüktür. Bu durumda indüktanstan akan akım sıfıra düşer. Bu çalışma moduna süreksiz çalışma modu denilmektedir. Bu çalışma modunun sürekli çalışma modundan tek farkı periyodun sonunda, indüktans da depolanan enerjinin tamamen boşalmasıdır [22,32]. Şekil 2.13’de Yükselten Tip *SMPS* dalga formları görülmektedir.

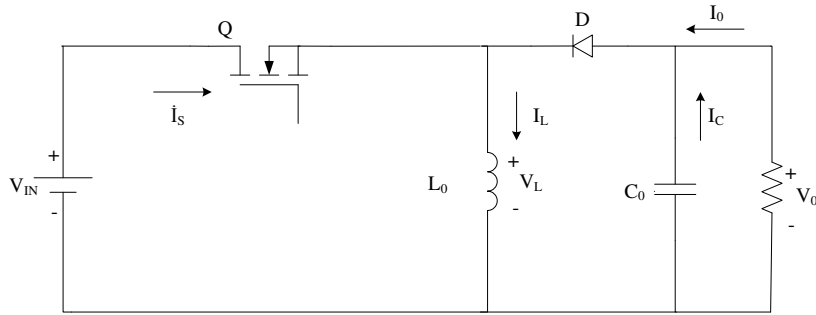


Şekil 2.13. Yükselten Tip *SMPS* dalga formları [33].

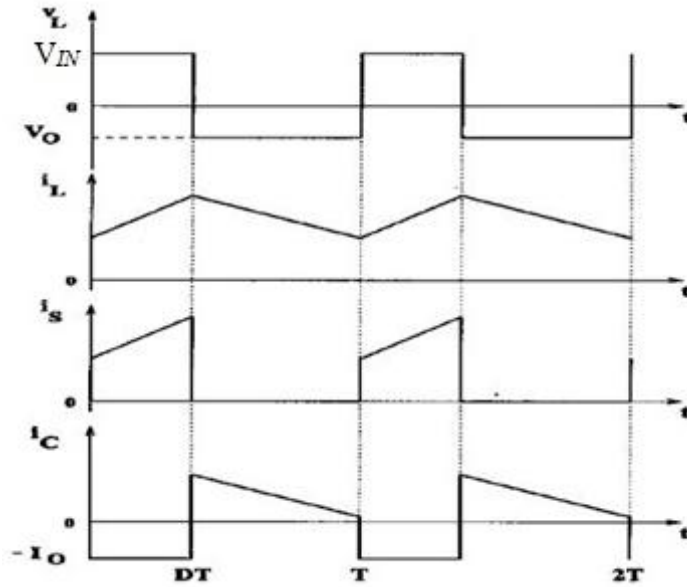
Devrenin çalışma modları yarı iletken güç anahtarının iletime ve kesime girmesine göre gerçekleştirilmektedir. Anahtar iletime girdiğinde bobin içerisinden geçen akım artar ve bu durumda bobinde enerji depolanmaya başlar. Anahtar kesime girdiği anda ise, bobin içerisinden geçmekte olan şarj akımı D diyotu üzerinden C_0 kondansatörüne ve yüke doğru akmaya başlar. Bobin, enerjisini deşarj eder ve bobin üzerindeki gerilimin polaritesinin yönü gerilim kaynağının polaritesi ile aynı olur ve D diyotu üzerinden yüke bağlanır. Böylece çıkış geriliminin seviyesi yükseltilmiş olur [33]

2.8. Azaltan-Yükselten SMPS

Güç kaynaklarının yaygın olarak kullanılan üç temel topoloji türü bulunmaktadır. Bu topolojiler; Azaltan Tip, Yükselten Tip ve Azaltan-Yükselten Tip güç kaynaklarıdır. Bu güç kaynaklarının, giriş ve çıkış gerilimlerinin şaseleri ortak olduğu için izolesiz güç kaynakları olarak isimlendirilirler. Her topolojinin kendine özgü özellikleri vardır. Bu özellikler, kararlı çalışma durumundaki evirme oranları, giriş ve çıkış akımlarının yapısı ve çıkış gerilim dalgalanması olarak bilinir. Diğer önemli bir özellik de görev oranının frekans cevabıdır [22,34]. Azaltan-Yükselten Tip *SMPS*'ler popüler izolesiz bir güç kaynağı türüdür.



(a)



(b)

Şekil 2.14. (a) Azaltan-Yükselten Tip *SMPS* devre şeması (b) Dalga formları [35].

Anahtar ilettime girdiği zaman, diyot ters polarmalanır ve indüktör giriş geriliminin enerjisini depolar. Anahtar kesime girdiği zaman ise, indüktör geriliminin yönü değişir ve indüktörde depolanan enerji kondansatör, yük ve diyot üzerinden akar. Denklem 2.19’da giriş çıkış ilişkisi;

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = - \frac{D}{1-D} \quad (2.19)$$

Olarak elde edilir. Burada, D anahtarın görev oranını, V_0 çıkış gerilimini, V_{IN} ise giriş gerilimi şeklinde ifade edilmektedir. Devrenin çıkış gerilimi olan V_0 şaseye göre negatiftir. Sonuç olarak adından da anlaşılacağı üzere güç kaynaklarının çıkış geriliminin genliği, giriş geriliminden büyük ya da küçük olabilmektedir [22,35].

3. GÜÇ KAYNAKLARINDA KULLANILAN ANAHTARLAMA TEKNİKLERİ

Anahtarlama tekniği, güç anahtarlarının iletim ve kesim durumları arasında aynı zamanda güç kaynakları içinde de uygulanan gerilim ve akım koşullarına denilmektedir. Güç elektroniğindeki devrelerin hepsinde anahtarlama söz konusudur. Bu anahtarlama şebeke frekansından daha büyük bir anahtarlama frekansındadır. Güç kaynaklarında kullanılan anahtarlama tekniklerinden yaygın olarak kullanılanları;

- Sert Anahtarlama (Hard- Switching)
- Yumuşak Anahtarlama (Soft-Switching), teknikleri şeklindedir [36].

3.1. Sert Anahtarlama Yöntemi

Günümüzde mevcut olan anahtarlama güç kaynaklarının çoğu sert anahtarlama kullanılmaktadır. Sert anahtarlama, anahtara uygulanan akım ve gerilimin fazına bakılmadan, anahtarın iletime ve kesime sokulmasıdır. Sert anahtarlama yöntemi, geleneksel anahtarlama modlu güç kaynaklarında gerilim ve akımın aynı fazda anahtarlendiği yöntemdir. Aynı zamanda anahtar iletime veya kesime girerken yüksek akım ya da yüksek gerilimden dolayı streslere maruz kalır. Bu anahtarlama yöntemi hala yaygın olarak kullanılmaktadır. Sert anahtarlama güç kaynakları basit yapıda, düşük maliyetli ve genellikle sabit anahtarlama frekansına sahiptirler. Sabit anahtarlama frekansı, manyetik bileşenlerin tasarımını optimize etme kolaylığı ve kontrol sisteminin tasarımını kolaylaştırır. Sert anahtarlama güç kaynaklarının sabit frekansa sahip olması, diğer sistem devreleriyle bir girişimi engellemek için ve frekans da *EMI* düşüşleri olarak bilinen istenmeyen bu durumu engellemek daha büyük sistemler için gerekli olabilir. Güç elektroniğindeki devrelerin hepsinde anahtarlama söz konusudur. Güç elektroniğinde kullanılan anahtarlama şebeke frekansından daha büyük olduğu için anahtarların kayıpları da mevcuttur. Böylece, yüksek d/d_t ve d_v/d_t 'den dolayı *EMI* problemine yani elektro manyetik etkileşiminin gürültüsü yayılacaktır [36-38].

3.2. Yumuşak Anahtarlama Yöntemi

Sert anahtarlama metoduyla çalışan devrelerde, anahtarlama elemanlarının normal çalışma değerleri ile kullanılan soğutucu ve soğutma sisteminin boyutları güç anahtarlarının anahtarlama kayıpları ile doğru orantılı olarak artar. Böylece devrenin güç yoğunluğu düşer ve hacmi ile maliyeti artar. Ayrıca yüksek d_i/d_t , d_v/d_t ve *EMI* problemini çözme isteği yumuşak anahtarlama yönteminin ortaya çıkmasına neden olmuştur. Yumuşak anahtarlama, anahtarlama kayıpları ile *EMI* gürültüsünün özel düzenlerle yok edilmesi veya en aza indirilmesi şeklinde tanımlanır. Yumuşak anahtarlama, anahtarlama sırasında, elemanın maruz kaldığı akım ve gerilim değerleri ile akım ve gerilim yükselme hızlarının bastırılması, akım ve gerilim değişimlerinin şekillendirilmesi, anahtarlama kayıpları ile *EMI* gürültüsünün azaltılması ve anahtarlama enerjisinin yüke veya kaynağa transfer edilmesi işlevlerini kapsar. Yumuşak anahtarlama gerçekleştirmek amacıyla geliştirilen ve güç kaynaklarının temel parçası olmayan ek düzen ve devrelere ise bastırma hücreleri denilmektedir. Bastırma hücreleri, klasik ve modern olmak üzere iki gruba ayrılır. Bu hücreler arasındaki temel fark, modern hücrelerin bir kısmi rezonansa sahip olmalarıdır. Bu rezonans, sadece anahtarlama işlemleri sırasında etkili olan geçici, periyodun tamamına yayılmayan ve yük akımından bağımsız bir rezonanstır. Kısmi rezonans, temel olarak, bastırma işleminin kısa süreli ve mükemmel olması ile bastırma enerjisinin geri kazanılmasını sağlar. Yumuşak anahtarlama istenen fonksiyonları aşağıdaki gibi sıralayabiliriz [37,38].

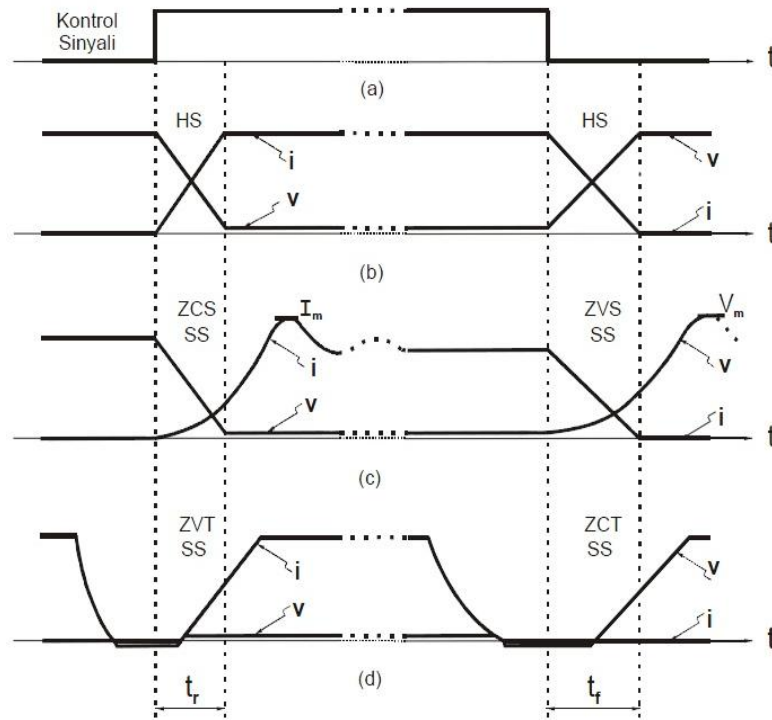
- Anahtarlama geçişleri sırasında akım ve gerilimin üst üste gelmesini azaltmak
- Akım ve gerilimin yükselme hızlarını sınırlamak
- Yük hattı akım ve gerilim değişimlerini düzenlemek
- Anahtarlama enerji kayıplarını bastırmak
- *EMI* ve *RFI* (Radio Frequency Interference) gürültülerini bastırmak
- Anahtarlama enerjilerini geri kazanmak
- Anahtarlama frekansını yükseltmek
- Periyodun büyük bir kısmında *DGM* çalışmayı korumak
- Hafif yüklerde de yumuşak anahtarlama sürdürmek
- Devrenin boyut ve maliyetini düşürmek

3.2.1. Yumuşak Anahtarlama Teknikleri

Yumuşak anahtarlama teknikleri genel olarak aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching /ZCS-SAA)
- Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching /ZVS-SGA)
- Sıfır Akımda Geçiş (Zero Current Transition/ZCT)
- Sıfır Gerilimde Geçiş (Zero Voltage Transition/ZVT)

Şekil 3.1’de bir anahtarlama elemanının kontrol sinyali ile sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama teknikleriyle ilgili temel dalga şekilleri görülmektedir. ZCS ile ZVS temel ve ZCT ile ZVT ileri yumuşak anahtarlama teknikleridir [37,38].



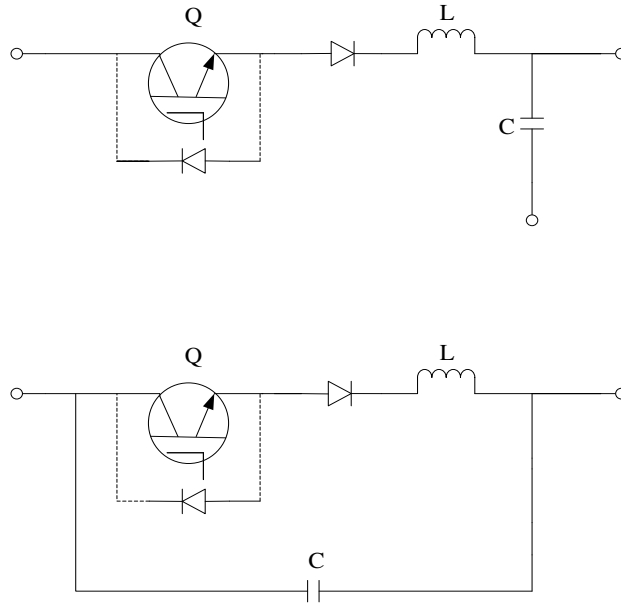
Şekil 3.1. (a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b)Sert anahtarlama (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga formları [37,38].

Yumuşak anahtarlama sağlanan çeşitli devre düzenleri bulunmaktadır. Anahtarlama elemanına L - C elemanları bağlanarak bu devre düzenleri oluşturulmaktadır.

3.2.1.1. Sıfır Akım Rezonans Anahtar

Sıfır akımda anahtarlamaı sağlamak için şekil 3.2'deki Q anahtarına seri bir L indüktörü bağlanmıştır. Eğer anahtar tek yönlü ise, anahtar akımı sadece pozitif yarım periyotta rezonansa girer. Bu durumda rezonans anahtar yarım dalga modunda çalışan anahtar olarak isimlendirilir.

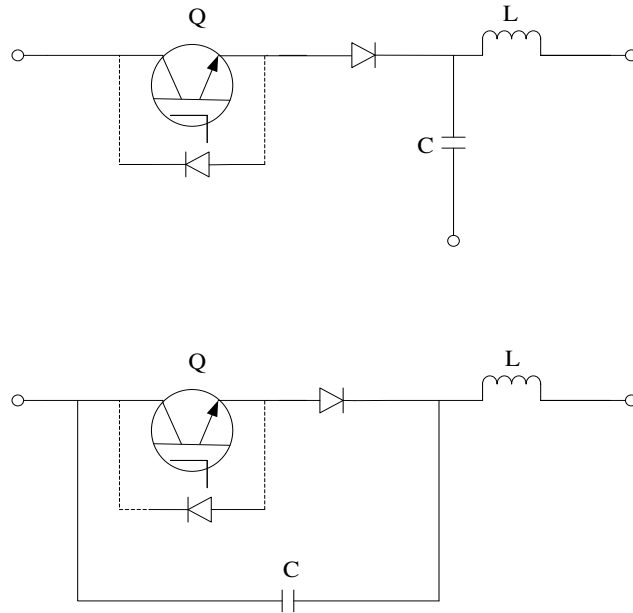
Anahtar ile bir diyot ters şekilde bağlıysa, anahtar akımı her iki yönde de akabilir. Bu durumda rezonans anahtar tam dalga modunda çalışmaktadır. Anahtarın iletimi esnasında anahtar akımı sıfırdan yavaşça artacaktır. Bu anda L ve C arasındaki rezonansdan dolayı anahtar akımı osilasyona başlayacaktır. Sonuçta anahtar sonraki sıfır akım süresine kadar kesimde kalabilmektedir. Bu tip rezonans anahtar yapılarında amaç, anahtarı sıfır akımda kesime sokmak için rezonans süresi boyunca anahtar akımına şekil vermektir [18].



Şekil 3.2 Sıfır Akım (ZC) rezonans anahtar yapıları.

3.2.1.2. Sıfır Gerilim Rezonans Anahtar

Bir sıfır gerilim anahtarda, şekil 3.3’de görülen devrede sıfır gerilimde anahtarlamaı sağlamak için anahtara paralel bir kondansatör bağlanır. Anahtar eğer tek yönlü ise C boyunca oluşan gerilim hem negatif hem de pozitif periyotta osilasyon yapabilmektedir. Bu durumda rezonans anahtar tam dalga modunda çalışmaktadır. Eğer anahtara ters şekilde bir diyot bağlanırsa, periyotun negatif kısmında rezonans gerilimi diyot tarafından sıfıra kenetlenir. Burada amaç, anahtar iletme girmeden anahtar üzerindeki gerilime rezonans yardımıyla şekil vererek sıfır geçişi sağlamaktır [18].



Şekil 3.3 Sıfır Gerilim (ZV) rezonans anahtar yapıları.

3.2.1.3. Sıfır Akımda Anahtarlama

Sıfır akımda anahtarlama, güç anahtarının iletme girme işleminde gerçekleştirilen bir yumuşak anahtarlama yöntemidir. Bu yöntemde, güç anahtarına küçük değerli bir bobin seri bağlanarak, anahtar iletme girdiği zaman elemandan geçen akımın yükselme hızı sınırlanır. Böylelikle, akım ile gerilimin üst üste binmesi ve anahtarlama enerji kaybı azaltılır. İletime girme işlemindeki anahtarlama enerjisi bobine aktarılır. Bobindeki bu

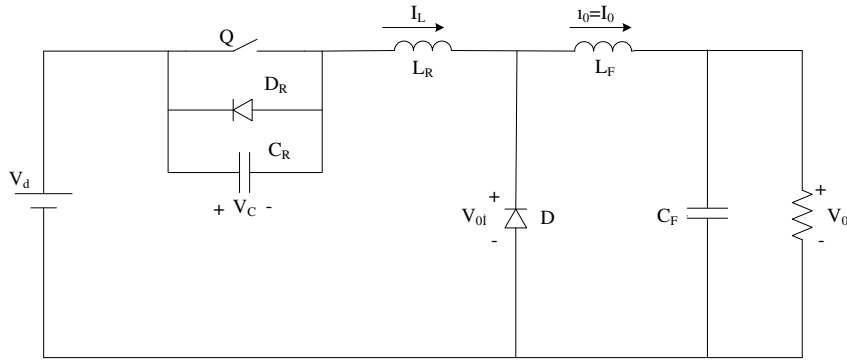
enerji, klasik hücrelerde bir dirençte harcanır, fakat modern hücrelerde kısa süreli bir kısmı rezonans ile gerilim kaynağı veya yüke aktararak geri kazanılır [37,38].

3.2.1.4. Sıfır Gerilimde Anahtarlama

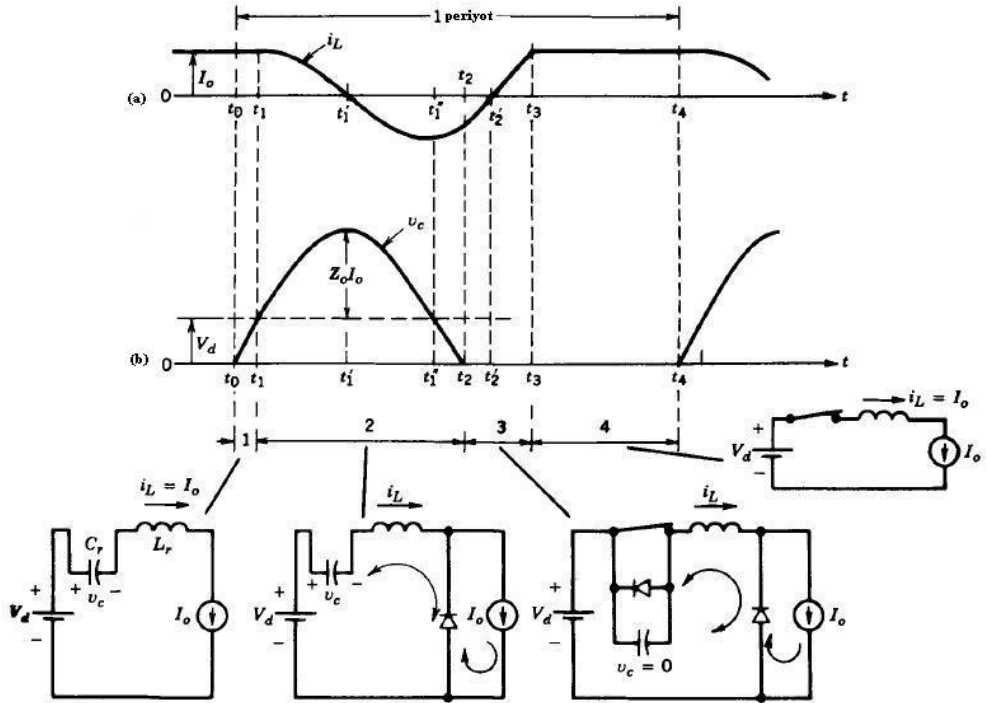
Sıfır gerilimde anahtarlama, anahtarın kesimde olduğunda gerçekleştirilen bir yumuşak anahtarlama yöntemidir. Bu yöntemde, güç anahtarına küçük değerlikli bir kondansatör paralel bağlanarak, anahtar iletimden çıktığında anahtarın uçlarında oluşan gerilimin yükselme hızı sınırlanır. Böylece, anahtar iletimden çıktığında, anahtarlama enerji kaybı azaltılır ve anahtarlama enerjisi kondansatöre üzerine aktarılır. Kondansatördeki bu enerji, modern hücrelerde geri kazanılır. *ZCS* ve *ZVS* yöntemlerinde anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilememektedir. Bu nedenle, bu tekniklere yaklaşık *ZCS* ve yaklaşık *ZVS* teknikleri de denilmektedir. Genel olarak, *ZCS*'de kullanılan bobine seri bastırma elemanı ve *ZVS*'de kullanılan kondansatöre paralel bastırma elemanı denilir. Normal olarak, seri bobin güç elemanı üzerinde ek bir gerilim stresine ve paralel kondansatör ise ilave bir akım stresine neden olur. Seri bobinin neden olduğu ek gerilim stresinin önlenemediği kabul edilmektedir [37,38].

3.2.1.5. Sıfır Gerilim Anahtarlama Güç Kaynakları

Bu tip güç kaynaklarında anahtarlama elemanına paralel bir kondansatör bağlanarak anahtarlama elemanının iletim ve kesim girme anlarında anahtara ters bağlanmış olan diyotun da iletime geçmesi sayesinde anahtar geriliminin sıfır olması sağlanmıştır. Böyle bir Azaltan Tip *SMPS* şekil 3.4'de ve bu devreye ait dalga şekilleri şekil 3.5'de gösterilmiştir. Burada, t_0 yük akımının yüksek frekanslı bir rezonans çevrimi için I_0 değerinde sabit olduğu kabul edilmiştir. Başlangıçta anahtar I_0 akımını iletmekte ve $I_{L0}=I_0$ ve $V_{C0}=0$ durumundadır. Güç kaynağına ait akım gerilim dalga şekilleri, devrenin çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şekilleri verilmiştir [18].



Şekil 3.4. Sıfır gerilim anahtarlama rezonans Azaltan Tip *SMPS* devre şeması.



Şekil 3.5 Sıfır gerilim anahtarlama rezonans Azaltan Tip *SMPS* akım-gerilim dalga şekilleri ve devre çalışma aralıkları eşdeğer devreleri.

Şekil 3.4'deki devrede; C_R rezonans indüktansını, L_R rezonans indüktansını, V_d giriş gerilimini, V_C rezonans kondansatör gerilimini, D boşluk diyotunu, I_L rezonans indüktansının akımını, L_F çıkış indüktansını, C_F çıkış kondansatörünü, I_0 çıkış indüktans akımını temsil etmektedir.

1.Aralık ($t_0 < t < t_1$): t_0 anı anahtar kesime sokulur. C_R kondansatöründen dolayı anahtar uçlarındaki yavaşça lineer olarak artar. Bu gerilim t_1 anında kaynak gerilimi olan

V_d 'ye ulaşır. Bu durum sonucunda anahtarın kesime geçişi süresinde anahtarın sıfır gerilimde anahtarlama koşulu sağlanmış olur.

2.Aralık ($t_1 < t < t_2$): t_1 anından sonra C_R kondansatörü gerilimi kaynak geriliminden daha büyük olur ($V_C > V_d$) ve D boşluk diyotu ilettime geçer. C_R ile L_R rezonansa girer. t_1 ' anında I_L sıfıra düşer ve V_C tepe değerine ulaşır. t_2 ' ' anında $V_C = V_d$ olur. I_L akımı da $-I_0$ değerini alır. t_2 anında kondansatör gerilim değeri sıfır olur. D_R diyotu ilettime geçerek bu gerilimi sıfırda tutar.

3.Aralık ($t_2 < t < t_3$): t_2 anından sonra kondansatör gerilimi V_C , D_R diyotu sayesinde sıfırda tutulur. D_R diyotu negatif I_L akımını geçirir. D_R diyotu ilettime girdiği anda anahtar sürme sinyali uygulanır. Anahtar akımı lineer olarak artar ve t_2 ' anında sıfıra ulaşır. Bu anda anahtar ilettime girer. Böylece anahtar sıfır gerilim ve sıfır akımda ilettime girmiş olur.

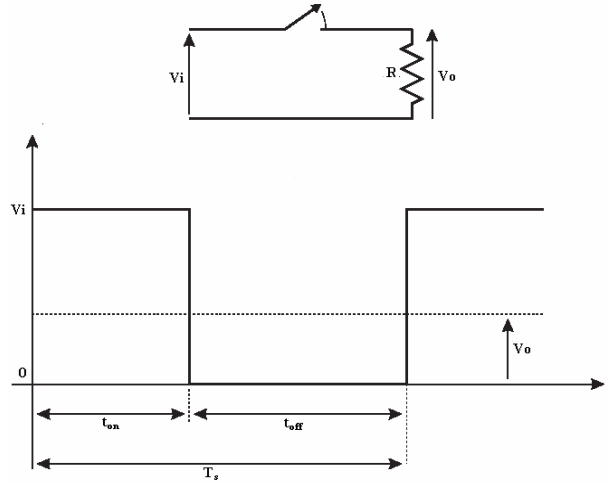
4.Aralık ($t_3 < t < t_4$): I_L indüktans akımı I_0 'a ulaştığında D boşluk diyotu kesime girer. di/dt 'den dolayı oluşan küçük bir eğimden ötürü bu diyotta anahtar modlu çalışmada oluşan ters toparlanma problemi oluşmayacaktır. Anahtar I_0 akımını iletlediği sürece iletimde kalacaktır [18].

3.2.1.6. Sıfır Akımda Geçiş

Sıfır Akımda Geçiş, kesime girme işleminde gerçekleştirilen ileri bir yumuşak anahtarlama yöntemidir. Bu yumuşak anahtarlama yönteminde, anahtarlama elemanından geçen akım kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve akım sıfırda tutulurken darbe sinyali kesilir. Böylece, akım ile gerilimin üst üste gelmesi ve anahtarlama enerji kaybı yok edilir. Bunun sonucunda iyi bir kesime girme işlemi sağlanır. Burada hem ZCS hem de ZVS'nin sağlandığı söylenebilir. Akımın sıfıra düşmesi ileri alınarak gerçekleştirilen bir yumuşak anahtarlama yöntemidir. Anahtarlama enerjisinin geri kazanıldığı bu teknik, ancak modern hücrelerle sağlanabilir ve bir yardımcı veya ilave yarı iletken anahtar gerektirir [37,38].

3.3. Darbe Genişlik Modülasyonu Yöntemi

SMPS'ler, esas olarak anahtarlama *DC-DC* güç kaynaklarıdır ve çıkış güç katındaki güç kaynağının devre topolojisine göre isimlendirilirler. Böylece, *SMPS*'lerin kontrolünden bahsedildiğinde, dolayısıyla *DC-DC* güç kaynaklarının kontrolünden bahsetmiş oluruz. *SMPS*'lerde çıkış geriliminin kontrolünü sağlarken, giriş gerilimi ve çıkış yükü değişse bile, çıkış geriliminin ortalaması istenilen değerde olmalıdır. *DC* gerilimi düşürmek ya da yükseltmek için bir veya daha fazla anahtar kullanılır. Bu güç kaynaklarında uygulanan giriş gerilimi değeri için çıkış gerilim değeri anahtarları iletim ve kesimde kalma sürelerinin kontrolü yoluyla ayarlanır.

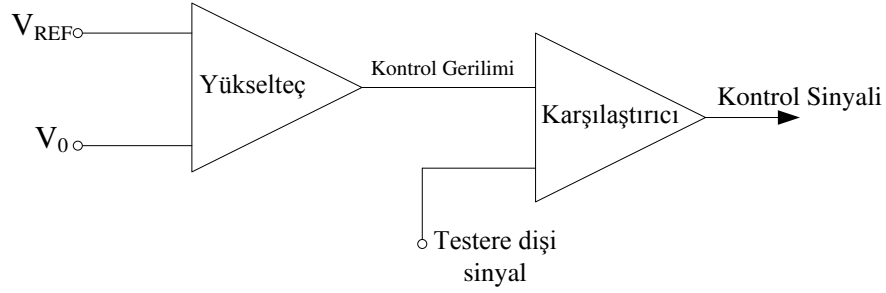


Şekil 3.6. Temel anahtarlama bir *DC-DC* güç kaynağı [37,38].

Çıkış gerilimi V_o , şekil 3.6'de görüldüğü gibi t_{ON} ve t_{Off} süreleriyle doğrudan ilişkilidir. Çıkış gerilimini kontrol yöntemlerinden biri de anahtarlama periyodu sabit frekansta yapmak (Böylece anahtarlama periyodu sabit olur) ve anahtarın iletim süresini kontrol ederek ortalama çıkış gerilimini ayarlamaktır. En çok tercih edilen ve endüstride de çok yaygın olarak kullanılan Darbe Genişlik Modülasyonu yönteminde anahtarın çalışma oranını temsil eden, bağıl iletim süresi (D) değiştirilir. D , anahtarın iletim süresinin, Anahtarlama periyoduna oranı olarak ifade edilir. Bağıl iletim süresin kontrolü, *DC* çıkış geriliminin ayarlanması ve bu gerilimin, kaynak gerilimi ile yük akımındaki değişmelere karşı regüle edilmesi sağlanmaktadır.

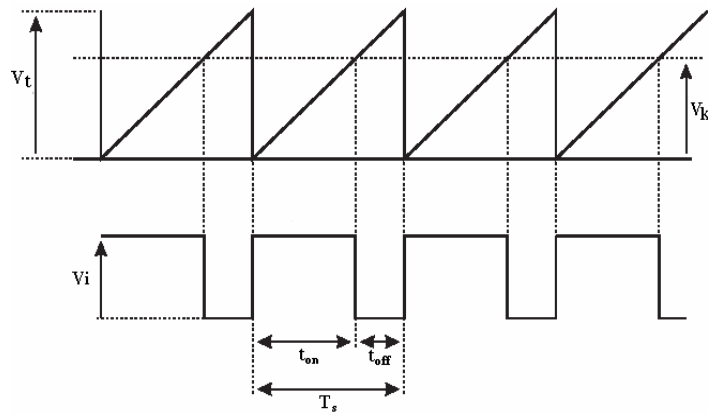
$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad 0 < D < 1 \quad (3.1)$$

Denklem 3.1’de, D anahtarın görev oranını, t_{on} anahtarın iletimde kalma süresini, T_s ise anahtarlama periyodunu göstermektedir.



Şekil 3.7. DGM kontrol sinyalinin elde edilmesi [37,38].

Şekil 3.7’de gösterilen DGM yönteminde istenen referans gerilimi (V_{ref}) ile çıkıştan alınan geri besleme gerilimi bu iki gerilimin farkı bularak bu farkı yükselten, güçlendiren bir yükselteçten geçirilmekte ve böylece kontrol gerilimi (V_K) elde edilmektedir. Bulunan kontrol gerilimi, testere dişi dalga şeklindeki bir gerilimle karşılaştırılmakta ve bunun sonucunda kontrol sinyali üretilmektedir. Tepe değeri sabit olan testere dişi şeklindeki periyodik dalganın frekansı anahtarlama frekansını belirler. DGM kontrolde bu frekans sabit tutularak birkaç kilohertz’den MHz’ler arasındaki bir değere ayarlanabilir. Bağlı iletim süresini (D) belirleyen ise kontrol gerilimidir



Şekil 3.6. DGM kontrolünün sağlanması [37,38].

Anahtarlama zamanı ile karşılaştırıldığında oldukça yavaş değişen yükseltilmiş kontrol gerilimi, testere dişi dalganın genliğinden büyük olduğunda, güç anahtarı kontrol sinyali üretilerek anahtarın ilettime sokulması sağlanır. Anahtar tersi durumda kesimdedir [37,38].

3.3.1. DGM Kontrol Yöntemi Topolojileri

Topoloji, devre elemanlarının belirli bir çalışma yöntemi ile çalışarak, belli bir görevi gerçekleştirmesi amacıyla, sistemli şekilde bir araya getirilmesiyle ortaya çıkan devre modelidir. *DGM* tekniği için kullanılan üç farklı temel topoloji ele alınmıştır. Bu modellerin isimleri aşağıda belirtilmiştir. Bu bölümde bu topolojilerden gerilim kontrollü topolojisi detaylandırılmıştır [37,38].

- Gerilim kontrolü (Voltage Mode Control)
- İleri yönde beslemeli gerilim kontrolü (Voltage Feed forward Control)
- Akım kontrolü (Current Mode Control)

3.3.1.1. Gerilim Kontrollü DGM

Bu gruptaki *DGM* yöntemlerinde *DC* hat geriliminin sabit olduğu ve dalgalanmanın olmadığı kabul edilir. Aşağıda başlıca *DGM* yöntemleri verilmiştir [37,38].

- Sinüsoidal *DGM* (*SDGM*)
- Değiştirilmiş Sinüsoidal *DGM* (*MSDGM*)
- Üçüncü harmonik ilaveli *DGM* (*THIDGM*)
- Seçilmiş Harmonik eliminasyonlu *DGM* (*SHEDGM*)
- Delta Modülasyonu

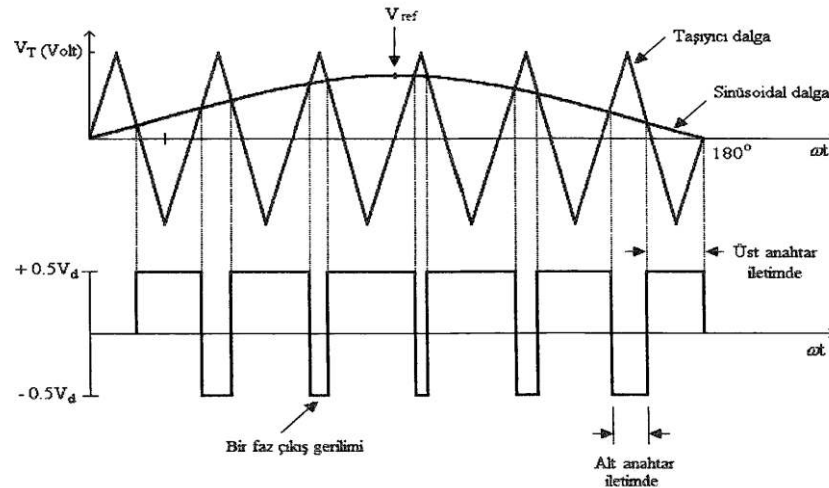
3.3.1.2. Sinüsoidal DGM

Eviricilerde anahtarlama elemanlarının ilettime girme zamanlarını belirlemek ve eş zamanlamayı sağlamak için sinüsoidal *DGM* yöntemi kullanılır. Bu yöntem en temel ve en çok bilinen yöntemdir. Bu *DGM* yönteminde bir referans sinüsoidal dalga yüksek frekanslı taşıyıcı üçgen dalgayı modüle etmek için kullanılır. Referans ve taşıyıcı dalgayı

karşılaştırılarak anahtarların, anahtarlama süreleri bulunur. Referans dalga taşıyıcı dalgadan büyük olduğu zaman güç kaynaklarında üst koldaki anahtar, taşıyıcı dalganın referans dalgadan büyük olduğu durumda ise alt koldaki anahtar iletime geçer. Bu yöntemde modülasyon genliği ve frekansı, çıkış geriliminin genliğinin ve frekansını ayarlamak için değiştirilmektedir. Bu sayede değişken gerilim ve frekansa sahip bir sürücü sistemi elde edilir. Referans sinüsoidal dalga taşıyıcı dalga ile karşılaştırılmadan önce örneklendiği ‘düzenli (Tek biçimli) örnekleme yöntemleri vardır. Referans dalganın her bir anahtarlama periyodunda (taşıyıcı dalga periyodunda) yapılması durumunda “simetrik örnekleme”, her anahtarlama periyodunun yarısında yapılması ise “asimetrik örnekleme” olarak adlandırılır. Referans sinüsoidal dalganın, taşıyıcı dalganın genliğine oranına modülasyon indeksi (m_a) olarak tanımlanır. m_a ’nın değeri doğrusal bölge için 0-1 arasındadır. Modülasyon indeksi;

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_t} \quad (3.2)$$

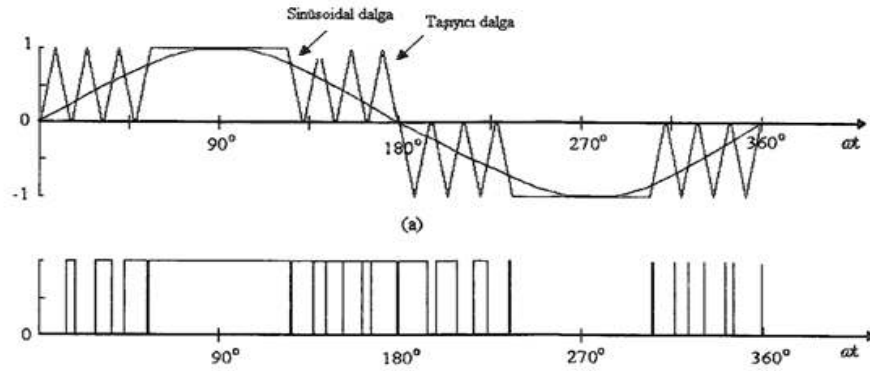
olarak elde edilir. Burada, V_{ref} referans sinyalin tepe değerini, V_t ise taşıyıcı dalganın tepe değerini temsil etmektedir [39,40]. Şekil 3.7’de, Sinüsoidal *DGM*’in prensip şeması verilmiştir.



Şekil 3.7. Sinüsoidal *DGM* ‘in prensip şeması [39].

3.3.1.3. Değiştirilmiş Sinüsoidal DGM

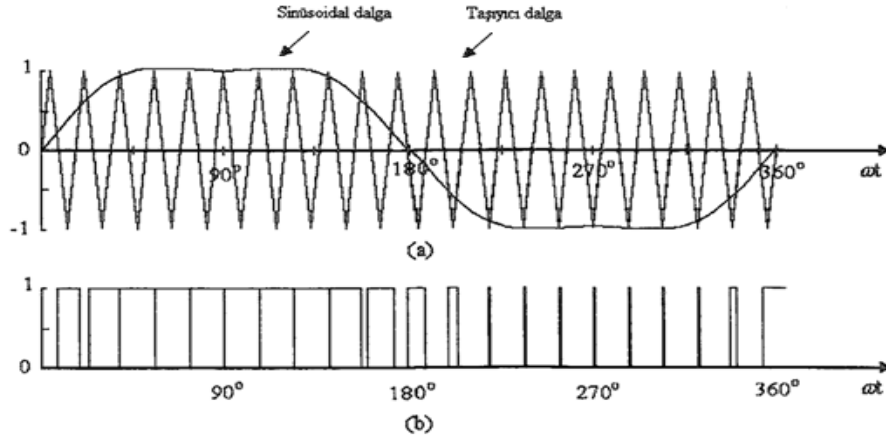
Doğrusal modülasyon bölgesinde modülasyon indeksinin büyük olduğu değerlerde referans dalgaının tepesine yakın olan anahtarlamalar küçük olur. Bunun sonucunda büyük anahtarlama kayıpları oluşur. Bu durumun önüne geçmek için değiştirilmiş sinüsoidal *DGM* yöntemi kullanılır. Referans dalgaının değişmemek suretiyle taşıyıcı dalga 60° ile 120° arasında ve 240° ile 300° arasında tepe değeri sabit tutulur. Bu durumda kapı sinyalinde bu süreler arasında uzun bir darbe oluşacaktır. Şekil 3.8’de gösterilen *MSDGM*’nin dezavantajı sinüsoidal *DGM*’nin çıkış geriliminde bulunmayan üçüncü harmonik bileşenin bulunmasıdır [39,40].



Şekil 3.8. (a) Değiştirilmiş sinüsoidal *DGM*’in dalga formu (b) Kapı sinyali [39].

3.3.1.4. Üçüncü Harmonik İlaveli DGM

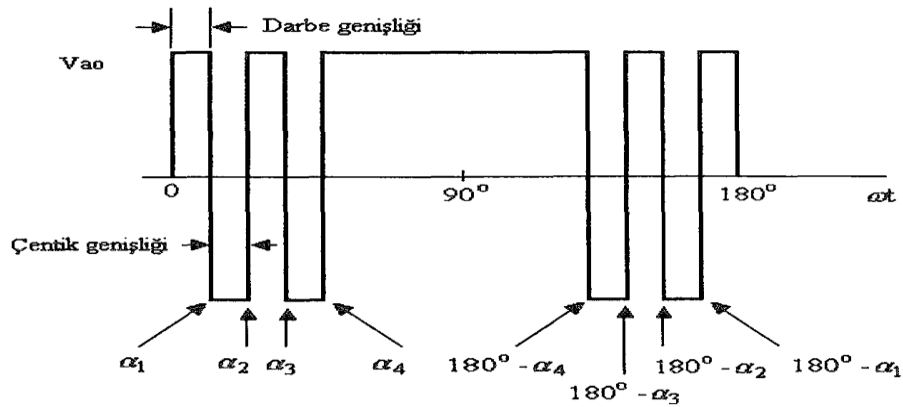
Bu yöntemde referans sinüsoidal dalgaya temel bileşenin %17’si olan 3.harmonik ilave edilir. Referans sinüsoidal dalgaının tepesi düzdür ve gerçek sinüsoidal *DGM*’e göre aşırı modülasyon mümkündür. Şekil 3.9’da gösterilen bu yöntemde yüksek çıkış gerilimi elde edilebilmektedir. Çıkış faz geriliminde 3 ve 3’ün katları harmonikler bulunması dezavantajıdır. 3 ve 3’ün katları harmonikler aynı fazda yer aldığından fazlar arası gerilimde görülmemektedir [39,40].



Şekil 3.9. (a) Harmonik ilaveli *DGM*'in dalga formu (b) Kapı sinyali [39].

3.3.1.5. Harmonik Eliminasyonlu DGM

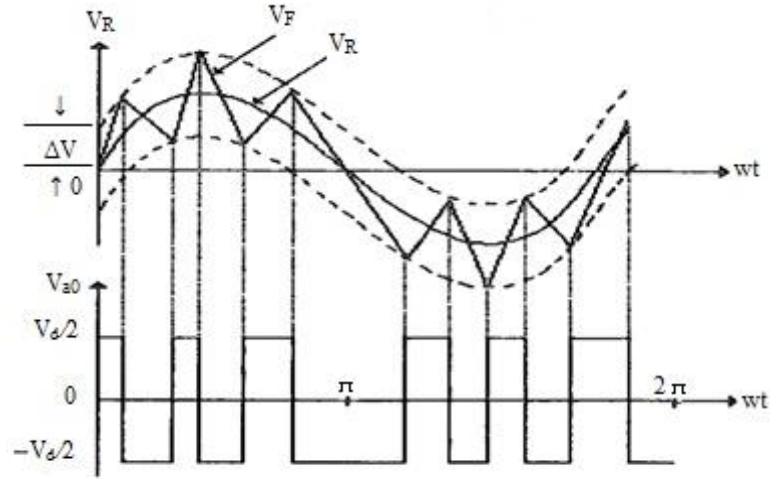
Harmonik Eliminasyonlu *DGM*'de istenmeyen düşük dereceli harmoniklerin eliminasyonu için *DGM* dalga şekli düzenlenir. Buna göre çentikler önceden belirlenen açılarla oluşturulur. Şekil 3.10'da dört bağımsız çentik açısıyla *HEDGM* dalga şekli yarım periyot için gösterilmiştir. Çıkış dalga şekli çeyrek dalga simetrisine sahiptir. Bunun sonucunda çıkışın harmonik içeriğinde yalnızca sinüs bileşenler ve tek bileşenler bulunur. Dört bağımsız çentik açısı olan $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ve α_4 ile üç önemli harmonik bileşen olan 5., 7. ve 11. harmonikler elimine edilir. $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ve α_4 açıları kontrol edilirken, çıkış gerilimi de kontrol edilir [39,40].



Şekil 3.10. Harmonik eliminasyonlu *DGM* prensip şeması [39].

3.3.1.6. Delta Modülasyonu

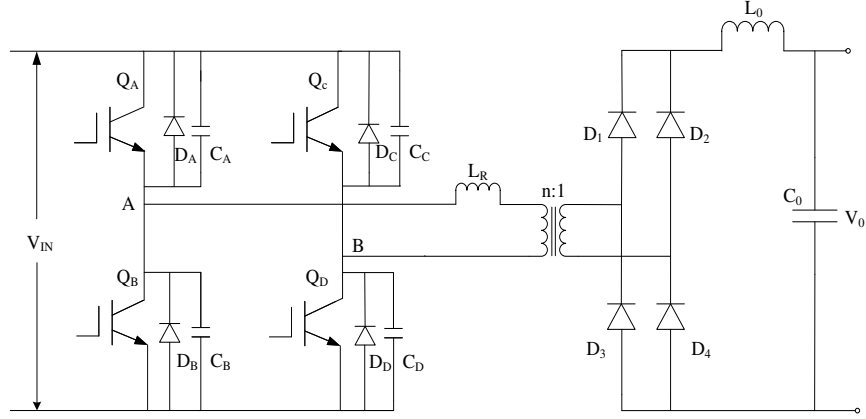
Bu modülasyon yöntemi Şekil 3.11’den de görüldüğü gibi referans sinüsoidal dalga gerilimi V_R , ΔV histerizis bandına sahiptir. V_F üçgen dalgası üst histerizis bandına eşit olduğunda V_{a0} dalga şekli, $-V_d/2$ olmakta ve üçgen dalga alt histerizis bandına eşit olduğunda $+V_d/2$ olmaktadır. Böylece histerizis bant genişliğine göre çıkış dalga şekli kontrol edilir. Anahtarlama frekansı histerizis bandı tarafından belirlenir [39,40]. Burada V_F taşıyıcı üçgen dalga sinyali, ΔV histerizis bandını, V_R referans sinüsoidal dalga gerilimini, V_{a0} elde edilen *DGM* işaretini, $+V_d/2$ ve $-V_d/2$ ise *DGM* işaretinin genlik değerlerini temsil etmektedir.



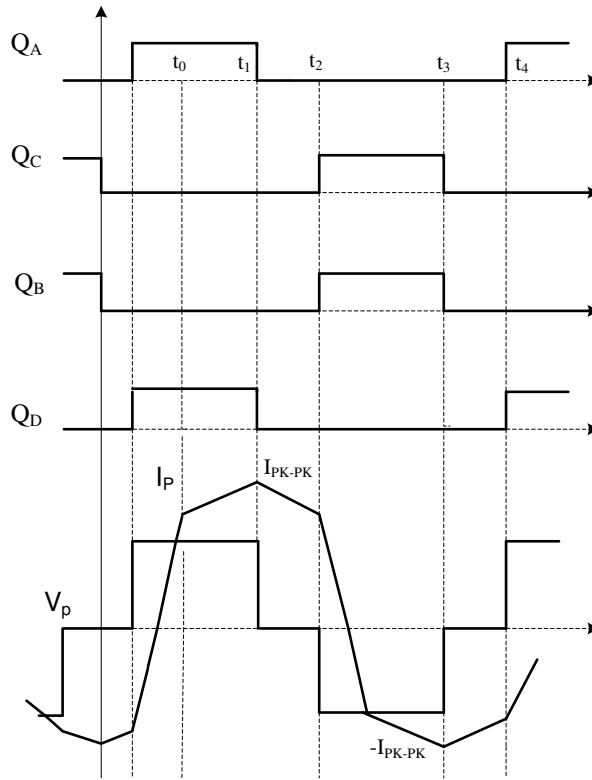
Şekil 3.11. Delta modülasyonu prensip şeması [39].

4. YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TAM KÖPRÜ GÜÇ KAYNAĞI DEVRESİNİN ÇALIŞMA ARALIKLARININ İNCELENMESİ

Yüksek frekanslı ve yüksek verimli güç dönüşümü anahtarlama kayıplarının azaltılmasıyla sağlanabilmektedir. Geleneksel *DGM* güç kaynakları yüksek frekanslarda çalıştığında, devre parazitik etkileri güç kaynağı performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Anahtarlama kayıpları özellikle yüksek güç ve yüksek gerilimli uygulamalarda daha çok artmaktadır. Bunun sonucunda anahtarlama kayıplarını azaltmak için bastırma hücreleri (snubber) gerekmektedir. Geleneksel rezonans güç kaynakları, *SAA* veya *SGA*'yı sağlayabilmektedir. Ancak geniş bir frekans aralığında kontrole ihtiyaçları olduğunda filtre elemanlarının optimizasyonu zordur. Literatürde çalışmalarda sıkça yer alan yarı rezonans veya çoklu rezonans devreleri bu geniş frekans çalışma aralığını düşürerek filtre elemanlarının optimizasyonu olumsuzluğunu gidermektedirler. Devre parazitik elemanlarını örneğin transformatörün kaçak indüktansını veya güç anahtarının çıkış kondansatörünü kullanan devre topolojisi yarı rezonans devre ismini almaktadır. Bu bölümde yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilen tam köprü *DC-DC* güç kaynağının yumuşak anahtarlama olarak çalışması incelenecektir [41,42]. Şekil 4.1'de tam köprü yumuşak anahtarlama *DGM DC-DC* güç kaynağı devresi ve bir anahtarlama periyoduna ait kararlı çalışma durumunun dalga şekilleri görülmektedir.



(a)



(b)

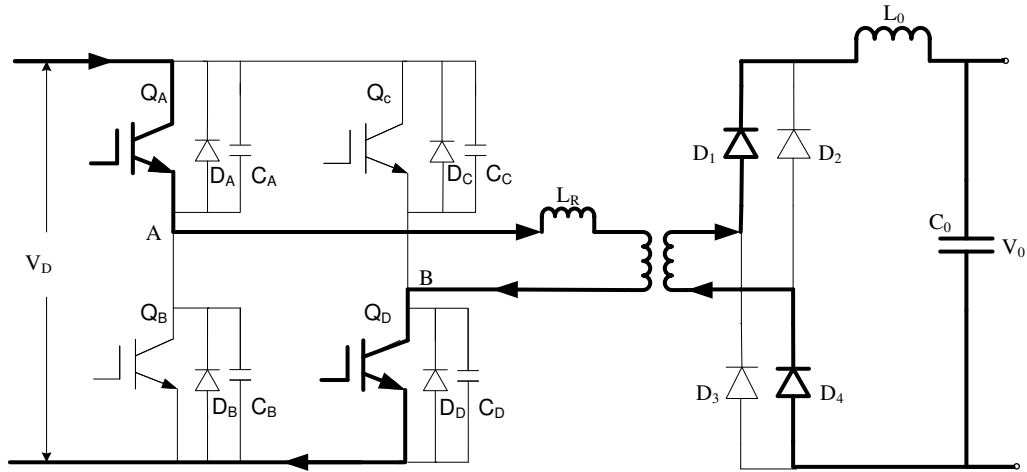
Şekil 4.1. (a) Tam köprü yumuşak anahtarlmalı *DGM DC-DC* güç kaynağı devresi, (b) Bir anahtarlama periyoduna ait dalga şekilleri

4.1. Çalışma Aralıklarının Analizi

Bu bölümde tam köprü yumuşak anahtarlama DGM $DC-DC$ güç kaynağı devresinin bir anahtarlama periyodu içinde kararlı çalışmasına ait eşdeğer devre ve bu devrelerin çalışma aralıkları anlatılacaktır.

4.1.1. Aralık 1 (t_0-t_1)

Bu aralıkta Q_A ve Q_D anahtarları iletimdedir ve primer akımı I_p lineer bir şekilde artacaktır. Aynı zamanda D_1 ve D_4 çıkış doğrultucu diyotları da iletimde ve güç girişten çıkışa doğru aktarılmaktadır. Sonuçta transformatörün primerinde $+nV_D$ şeklinde enerji depolanacaktır. Bu çalışma aralığına ait eşdeğer devre şekil 4.2’de görülmektedir [43,44].

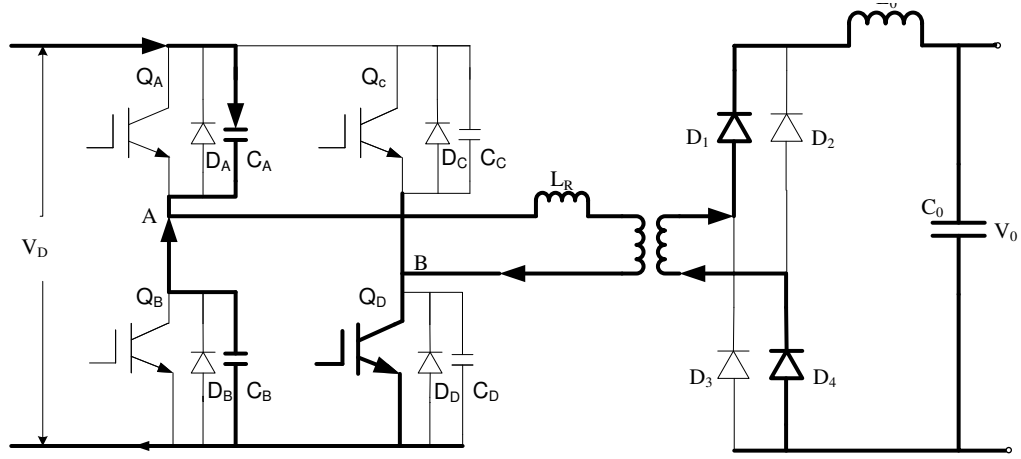


Şekil 4.2. Aralık 1 (t_0-t_1)’e ait eşdeğer devre şeması.

4.1.2. Aralık 2 (t_1-t_2)

Bu çalışma aralığında Şekil 4.3’de görülen Q_A ‘nın darbe sinyalinin kesilmesi nedeniyle Q_A kesime gider ve sol koldaki rezonans başlar. Transformatörün primer akımı C_A ve C_B üzerinden akar. Akım yolunu Q_A ’nın kesimde olması sebebiyle Q_A ’nın dahili kondansatörü olan C_A üzerinden tamamlar. Aynı anda C_A sıfırdan giriş gerilimine şarj olur. Transformatör sargı kapasitesi ve C_B deşarj olur. C_B ‘nin deşarj olmasıyla birlikte anahtarın

V_{GE} gerilimi sıfır olur ve Q_B anahtarının dahili diyotu D_B iletme girer. Sonuç olarak anahtar sıfır gerilimde anahtarlanmak için hazır konuma gelir [43,44].



Şekil 4.3. Aralık 2 (t_1 - t_2)'ye ait eşdeğer devre şeması.

Rezonans süresi boyunca primer gerilimi V_D 'den sıfıra düşer. Bu noktada geçiş sırasında primer gerilimi, yansımış sekonder gerilimi olan $V_0.N$ 'in altına düşer. Bu durumda artık primer gerilimi tam yükte sekondere enerji sağlayamaz ve çıkış indüktör gerilimi yön değiştirir Sol koldaki rezonans tamamlandığında primer gerilim üzerindeki gerilim sıfır olur. Aynı şekilde sekonder gerilimi de sıfır olur ve bu durumda transformatörden çıkışa güç aktarılmaz [43]. Bu aralıkta ayrıca rezonans olayından sonra Q_B anahtarının dahili diyotu D_B 'nin iletme girmesiyle birlikte transformatörün primer akımı D_B ve Q_D anahtarı kapalı çevriminde akmaktadır. Transformatörün sargı kapasitesini Q_B anahtarının kondansatörü C_B 'yi deşarj ve C_A kondansatörünü de şarj etmek için transformatörün kaçak indüktansında depolanması gereken enerji denklem 4.1 'de verilmektedir.

$$E = \frac{1}{2} L_{kaçak} I_2^2 > \frac{4}{3} C_{igbt} V_D^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_D^2 \quad (4.1)$$

$$C_R = \frac{4}{3} (C_A + C_B) + C_{TR} = \frac{8}{3} C_{igbt} + C_{TR} \quad (4.2)$$

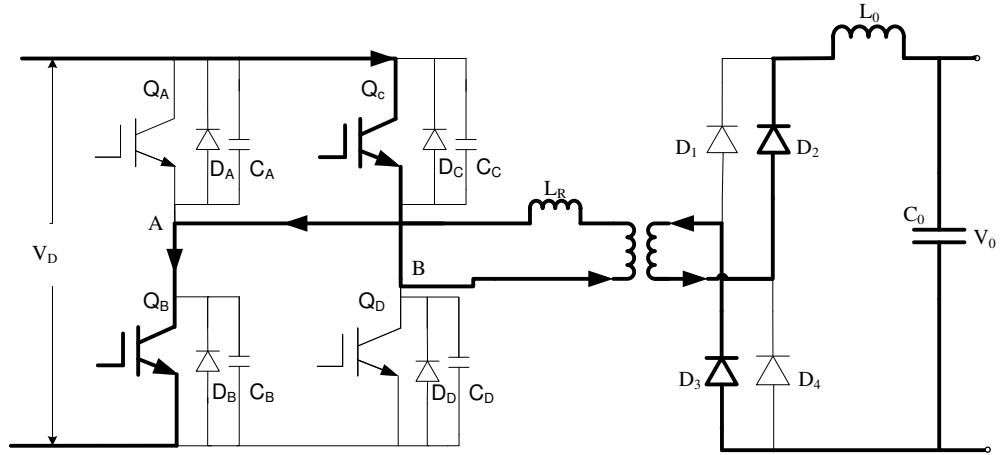
$$W_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (4.3)$$

$$Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (4.4)$$

Burada, $L_{kaçak}$ transformatörün kaçak indüktansını, I_2 t_2 anındaki primer akımını, C_{igbt} anahtarın çıkış kondansatörünü, C_{TR} ise transformatörün sargı kapasitesini temsil etmektedir. Denklem 4.2 ise sol kol rezonansı için gerekli rezonans kondansatörünü, bu aralığa ait denklem 4.3’de rezonans açılal frekansını ve denklem 4.4’de ise rezonans empedansını göstermektedir [41].

4.1.3. Aralık 3 (t_2 - t_3)

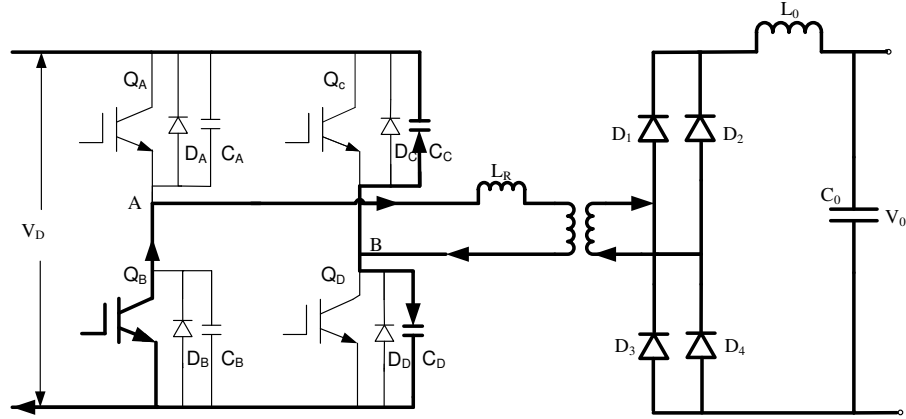
Transformatörün primeri boyunca giriş gerilimini sağlayan iki çapraz anahtar Q_B ve Q_C bu aralıkta iletimdedir. Yük akımı D_2 ve D_3 çıkış doğrultucu diyotları boyunca akar. Sekonder de görülen yansıtılmış primer gerilimi, çıkış filtre indüktansının yeniden enerji depolamasını sağlar. Bunun sonucunda çıkıştan girişe tekrar güç aktarılmaktadır. Çalışma aralığının sonunda primer gerilimi en yüksek negatif değerine ulaşır. Bu aralığa ait eşdeğer devre şekil 4.4’de görülmektedir.



Şekil 4.4. Aralık 3 (t_2 - t_3)’e ait eşdeğer devre şeması.

4.1.4. Aralık 4 (t_3 - t_4)

Şekil 4.5’de primer akımı C_C ve C_D kondansatörlerinden akmaktadır. Primer akımı, C_C ’yi deşarj, C_D ’yi de şarj edecektir. Aralığın sonunda C_D giriş gerilimine şarj, C_C ise sıfıra düşer.



Şekil 4.5. Aralık 3 (t_3 - t_4)’e ait eşdeğer devre şeması.

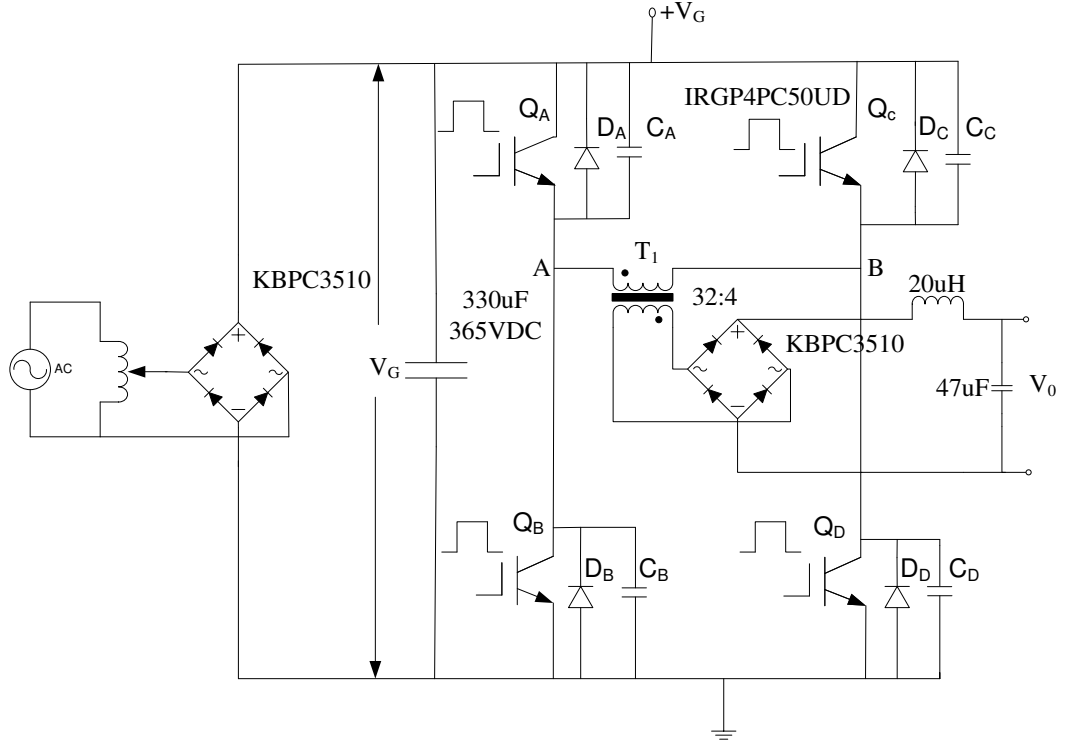
Burada C_C ’yi deşarj, C_D ’yi de şarj edecek olan enerji transformatörün kaçak indüktansında depolanmaktadır.

5. TAM KÖPRÜ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI SMPS UYGULAMA DEVRESİ TASARIMI

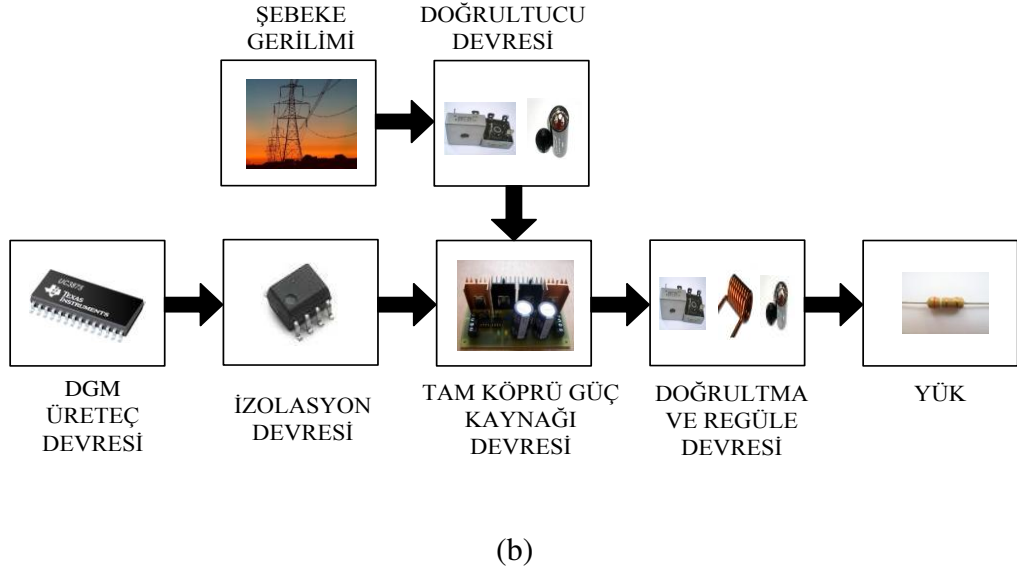
Laboratuvar ortamında girişı 220V AC, 75KHz anahtarlama frekansı olarak gerçekleştirilen yumuşak anahtarlmalı tam köprü *SMPS* devresi ve blok diyagramı şekil 5.1’de gösterilmiştir. Ayrıca devreye ait akım, gerilim, frekans parametreleri tablo 5.1’de verilmiştir.

Tablo 5.1. Devre parametreleri.

<i>Devre parametreleri</i>	<i>Minimum</i>	<i>Maksimum</i>
<i>Anahtarlama frekansı (f_s)</i>	25KHz	75KHz
<i>Giriş gerilimi (V_{IN})</i>	100VDC	200VDC
<i>Çıkış gerilimi (V_o)</i>	25V	50V

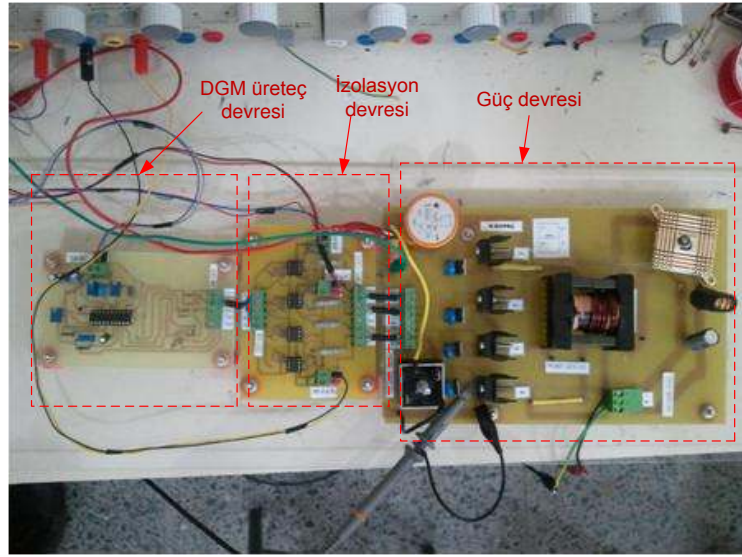


(a)



Şekil 5.1 (a) Laboratuvarda gerçekleştirilen *SMPS* güç kaynağı devre şeması (b) Blok diyagramı.

Laboratuvar ortamında gerçekleştirilen *SMPS* devresinde, dört güç anahtarı için gerekli *DGM* sinyalleri *DGM* üreteç devresinde *UC3875* entegresinden üretilmekte, anahtarların iletme girmesini sağlayacak genlik seviyesine izolasyon devresinde *HCPL-3120* opto-coupler entegresi tarafından getirilmektedir. Tam köprü güç kaynağında elde edilen *AC* gerilim, doğrulma ve regüle devresinde *DC* gerilime dönüştürülerek çıkış elde edilmektedir. Güç anahtarları için gerekli gerilim, şebekeden varyak yardımıyla artırılıp doğrultma devresinden sağlanmaktadır *DGM* üreteç devresi, izolasyon devresi ve güç devresinin görüntüsü şekil 5.2’de gösterilmiştir.



Şekil 5.2. DGM üreteç, izolasyon ve güç devresi görüntüsü.

Yumuşak anahtarlama güç kaynağı devresinde kullanılan bazı elemanların nominal değerleri tablo 5.2’de gösterilmiştir.

Tablo 5.2. Devrede kullanılan yarı iletken elemanların nominal değerleri.

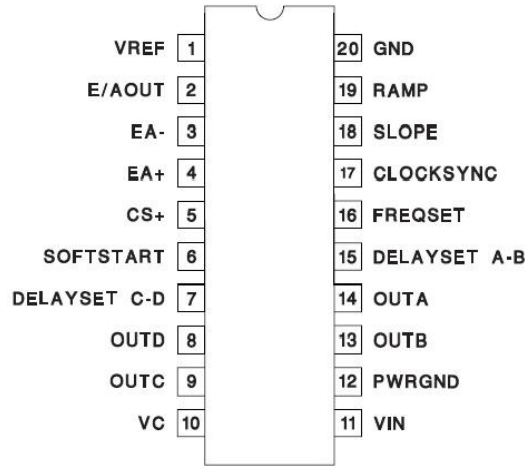
ELEMAN ADI	V	I	t_r	t_s	t_{rr}	f
IRGP4PC50UD	600V	27A	25ns	25ns	50ns	200KHz
KBPC3510	1000V	35A	-	-	-	-
HCPL-3120	30V	2A	100us	100us	-	500ns

5.1. UC3875 DGM Entegresi

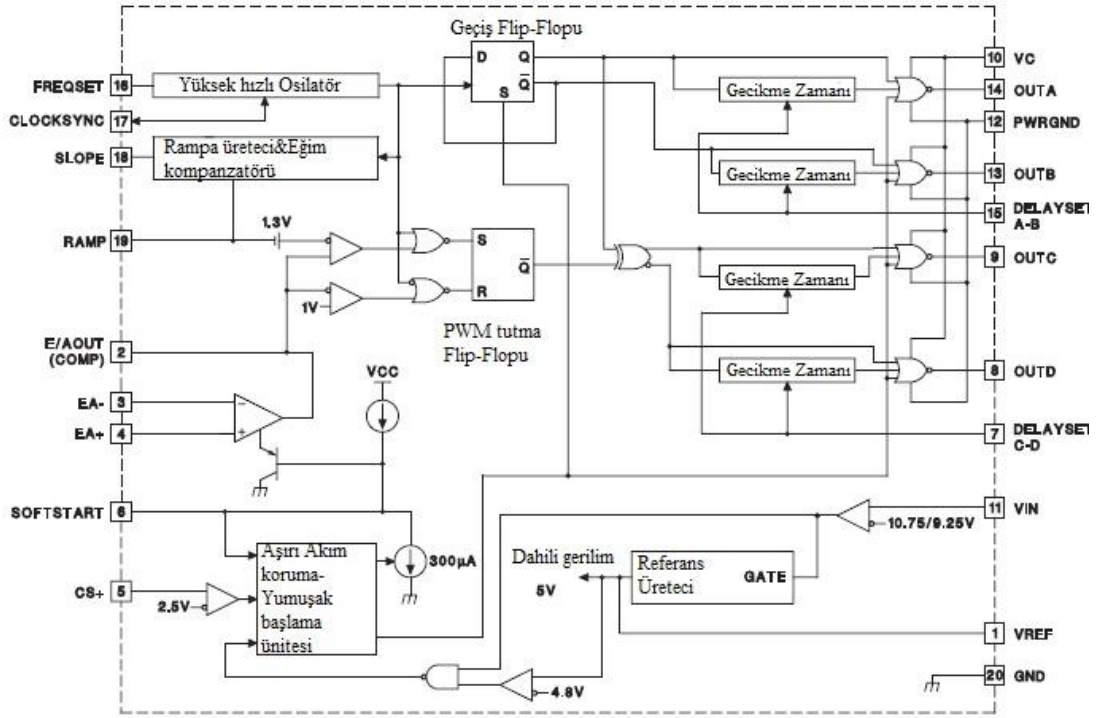
UC1875 entegre ailesine ait olan UC3875 entegresi, araştırmacılar tarafından köprü devre konfigürasyonları için çok sık kullanılmaktadır. Bu entegre sürekli frekansta darbe genişlik modülasyon tekniğini rezonansla birleştirerek, yüksek frekanslarda yüksek verim sağlayarak sıfır gerilim anahtarlama olarak sağlamaktadır. Aşağıda UC3875 entegresinin sahip olduğu temel özellikler sıralanmıştır.

- Düşük başlangıç akımı değeriyle -150μA- çalışma.
- Gerilim ve akım kontrolü topolojilerine uygunluk.
- 0 ile %100 bağıl iletim süresini sağlayabilme.
- 4 adet 2 A'lık çıkışlara sahip olma.
- 2 MHz anahtarlama frekansında çalışabilme.
- Yumuşak başlangıçla çalışma.
- Düşük besleme geriliminde otomatik kapanma.
- Ayarlanabilir, 5 V referans gerilimine sahip olma.
- Çıkış sinyalleri arasındaki ölü zamanların bağımsız olarak programlanabilmesi.
- 10 MHz'lik bir hata yükselteciye sahip olma.

UC3875 entegresine ait bacak bağlantı şeması şekil 5.3'de görülmektedir. Entegreye ait blok diyagram şekil 5.4'de gösterilmektedir. Entegrenin temel bölümleri, osilatör, rampa üretici ve eğim kompanzatorü, *DGM* tutma ve geçiş Flip-Flopları, hata yükselteci, yumuşak başlatma ve aşırı akım koruma devreleri ile çıkış sinyalleri arasında bırakılacak ölü zamanları ayarlayan gecikme devreleridir.



Şekil 5.3. *UC3875* bacak bağlantı şeması.



Şekil 5.4. UC3875 entegresi blok diyagramı [45].

CLOCKSINC: Bu pin çıkış olarak kullanılırsa dışarıya saat işareti verir. Giriş olarak kullanılırsa, senkronizasyon noktası olarak görev yapar. Birden fazla entegre kullanıldığında bu pin kullanılarak entegrelerin hepsi en hızlı osilatör frekansında senkronize edilmiş olur.

E/A OUT: Bütün geri beslemelere ait kontrol kazancı bu pin kullanılarak yapılmaktadır. Ayrıca bu pin uygulanacak faz farkını da belirlemektedir.

CS+: Bu pin akım algılama ucudur. Bu pinin gerilimi 2.5V'a ayarlanmıştır. Bu gerilim eğer 2.5V'un üzerine çıkarsa çıkışlar kapatılır ve 2.5V'un altına düşene kadar entegre bu durumunu korur.

FREQSET: Entegrenin frekansını ayarlamak için kullanılan pindir.

DELAYSET A-B, DELAYSET C-D: Bağımsız olan A-B ve C-D çıkışları arasında ölü zamanı ayarlama için kullanılan pindir.

EA-: Güç kaynağının çıkış gerilimini algılayan gerilim bölücü dirençler bu pine bağlıdır.

EA+: Referans uca bağlı olan bu pinin gerilimi, EA-: pini ile algılanan çıkış gerilimi değeriyle karşılaştırılır.

GND: Bütün gerilim ölçümleri *GND* pinine göre yapılır. *FREQSET* pininin zamanlama kondansatörü, *VREF*, *VIN*, *RAMP* pinlerinin kondansatörlerinin bir uçları bu pine bağlanır.

OUTA-OUTD: Anahtarlama elemanları için %50 bağıl iletim süreli tetikleme sinyallerinin verildiği çıkışlardır.

PWRGND: Güç devresi şase noktasıdır.

RAMP: *DGM* karşılaştırıcısının giriş uçlarından birisidir. Bir kondansatörle şaseye bağlanır.

SLOPE: Bu pin bir dirençle *VCC* pinine bağlanır ve rampa sinyali üretmek için gerekli akımı sağlayacaktır.

SOFTSTART: Entegrenin yumuşak başlangıç için kullanılan pinidir. Bu pin bir kondansatörle şaseye verilir.

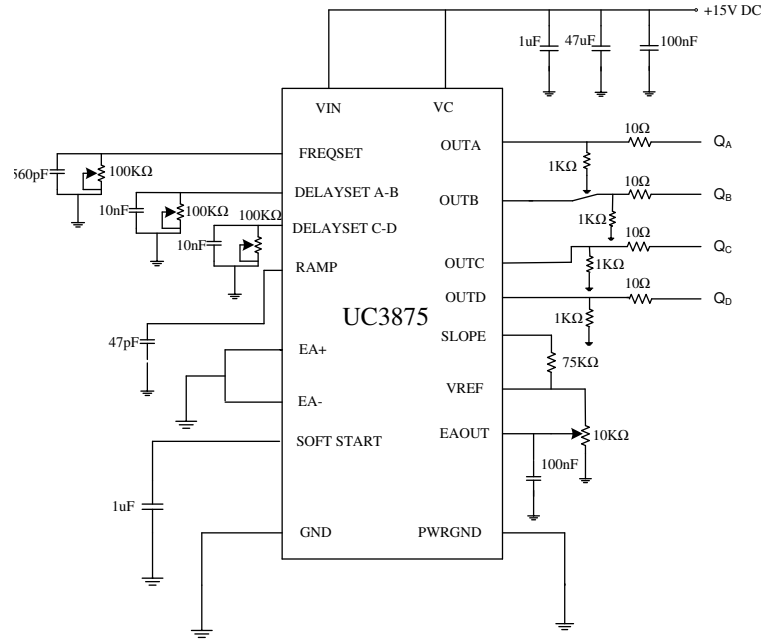
VC: Bu pin çıkış sürücüleri için gerekli olan gerilim bu pine verilir. Bu gerilim değeri 3V'tan büyük ve en iyi performans içinse 12V'u geçmelidir.

VIN: Entegredeki lojik ve analog devreler için gerekli olan gerilim bu pine verilir. Çalışma gerilimi 12V'tur.

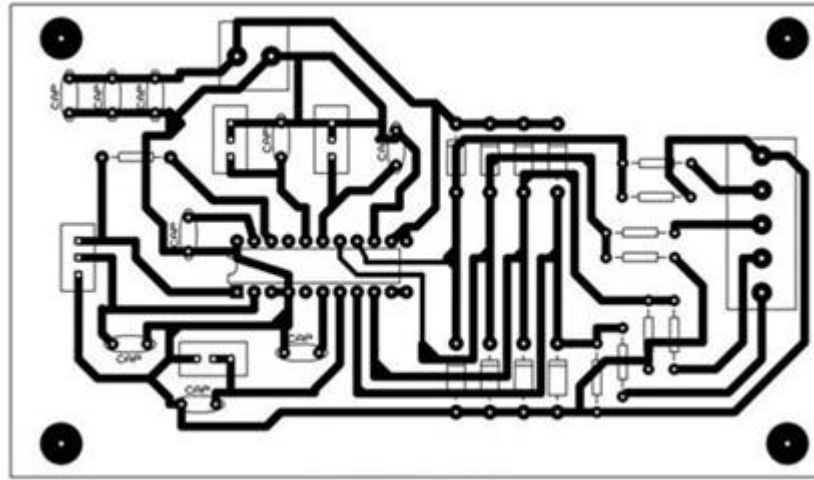
VREF: Bu pin 5V'luk referans gerilimi sağlar. 4.75V'un altında bu pin aktif olarak çalışmaz. İyi bir performans için bu pin 0.1uF bir kondansatörle şaseye bağlanır [45].

5.2. DGM Üretici Devresi

Laboratuvar ortamında gerçekleştirilen sürme devresi *UC3875* entegresinin datasheet sayfasında belirtilen pin fonksiyonlarından yararlanılarak yapılmıştır. Şekil 5.4'de *SMPS*'e ait sürme devre şeması ve sürme devresinin baskı devre şeması görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 5.5.(a) Laboratuvarda gerçekleştirilen *SMPS*'e ait sürme devesi (b) Devreye ait baskı devre.

UC3875 entegresinin, besleme gerilimi en fazla 20V 'tur. En uygun besleme gerilimi ise 12V'tur. Çıkışında ortalama 0.5A, darbe olarak da 0.5µs'de 3A *DC* akım verebilmektedir. Entegrenin besleme ve toprak uçları dışında kalan pinleri en fazla 5.3V'luk gerilime dayanabilmektedir. *UC3875* entegresi dört güç anahtarları için gerekli kapı

akımını sağlayabilmektedir. Bu nedenle ek bir sürme elemanına gereksinimi ortadan kalkmıştır.

5.3. İzolasyon Devresi

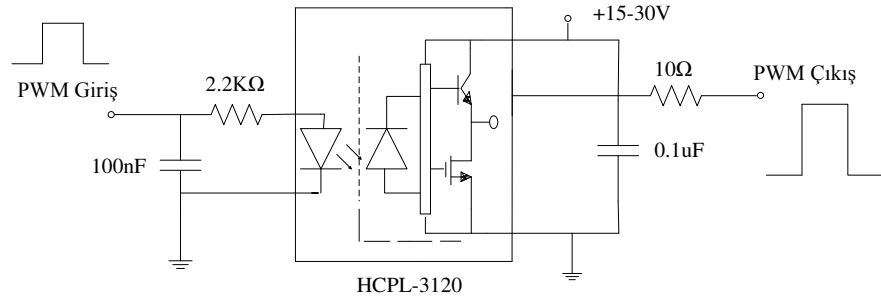
Gerçekleştirilen *SMPS* devresinin, sürme devresiyle güç devresiyle arasındaki izolasyon *HCPL-3120* entegresi yardımıyla sağlanmıştır. Bu entegre, anahtarlama modlu güç kaynakları uygulamalarında çok sık kullanılmaktadır. Bu entegreye ait bazı özellikler aşağıda sıralanmıştır.

- Minimum yük akımı 2A.
- Maksimum düşük gerilim seviyesi 0.5V.
- Maksimum kaynak akımı 5mA.
- Kaynak gerilimi aralığı 15-30V.
- Maksimum anahtarlama hızı 500ns.
- Çalışma sıcaklık aralığı $-40^{\circ}\text{C} - 100^{\circ}\text{C}$

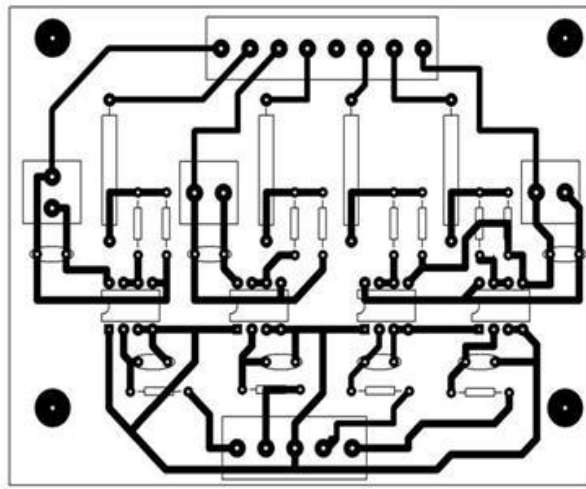
Bu entegrenin kullanım alanları ise:

- IGBT/Mosfet gate sürücü uygulamaları.
- AC /fırçasız DC motor sürücü uygulamaları.
- Endüstride inverter uygulamalarında.
- Anahtarlama modlu güç kaynağı uygulamalarında.

Gerçekleştirilen izolasyon devresine ait şema ve izolasyon devresinin baskı devre şeması şekil 5.6’da görülmektedir [46].



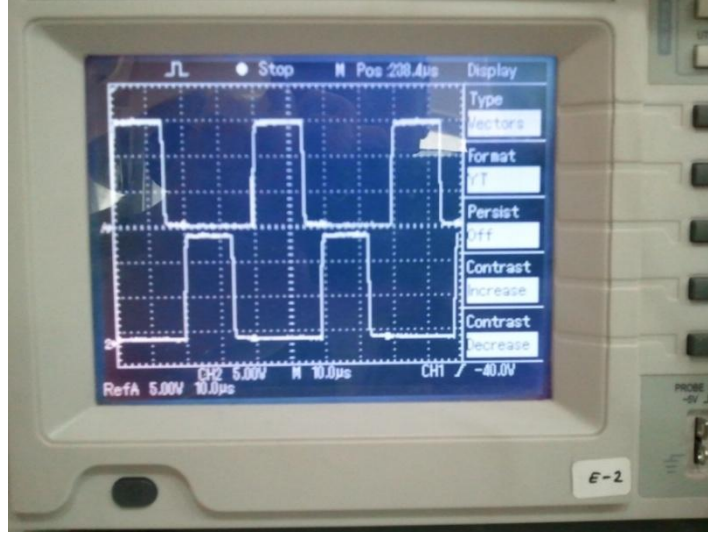
(a)



(b)

Şekil 5.6. (a) Laboratuvarda gerçekleştirilen anahtarlama modlu güç kaynağına ait izolasyon devresi
(b) İzolasyon devresine ait baskı devre.

Aynı zamanda izolasyon devresinin faz farklı iki çıkışına ait fotoğraf görüntüsü ve aralarındaki 4,40µs'lik ölü zaman şekil 5.7'de gösterilmiştir.



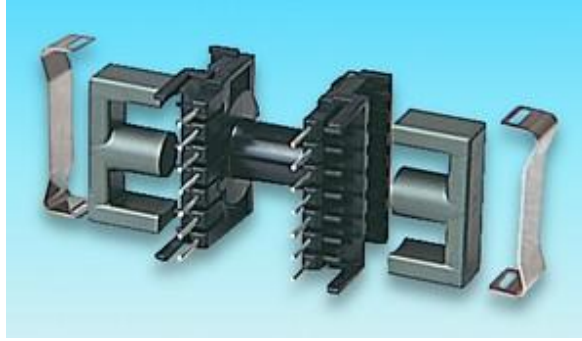
Şekil 5.7. Q_A ve Q_B anahtarlarına verilen izolasyon devresi çıkışları ve aralarındaki ölü zaman.

5.4. Yüksek Frekans Transformatörü

SMPS'lerde kullanılan güç transformatörlerinin çoğunda ferrit nüveler kullanılmaktadır. ferrit nüveler, temel olarak demir ve diğer manyetik elemanların oksit karışımlarıdır. Ferrit malzemelerde sadece histerizis kaybı bulunmaktadır. Yüksek elektrik direncinden dolayı girdap akım kayıpları düşüktür. Ferrit nüveli malzemeler, güç kaynağı uygulamalarında yüksek frekanslarda (20KHz-3MHz) kullanmak için mükemmeldir. Ferrit nüveler *EC*, *ETD*, *EF*, *U*, *RKE*, ve daha birçok şekillerde üretilmektedirler. Bu şekillerin her biri üretici firma tarafından önerilen kullanım alanlarına göre farklı güç yoğunluklarına sahiptir. Örneğin *E* Ferrit çekirdekli nüve *Philips* firması tarafından önerilen 500W'lık güce sahiptir. Bu şekilleri oluşturan birçok kaliteli malzemeler de vardır. *3C* serisi, *D* serisi, *S* serisi gibi malzemeler bunlara örnek verilebilir. Bu malzemeler uygulamanın gereklerine uyacak şekilde farklı geçirgenlik ve dirence sahiptir. Ferrit nüveli bir güç transformatörünün performansı aşağıdaki özelliklere bağlıdır.

- Çekirdeğin şekli ve transformatörün sarımı.
- Sıcaklık artışına olan uygunluğu.
- Anahtarlama frekansı
- Maksimum ve minimum giriş gerilimi.
- Çekirdeğin akı yoğunluğunun en yüksek değeri [47,48]

Tam köprü yumuşak anahtarlama modlu güç kaynağı yüksek frekans ve yüksek güçlerde çalıştığından ötürü güç transformatörünün nüve malzemesi *EPCOS* firmasına ait *ETD 44* tipi *N27* malzemeli çekirdeği seçilmiştir. Uygulama devresinde kullanılan *ETD 44* ferrit nüveli güç transformatörü şekli 5.8’de gösterilmiştir.



Şekil 5.8. *ETD 44* ferrit nüve.

ETD 44 Ferrit nüveye ait bazı özellikler aşağıda sıralanmıştır.

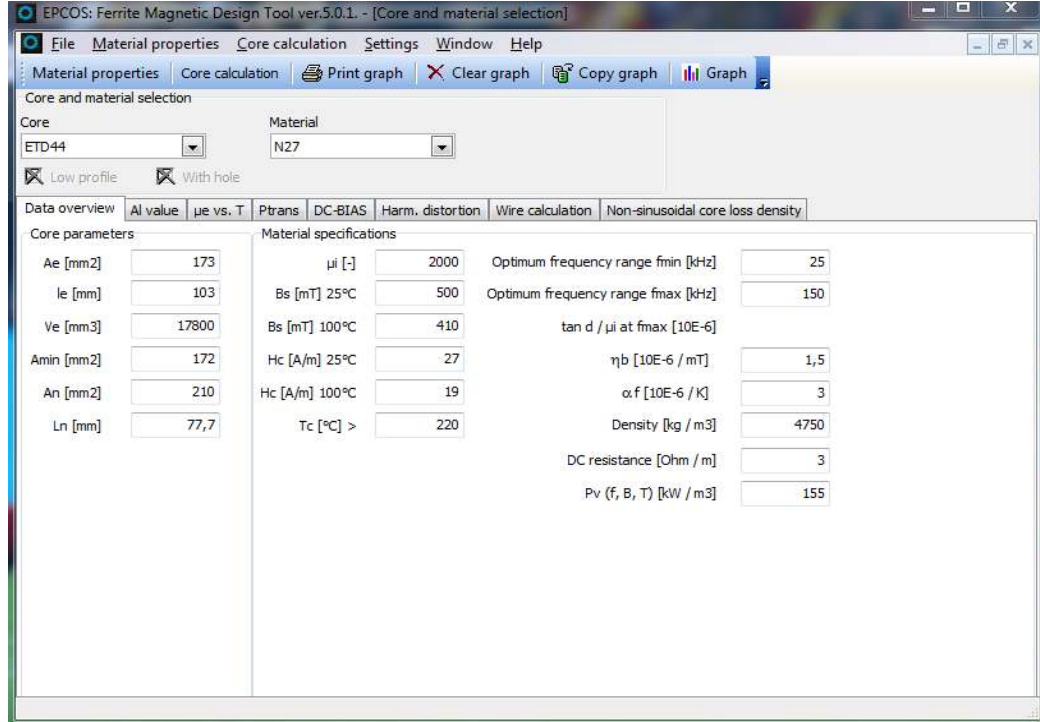
- Primer-sekonder izolasyon gerilimi $\geq 4000V$
- Primer-sekonder arası mesafe $\geq 8mm$
- Çalışma sıcaklığı $<50^{\circ}C$
- Anahtarlama frekans aralığı 25-150KHz.

Kullanım alanları ise şu şekilde sıralanmaktadır.

- *AC-DC* güç kaynakları.
- *DC-DC* güç kaynakları.
- Anahtarlama güç kaynakları (Geri Dönüslü, Yarım Köprü ve Tam Köprü topolojileri).

Anahtarlama frekansı 75KHz seçilen devrede kullanılan *N27* malzemesinin standart güç uygulamalarında 150KHz’e kadar kullanılabilmekte olup yüksek ısıda düşük güç kaybına ve ısıya az bağımlı olarak yüksek doyuma sahiptir. *EPCOS* üretici firmasının ferrit

çekirdek malzemelerinin özellikleri ve geometrileri hakkında teknik bilgilerin yer aldığı “*Ferrite Magnetic Design Tool 5.0.1*” programı sayesinde ferrit çekirdeklerin maksimum akı yoğunluklarını, manyetik geçirgenliklerini, boyutlarını ve etkin kesit alanlarını bulmak mümkündür. Bu program *EPCOS*’un kendi internet sitesinden indirilebilmektedir. Şekil 5.9’de *N27* tipi malzemenin özellikleri gösterilmektedir.



Şekil 5.9. ETD 44 tipi N27 ferrit nüveli malzemenin özellikleri.

Trafonun doyuma gitmemesi için *N27* malzemesinin maksimum akı yoğunluğu 100°C 'de $B_s=0,4\text{T}$ olduğundan; hesaplamalarda maksimum akı yoğunluğu (B_{max}) ve çekirdek geçirgenliği (μ_i); $B_{max} = 0,25\text{T}$ ve $\mu_i = 2000$ olarak alınmaktadır.

Gerekli primer sarım sayısı, bilinen parametreleri kullanarak Faraday yasası yardımıyla denklem 5.1'de gösterilen formülle bulunmaktadır:

$$N_{PRI} = V_{IN} t_{ON} 10^4 (A_e \Delta B) \quad (5.1)$$

Burada, V_{IN} giriş gerilimini, t_{on} anahtarın iletimde kalma süresini, A_e ferrit malzemenin etkin kesit alanının, ΔB manyetik akı yoğunluğunu göstermektedir [49]. Bu denklem yardımı ile devrede kullanılan güç transformatörüne ait primer sarım sayısı N_P :32 sarım bulunmuştur. n transformatör dönüştürme oranı olmak üzere,

$$n = V_{IN(MIN)} D_{max} / V_{out} \quad (5.2)$$

$$n = N_{PRI} / N_{SEC}$$

olarak elde edilir. Transformatör dönüştürme oranı ve transformatör sekonder sarım sayısı, denklem 5.2'deki eşitliklerden yararlanılarak N_S :8 sarım, n :4 olarak elde edilmiştir. Primer ve sekonder için kullanılacak tel çapları denklem 5.3 ve tel kesitleri ise denklem 5.4'de verilmiştir:

$$d_{primer} = \sqrt{\frac{4 \cdot I_p}{S \cdot \pi}} \quad (5.3)$$

$$d_{sekonder} = \sqrt{\frac{4 \cdot I_s}{S \cdot \pi}}$$

Burada; I_p primer akımını, I_s sekonder akımını, S ise kullanılacak telin kesitini göstermektedir. Eşitliklerden primer tel çapı, d_{primer} : 1.10mm $d_{sekonder}$: 2.25mm bulunmuştur. Tel kesiti ise;

$$S = \frac{\pi d^2}{4} \quad (5.4)$$

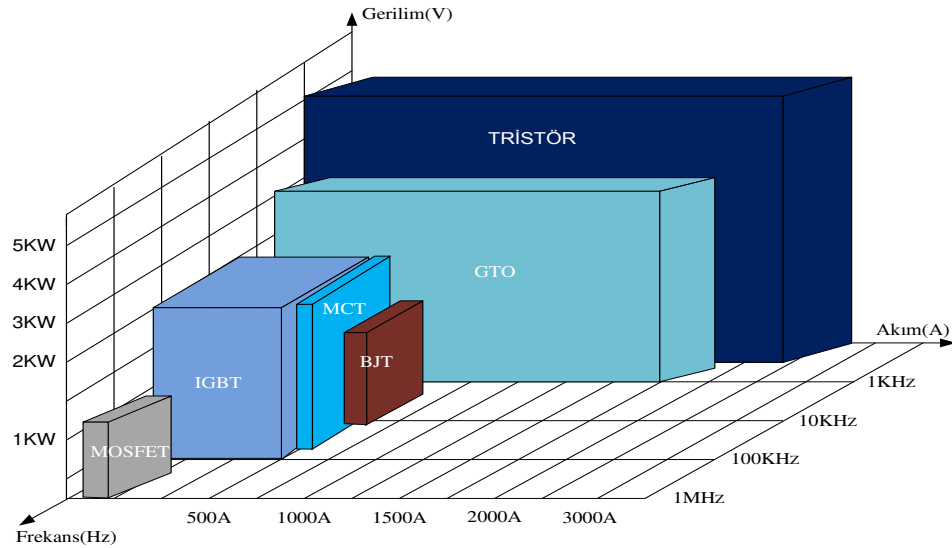
olarak hesaplanır. Yapılan hesaplamalar yardımı ile S_{primer} :0.95mm², $S_{sekonder}$:4mm² bulunmuştur [49].

5.5. Güç Anahtarları

Güç anahtarı seçilirken devre parametreleri akım, gerilim, frekans ve güç değerlerine uygun seçilmelidir. Yumuşak anahtarlama *SMPS* devresi tam köprü yumuşak anahtarlama güç kaynağı uygulama devresinde anahtarlama elemanı olarak International Rectifier firmasına ait *IRG4PC50UD* kodlu igbt kullanılmıştır. Güç anahtarının sahip olduğu özellikler aşağıda sıralanmıştır.

- 8-40KHz arası sert anahtarlama 200KHz ve üzeri rezonans çalışma moduna sahip olma.
- Yapısındaki dahili diyotuyla köprü konfigürasyonlarda çalışabilme.
- :600V gerilim, 27A akım değerine sahip olma [50].

Devrede *IGBT* güç anahtarının kullanılmasının sebebi şekil 5.10'dan da anlaşılacağı üzere *IGBT*'nin uygulamalarda çok sık kullanılan mosfete göre daha yüksek güçlerde çalışabilme, daha yüksek akıma dayanabilmesi yeteneklerine sahip olmasıdır.



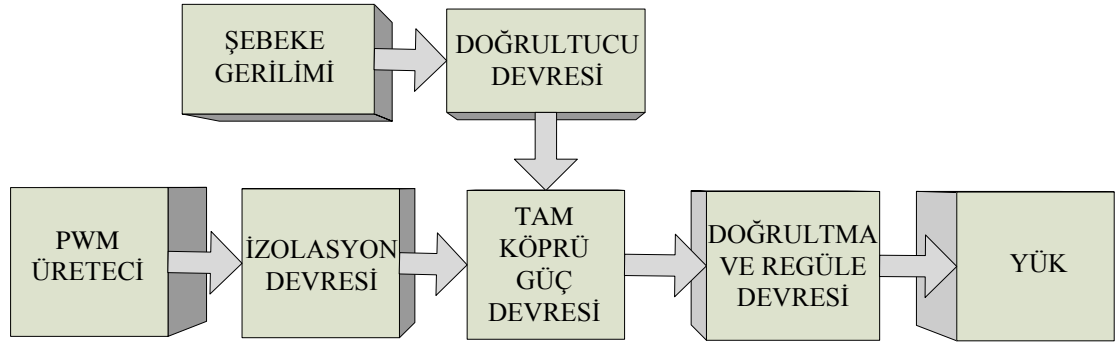
Şekil 5.10. Yarı iletken güç anahtarlarının karşılaştırılması.

Ayrıca uygulamalarda ve endüstride sık kullanılan diğer yarı iletken güç anahtarlarının da şekildeki grafikte akım, gerilim ve frekans değerleri de görülmektedir.

6. DENEYSEL SONUÇLAR

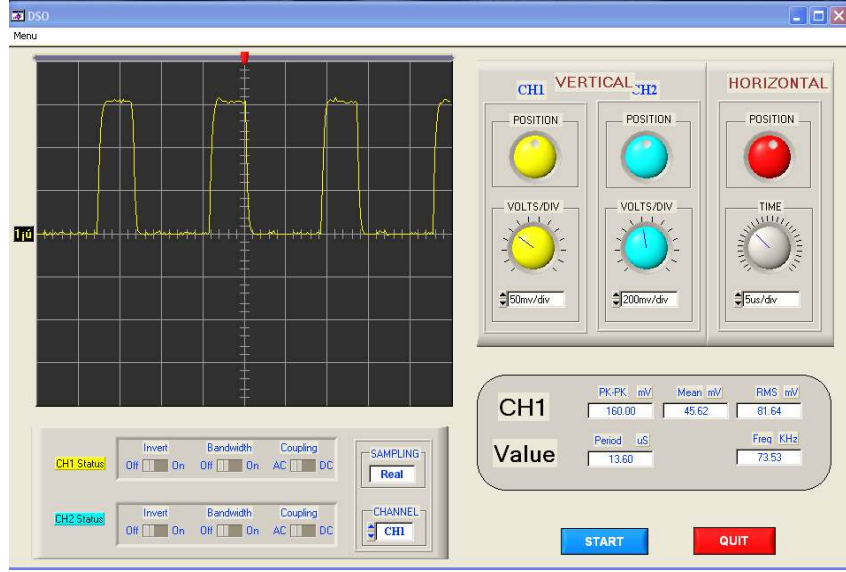
6.1. Tasarımın Deney Düzeneği

Laboratuvar ortamında gerçekleştirilen tam köprü yumuşak anahtarlama güç kaynağına ait blok şema Şekil 6.1’de gösterilmiştir. Devrede darbe sinyalleri üretici olarak *UC3875* entegresi kullanılmıştır. Darbe sinyallerinin genliğini artırma ve ayrıca güç devresi ile kontrol devresi arasındaki izolasyon, *HCPL-3120* opto-coupler entegresi tarafından sağlanmıştır.



Şekil 6.1. Deney setinin blok şeması.

DGM üretici devresinden üretilen darbe sinyalleri, güç anahtarları için gerekli genlik seviyesine getirilerek tam köprü güç devresinde anahtarlara darbe sinyali olarak uygulanmaktadır. Ayrıca şebeke gerilimi varyak yardımıyla artırılarak, doğrultucu devresine verilmekte olup güç anahtarlarını beslemek için kullanılmaktadır. Güç transformatörünün sekonderinden elde edilen AC gerilim, doğrultma ve regüle devresinde DC gerilimine dönüştürülerek çıkış elde edilmektedir. Yukarıda anlatılan devrenin çalışma basamaklarından elde edilen sonuçlar, *DL OSC2CH100D* model osilaskop ile gözlenmiştir. Elde edilen sonuçlar osilaskobun *DSO* (Digital Storage Oscilloscope) arayüz programı ile bilgisayar ortamında görüntülenmiştir. Ayrıca deney setinin fotoğrafı ve arayüz programına ait genel görünüm şekil 6.2’de sunulmuştur.



(a)



(b)

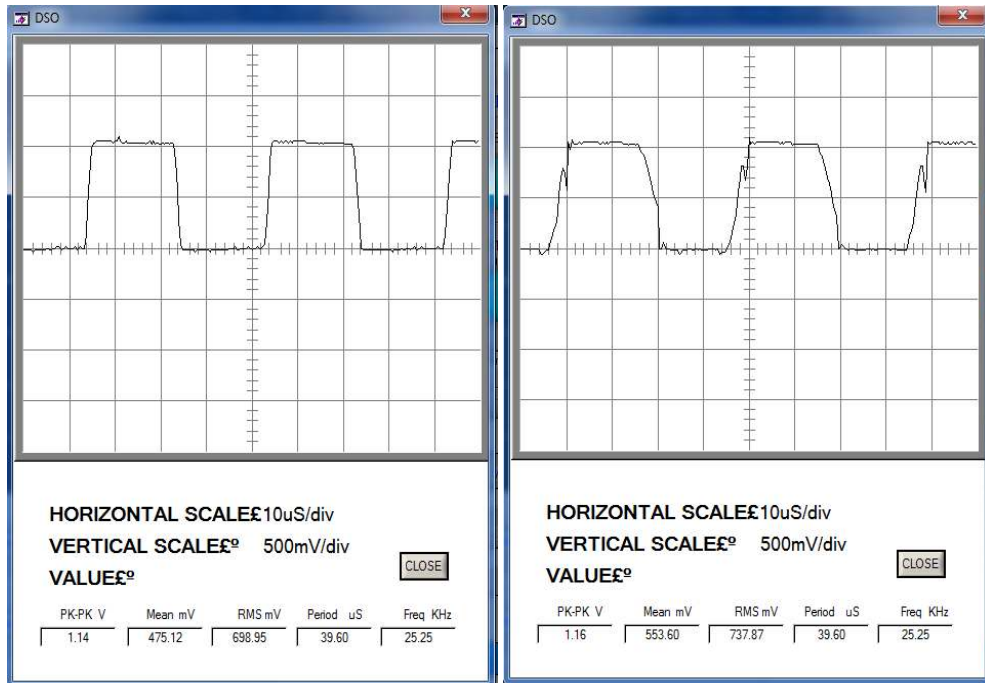
Şekil 6.2 (a) DSO arayüz programı genel görünümü. (b) Deney setinin genel görünümü.

Gerçekleştirilen devreden 25KHz, 50KHz, 75KHz anahtarlama frekansı ve 100V, 200V giriş gerilim değerleri için sonuçlar alınmıştır.

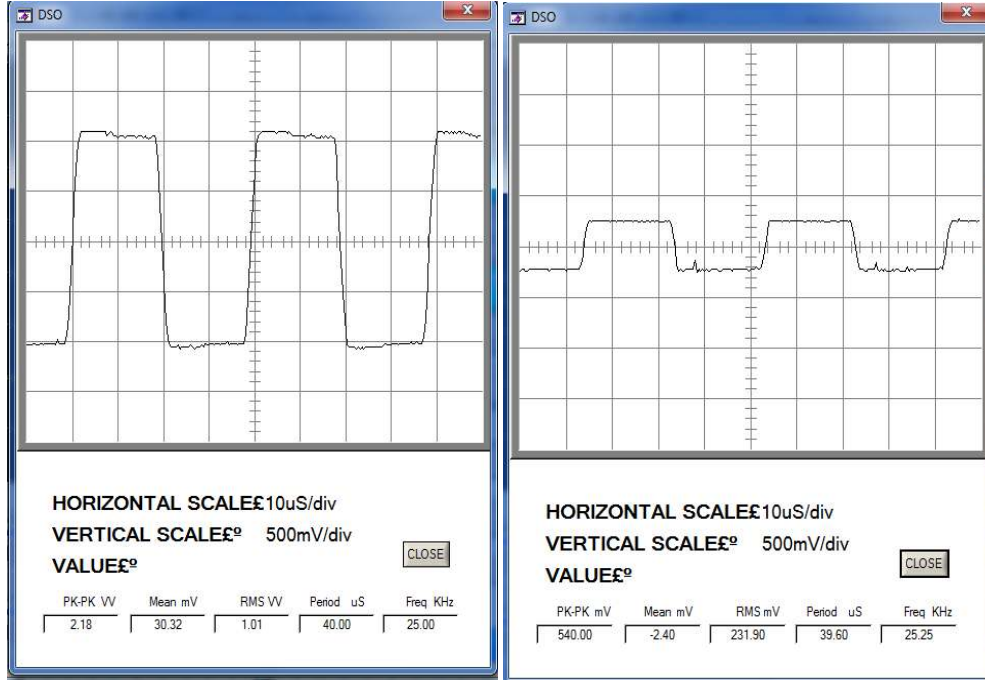
6.2. $f_s=25\text{KHz}$ Anahtarlama Frekansı için Deneysel Sonuçlar

Tam köprü yumuşak anahtarlama güç kaynağı devresine ait Q_A ve Q_B anahtarlarının V_{CE} gerilimleri, güç transformatörünün primer ve sekonder gerilimleri ile çıkış gerilimi sonuçları 100V ve 200V giriş gerilimleri için sunulmuştur.

Şekil 6.3’de 25KHz anahtarlama frekansı ve 100V gerilim değerine ait Q_A ve Q_B anahtarlarının V_{CE} gerilimleri, şekil 6.4’de ise ferrit nüveli güç transformatörünün primer ve sekonder gerilimleri görülmektedir

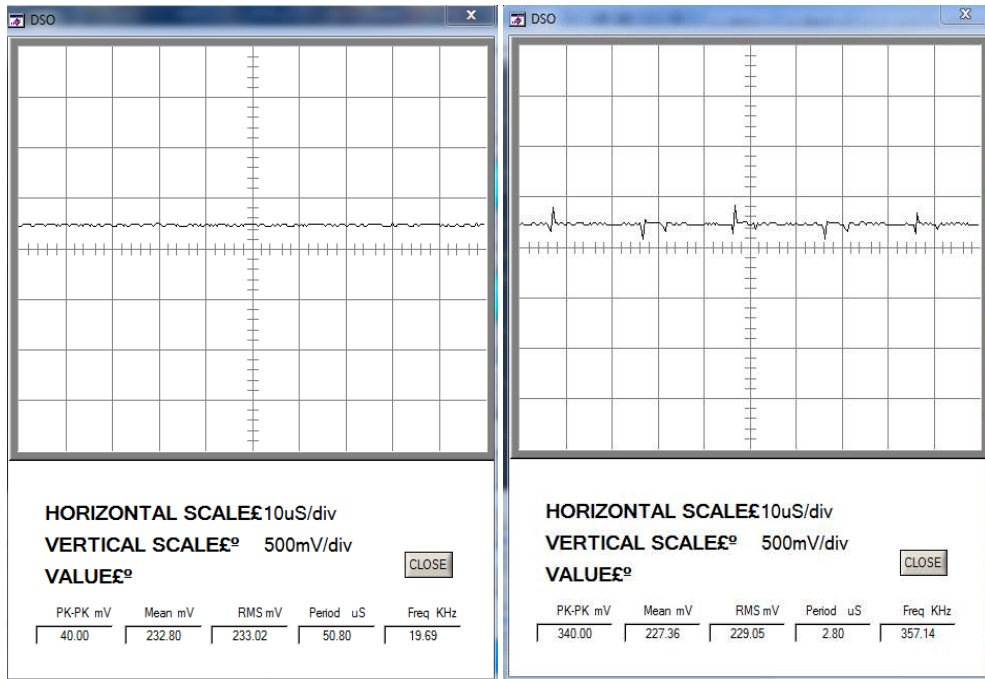


Şekil 6.3. $V_G=100\text{V}$ için Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).



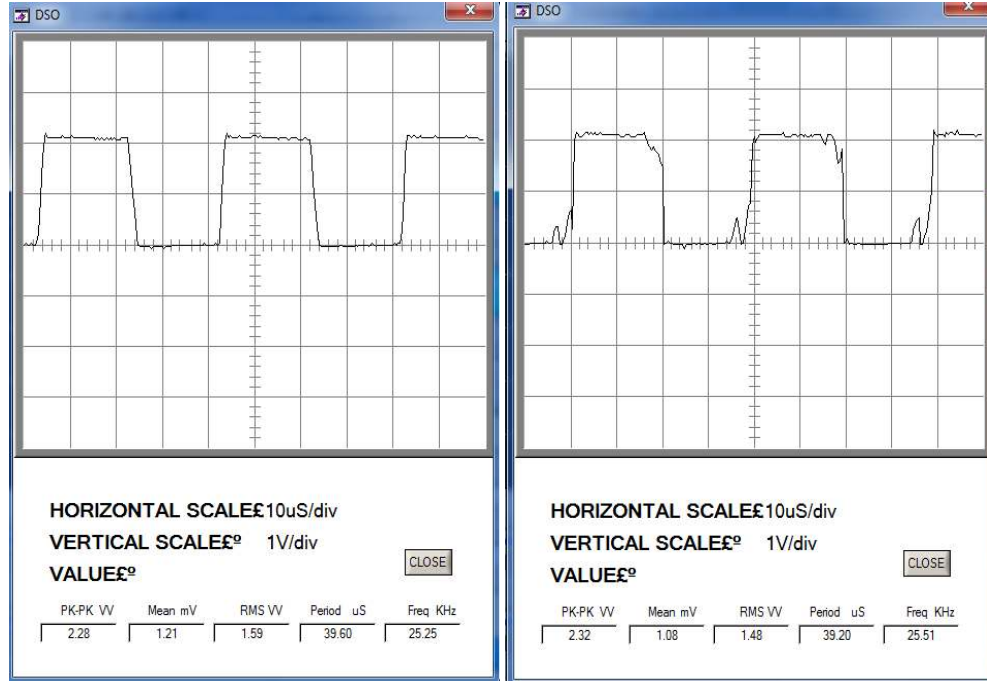
Şekil 6.4 $V_G=100V$ için güç transformatörü primer (solda) ve sekonder (sağda) gerilimi.

Şekil 6.5’de ise deney düzeneğinin filtrelenmiş V_o çıkış gerilimi ve çıkıştaki doğrultucu diyot çıkışı görülmektedir.

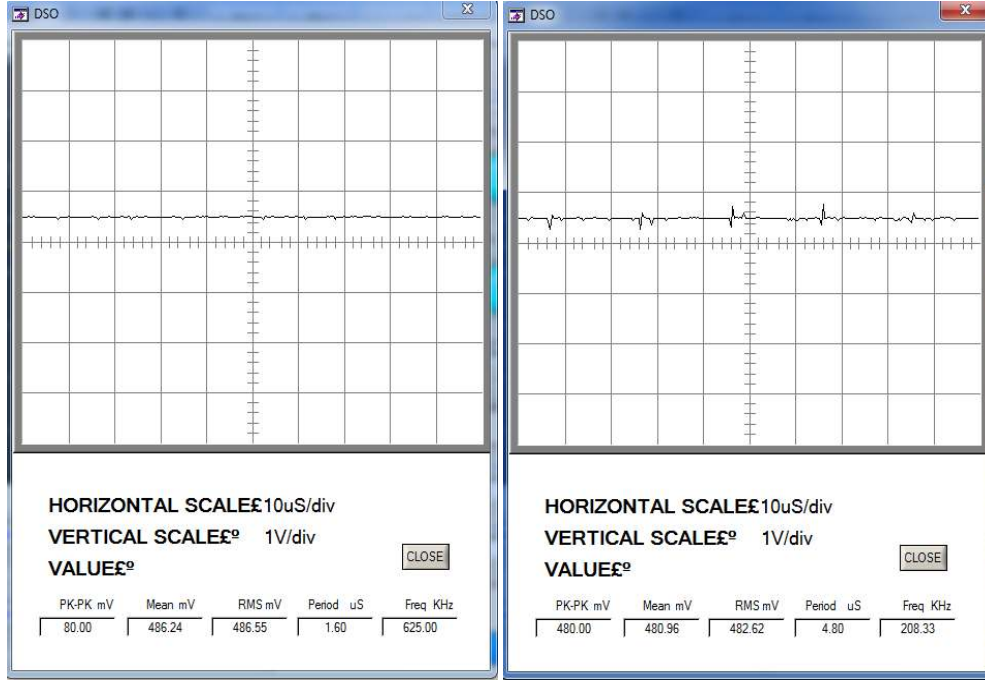


Şekil 6.5 $V_G=100V$ için V_o çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).

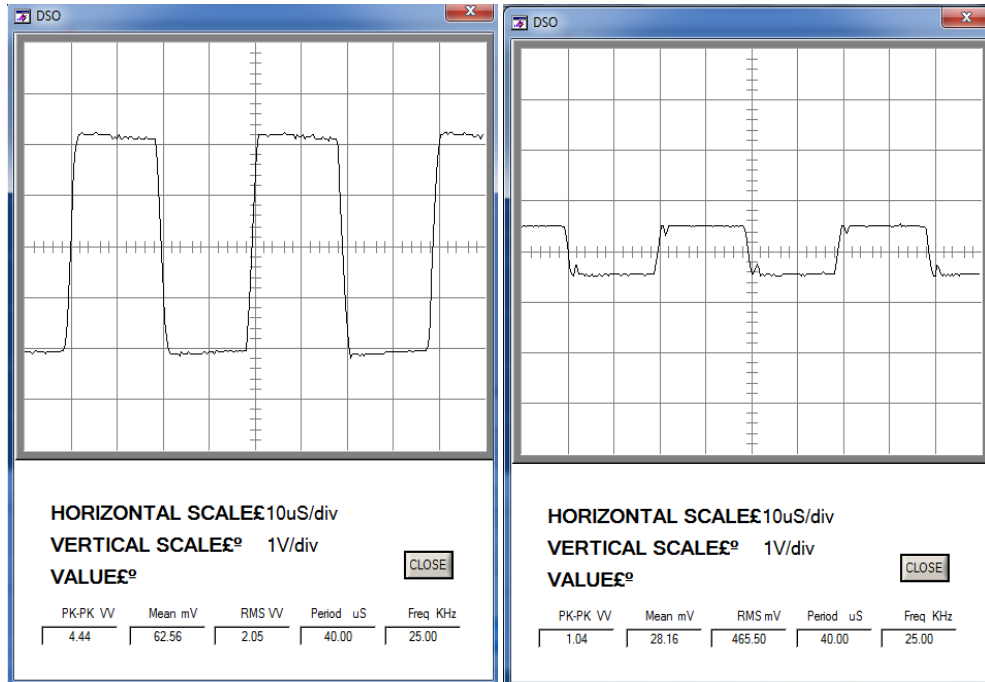
$V_G=200V$ giriş gerilimine ait deneysel sonuçlar şekil 6.6, şekil 6.7 ve şekil 6.8’de gösterilmektedir.



Şekil 6.6. $V_G=200V$ giriş gerilimi için Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).



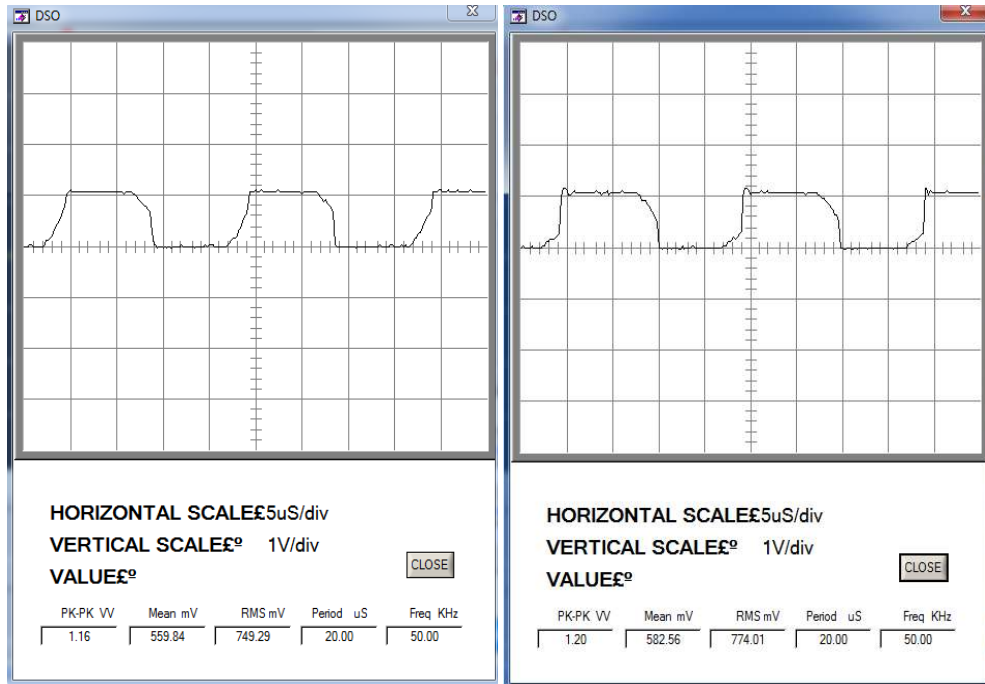
Şekil 6.7. $V_G=200V$ için V_o çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).



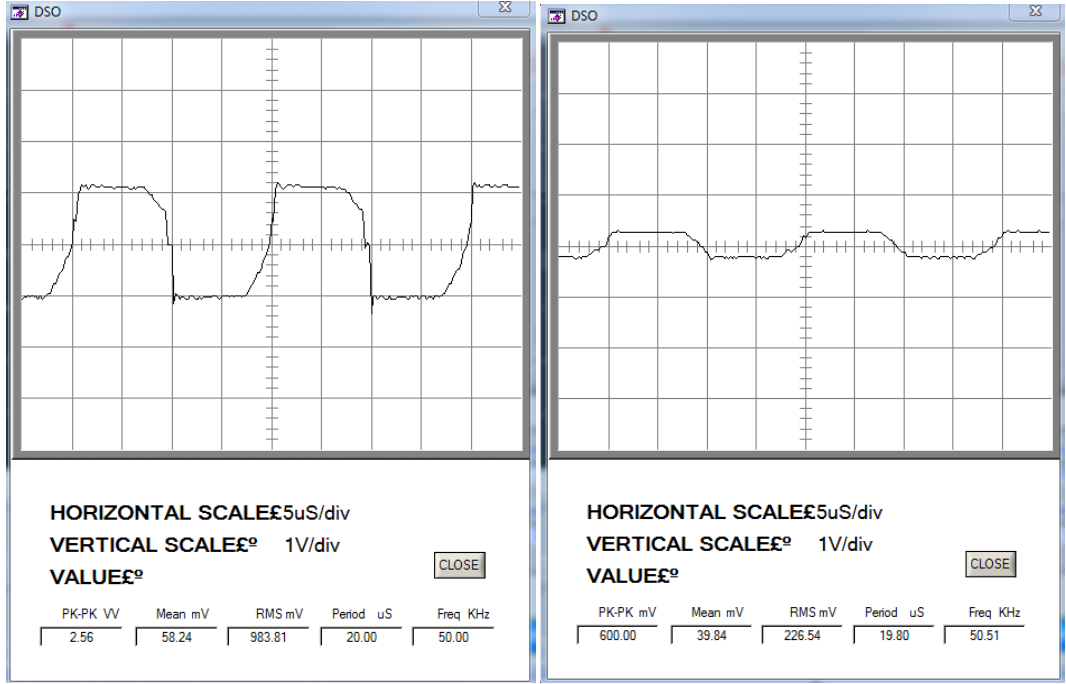
Şekil 6.8. $V_G=200V$ giriş gerilimi için primer (solda) ve sekonder gerilimi (sağda).

6.2. $f_s=50\text{KHz}$ Anahtarlama Frekansı için Deneysel Sonuçlar

Tam köprü yumuşak anahtarlama güç kaynağı devresinden 50KHz anahtarlama frekansı, 100V ve 200V giriş gerilimi değerleri için sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 6.9'da Q_A ve Q_B anahtarlarına ait V_{CE} gerilimleri, Şekil 6.10'da ise güç transformatörüne ait primer ve sekonder gerilimleri görülmektedir.

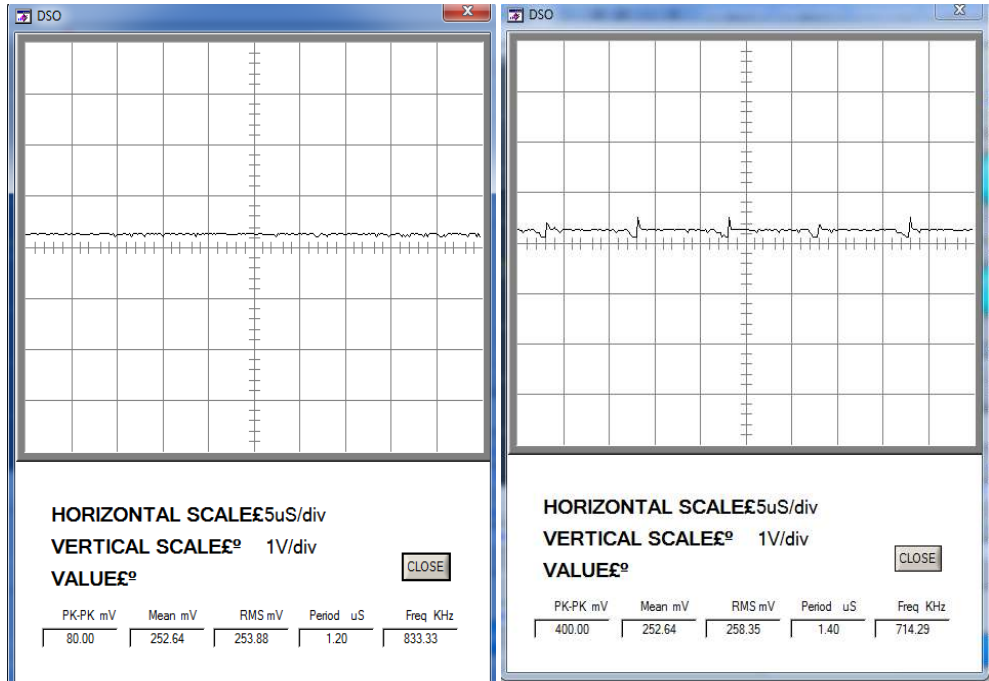


Şekil 6.9. $V_G=100\text{V}$ giriş gerilimi için Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).



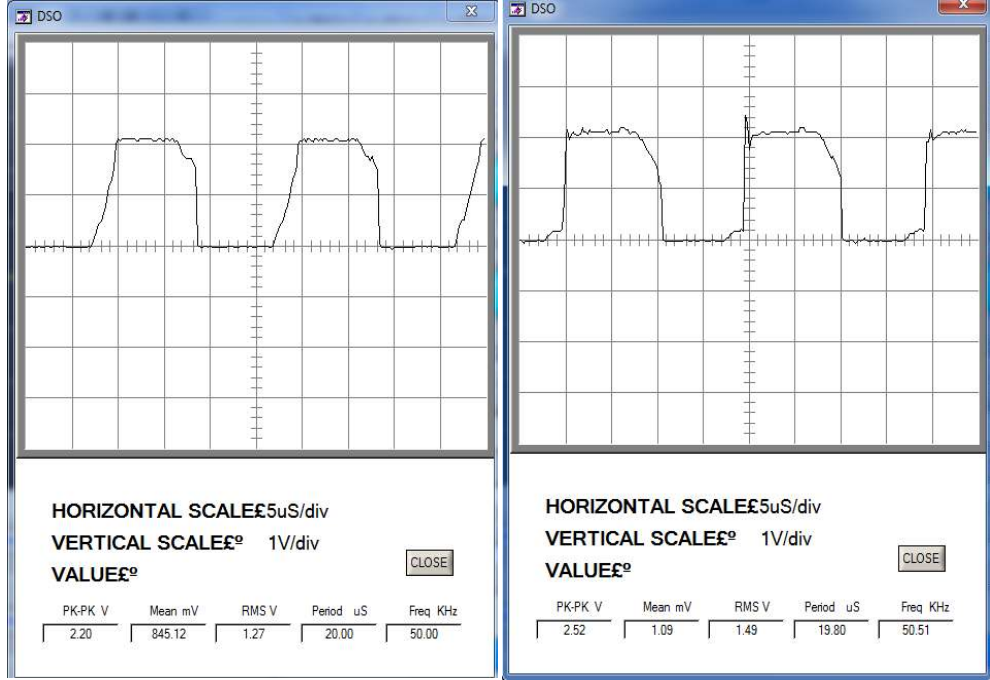
Şekil 6.10. $V_G=100V$ giriş gerilimi için primer (solda) ve sekonder gerilimi (sağda).

$V_G=100V$ giriş gerilimi için çıkış gerilimi ve doğrultucu çıkışı şekil 6.11’de gösterilmiştir.

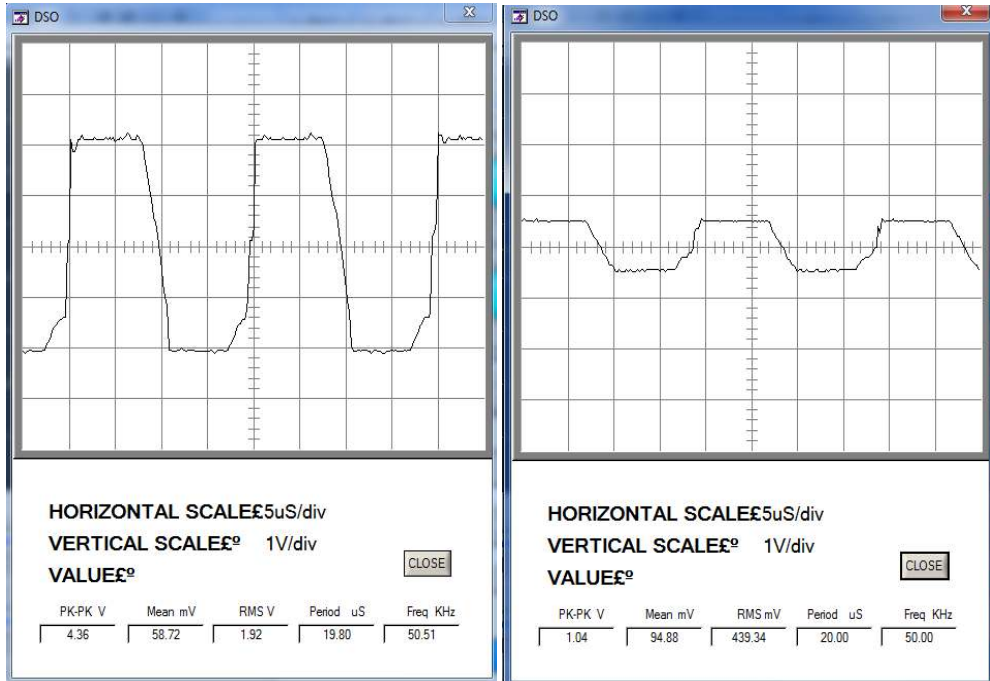


Şekil 6.11. $V_G=100V$ giriş gerilimi için V_O çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).

Şekil 6.12 ve şekil 6.13’de $V_G=200V$ için, deneysel sonuçlar gösterilmiştir.

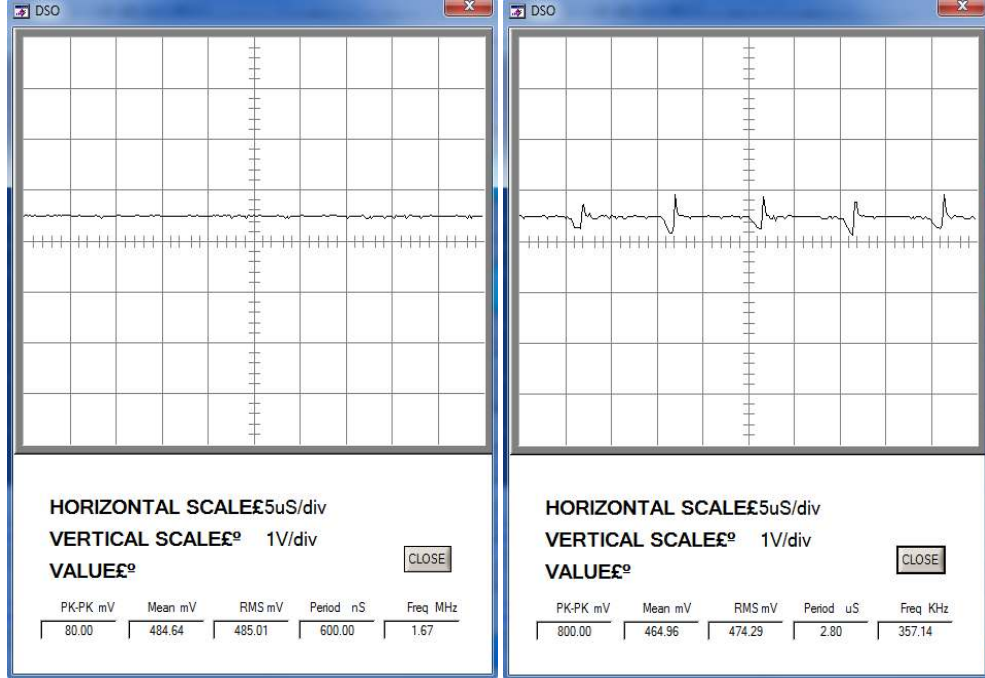


Şekil 6.12. $V_G=200V$ Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).



Şekil 6.13. $V_G=200V$ giriş gerilimi için primer (solda) ve sekonder gerilimi (sağda).

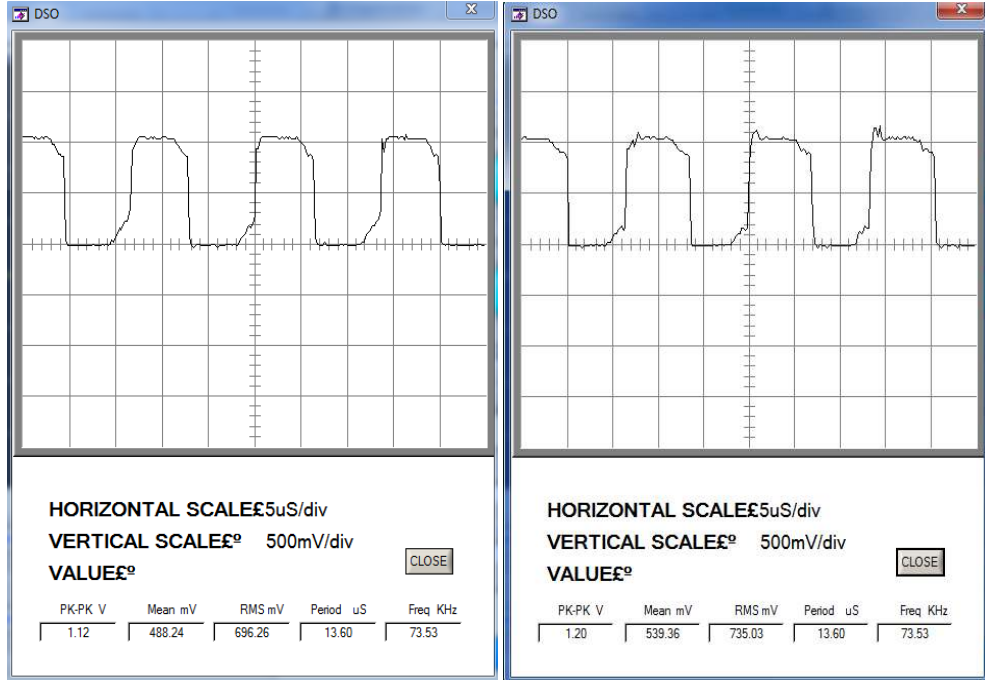
$V_G=200V$ için Şekil 6.14’de çıkış gerilimi görülmektedir.



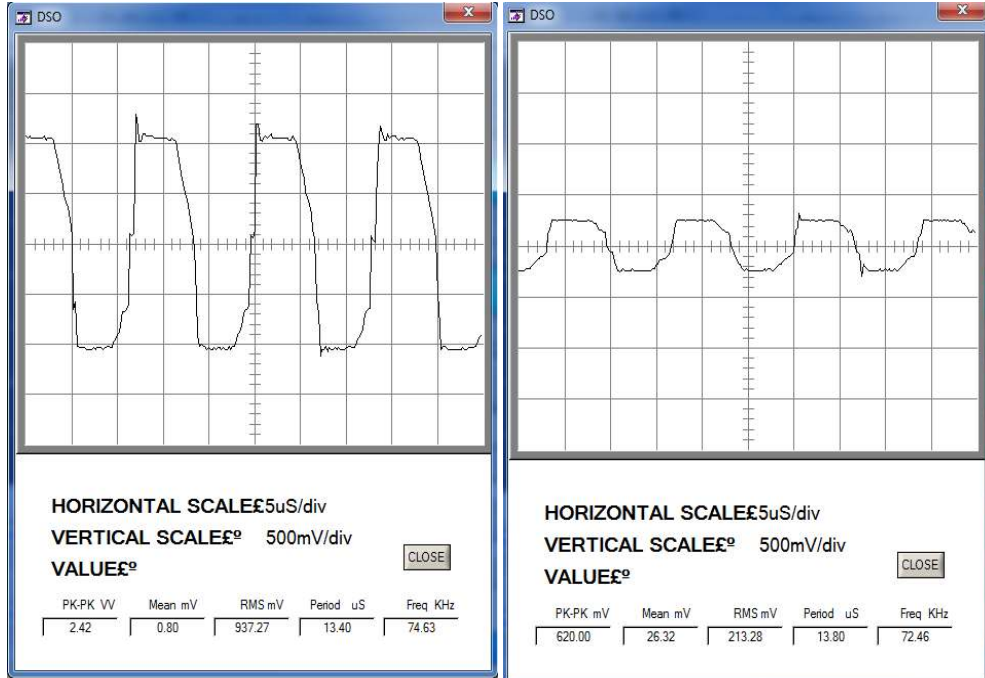
Şekil 6.14. $V_G=200V$ giriş gerilimi için V_o çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).

6.3. $f_s=75KHz$ Anahtarlama Frekansı için Deneysel Sonuçlar

Şekil 6.15’de Q_A ve Q_B anahtarlarına ait V_{CE} gerilimleri, Şekil 6.16’da ise güç transformatörüne ait primer ve sekonder gerilimleri sonuçları, 100V ve 200V giriş gerilim değerleri için elde edilmiştir.

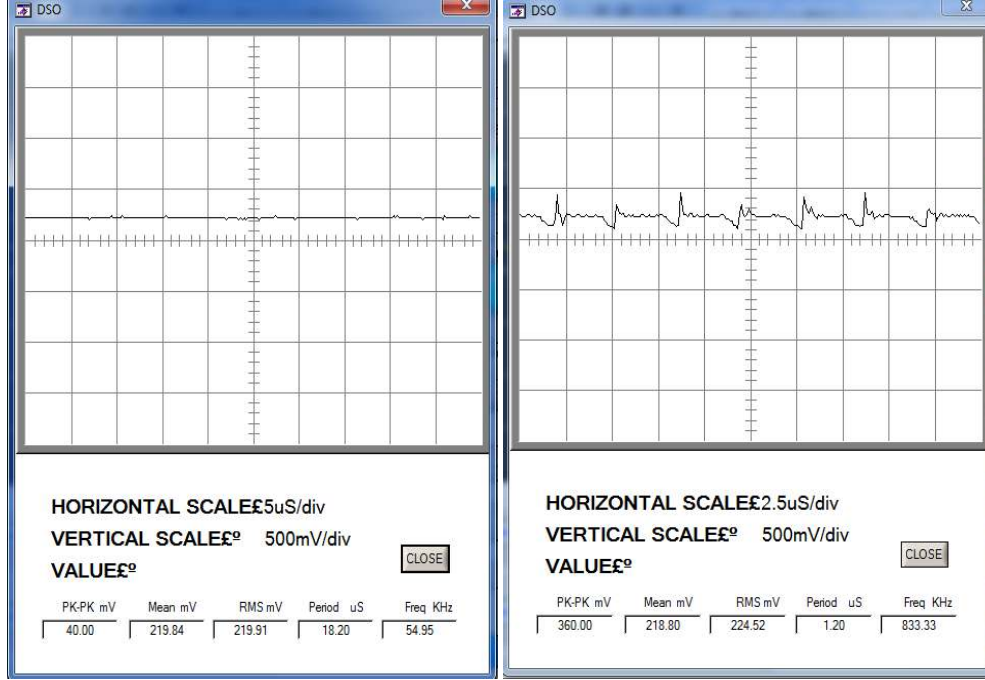


Şekil 6.15. $V_G=100V$ giriş gerilimi için Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).



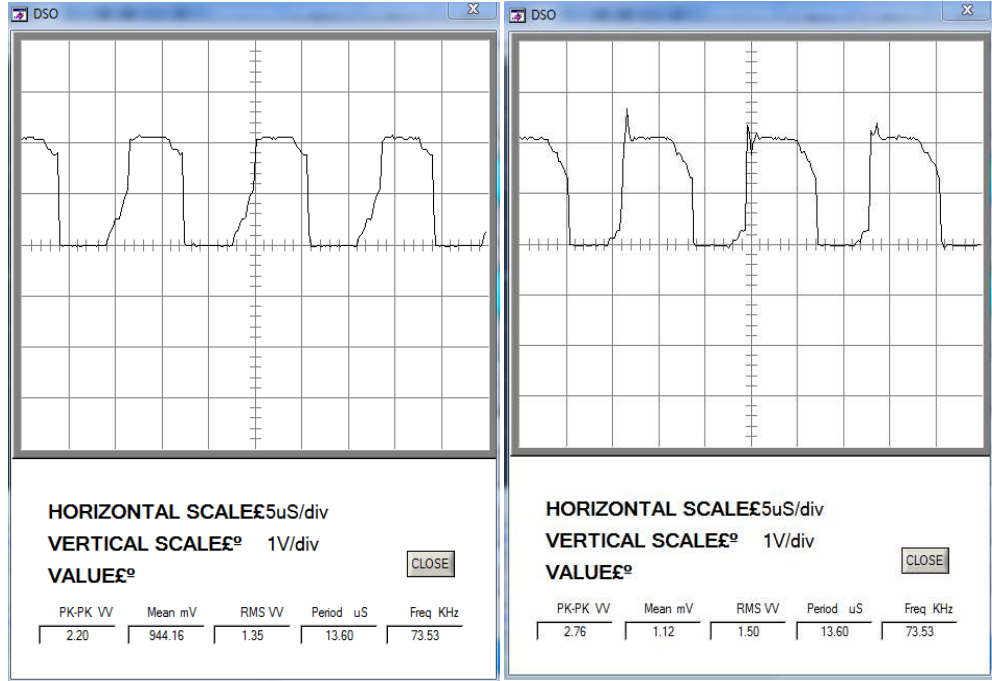
Şekil 6.16. $V_G=100V$ giriş gerilimi için primer (solda) ve sekonder gerilimi (sağda).

Tam köprü yumuşak anahtarlama güç kaynağına ait çıkış gerilimi ve doğrultucu çıkışı 75KHz anahtarlama frekansı ve 100V giriş gerilimi için şekil 6.17’ deki gibi elde edilmiştir.

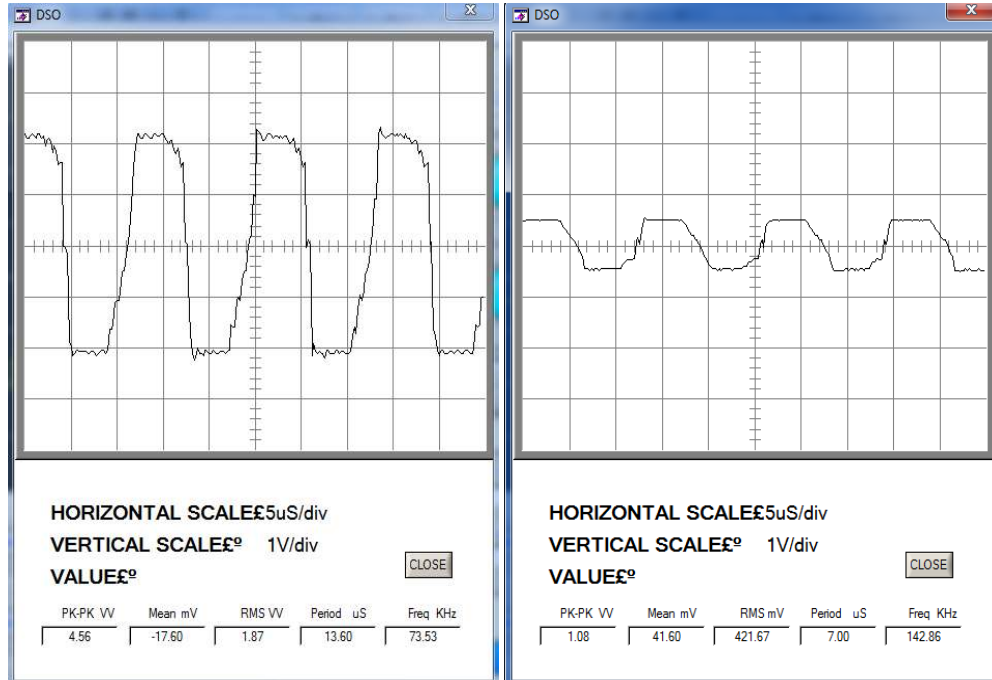


Şekil 6.17. $V_G=100V$ giriş gerilimi için V_o çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).

Giriş gerilimi $V_G=200V$ değeri için Q_A ve Q_B anahtarlarına ait V_{CE} gerilimleri, primer ve sekonder gerilimleri şekil 6.18 ve şekil 6.19 da gösterilmiştir.

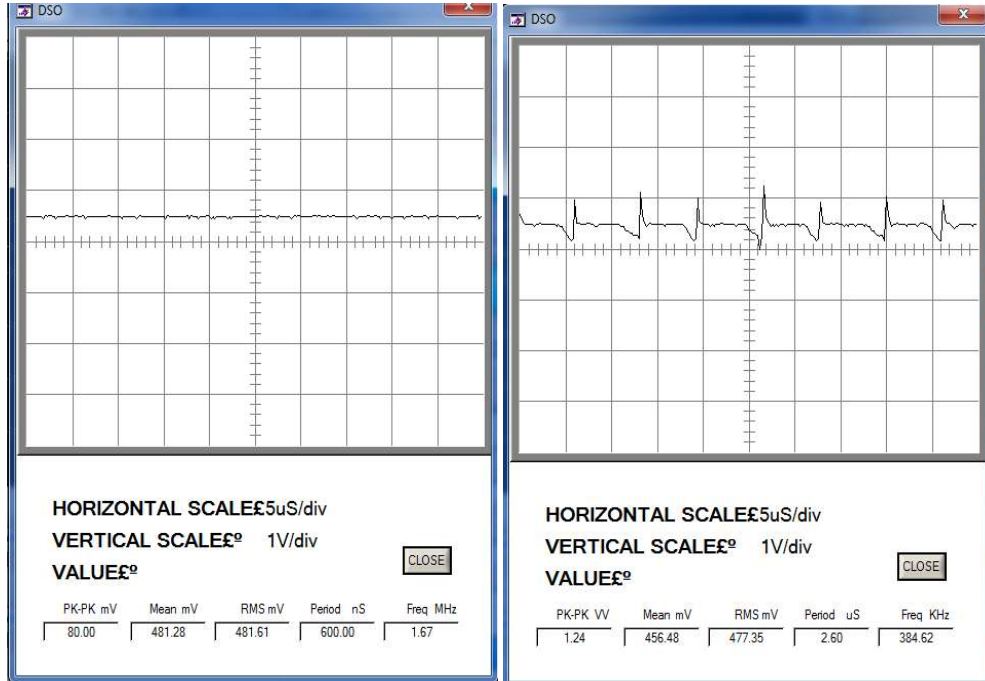


Şekil 6.18. $V_G=200V$ giriş gerilimi için Q_A anahtarı V_{CE} gerilimi (solda) ve Q_B anahtarı V_{CE} gerilimi (sağda).



Şekil 6.19. $V_G=200V$ giriş gerilimi için primer (solda) ve sekonder gerilimi (sağda).

Giriş gerilimi 200V için çıkış gerilimi ve doğrultucu çıkışının osilaskop görüntüsü Şekil 6.20’de verilmiştir.



Şekil 6.20. $V_G=200V$ giriş gerilimi için V_o çıkış gerilimi (solda) ve doğrultucu çıkışı (sağda).

7. SONUÇLAR

Bu çalışmada, tasarlanan tam köprü *DGM DC-DC* güç kaynağı devresi gerçekleştirilmiştir.

Gerçekleştirilen devre için çok uygun olduğu gözlemlenen yumuşak anahtarlama tekniği aşağıdaki avantajlara sahiptir.

- Gerçekleştirilen güç kaynağı devresinde, yüksek frekanslarda çalışıldığından dolayı devre boyut ve hacminin geleneksel güç kaynaklarına oranla daha küçük olduğu görülmüştür.
- İzolasyon devresinde çapraz çalışan güç anahtarları arasında arttırılan ölü zaman ile daha yüksek frekanslara ulaşıldığı ve uygulama devresinin performansının iyi olduğu gözlemlenmiştir.
- Güç devresinde kullanılan ferromanyetik nüveli güç transformatörü sayesinde transformatör boyutu küçülmüş ve yüksek frekanslara ulaşılmıştır.
- Anahtarlama elemanlarında yüksek frekans ve gerilimlerde oluşan pikler, söndürme elemanları (kondansatör ve diyot) ile en aza indirgenmiştir. Ayrıca söndürme elemanı olarak direnç kullanılmadığı için devrede oluşabilecek enerji kaybı azaltılmıştır.
- Çıkış geriliminin, anahtarlama frekansı arttıkça daha düzgün hale geldiği izlenmiştir.

Endüstriyel alandan haberleşme alanına ve daha birçok alanda yaygın olarak kullanılan devrenin dezavantajları şunlardır:

- Tasarımın izolasyon devresinde kullanılan *R* ve *C* elemanlarından dolayı *DGM* sinyalinde bozulmalar görülmüştür.
- Çıkış doğrultucu diyotlarının parazitik salınımlara maruz kaldığı gözlenmiştir.
- Tasarlanan devrenin, yüksek frekanslarda güç anahtarlarının kontrol zorluğu devrenin esnekliğini zayıflattığı izlenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Öztürk F.**, “Anahtarlama Güç Kaynakları”, *Yüksek Lisans Tezi*, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli 2009.
- [2] **ZhengFeng Ming., MengChu Zhou.**, “Impact of Zero-Voltage Notches on Outputs of Soft-Switching Pulsewidth Modulation Converters” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, no. 6, pp:2345 – 2354, June 2011.
- [3] **R. Erickson**, “Dc-Dc Power Converters,” article in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 5, pp. 53-63, 1999. Department of Electrical and Computer Engineering University of Colorado.
- [4] **Ahmed M**, “Sliding Mode Control For Switched Mode Power Supplies”, *Lappeenranta University of Technology*, Lappeenranta 2004.
- [5] Switch-Mode Power Supplies Reference Manual and Design Guide SMPSRM/D Rev. 2, Apr–2000, 26 Eylül 2011.
- [6] **Mohan N., Undeland, M.T., Robbins, W.P.**, (Çevirenler: Tuncay, N., Gökasan, M., Bogosyan, M., “*Güç Elektroniği Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım*”, Literatür., İstanbul, (2003).
- [7] **Guan-Chyun Hsieh, Jung-Chien Li, Ming-Huei Liaw, Jia-Perng Wang, and Tsai-Fu Hung** “A Study on Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter: Design and Experimentation” *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93*. Page(s): 1281 - 1285 vol.2 Cited by: 1,1993
- [8] **KIRAC T.**, “Güç Çarpanı Düzeltilmiş çok Çıkışlı Anahtarlama Güç Kaynak Teori ve Uygulaması”, *Yüksek Lisans Tezi*, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, Temmuz (2007).
- [9] **Jia Wu., Fred C. Lee., Dushan Boroyevich., Heping Dai., Kun Xing and Dengming Peng.**, “A 100 kW High-Performance PWM Rectifier With a ZCT Soft-Switching Technique”, *Power Electronics, IEEE Transactions on November 2003*, Vol:18, pp: 1302 – 1308.
- [10] **Aksoy İ.**, “Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama Güç Kaynak Teori ve Uygulaması” *Doktora Tezi*, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2007.

- [11] **Jia Wu., Fred C. Lee., Dushan Boroyevich., Heping Dai., Kun Xing and Dengming Peng.,** “A 100 kW High-Performance PWM Rectifier With a ZCT Soft-Switching Technique”, *Power Electronics, IEEE Transactions on November 2003*, Vol:18, pp: 1302 – 1308.
- [12] **Malesani L., Tomasin P., and Toigo V.,** “ Space Vector Control and Current Harmonics in Quasi-Resonant Soft-Switching PWM Conversion”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, no. 2, pp: 269 – 278, March/April 1996.
- [13] **Yingqi Zhang., Paresh C. Sen.,** “A New Soft-Switching Technique for Buck, Boost, and Buck–Boost Converters” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, no. 6, pp: 1775 – 1782, November/December 2003.
- [14] **Bocock G.,** XP POWER Power Supply Technical Guide XP power plc 2007 Edited Issue 2.
- [15] **Carlos A. Gallo, Fernando L. Tofoli, Ernane A. A. Coelho, Luiz C. de Freitas, Valdeir J. Farias and João Batista Vieira Jr.,** “ A Switched-Mode Power Supply Using A Boost- Flyback Converter and An Interleaved Soft-Switching Forward Topology” *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE* ,Page(s): 4162 – 4167.
- [16] **Linear Power Supply** ECE 2B Lab #2 Bob York 2007.
- [17] **Akdere M.,** “Anahtarlmalı Güç Kaynakları ve Televizyonlarda Uygulanması ”, *Yüksek Lisans Tezi*, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, Eylül 2006
- [18] **Rashid, M. H.,** “Introduction”,*Power Electronics Handbook, Academic Press*, Canada, Sayfa:10-11,2001.
- [19] **Bodur H.,** (2004), “Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları 1” *YTÜ Ders Notları*, 2004, YTÜ, İstanbul.
- [20] **Emadi A., Khaligh A., Zhong N., Lee Y-J,”** Integrated Power Electronic Converters and Digital Control”,2009.
- [21] **Bakan, A.F,** “Geri Dönüslü Güç Kaynaklarının Tasarımı 1”, *YTÜ Ders Notları*, YTÜ, İstanbul.
- [22] **Kamil M.,** ‘Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I)’, AN1114, Microchip Technology Inc, 2007.

- [23] **Aksoy İ., Bodur H., Bakan A.F.**, “Kısmi Rezonanslı ve Geri Dönüştürücü Bir DC Güç Kaynağının Geliştirilmesi, İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi”, *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 11. Ulusal Kongresi*, Sayfa 187-190, İstanbul, 22-25 Eylül 2005.
- [24] http://www.national.com/AU/design/courses/214/214_push-pull_power_converter_topologies.pdf, 5 Nisan 2011.
- [25] Power Semiconductor Applications Philips Semiconductors, Using Power Semiconductors in Switched Mode Topologies, 4 Şubat 2011.
- [26] http://www.industrialelectronics.com/Industrial_Power_Supplies_Inverters_and_Converter/36_Half-BridgeConverter.html 10 Ağustos 2010.
- [27] **A. Diker, Ö. F. Alçın, M. Gedikpınar** “FPGA Tabanlı DGM Sinyalinin Üretilmesi ve Bir Eviriciye Uygulanması” *6th International Advanced Technologies Symposium (IATS’11)*, 16-18 May 2011, Elazığ, Turkey.
- [28] <http://www.smeps.us/topologies.html> Switching Mode Power Supply (SMPS) Topologies Overview, Comparison and Selection Guide, 10 Ocak 2010.
- [29] **R. Erickson**, “Dc-Dc Power Converters,” article in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 5, pp. 53-63, 1999. Department of Electrical and Computer Engineering University of Colorado.
- [30] **Bersani A.**, ‘Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II)’, AN1207, Microchip Technology Inc, 2009.
- [31] **Amit Kumar Jain, Raja Ayyanar.**, Power Electronics, Section 22, 2012.
- [32] **Bryan R. Reemmer** DC to DC Conversion Boost Converter Design, Team 5 March 30, 2007.
- [33] **Nasır Çoruh, Tarık Erfidan, Satılmış Ürgün.**, DA-DA Boost Dönüştürücü Tasarımı ve Gerçeklenmesi, *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (Eleco 2008)*, 1, 358-361, (2008).
- [34] **Rogers E.**, Understanding Buck-Boost Power Stage in Switchmode Power Supply, *Application Report*, March 1999.
- [35] **Jassim K. Hmood.**, *Power electronic lectures*, Laser & Optoelectronic Dep.
- [36] **Hutchings B.**, ‘Introduction to SMPS Control Techniques’, Product Marketing Manager, Digital Signal Controller Division, pp.14-16, 1/27/10.

- [37] **İşbilir H.**, “Yüksek Güçlü Yumuşak Anahtarlama Tam Köprü Bir Anahtarlama Güç Kaynağı Uygulaması”, *Yüksek Lisans Tezi*, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2005.
- [38] **Altıntaş N.**, “Yumuşak Anahtarlama DC-DC Dönüştürücülerin İncelenmesi” *Yüksek Lisans Tezi*, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2007.
- [39] **Çelik H.**, "Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Üç fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü", *Yüksek Lisans Tezi*, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ 2004.
- [40] **Yurtbaşı K.**, “Bir Fazlı Sinüsoidal PWM Köprü İnverter Uygulaması”, *Yüksek Lisans Tezi*, Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul 2007.
- [41] **Sabate J.A, Vlatkovic V, Ridley R.B, Lee F.C, and Cho B.**, “Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '90*, pp: 275 – 284, 1990,
- [42] **Walters, M.M., Polivka, W.M.**, “Extending the range of soft-switching in resonant-transition DC-DC converters”, *14th International Telecommunications Energy Conference, INTELEC '92*, pp: 343 – 350, 1992.
- [43] **Andreyck, B.**, “Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller”, *Unitrode Application Note*, 1999.
- [44] **Uslu M.**, “Analysis, Design, and Implementation of a 5 kw Zero Voltage Switching Phase-Shifted Full-Bridge DC/DC Converter Based Power Supply for Arc Welding Machines”, *Yüksek Lisans Tezi*, Ortadoğu Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kasım 2006.
- [45] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc2875.pdf>. Katalog Bilgileri 5 Aralık 2010.
- [46] <http://www.avagotech.com/docs/AV02-0161EN2>, . Katalog bilgileri 30 Kasım 2010.
- [47] **Muhammed Adil H.**, “High Frequency Transformer, Design and Modelling Using Finite Element Technique”, *A Thesis is Submitted for the Degree of Doctor of Philosophy in the Faculty of Engineering, The University of Newcastle upon Tyne*, 2000.
- [48] **Çapanoğlu N.E.**, “Ferrit Çekirdekli Trafo Tasarımı ve Uygulaması”, *Yüksek Lisans Tezi*, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, Eylül (2006).

- [49] **Andreycak, B.**, “Design Review:500 Watt, $40\text{W}/\text{in}^3$ Phase Shifted ZVT Power Converter”, *Unitrode Application Note*, 2001.
- [50] <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irg4pc50ud.pdf>, Katalog bilgileri 1 Kasım 2010.

ÖZGEÇMİŞ

1982 yılında İstanbul’da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini İstanbul’da tamamladı. 2004 yılında Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü’nü kazandı. 2009 yılında bu bölümden mezun oldu. Bir dönem sonra Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Ana Bilim Dalı’nda yüksek lisans eğitimine başladı. Yabancı dili İngilizce’dir.