

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK GÜÇLÜ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TAM
KÖPRÜ BİR ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI
UYGULAMASI**

Elektrik Mühendisi Hidayet İŞBİLİR

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN

İSTANBUL, 2005

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	ix
ÖNSÖZ	x
ÖZET	xi
ABSTRACT	xii
1. GİRİŞ	1
2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI	4
2.1 Tanım ve DC-DC Dönüştürme Kavramı	4
2.2 Anahtarlama Güç Kaynaklarının Özellikleri	4
2.3 Anahtarlama Güç Kaynaklarının Sınıflandırılması	6
3. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ KONTROLÜ	7
3.1 Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) Tekniği	7
3.2 PWM Kontrol Yöntemi Topolojileri	9
3.2.1 Gerilim Kontrolü	10
3.2.2 İleri Yönde Beslemeli Gerilim Kontrolü	12
3.2.3 Akım Kontrolü	13
3.2.4 Sistem İçin En Uygun Kontrol Topolojisinin Seçimi	15
3.3 Faz Kaydırmalı PWM Metodu	16
3.3.1 Tanım ve Faz Kaydırmalı PWM Kavramı	16
3.3.2 UC3875 Entegresi ile Faz Kaydırmalı PWM Metodunun Gerçekleştirilmesi	17
3.3.2.1 UC3875 Entegresinin Temel Özellikleri	17
3.3.2.2 UC3875 Entegresinin Yapısı	18
3.3.2.3 UC3875 Entegresinin Pin Fonksiyonları	20
3.3.2.4 UC3875 Entegresinin Çalışma Prensipleri	22
4. YUMUŞAK ANAHTARLAMA TEKNİKLERİ	25
4.1 Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücre Kavramı	25
4.2 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri	27
4.2.1 Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)	28
4.2.2 Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)	28
4.2.3 Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)	28
4.2.4 Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)	28

5.	TAM KÖPRÜ SIFIR GERİLİM GEÇİŞLİ FAZ KAYDIRMALI PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN İNCELENMESİ.....	30
5.1	Çalışma Prensipleri	30
5.2	Çalışma Aralıklarının Analizi	33
5.3	ZVT Aralığının Sağlanması Tasarım Kriterleri	41
5.4	Kayıp Bağlı İletim Süresinin Optimizasyonunda Tasarım Kriterleri	45
6.	YÜKSEK GÜÇLÜ AGK UYGULAMA DEVRESİ	48
6.1	AGK Güç Devresi	48
6.2	AGK Kontrol ve Sürme Devresi	49
6.3	DeneySEL Sonuçlar	50
7.	SONUÇLAR.....	59
	KAYNAKLAR.....	60
	ÖZGEÇMİŞ.....	62

SİMGE LİSTESİ

C_{oss}	MOSFET kaçak kapasitesi
C_R	Rezonans kapasitesi
C_T	Osilatör frekansını belirlemek için FREQSET pinine bağlanan kapasite
C_{TR}	Transformatör sargı kapasitesi
D	Bağlı iletim süresi
D_e	Etkin bağlı iletim süresi
f_o	Çalışma frekansı
f_s	Anahtarlama frekansı
I_d	Çıkış doğrultucu diyot akımı
I_o	Çıkış akımı
I_{okr}	Çıkış akımı ZVT sınır değeri
I_p	Transformatör primer akımı
I_{p0}	Primer başlangıç akımı
I_{pkr}	Primer akımı ZVT sınır değeri
L_R	Rezonans endüktansı
N	Transformatör primerden sekondere dönüştürme oranı
N_p	Transformatör primer sarım sayısı
N_s	Transformatör sekonder sarım sayısı
R_D	Ölü zamanı ayarlamak için DELAYSET pinine bağlanan direnç
$R_{DS(on)}$	MOSFET kanal-kaynak direnci
R_T	Osilatör frekansını belirlemek için FREQSET pinine bağlanan direnç
t_D	Gecikme zamanı (ölü zaman)
t_f	Düşme zamanı
t_L	Sol kol rezonans süresi
t_{Lmax}	Sol kol en uzun rezonans süresi
t_{on}	Güç anahtarının iletimde kalma süresi
t_{off}	Güç anahtarının kesimde kalma süresi
t_r	Yükselme zamanı
t_{rr}	Ters algılama zamanı
t_R	Sağ kol rezonans süresi
t_{Rmax}	Sağ kol en uzun rezonans süresi
t_{yd}	Primer akımının yön değiştirme süresi
T_o	Çalışma periyodu
T_R	Rezonans periyodu
T_s	Anahtarlama periyodu
V_i	DC giriş gerilimi
V_{imax}	Maksimum DC giriş gerilimi
V_{DS}	MOSFET kanal-kaynak gerilimi
V_{GS}	MOSFET kapı-kaynak gerilimi
V_{EA}	Hata yükselteci çıkış gerilimi
V_k	Kontrol gerilimi
V_o	Çıkış gerilimi
V_P	Transformatör primer gerilimi
V_{ref}	Referans gerilimi
V_S	Transformatör sekonder gerilimi
V_s	Algı direnci gerilimi
V_t	Testere dişi dalga şeklindeki gerilim
W_{CR}	Rezonans kapasitesinde depolanan enerji
W_{LR}	Rezonans endüktansında depolanan enerji

Z_R	Rezonans empedansı
ΔD	Kayıp bağıl iletim süresi
θ	Faz farkı
ω_R	Rezonans açısal frekansı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım
AGK	Anahtarlama Güç Kaynağı
DC	Doğru Akım
EMI	Elektromanyetik Girişimi
HS	Sert Anahtarlama
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
RFI	Radyofrekans Girişimi
SS	Yumuşak Anahtarlama
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama
ZCT	Sıfır Akımda Geçiş
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Anahtarlama güç kaynağı blok diyagramı.	4
Şekil 3.1 Temel bir anahtarlama DC-DC dönüştürücü.	7
Şekil 3.2 PWM kontrol sinyalinin üretilmesi.	8
Şekil 3.3 PWM kontrolün sağlanması.	9
Şekil 3.4 Gerilim kontrolü ve ilgili dalga şekilleri.	11
Şekil 3.5 İleri yönde beslemeli gerilim kontrolüne ait dalga şekilleri.	13
Şekil 3.6 Akım kontrolü ve ilgili dalga şekilleri.	14
Şekil 3.7 Tam köprü DC-DC dönüştürücü devre şeması ve anahtarlara ait sürme sinyalleri.	16
Şekil 3.9 UC3875 entegresi blok diyagramı.	18
Şekil 3.9 Osilatör frekansının FREQSET pinine bağlanan R ve C değerine göre değişimi.	19
Şekil 3.10 Rampa üretici devre şeması.	20
Şekil 3.11 UC3875 entegresi bağlantı şeması.	21
Şekil 3.12 UC3875 entegresi çıkış sinyalleri ve aralarındaki faz farkı.	23
Şekil 3.13 Değişik V_{EA} değerleri için faz modülasyonları (a) $V_{EA} < 1\text{ V}$ $\theta=0^\circ$ (b) $1\text{ V} < V_{EA} < \text{Rampa alt sınırı}$ c) $\text{Rampa alt sınırı} < V_{EA} < \text{Rampa üst sınırı}$ (d) $V_{EA} > \text{Rampa üst sınırı}$ $\theta=180^\circ$	24
Şekil 4.1 (a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b) HS (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri.	27
Şekil 5.1 Tam köprü DC-DC dönüştürücü devre şeması.	31
Şekil 5.2 Tam köprü DC-DC dönüştürücüde anahtarlara ait sürme sinyalleri ve primer gerilimi dalga şekilleri.	31
Şekil 5.3 Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücüde anahtarlara ait sürme sinyalleri ve primer gerilimi dalga şekilleri.	32
Şekil 5.4 Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü devre şeması.	33
Şekil 5.5 $t = t_0$ anı için eşdeğer devre şeması.	34
Şekil 5.6 $t_0 < t < t_1$ aralığı için eşdeğer devre şeması.	35
Şekil 5.7 $t_1 < t < t_2$ aralığı için eşdeğer devre şeması.	37
Şekil 5.8 $t_2 < t < t_3$ aralığı için eşdeğer devre şeması.	38
Şekil 5.9 $t_3 < t < t_4$ aralığı için eşdeğer devre şeması.	40
Şekil 5.10 $t_4 < t < t_5$ aralığı için eşdeğer devre şeması.	40
Şekil 5.11 Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücüde çalışma aralıklarına ait temel dalga şekilleri.	42
Şekil 5.12 Sol kol rezonansında kapasite gerilimi dalga şeklini gösteren üç ayrı durum.	43
Şekil 5.13 Kayıp bağlı iletim süresinin gösterilmesiyle ilgili primer gerilim ve akımı ile sekonder gerilimi dalga şekilleri.	45
Şekil 6.1 Laboratuvar da gerçekleştirilen anahtarlama güç kaynağına ait güç devresi.	48
Şekil 6.2 Laboratuvar da gerçekleştirilen anahtarlama güç kaynağına ait kontrol ve sürme devresi.	49
Şekil 6.3 Değişik faz farkı değerleri için tetikleme sinyalleri değişimleri.	51
Şekil 6.4 Aynı kola ait iki anahtarın tetikleme sinyalleri değişimleri ve aralarındaki ölü zaman.	51
Şekil 6.5 Sürme transformatörünün primer (üstte) ve sekonder (altta) gerilimi değişimleri.	52
Şekil 6.6 Sürme transformatörü primer gerilimi ve akımı değişimleri.	52
Şekil 6.7 $V_i = 100\text{ V}$ için güç transformatörü primer gerilimi ve akımı değişimleri.	53
Şekil 6.8 $V_i = 300\text{ V}$ için güç transformatörü primer gerilimi ve akımı değişimleri.	53
Şekil 6.9 Çıkış doğrultucu diyodu gerilimi ve çıkış akımı değişimleri.	54
Şekil 6.10 Çıkış doğrultucu diyodu gerilimi ve akımı değişimleri.	54
Şekil 6.11 Çıkış gerilimi ve primer akımı değişimleri.	55
Şekil 6.12 Primer akımının yön değiştirmesi için geçen sürenin belirlenmesi.	55

Şekil 6.13 MOSFET gerilimi ve akımı değişimleri.....	56
Şekil 6.14 MOSFET gerilimi ve akımı değişimleri (kesime girme işlemi).	56

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 1.1 DC güç kaynaklarının karşılaştırılması.	5
Çizelge 6.1 Devrede kullanılan yarı iletken elemanların bazı nominal değerleri.	49

ÖNSÖZ

Yüksek güçlü, yumuşak anahtarlama tam köprü bir anahtarlama güç kaynağını inceleyip, uygulama devresini gerçekleştirdiğim bu uzun ve yorucu tez çalışmamda, bir kez daha insan ve eserin kusursuz olamayacağı gerçeğiyle yüz yüze geldim. Azimle çalışmanın, sabırla engelleri aşmanın ve sonucunda -mükemmel olmasa da- bir eser ortaya koymanın insana büyük bir mutluluk ve muhteşem bir coşku yaşattığını bir kez daha anladım.

Yıllarını Güç Elektroniği'ne adanmış ve gerek dersleri gerekse müthiş sinerjisiyle; çalışma alanı olarak Güç Elektroniği'ni seçmemde büyük bir payı olan değerli hocam Sayın Prof. Dr. Hacı BODUR'a, tez çalışmalarım sırasında büyük bir sabır ve özveriyle bana her konuda yardımcı olup, yol gösteren danışmanım Sayın Yrd. Doç. A. Faruk BAKAN'a, daima beni destekleyen ve çizimleriyle tezime katkıda bulunan Sayın Araş. Gör. İsmail AKSOY'a, bilgilerini cömertçe paylaşarak; transformatör tasarımı ve sarımında yardımlarını esirgemeyen Elektrik Mühendisi Sayın Ender KASIM'a ve ELEKTRA firmasına ve son olarak Güç Elektroniği Laboratuvarındaki tüm asistan arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Ve tabi ki; bugüne kadar maddi ve manevi olarak beni sürekli destekleyen sevgili aileme, hayatımdaki çok farklı, çok özel insanlara ve dostluklarıyla hayatıma renk katan tüm dostlarıma teşekkürlerimi sunarım.

ÖZET

Tam köprü faz kaydırmalı PWM kontrollü DC-DC dönüştürücü, yüksek güçlü ve yumuşak anahtarlama güç kaynakları için çok uygun bir devre topolojisidir. İlave bastırma hücreleri kullanılmaksızın, güç anahtarları için sıfır gerilim geçişinin (ZVT) sağlandığı bu devre yüksek frekanslarda çalışarak, güç yoğunluğunun artmasına olanak sağlamaktadır. Yumuşak anahtarlamanın artılarını taşıyan bu devre, olumsuz yönlerini ortadan kaldıran optimize edilmiş yeni devre modelleriyle cazibesini daha da arttırmaktadır.

Bu çalışmada, ilk olarak, anahtarlama güç kaynakları, faz kaydırmalı PWM kontrolü ve yumuşak anahtarlama teknikleri hakkında temel bilgi verilmiş, daha sonra tam köprü faz kaydırmalı PWM kontrollü DC-DC dönüştürücü ayrıntılı olarak incelenmiş ve önemli tasarım kriterleri değerlendirilmiştir. Son olarak giriş gerilimi 220 V AC, anahtarlama frekansı 220 kHz, çıkış gücü 1400 W (20V / 70A) olan bir anahtarlama güç kaynağı prototipi gerçekleştirilmiş ve laboratuvarında alınan deneysel sonuçlardan, topolojinin yüksek frekanslı ve yüksek güçlü uygulamalar için iyi bir seçim olduğu ve ZVT ile anahtarlama kayıplarının azaldığı doğrulanmıştır. Bununla beraber, sınırlı ZVT aralığı, kayıp bağlı iletim süresi ve çıkış doğrultucu diyotlarının çok ciddi parazitik salınımlara maruz kalması gibi dezavantajlarından ötürü, klasik sistemin mutlaka optimize edilmesi gerekliliği de görülmüştür.

Anahtar kelimeler: Yüksek güçlü DC-DC dönüştürücü, tam köprü, yumuşak anahtarlama, sıfır gerilimde geçiş, sıfır gerilimde anahtarlama, faz kaydırmalı PWM.

ABSTRACT

Full bridge phase shifted PWM DC-DC converter is a very suitable topology for the high power, soft switched, switched-mode power supplies. This circuit, its power switches operate under zero voltage transition (ZVT) without being used any snubbers, enables high switching frequency for improved power density. Having merits of soft switching, this circuit, has been having more attraction due to the optimized circuit models eliminating its disadvantages.

In this study, firstly, a basic information about switched-mode power supplies, phase shifted PWM control and soft switching techniques is given. Then full bridge phase shifted PWM DC-DC converter is examined in detail including some important design criteria. Finally a switched-mode power supply prototype is fabricated with 220 V AC input voltage, 220 kHz switching frequency at 1400 W (20V / 70A) output power. Judging the results of the laboratory experiments, it is verified that this topology is a good choice for high frequency, high power applications having less switching losses owing to ZVT. In addition to this, it is seen that conventional system has to be optimized because of drawbacks like narrow ZVT range, loss of duty cycle and very severe parasitic oscillations across rectifier diodes.

Keywords: High power DC-DC converter, full bridge, soft switching, zero voltage transition, zero voltage switching, phase shifted PWM.

1. GİRİŞ

Anahtarlama güç kaynakları, güç elektroniğinin endüstrideki en önemli ve yaygın uygulamalarından birisi olup; çıkışında düzgün ve regüleli sabit ya da ayarlanabilen DC gerilim sağlayan cihazlardır (Bodur, 2004).

Yüksek verim ve düşük hacme sahip olan anahtarlama güç kaynakları, 1960'ların başlarında yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bu kaynaklar, haberleşme sistemlerinden, uzay endüstrisine kadar uzanan çok geniş bir kullanım alanına sahiptirler. Özellikle yüksek çıkış gücünün arzu edildiği endüstriyel uygulamalarda, sistemin vazgeçilmez bir parçası olagelmışlerdir (Baştürk, 1996).

Anahtarlama güç kaynakları, temel olarak, darbe genişlik modülasyonu (PWM) kontrollü, yüksek güç yoğunluğu ve hızlı geçiş cevabına sahip anahtarlama DC-DC dönüştürücülerdir. Yüksek güç yoğunluğu ve hızlı geçiş cevabı anahtarlama frekansı yükseltilerek elde edilebilmektedir; fakat frekansın yükseltilmesi, anahtarlama kayıplarını ve elektromanyetik girişimi (EMI) ve radyofrekans girişimi (RFI) gürültülerini arttırmaktadır. Bu nedenle, bu kayıp ve gürültüler azaltılarak frekansın yükseltilmesi gerekmektedir. Bu noktada, çözüm olarak, son yıllarda akademik ve endüstriyel çalışmalarda önemi gittikçe artan yumuşak anahtarlama teknikleri karşımıza çıkmaktadır (Bodur, 2003).

Yumuşak anahtarlama (SS), anahtarlama kayıpları ile EMI ve RFI gürültülerinin özel düzenlerle yok edilmesi veya en aza indirilmesidir. SS, anahtarlama sırasında, elemanın maruz kaldığı akım ve gerilim değerleri ile akım ve gerilim yükselme hızlarının bastırılması, akım ve gerilim değişimlerinin şekillendirilmesi, anahtarlama enerjisinin yüke ya da kaynağa transfer edilmesi fonksiyonlarını kapsar. Yumuşak anahtarlama amacıyla geliştirilen ve dönüştürücünün temel bir parçası olmayan ilave düzen ve devrelere bastırma hücreleri denilmektedir (Bodur, 2003).

Yüksek güçlü anahtarlama güç kaynaklarının gelişimi, anahtarlama frekansının yükseltilmesine dolayısıyla anahtarlama problemlerinin yumuşak anahtarlama teknikleri ile çözümüne bağlıdır. Yumuşak anahtarlama ile çok yüksek frekanslarda çalışabilen tam köprü faz kaydırmalı PWM kontrollü DC-DC dönüştürücü, yüksek güçlü anahtarlama güç kaynağı uygulamaları için en uygun devre topolojisidir (Vieria vd.,1992). Yumuşak anahtarlama tekniklerinden sıfır gerilim geçişinin (ZVT) sağlandığı bu topolojide, anahtarlama frekansı 1 MHz'ler mertebesine (Hamo, 1995), güç de % 95 verimle 100 kW mertebesine ulaşabilmektedir (Steigerwald vd., 1996).

Sabit frekansta çalışan bu devrede faz kaydırmalı PWM kontrolü, güç anahtarlarının sıfır gerilimde anahtarlanarak ilettime girmelerini sağlamak için kullanılır. Bu özel kontrol tekniği, yüksek frekanslarda transformatör kayıplarını ölçme amacıyla kullanılmış (Carsten, 1986), daha sonra tam köprü güç kaynağı uygulamalarında kontrol amaçlı kullanılarak (Sabate vd., 1991), yine o uygulamalardan birisinde “Faz kaydırmalı PWM” olarak adlandırılmıştır (Fisher vd., 1988).

Transformatör kaçak endüktansı, MOSFET kaçak kapasitesi gibi parazitik elemanların yumuşak anahtarlama etkin bir şekilde kullanılarak, pahalı ve karmaşık bastırma hücrelerine gerek duyulmadığı bu devre, özellikle haberleşme güç sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır (Saro vd., 1998).

ZVT aralığının sınırlı ve yük akımına bağlı olması, bu aralığın genişletilmesi amacıyla kaçak endüktansın arttırılması sonucunda; bağlı iletim süresinde oldukça büyük bir kaybın oluşması ve çıkış doğrultucu diyotlarının çok ciddi parazitik salınımlara maruz kalması sistemin önemli dezavantajlarıdır (Chen vd., 1995). Bununla beraber çok yüksek güçlerde MOSFET yerine IGBT kullanma zorunluluğu ve IGBT’nin kesime girme karakteristiğinden ötürü gerilim yükselme hızını sınırlamak amacıyla IGBT’ye paralel kondansatör bağlanması gerekliliği ise diğer bir dezavantajıdır (Cho vd., 1994).

Bu dezavantajları ortadan kaldırarak, klasik faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü sistemini optimize eden bir çok devre modeli sunulmuştur (Jang vd., 2003). Böylece sistem, olumsuz özelliklerinin de giderilmesiyle yüksek güçlü ve yumuşak anahtarlama uygulamalar için daha da cazib bir hale gelmiştir.

Bu çalışmada, tam köprü faz kaydırmalı PWM kontrollü DC-DC dönüştürücü ayrıntılı olarak incelenmiş ve bir uygulama devresi gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 2’de anahtarlama güç kaynakları hakkında genel bilgi verilmiş, Bölüm 3’te bu kaynakların kontrolü üzerinde durulmuş, özellikle faz kaydırmalı PWM metodu ayrıntılı bir şekilde anlatılmış ve Bölüm 4’te yumuşak anahtarlama teknikleri konusunda temel bilgi verilmiş, böylece incelenen yüksek güçlü, yumuşak anahtarlama güç kaynağının anlaşılmasında bir temel oluşturulması amaçlanmıştır.

Bölüm 5’te, tam köprü sıfır gerilim geçişli faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü devresinin bir anahtarlama periyodu içerisindeki kararlı durum çalışmasına ait çalışma aralıkları; eşdeğer devre şemaları ve bu aralıklarla ilgili temel dalga şekilleri gösterilerek

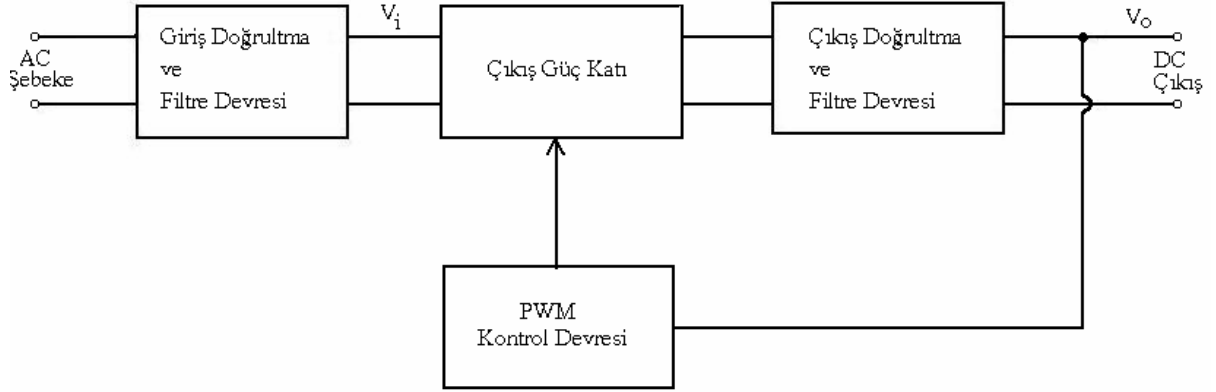
anlatılmış ve devrenin tasarımıyla ilgili önemli kriterlere değinilmiştir.

Bölüm 6'da, laboratuvarında gerçekleştirilen, giriş gerilimi 220 V AC, anahtarlama frekansı 220 kHz ve gücü 1400 W (20V / 70A) olan bir anahtarlama güç kaynağı devresi ile bu devreden alınan deneysel sonuçlara yer verilmiştir. Deneysel sonuçlarla topolojinin yüksek frekanslı ve yüksek güçlü uygulamalar için çok uygun olduğu ve ZVT ile anahtarlama kayıplarının azaldığı doğrulanmıştır. Bunun yanı sıra, sınırlı ZVT aralığı, kayıp bağıl iletim süresi ve çıkış doğrultucu diyotlarının çok ciddi parazitik salınımlara maruz kalması gibi dezavantajlarından ötürü, klasik sistemin mutlaka optimize edilmesi gerekliliği de görülmüştür.

Son bölümde ise, tez çalışmasında varılan sonuçlar belirtilmiştir.

2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

2.1 Tanım ve DC-DC Dönüştürme Kavramı



Şekil 2.1 Anahtarlamalı güç kaynağı blok diyagramı.

Genel olarak anahtarlamalı güç kaynaklarında, çıkış güç katındaki yarı iletken kontrollü eleman ya da elemanlar uygun bir frekans ve aralıklarla anahtarlanır, dalgalı bir DC gerilim veya AC gerilim üretilir. DC gerilim doğrudan, AC gerilim ise doğrultularak süzülür. Böylece, düzgün ve ayarlanabilen bir DC gerilim elde edilmiş olur.

Anahtarlamalı temel DC – DC dönüştürücüler, bir kontrollü yarı iletken güç elemanı, bir yarı iletken güç diyodu ve bir anahtarlama endüktansından oluşan temel üç elemanın farklı şekillerde bağlanmasıyla elde edilmiştir. Devrede ya tam iletimde ya da tam kesimde olarak çalıştırılan kontrollü güç elemanına, güç anahtarı veya aktif eleman denilmektedir. Diyot ise yarı iletken pasif güç elemanıdır. Ayrıca, çalışma frekansına göre endüktans değerinin yeterince büyük olduğu ve böylece endüktanstan geçen akımın genellikle kesintisiz ve düzgün olduğu kabul edilmektedir.

Anahtarlamalı DC–DC dönüştürücülerin çalışma prensibi, anahtarlanan endüktansın enerji aktarımına dayalıdır. Bu dönüştürücülerde, bir anahtarlama periyodu içerisinde ya güç anahtarı ya da güç diyodu iletimdedir. Genellikle, anahtar iletimde iken endüktansa enjekte edilen enerji, diyot iletimde iken çıkışa aktarılır (Bodur, 2004).

2.2 Anahtarlamalı Güç Kaynaklarının Özellikleri

Anahtarlamalı güç kaynakları, diğer DC güç kaynakları olan lineer ve rezonanslı güç

kaynaklarına göre daha yaygın kullanılmaktadır. Tasarımları çok kolay fakat verimleri çok düşük olan (%30-%50 arasında) lineer güç kaynakları düşük güçlerde (10W'tan daha küçük güçler için) ve sabit çıkış gerilimi istenilen yerlerde kullanılmaktadır. Yumuşak anahtarlama ile anahtarlama kayıplarının ortadan kaldırıldığı ve dolayısıyla anahtarlama frekansının çok yüksek olduğu, verimleri yüksek fakat tasarımları da aşırı derecede zor olan rezonanslı güç kaynakları ise genellikle çok yüksek güçlü özel uygulamalarda tercih edilmektedir. Çizelge 1.1'de DC güç kaynaklarının karşılaştırılması gösterilmiştir.

Çizelge 1.1 DC güç kaynaklarının karşılaştırılması.

Karşılaştırma Konusu	Lineer	Anahtarlama	Rezonanslı
Tasarım	Çok Kolay	Zor	Çok Zor
Verim	Çok Düşük	Yüksek	Çok Yüksek
Güç Yoğunluğu	Çok Düşük	Yüksek	Düşük
Çıkış Gerilimi	Az Dalgalı	Dalgalı	Çok Dalgalı
Cevap Verme Süresi	Çok Kısa	Uzun	Çok Uzun
Güç Elemanın Çalışması	Yarı İletimli	Sert Anahtarlama	Yumuşak Anahtarlama
İzolasyon	Yok	Sağlanabilir	Sağlanabilir

Aşağıda belirtilen özelliklere sahip olan anahtarlama güç kaynakları, küçük elektronik ev cihazlarından bilgisayarlara, televizyonlardan mikrodalga fırınlara kadar çok geniş bir kullanım alanına sahiptir. Endüstride ise başta PLC ve algılama elemanlarının beslemeleri olmak üzere regüleli, sabit ya da ayarlanabilen DC gerilime ihtiyaç duyulan hemen her yerde karşımıza çıkmaktadır.

Anahtarlama güç kaynaklarının özellikleri:

- Verimleri çok yüksektir.(>%95)
- Güç yoğunlukları yüksektir.
- Tasarımları zordur.
- Çıkış gerilimleri dalgalıdır.
- Cevap verme süresi uzundur.

- Transformatörlü olan türlerinde izolasyon sağlanmaktadır.
- Transformatörlü olan türlerinde çok sayıda çıkış sağlanabilmektedir (Bodur, 2004)

2.3 Anahtarlamalı Güç Kaynaklarının Sınıflandırılması

Çıkış güç katındaki elemanlara göre anahtarlamalı güç kaynakları,

- Diyot ve kondansatörlü
- Endüktans ve tek çıkışlı
- Transformatörlü

olmak üzere üç kısma ayrılır.

Diyot ve kondansatörlü anahtarlamalı güç kaynaklarının,

- Düşürücü
- Yükseltici
- Düşürücü-Yükseltici

olmak üzere 3 türü mevcuttur. Bu kaynaklar, genellikle düşük akımlarda girişten daha yüksek gerilimler elde etmek için kullanılır. İşıtma aletlerinde, sıvı kristal göstergeli saatlerde ve pil gerilimlerinin yükseltilmesinde bu kaynaklar yaygın olarak kullanılmaktadır.

Endüktans ve tek çıkışlı (temel, izolasyonsuz) anahtarlamalı güç kaynaklarının,

- Düşürücü (Buck)
- Yükseltici (Boost)
- Düşürücü-Yükseltici veya Ters Çıkışlı (Buck-Boost)

olmak üzere 3 türü bulunmaktadır. Genel olarak, bu kaynakların tasarımı transformatörlü olanlardan daha kolaydır. Ancak, en önemli dezavantajları giriş ve çıkış arasında toprak izolasyonunun olmamasıdır.

Transformatörlü (izolasyonlu) anahtarlamalı güç kaynaklarının ise,

- Geri Dönüslü (Fly Back)
- İleri Yönlü (Forward)
- Tam Köprü (Full Bridge)
- Yarım Köprü (Half Bridge)
- Push – Pull (Push-Pull)

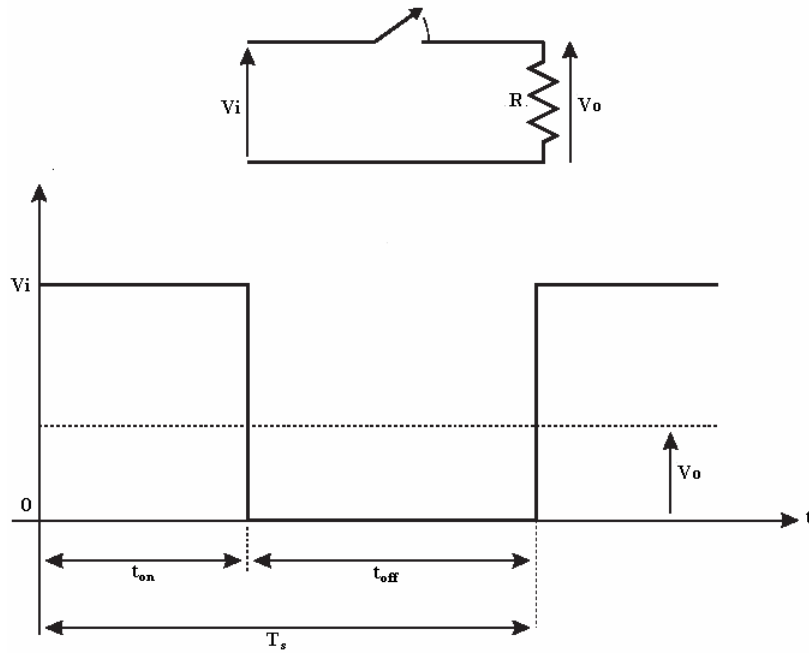
türleri mevcuttur. Bu kaynakların en önemli özelliği, giriş ile çıkış arasında tam izolasyonun sağlanması ve çok sayıda çıkışın elde edilebilmesidir (Bodur, 2004).

3. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ KONTROLÜ

3.1 Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) Tekniği

Anahtarlamalı güç kaynakları, temel olarak anahtarlamalı DC-DC dönüştürücülerdir ve çıkış güç katındaki DC-DC dönüştürücünün topolojisine göre adlandırılırlar. Bununla beraber, anahtarlamalı güç kaynaklarının kontrolü dendiğinde, genellikle DC-DC dönüştürücülerin kontrolü anlaşılmaktadır.

DC-DC dönüştürücülerde, çıkış gerilimi öyle kontrol edilmelidir ki, giriş gerilimi ve çıkış yükü değişse bile, çıkış geriliminin ortalaması istenen değerde olmalıdır. DC-DC dönüştürücülerde, belli değerdeki bir DC gerilimi daha düşük ya da daha yüksek bir DC gerilime dönüştürmek için bir ya da daha fazla anahtar kullanır. Bölüm 2’de bu kontrollü yarı iletken güç elemanının güç anahtarı ya da aktif eleman olarak adlandırıldığı belirtilmişti. Bir DC-DC dönüştürücüde verilen bir giriş gerilimi değeri için çıkış gerilimi, güç anahtarlarının iletimde ve kesimde olduğu sürelerin kontrol edilmesiyle ayarlanır. Şekil 3.1’de temel bir anahtarlamalı DC-DC dönüştürücü gösterilmiştir.



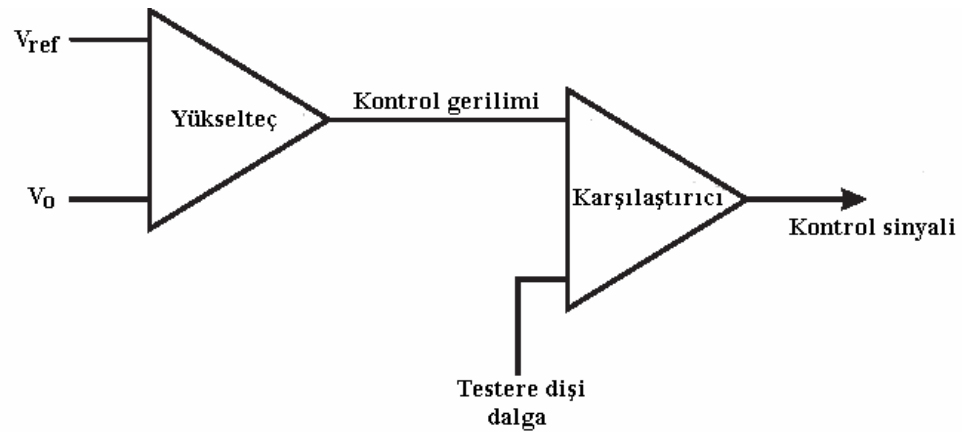
Şekil 3.1 Temel bir anahtarlamalı DC-DC dönüştürücü.

Çıkış gerilimi V_o 'nun ortalama değeri Şekil 3.1’de görüldüğü gibi t_{on} ve t_{off} sürelerine bağlıdır. Çıkış gerilimini kontrol etme yöntemlerinden biri anahtarlamayı sabit frekansta yapmak - ki böylece anahtarlama periyodu da sabit olur ($T_s = t_{on} + t_{off}$) - ve anahtarın iletimde

kalma zamanını ayarlayarak ortalama çıkış gerilimini kontrol etmektir. En çok tercih edilen ve endüstride en yaygın olarak kullanılan Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM - Pulse Width Modulation) tekniği denilen bu yöntemde, anahtarın çalışma oranını ifade eden, bağıl iletim süresi (D) değiştirilir. D, anahtarın iletimde olduğu sürenin, anahtarlama periyoduna oranıdır. Bağıl iletim süresi D'nin kontrolü ile, DC çıkış geriliminin ayarlanması ve bu gerilimin, kaynak gerilimi ile yük akımındaki değişmelere karşı regüle edilmesi sağlanmaktadır (Mohan vd., 1995).

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

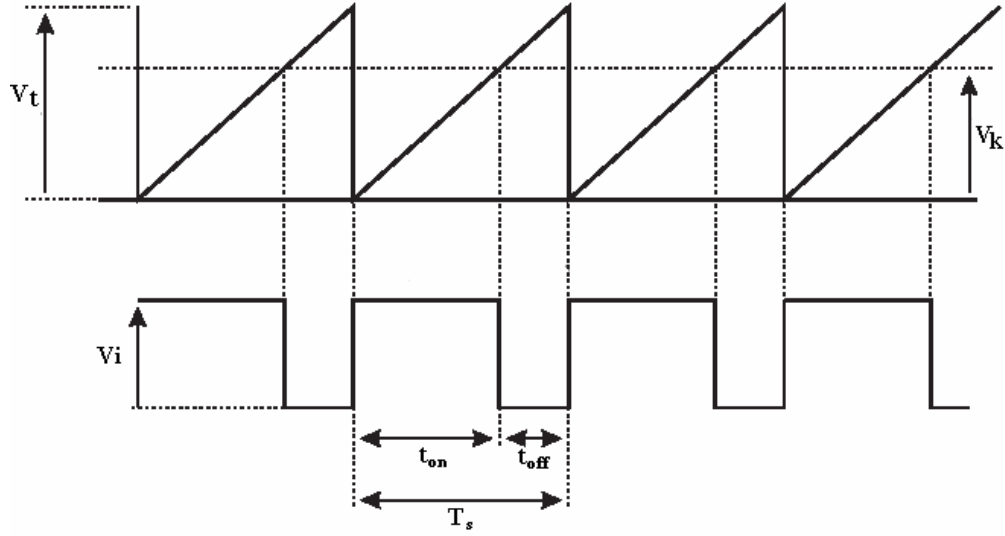
Gerçekleştirilmesi oldukça kolay olan PWM tekniğinde, güç anahtarı kontrol sinyalinin nasıl elde edildiği Şekil 3.2'de görülmektedir.



Şekil 3.2 PWM kontrol sinyalinin üretilmesi.

PWM tekniğinde, istenen bir referans gerilimi (V_{ref}) ile çıkıştan alınan geri besleme gerilimi, bu iki gerilimin farkını bularak bu farkı yükselten, güçlendiren bir yükselteçten geçirilmekte ve böylece kontrol gerilimi (V_k) elde edilmektedir. V_k gerilimi ise, istenen frekansta testere dişi şeklindeki bir gerilimle (V_t), çıkışına lojik 1 ya da lojik 0 veren bir karşılaştırıcı devresi ile karşılaştırılmakta ve bu karşılaştırma işlemi sonucunda güç anahtarı kontrol sinyali üretilmektedir. Burada, referans gerilimi ile DC çıkış geriliminin ayarı, geri besleme giriş gerilimi ile de DC çıkış geriliminin regülasyonu sağlanmaktadır (Bodur, 2003). Tepe değeri sabit olan testere dişi şeklindeki periyodik dalganın frekansı anahtarlama frekansını belirler. PWM kontrolde bu frekans sabit tutularak birkaç kilohertz'den MHz'ler arasındaki bir değere ayarlanabilir. D'yi belirleyen ise kontrol gerilimidir. Şekil 3.3'de kontrolün nasıl sağlandığı

prensip olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.3 PWM kontrolün sağlanması.

Anahtarlama zamanı ile karşılaştırıldığında oldukça yavaş değişen yükseltilmiş kontrol gerilimi, testere dişi dalganın genliğinden büyük olduğu zaman, güç anahtarı kontrol sinyali üretilerek anahtarın ilettime sokulması sağlanır. Aksi durumda anahtar kesimdedir.

DC-DC dönüştürücüler, çalışma sırasında iki farklı durumda olabilirler. Bunlar sürekli akım (CCM- Continuous Current Mode) ve süreksiz akım (DCM- Discontinuous Current Mode) çalışma durumlarıdır. Uygulamada bir dönüştürücü, birbirinden oldukça farklı özellikteki bu iki durumda da çalışabilir. Bu nedenle, dönüştürücü ve kontrol devresi bu iki çalışma durumu dikkate alınarak tasarlanmalıdır (Mohan vd., 1995).

Anahtarlama DC-DC dönüştürücülerin çıkış gerilimi, ayrıca frekans modülasyonu (FM) tekniği ile de kontrol edilebilmektedir. Bu teknikte ise, darbe genişliği sabit tutularak anahtarlama frekansı veya periyot değiştirilerek, bağlı iletim süresi ve böylece DC çıkış gerilimi kontrol edilmektedir. Bu kontrol yöntemi, ancak hafif yük veya geçici rejim şartlarında çalışma gibi zorunlu hallerde ve geçici olarak kullanılmaktadır (Bodur, 2004).

3.2 PWM Kontrol Yöntemi Topolojileri

Topoloji, devreyi oluşturan elemanların, belirli bir çalışma prensibiyle çalışarak, belli bir işlevi gerçekleştirilmesi amacıyla, bir sistematik içerisinde bir araya getirilmesiyle oluşturulan devre modelidir. Bu tanımdan yola çıkarak bir kontrol sistemi topolojisi dendiğinde; hangi

geri beslemelerin nasıl ve ne şekilde algılandığı, bunların ne şekilde değerlendirildiği ve bunların kontrol değişkenlerine ne şekilde etki ettiği gibi temel sorular akla gelmektedir. Bunların yanı sıra kontrol devresinin bütün sistem içindeki durumu ve çalışması, sisteme ait parametreleri nasıl etkilediği de diğer önemli noktalar. Bu bölümde PWM tekniği için kullanılan üç farklı temel topoloji ele alınmıştır. Bu modellerin isimleri ve literatürde yer alan İngilizce karşılıkları aşağıda belirtilmiştir.

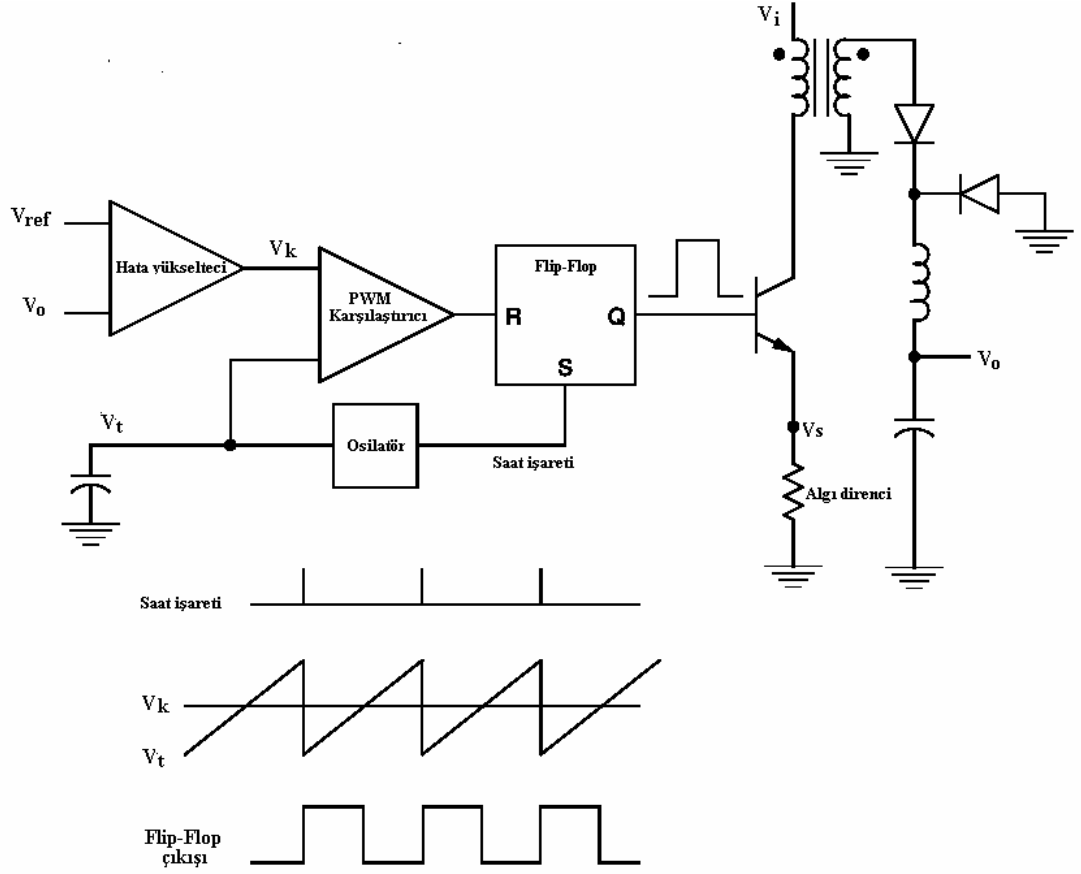
- Gerilim kontrolü (Voltage Mode Control)
- İleri yönde beslemeli gerilim kontrolü (Voltage Feedforward Control)
- Akım kontrolü (Current Mode Control)

Bütün uygulamalar için optimum olan bir kontrol devresi modeli söylemek pek mümkün görünmemektedir. Bununla birlikte en iyi yöntem bu demek de doğru değildir. Yukarıdaki üç topolojinin de bir takım artı ve eksileri bulunmaktadır. Bununla birlikte bazı uygulamalar için gerilim kontrolü cazipken bazıları için de akım kontrolü çok büyük önem taşımakta ve sistemin olmazsa olmazı niteliğini taşımaktadır. Örneğin akım kontrolü diğer iki yönteme kıyasla pek çok üstünlüğe sahiptir ancak bu topoloji beraberinde başka problemleri getirmektedir. Bu önemli hususlar ileride ele alınıp, değerlendirilecektir (Mammano, 1994)

3.2.1 Gerilim Kontrolü

Gerilim kontrolü, en eski ve en basit kontrol topolojisidir. Öyle ki; Bölüm 1’de Darbe Genişlik Modülasyonu tanımı için anlatılanlar aslında gerilim kontrolü topolojisine karşılık gelmektedir. Yani PWM denildiğinde, kastedilen hep gerilim kontrolü olagelmıştır. Şekil 3.2’de prensip şeması gösterilen PWM tekniği, aşağıda Şekil 3.4’te bir anahtarlamalı DC-DC dönüştürücü sistemi içinde gösterilmiştir. Uzun yıllar endüstride başarılı bir şekilde kullanılan bu yöntemde, istenen bir referans gerilimi ile geri besleme geriliminin bir yükseltecten geçirilmesiyle kontrol gerilimi elde edilmekte ve bu gerilim ile istenen frekansta testere dişi şeklindeki bir gerilimin karşılaştırılmasıyla güç anahtarının kontrol sinyali elde edilmektedir.

Gerilim kontrolü yönteminde akım sınırlaması ayrı olarak gerçekleştirilmelidir; çünkü kontrol çevrimi her hangi bir akım sınırlaması ya da ayarlaması yapmamaktadır. Bu yüzden kontrol çevrimi yarı iletken güç elemanını kısa devre akımı gibi aşırı akımlara karşı korumakta yetersiz kalmaktadır (Mammano, 1994).



Şekil 3.4 Gerilim kontrolü ve ilgili dalga şekilleri.

Yukarıdaki şekilde hata yükselteci, girişlerine uygulanan çıkış gerilimi geri beslemesi ile referans geriliminin farkını alıp, bu farkı yükselten bir devredir. PWM karşılaştırıcısı ise, girişindeki V_k kontrol gerilimi ile V_t testere dişi şeklindeki gerilimi karşılaştırarak çıkışına lojik 1 ya da lojik 0 veren bir devredir. Flip-flop çıkışı dalga şeklinden de anlaşıldığı üzere V_k gerilimi karşılaştırıcının eviren ucuna, V_t gerilimi ise evirmeyen ucuna bağlanmıştır. V_k gerilimi, V_t geriliminden büyük olduğunda çıkışa lojik 1 verilmekte, aksi durumda ise çıkış lojik 0 olmaktadır. Çıkışın lojik 1 olması yarı iletken elemanın ilettime geçmesi, lojik 0 olması ise kesimde olması anlamına gelmektedir. S-R flip flopu, R ucu lojik 1 olduğunda çıkışı resetlemekte yani 0 yapmakta, S ucu 1 olduğunda ise çıkışı set etmekte yani 1 yapmaktadır. Şekilde görüldüğü üzere testere dişi şeklindeki gerilim, bir kondansatörün şarj ve deşarjı ile sağlanmaktadır. Bu kondansatöre rampa üretici adı da verilmektedir. Burada üzerinde durulması gereken bir diğer önemli nokta ise saat işaretinin periyodunun da yine bu kondansatörün şarj süresi ile belirlenmesi ve ayarlanmasıdır.

Gerilim kontrolünün avantajları:

- Tek bir geri besleme çevrimi olduğu için tasarım ve analizi oldukça kolaydır.
- Yüksek değerli bir genliğe sahip testere dişi dalga , kararlı bir modülasyon süreci için iyi bir gürültü sınır aralığı sağlamaktadır.
- Düşük empedanslı bir çıkış, çok çıkışlı güç kaynakları için daha iyi bir çapraz regülasyona olanak sağlamaktadır.

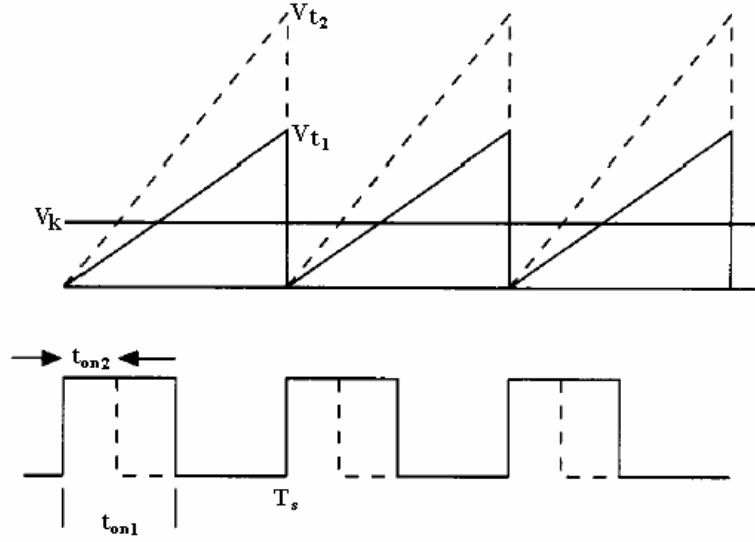
Gerilim kontrolünün dezavantajları:

- Sistemin cevap verme süresi uzundur. Giriş gerilimindeki ya da çıkış akımındaki değişiklik, çıkış gerilimine yansdıktan ve çıkış gerilimi algılanıp kontrol çevrimine geri besleme olarak dahil edildikten sonra değerlendirilip, bağlı iletim süresi ona göre ayarlanmaktadır.
- Çıkış filtresi kontrol çevrimine iki adet kutup ilave etmektedir.
- Çevrim kazancı giriş gerilimi ile değiştiği için kompanzasyon oldukça karmaşık bir hal almaktadır (Mammano, 1994).

3.2.2 İleri Yönde Beslemeli Gerilim Kontrolü

Gerilim kontrolünün en önemli dezavantajlarından birisi, girişteki değişimlere yanıt olarak, çıkışı düzenleyen yavaş bir dinamik başarımla elde edilmesidir. İleri yönde beslemeli gerilim kontrolünde bu sakıncayı ortadan kaldırmak için sabit genlikli bir testere dişi dalga yerine, genliği ve eğimi giriş gerilimiyle orantılı olarak değişen bir testere dişi dalga kullanılmaktadır. Sadece bu değişiklik, gerilim kontrolündeki pek çok sakınca ortadan kalkmaktadır. Açık çevrim hat regülasyonu düzeltilmekte, çevrim kazancı sabit olmakta, giriş gerilimindeki değişimlere ani ve mükemmel şekilde cevap verilmektedir. Bununla birlikte çıkış filtresine ait kutupların, normal kontrol çevrimi band genişliğinin daha üstünde bir aralıkta yer almasına olanak sağlayan yüksek frekanslarda çalışma yeteneğini sisteme kazandırmaktadır.

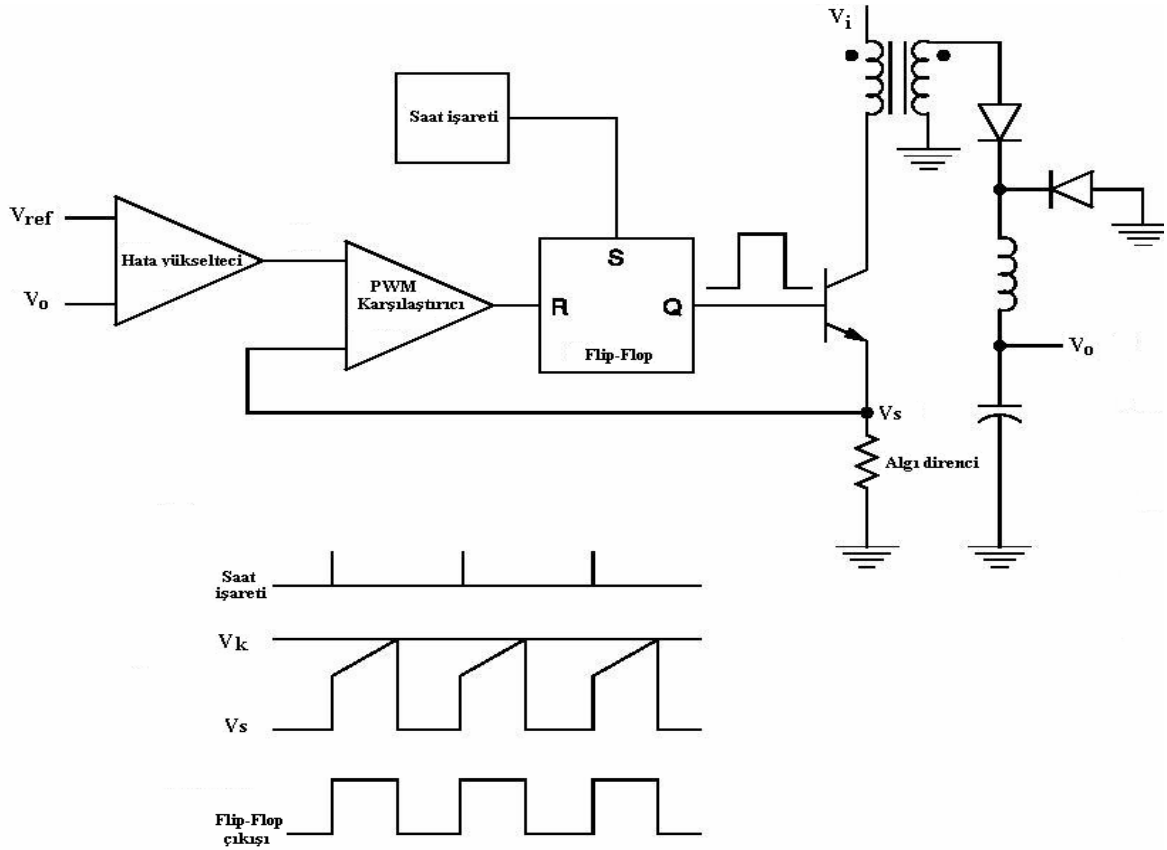
Aşağıda Şekil 3.5'te ileri yönde beslemeli gerilim kontrolünde PWM kontrolünün nasıl gerçekleştirildiğine dair dalga şekilleri gösterilmiştir. V_{t1} genlikli testere dişi dalga için iletim süresi t_{on1} , daha büyük olan V_{t2} genliğine sahip testere dişi dalga içinse iletim süresi t_{on2} olmaktadır. Görüldüğü üzere bağlı iletim süresi hızlı bir şekilde değiştirilmektedir. Testere dişi dalganın giriş gerilimiyle orantılı değişmesi bağlı iletim süresinin giriş gerilimindeki değişime karşı çok hızlı bir şekilde cevap vermesini sağlamaktadır. (Mammano, 1994).



Şekil 3.5 İleri yönde beslemeli gerilim kontrolüne ait dalga şekilleri.

3.2.3 Akım Kontrolü

Akım kontrolü gerilim kontrolüne göre oldukça yeni bir kontrol metodudur. Gerilim kontrolündeki çok önemli dezavantajların hepsinin, akım kontrolü ile tamamen ortadan kaldırılması tasarımcıları akım kontrolü konusunda çalışmaya motive eden en önemli etkidir. Şekil 3.6'da görüldüğü gibi, akım kontrolünde, gerilim kontrolünden farklı olarak ilave bir iç çevrim kullanılmaktadır. Bu iç çevrim vasıtasıyla endüktans akımı ya da yarı iletken güç anahtarı akımı algılanmakta ve akım geri beslemesi olarak tüm kontrol çevriminde etkili olmaktadır. Üzerinden endüktans akımının ya da yarı iletken güç anahtarı akımının geçtiği bir algı direnci, üzerinde oluşan gerilim ile PWM karşılaştırıcısına bağlanmaktadır. Karşılaştırıcının diğer ucuna ise tıpkı gerilim kontrolünde olduğu gibi dış çevrimden elde edilen V_k kontrol gerilimi bağlanmaktadır. Bu kontrol gerilimi, çıkış gerilimi geri beslemesi ile referans geriliminin hata yükseltecinden geçirilmesiyle elde edilmektedir. Yarı iletken güç anahtarı her çevrim başında osilatörün saat işareti ile ilettime sokulmaktadır. Ve osilatör frekansı gerilim kontrolünde olduğu gibi, bir kondansatörün şarj süresine bağlı olmayıp, sistemin diğer elemanlarından tamamen bağımsızdır. Diğer önemli bir nokta ise, değeri doğrudan endüktans ya da yarı iletken güç anahtarı akımına bağlı olan algı direnci gerilimi V_s , kontrol gerilimi V_k tarafından ayarlanan eşik değere ulaşır ulaşmaz anahtar kesime sokulmaktadır. Bu ise; dış çevrime ait olan V_k kontrol geriliminin, iç çevrime ait olan V_s algı gerilimini kontrol ederek endüktans akımını doğrudan kontrol ettiğini göstermektedir (Mammano, 1994).



Şekil 3.6 Akım kontrolü ve ilgili dalga şekilleri.

Akım kontrolünün avantajları:

- Endüktans akımının eğimi, giriş gerilimi ile çıkış geriliminin farkına bağlı olduğu için; giriş gerilimindeki değişimlere geç cevap verilmesi, giriş gerilimindeki değişimlerden kaynaklanan kazanç değişimleri ve sistem cevabının gecikmesi problemleri ortadan kaldırılmaktadır.
- Sistemde endüktans akımı, akım geri beslemesi olarak kullanıldığı için, çıkış endüktansının etkisi en aza indirilmekte dolayısıyla çıkış filtresi, kontrol çevrimine tek kutup ilave etmektedir. Bu da daha kolay bir kompanzasyon ve daha yüksek bir kazanç band genişliği anlamına gelmektedir.
- Darbeli akım sınırlama (pulse-by-pulse current limiting) özelliğine sahiptir. Ve birden fazla paralel bağlı çıkış güç ünitelerinde yük paylaşımı daha kolaydır.

Akım kontrolü, sunduğu avantajlar ve diğer iki topolojiye göre sahip olduğu üstünlüklere rağmen kendine özgü bir takım problemleri de beraberinde getirmektedir. Tasarım sürecinde, bu problemlerin üzerinde durulması ve çözülmesi gerekmektedir. Aşağıda akım kontrolünün dezavantajları belirtilmiştir.

Akım kontrolünün dezavantajları:

- Devre analizini daha da zorlaştıran iki kontrol çevrimi mevcuttur.
- Eğim kompanzasyonu sisteme dahil edilmediği takdirde %50'nin üzerindeki bağlı iletim sürelerinde kontrol çevrimi kararsız hale gelmektedir.
- Kontrol modülasyonu çıkış akımından elde edilen işarete bağlı olduğu için, güç katındaki rezonanslar kontrol çevrimine gürültüler katmaktadır.
- Yük regülasyonu oldukça kötüdür. Birden fazla çıkış olduğu durumda çapraz regülasyonun istenen değerlerde elde edilebilmesi için kuplajlı endüktanslar kullanılmalıdır (Mammano, 1994).

3.2.4 Sistem İçin En Uygun Kontrol Topolojisinin Seçimi

Yukarıda anlatılanlar dikkate alındığında ileri beslemeli gerilim kontrolü en optimum çözüm gibi görünse de, bu; akım kontrolünün, öneminin ve üstünlüğünün tamamen göz ardı edilebileceği anlamına gelmemektedir. Hangi topolojinin en optimum çözüm olduğu gerçekleştirilecek uygulamaya bağlıdır. Aşağıda bu hususta dikkate alınacak bazı noktalar belirtilmiştir.

Eğer,

- Güç kaynağının çıkışı bir akım kaynağı gibi kullanılacaksa ya da çok yüksek bir çıkış gerilimine sahip olacaksa
- Belirli bir frekanstaki en hızlı dinamik cevap isteniyorsa
- Giriş gerilimi değişimi oldukça sınırlı olacaksa
- Yük paylaşımının olacağı paralel çalışmalı modüler uygulamalar yapılacaksa
- Transformatör akı dengesinin önemli olduğu Push-Pull devresi tasarlanacaksa
- En az elemanın kullanılacağı düşük fiyatlı uygulamalar gerçekleştirilecekse

akım kontrolü tercih edilmelidir.

Eğer,

- Giriş gerilimi ya da çıkış akımı aralığı çok genişse
- Özellikle akım eğiminin kararlı PWM çalışması için aşırı derecede dar olduğu düşük giriş gerilimi ve hafif yük koşullarında çalışacaksa
- Akım dalga şekli üzerindeki gürültünün zor kontrol edilebileceği yüksek güçlü ve/veya yüksek gürültülü uygulamalar yapılacaksa
- Çok iyi çapraz regülasyona sahip çok çıkışlı uygulamalar gerçekleştirilecekse

- Sekonder regülatörü olarak doyumlu reaktörler kullanılacaksa
- İki kontrol çevriminin ve/veya eğim kompanzasyonunun getireceği zorluklardan kaçınılacaksa

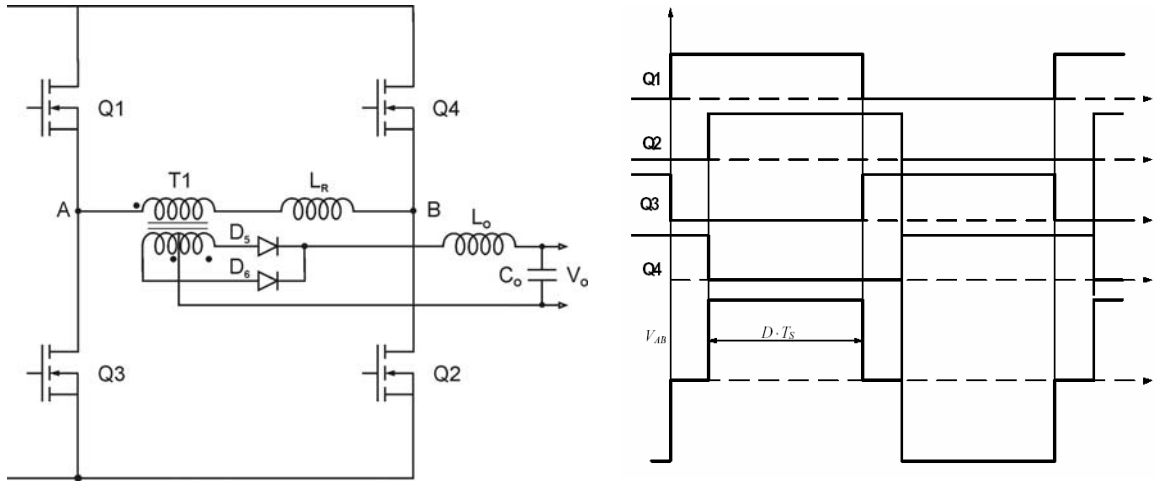
gerilim kontrolü ya da ileri beslemeli gerilim kontrolü tercih edilmelidir (Mammano, 1994).

3.3 Faz Kaydırmalı PWM Metodu

3.3.1 Tanım ve Faz Kaydırmalı PWM Kavramı

Faz kaydırmalı PWM, tam köprü DC-DC dönüştürücülerde, güç anahtarlarının yumuşak anahtarlama ile iletme girmelerini sağlamak için kullanılan özel bir kontrol tekniğidir. Bu teknik, yüksek frekanslarda transformatör kayıplarını ölçme amacıyla kullanılmış (Carsten, 1986), daha sonra tam köprü güç kaynağı uygulamalarında kontrol amaçlı kullanılarak (Sabate vd., 1991), yine o uygulamalardan birisinde “Faz kaydırmalı PWM” olarak adlandırılmıştır (Fisher vd., 1988).

Tam köprü DC-DC dönüştürücülerde dört adet güç anahtarı bulunmaktadır. Klasik sistemde aynı anda iletme sokulan Q_1 ve Q_2 ile Q_3 ve Q_4 , faz kaydırmalı PWM tekniğinde, aralarında bir gecikme bırakılarak iletme sokulurlar. Şekil 3.7’de görüldüğü üzere Q_1 ve Q_2 aynı anda



Şekil 3.7 Tam köprü DC-DC dönüştürücü devre şeması ve anahtarlara ait sürme sinyalleri.

iletme sokulmayıp; Q_1 güç anahtarı iletme sokulduktan bir süre sonra Q_2 'nin tetikleme sinyali verilip, eleman iletme sokulmaktadır. Aynı durum Q_3 ve Q_4 için de geçerlidir.

Anahtarlar arasındaki bu gecikme yani faz farkı çıkıştan alınan geri beslemelere göre kontrol devresi tarafından sağlanmaktadır. Güç anahtarlarının bağıl iletim süreleri % 50 olup sabittir.

Faz kaydırmalı PWM kontrole ait olan etkin bağıl iletim süresi ise, bu faz farkı tarafından belirlenmektedir. Alt ya da üst koldan iki elemanın aynı anda iletimde olduğu süre, anahtarlama periyodunun t_{off} olarak gösterilen kapalı kalma kısmıdır. Bu kısım, istenen çıkış gerilimini elde etmek için kontrol edilerek, gerilim regülasyonu sağlanmış olur. Faz kaydırmalı PWM, gerilim ya da akım kontrolü uygulanarak gerçekleştirilebilir. Gerilim kontrolünde gerilim geri beslemesi, akım kontrolünde ise hem gerilim hem akım geribeslemesi değerlendirilerek gerekli faz farkı sağlanır. Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü Bölüm 5’de ayrıntılı olarak incelenecektir.

3.3.2 UC3875 Entegresi ile Faz Kaydırmalı PWM Metodunun Gerçekleştirilmesi

Pek çok üstün özelliğe sahip UC3875 entegresi, faz kaydırmalı PWM kontrolü için üretilmiş özel bir entegre olup; faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü uygulamalarında, tasarımcıların ilk tercihi olagelmıştır. Daha sonra UC3879 ve UC3895 modelleri de geliştirilmiştir. Bu iki entegrenin daha üstün özellikleri olmakla birlikte, bu bölümde sadece, bunlara temel oluşturan UC3875 entegresi, özellikleri, yapısı, pin fonksiyonları ve çalışması ele alınarak ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir.

3.3.2.1 UC3875 Entegresinin Temel Özellikleri

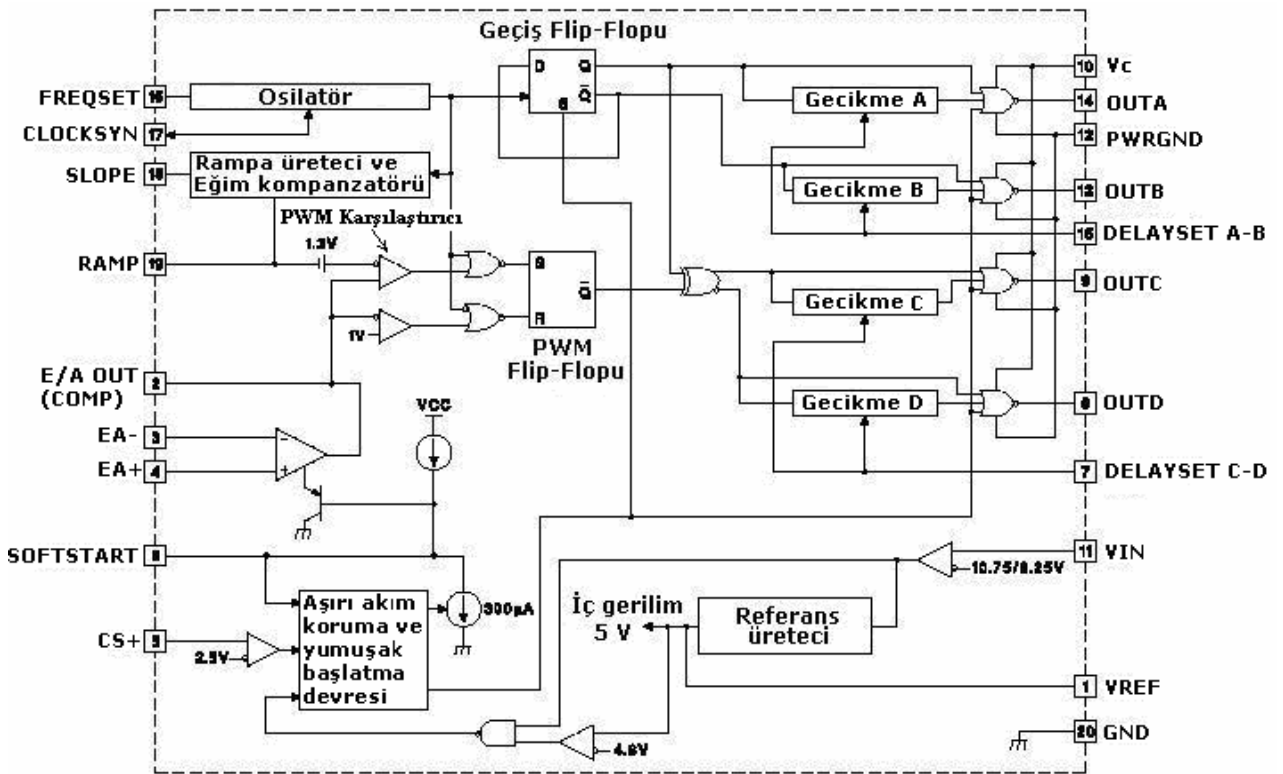
Aşağıda UC3875 entegresine ait temel özellikler sıralanmıştır:

- 0 ile %100 bağıl iletim süresini sağlayabilme.
- Gerilim ve akım kontrolü topolojilerine uygunluk.
- 4 adet 2 A’lik çıkışlara sahip olma
- 2 MHz anahtarlama frekansında çalışabilme.
- Yumuşak başlangıçla çalışma.
- Aşırı akım korumasına sahip olma.
- Düşük başlangıç akımı değeriyle -150µA- 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 entegresi, en fazla 20 V besleme gerilimiyle çalışabilmektedir. En uygun besleme gerilimi ise 12 V'tur. Çıkışında ortalama 0.5 A, darbe olarak da $0.5\mu s$ 'de 3 A DC akım verebilmektedir. Entegrenin besleme ve toprak uçları dışında kalan pinleri en fazla 5.3 V'luk gerilime dayanabilmektedir. Entegrenin dayanabileceği maksimum jonksiyon sıcaklığı ise 150 °C'dir. Entegreye ait diğer parametreler ve bilgiler veri sayfasında mevcuttur (Unitrode, 1999).

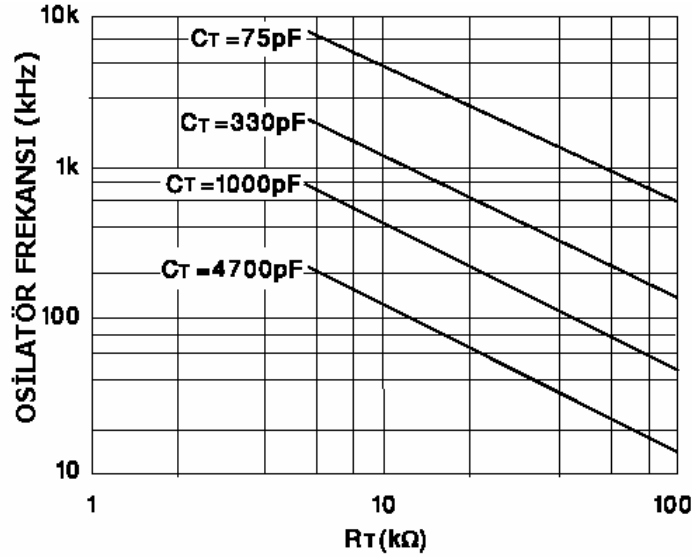
3.3.2.2 UC3875 Entegresinin Yapısı

Şekil 3.8'de UC3875 entegresinin blok diyagramı gösterilmiştir. Entegreyi oluşturan temel birimler, osilatör, rampa üretici ve eğim kompanzatorü, PWM ve geçiş Flip-Flopları, hata yükseltici, yumuşak başlatma ve aşırı akım koruma devreleri ile çıkış sinyalleri arasında bırakılacak ölü zamanları ayarlayan gecikme devreleridir. Aşağıda bu birimler hakkında bilgi verilmiştir.



Şekil 3.9 UC3875 entegresi blok diyagramı.

Osilatör: NPN transistörlerden oluşan osilatör, 2 MHz'e kadar çalışabilmektedir. Ancak pratikte 1 MHz'e kadar çalıştırılması tercih edilir. Osilatör frekansı, FREQSET pinine bağlanan R_T ve C_T elemanlarıyla belirlenir. Osilatör çıkışındaki anahtarlama frekansındaki sinyal, entegre içindeki Flip-Flop'ları sürer. Şekil 3.9'da, FREQSET pinine bağlanan R ve C elemanlarına göre osilatör frekansının alacağı değer görülmektedir.

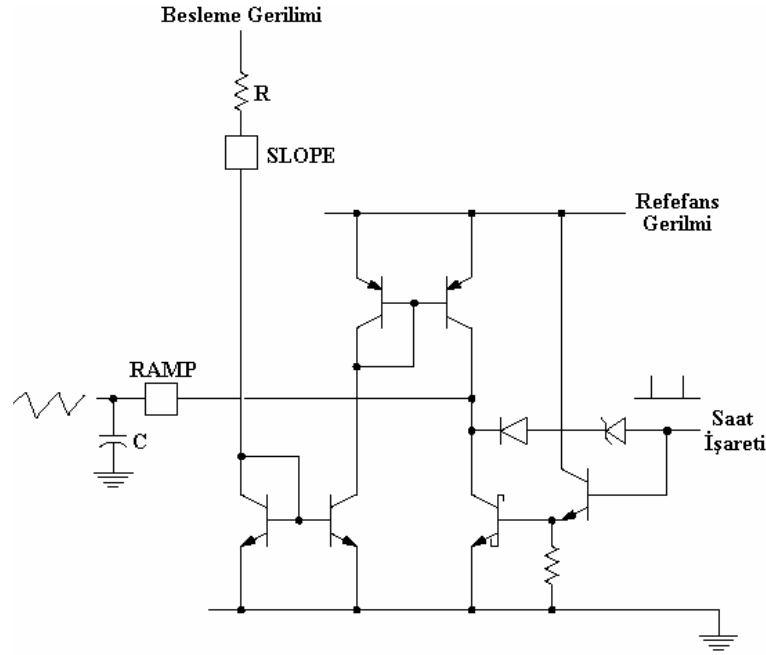


Şekil 3.9 Osilatör frekansının FREQSET pinine bağlanan R ve C değerine göre değişimi.

Rampa Üretici: Bu birim, entegrenin hangi kontrol topolojisini sağlayacağını belirleyen kısımdır. Gerilim kontrolünde, SLOPE pinine sabit bir gerilim kaynağı ile beslenen bir direnç ve RAMP pinine ise bir kondansatör bağlanır. Bu kondansatörün şarj ve deşarj olmasıyla, sabit eğimli bir rampa gerilimi elde edilir. Şekil 3.10' da gerilim kontrolü topolojisiyle çalışan rampa üretici devre şeması gösterilmiştir.

SLOPE pinine bağlanan direnç, güç kaynağının giriş gerilimi tarafından beslendiği durumda ise ileri beslemeli gerilim kontrolü sağlanmış olur. Bu durumda değişken eğimli bir rampa gerilimi elde edilir. SLOPE pini toprağa bağlanarak, RAMP pinine doğrudan geri besleme olarak algılanan akım verildiğinde ise akım kontrolü gerçekleşir.

Hata Yükseltici: Bu bölümün işlevi, çıkıştan alınan gerilim geri beslemesi ile bir referans gerilimini karşılaştırmak ve farkı yükselterek PWM karşılaştırıcısına vermektir. Yüksek frekanslı uygulamalarda osilatörün performansının yanı sıra, işaret akışında gecikmeleri en aza indirmek için; sistemdeki hata yükseltcinin geniş bir bant genişliğine sahip olması da önemlidir. Anahtarlama frekansı yüksek olduğu için; hata yükseltci, güç kaynağına bağlı dışarıdan gelen uyarılara hızlı cevap verebilmelidir.



Şekil 3.10 Rampa üretici devre şeması.

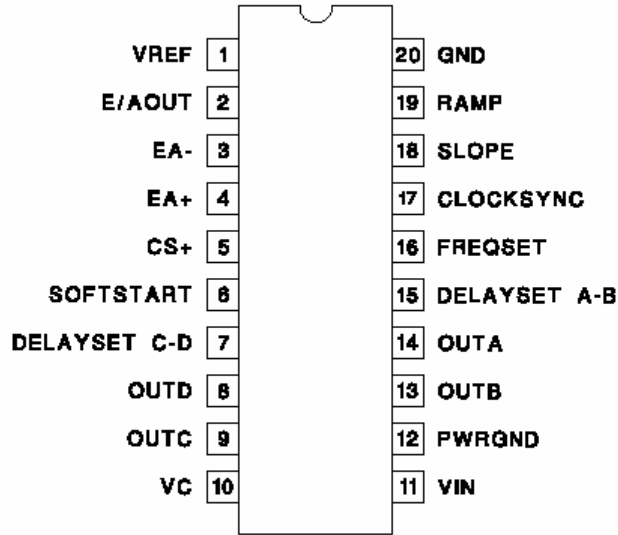
Çıkış Katları: Entegrenin çıkışları yüksek hızlı “totem pole” sürme özelliğine sahiptir. Bu özellik entegrenin yaklaşık 50 ns 3 A’lık bir pik akım verebilmesini sağlar. Çıkış katında bulunan 4 adet NPN transistör lojik devreden gelen sinyali kuvvetlendirmektedir. Çıkış sinyalleri arasındaki ölü zamanların bağımsız olarak programlanabilmesini sağlayan gecikme devreleri de çıkış katında bulunur. Arzu edilen ölü zaman değeri, DELAYSET pinine bağlanan bir dirençle ayarlanır. Ölü zaman, 50-400 ns aralığında ayarlanmaktadır. İstenen ölü zaman için bağlanması gereken direnç değeri aşağıdaki eşitlik yardımıyla hesaplanır (Mammano, 1991a).

$$t_D = 25 \cdot 10^{-12} R_D \quad (4.1)$$

3.3.2.3 UC3875 Entegresinin Pin Fonksiyonları

VREF: Bu pin 5 V’ luk bir referans gerilimi sağlar. 60 mA’lık akım verebilen bu pinin gerilimi, 4.75 V değerinin altında kaldığı sürece entegre aktif olarak çalışmaya başlamaz. İyi bir çalışma için, VREF pini 0.1 µF’lık bir kondansatör ile toprak noktasına bağlanmalıdır.

E/A OUT: Hata yükseltecinin çıkışı olan bu pin, ayarlanacak faz farkı için kilit rol oynamaktadır; çünkü bütün geribeslemelere bağlı kontrol devresi kazancı burada belirlenir. Bu pinin gerilimi 1 V’un altına düştüğünde 0° faz farkı sağlanır. Oldukça düşük bir sürme akımı kapasitesine sahiptir.



Şekil 3.11 UC3875 entegresi bağlantı şeması.

EA- : Hata yükseltecinin eviren ucudur. Güç kaynağı çıkış gerilimini algılayan gerilim bölücü dirençler bu pine bağlanır.

EA+ : Hata yükseltecinin evirmeyen ucudur. Bu uç genellikle bir referans gerilimine bağlıdır. Bu pinin gerilimi, eviren uçla algılanan güç kaynağı çıkış gerilimi ile karşılaştırılır.

CS+ : Entegreye ait akım algı ucudur ve aşırı akım korumasını sağlar. Bu pinin gerilimi, 2.5 V'u aştığında, çıkışlar kapatılır.

SOFTSTART: Entegrenin yumuşak başlangıçla çalışma özelliğini kontrol eden ucudur. Uygulamalarda bu pine 1 μ F'lık bir kondansatör bağlanır.

DELAYSET C-D: C ve D çıkışları arasında bırakılacak ölü zaman ayarı, bu pine bağlanacak olan R_D direnci ile yapılır.

OUT A - OUTD: Güç anahtarları için %50 bağlı iletim süresine sahip tetikleme sinyallerinin verildiği çıkışlardır. A ve B, C ve D çıkışları tam köprüye ait kolların sinyal çiftlerini oluşturur.

VC: Entegrenin çıkış katlarını besleyen gerilim bu pine verilir. Gerilim değeri 3 V'tan büyük olmalı, en iyi performans içinse 12 V'u geçmelidir. Bu gerilim kaynağı mutlaka kondansatörlerle toprak noktasına bağlanmalıdır.

VIN: Entegrenin içindeki analog ve lojik devreleri besleyen gerilim, bu pine verilir. Normal çalışma için gerilim değeri 12 V olmalıdır. Bu gerilim kaynağı da mutlaka kondansatörlerle

toprak noktasına bağlanmalıdır.

PWRGND: Çıkış katlarına ait toprak noktasıdır. Güç devresi toprağı olarak da adlandırılabilir.

GND: Bütün gerilimlerin ölçüldüğü referans toprak noktasıdır. Sinyal toprağı olarak da adlandırılabilir. Güç devresi toprağı ile sinyal toprağı ortak bir noktada birleştirilerek kullanılabilir.

DELAYSET A-B: A ve B çıkışları arasında bırakılacak ölü zaman ayarı, bu pine bağlanacak olan R_D direnci ile yapılır. A ve B ile C ve D çıkışları için farklı R_D değerleriyle, farklı ölü zaman ayarı yapmak mümkündür. Böylece tam köprüye ait yarım kollardaki ölü zamanlar yani bir güç elemanının kesime girmesi ile diğerinin iletme girmesi arasında bırakılacak gecikme zamanları birbirinden bağımsız olarak ayarlanmış olur.

FREQSET: Bu pine bağlanan R ve C ile osilatör frekansı belirlenir.

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

SLOPE: Bölüm 3.3.2.2’de anlatıldığı üzere bu pine bir direnç bağlanarak ya da pin toprağa bağlanarak kontrol topolojisi belirlenir.

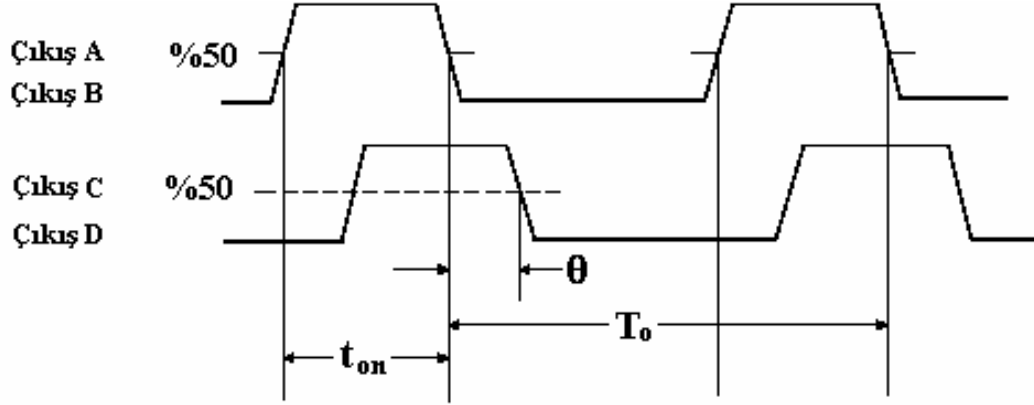
RAMP: Bu pin, PWM karşılaştırıcısının giriş uçlarından birisidir ve bölüm 3.3.2.2’de anlatıldığı üzere, bu pine bir kondansatör bağlanarak ya da doğrudan akım işareti verilerek kontrol topolojisi belirlenir. Ayrıca akım kontrolü topolojisi kullanıldığında bu pin eğim kompanzasyonu için de kullanılır.

RAMP girişi ile PWM karşılaştırıcı arasındaki 1.3 V’luk offset geriliminden dolayı; hata yükselteci çıkış gerilimi rampa pik gerilimini aşamaz ve bağlı iletim süresi uygun R ve C değerleriyle belli bir değerde sabitlenir (Mammano, 1991b; Unitrode, 1999).

3.3.2.4 UC3875 Entegresinin Çalışma Prensibi

UC3875 entegresinde osilatör devresi ile anahtarlama frekansında bir işaret üretilerek, bu işaretle geçiş Flip-Flopu’u sürülür. Bu Flip-Flop’un çıkışları A ve B çıkış katlarını çalıştırır. Aynı anda C ve D çıkış katlarının çalışmasında görev alan EXOR kapısını da tetikler. Faz farkını belirleyecek olan geri beslemeler, kontrol topolojisine bağlı olarak, hata yükselteci ve

rampa üretici kullanılarak değerlendirilir ve bir PWM karşılaştırıcısına verilir. Bu karşılaştırıcı EXOR kapısına bağlı olan PWM Flip-Flop'unu sürer. EXOR kapısının çıkışları ise; C ve D çıkış katlarını sürer. Böylece C ve D çıkış sinyalleri alınan geri beslemelere bağlı olarak A ve B'ye göre belli bir faz farkı ile verilmiş olur (Mammano, 1991b). Şekil 3.8'de çıkış sinyalleri ve aralarındaki faz farkı gösterilmiştir.

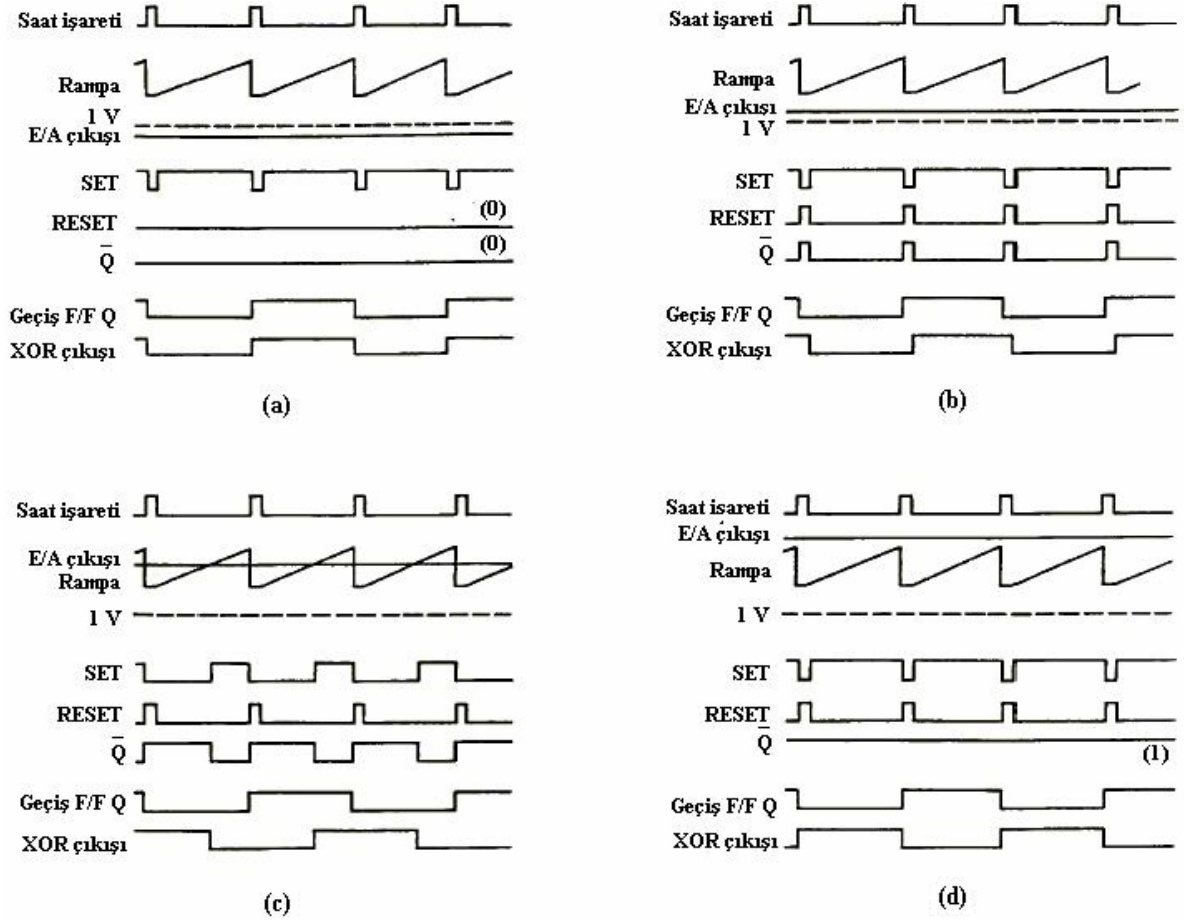


Şekil 3.12 UC3875 entegresi çıkış sinyalleri ve aralarındaki faz farkı.

Faz farkı θ ile gösterilmiştir. $\theta=0^\circ$ iken bağıl iletim süresi %100 olup, çıkış gerilimi maksimum olmakta; $\theta=180^\circ$ olduğunda ise bağıl iletim süresi sıfıra eşit olup, çıkış gerilimi sıfır olmaktadır.

Faz kaydırmalı PWM metodunda, bağıl iletim süresinin %100'e ulaşması en önemli noktalardan birisidir. Çıkış darbelerinin geniş olması daha düşük akım pikleri anlamına gelir. Bunun yanısıra çıkışa güç aktarımının olmaması istendiği durumlarda da anahtarlama devam eder. Yapılması gereken faz farkının 180° olarak ayarlanmasıdır. Sonuç olarak, etkin ve iyi bir kontrol için ayarlayıcı devrenin 0° - 180° faz farkı oluşturabilmesi gerekmektedir.

Aşağıda Şekil 3.13'de hata yükselteci çıkış gerilimine göre dört farklı faz modülasyonu durumu görülmektedir. Geçiş Flip-Flop'una ait Q çıkışı ile EXOR çıkışı arasındaki faz farkı kollarındaki faz farkını da göstermektedir. Çıkış gerilimi geri beslemesi ve referans geriliminin farkını alarak kuvvetlendiren hata yükseltecinin çıkışı, tetikleme sinyalleri arasındaki faz farkını doğrudan etkilemektedir.



Şekil 3.13 Değişik V_{EA} değerleri için faz modülasyonları (a) $V_{EA} < 1 \text{ V}$ $\theta = 0^\circ$
 (b) $1 \text{ V} < V_{EA} < \text{Rampa alt sınırı}$ c) $\text{Rampa alt sınırı} < V_{EA} < \text{Rampa üst sınırı}$
 (d) $V_{EA} > \text{Rampa üst sınırı}$ $\theta = 180^\circ$.

4. YUMUŞAK ANAHTARLAMA TEKNİKLERİ

4.1 Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı

Anahtarlama, temel olarak bir güç elemanının iletim ve kesime girme işlemleridir. Anahtarlama işlemlerinde, güç anahtarının akım ve geriliminin üstüste binmesiyle oluşan anahtarlama kayıpları yanında, güç diyodunun ters toparlanma kaybı ve güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj kaybı da oluşmaktadır. Bu anahtarlama kayıplarının hepsi anahtarlama frekansı ile doğru orantılıdır. Ek bir düzen kullanılmadan doğal olarak gerçekleşen anahtarlamalara Sert Anahtarlama (HS) denilmektedir.

Sert anahtarlama ile çalışan devrelerde, anahtarlama kayıpları arttıkça, kullanılan güç elemanlarının nominal değerleri ile soğutucu ve soğutma sisteminin boyutları da artar. Sonuç olarak, devrenin hacmi ile maliyeti artar ve güç yoğunluğu düşer. Bununla beraber, anahtarlama işlemleri sırasında, büyük değerli olan akım ve gerilim yükselme hızları, yüksek değerli Elektromanyetik Girişimi (EMI) ve Radyofrekans Girişimi (RFI) gürültülerine neden olur. Bu gürültüler ise, kontrol ve haberleşme sinyallerini bozar.

Sert anahtarlama'daki bu problemlerin çözülmesi arzusu Yumuşak Anahtarlama (SS) kavramını ortaya çıkarmıştır. Yumuşak anahtarlama, temel olarak, anahtarlama kayıpları ile EMI gürültünün özel düzenlerle yok edilmesi veya en aza indirilmesi şeklinde tanımlanır. Yayınlarda stres azaltma, bastırma, yük hattını şekillendirme gibi terimlerle de ifade edilen yumuşak anahtarlama, anahtarlama esnasında, elemanın maruz kaldığı akım ve gerilim değerleri ile akım ve gerilim yükselme hızlarının bastırılması, akım ve gerilim değişimlerinin şekillendirilmesi, anahtarlama kayıpları ile EMI gürültünün azaltılması ve anahtarlama enerjisinin yüke veya kaynağa transfer edilmesi fonksiyonlarını kapsar. Yumuşak anahtarlama amacıyla geliştirilen ve dönüştürücülerin temel bir parçası olmayan ilave düzen ve devrelere ise bastırma hücreleri denilmektedir.

Bastırma hücreleri, klasik ve modern olarak iki gruba ayrılır. Bu hücreler arasındaki temel fark, modern hücrelerin bir kısmı rezonansa sahip olmalarıdır. Bu rezonans, sadece anahtarlama işlemleri sırasında etkili olan geçici, periyodun tümüne yayılmayan ve yük akımından bağımsız bir rezonanstır. Kısmi rezonans, temel olarak, bastırma işleminin kısa süreli ve mükemmel olması ile bastırma enerjisinin geri kazanılmasını sağlar.

Bastırma hücreleri, dönüştürücünün ana anahtar ve ana diyodu üzerinde ilave akım ve gerilim streslerinin veya ek kayıpların oluşmasına neden olabilir. Bu ek kayıplar yok edilmeli veya en

düşük seviyelerde tutulmalıdır. Ayrıca, bu hücrelerin çalışması güç anahtarının iletim ve kesime girme sürelerinin dışına taşınabilir. Bu taşmalar minimum seviyelerde kalmalı, böylece bastırma hücresi PWM kontroluna mani olmamalı ve dönüştürücü değişken veya hafif yüklerde de çalışabilmelidir. İlave olarak, bastırma hücreleri dönüştürücünün karmaşıklık ve fiyatını arttırabilir. Bu artışlar da düşük seviyelerde kalmalıdır.

Yumuşak anahtarlama veya bastırma hücrelerinde nihai amacın devrenin güç yoğunluğunun arttırılması olduğu daima göz önünde tutulmalıdır. Bir bastırma hücresinin seçilme kararı, bu hücrenin sağladığı bütün yumuşak anahtarlama yararları ile bu hücrenin neden olduğu ek külfetler iyice karşılaştırılarak verilmelidir.

Yumuşak anahtarlama istenen fonksiyonlar, genel olarak aşağıda sıralanmıştır. Bu fonksiyonların çoğu birbirine bağlı veya birbirinin tamamlayıcısı niteliğindedir.

- Anahtarlama geçişleri esnasında akım ve gerilimin üstüste binmesini azaltmak.
- Akım ve gerilimin yükselme hızlarını sınırlamak.
- Yük hattı akım ve gerilim değişimlerini düzenlemek.
- Anahtarlama enerji kayıplarını bastırmak.
- EMI ve RFI gürültülerini bastırmak.
- Anahtarlama enerjilerini geri kazanmak.
- Çalışma frekansını yükseltmek.
- Peryodun büyük bir kısmında PWM çalışmayı korumak.
- Hafif yüklerde de yumuşak anahtarlama sürdürmek.
- Devrenin boyut ve maliyetini düşürmek.
- Devrenin verim ve güç yoğunluğunu arttırmak.

DC-DC dönüştürücülerde, iletim ve kesim durumlarındaki akım ve gerilim değişimlerinde dalgalanmalar olmadığından, sirkülasyon enerjisi veya reaktif enerjinin de olmadığı söylenebilir. Bu durum ise, anahtarlama işlemleri dikkate alınmadığında, bu devredeki güç yoğunluğunun çok yüksek olduğunu gösterir. Ayrıca, anahtarlama frekansı yükseldikçe, endüktans ile kapasitans değerleri orantılı olarak düşer ve güç yoğunluğu daha da artar. Ancak, frekans yükseldiğinde, anahtarlama enerjisi kayıpları ve EMI gürültü de artmaktadır. Bu nedenle, endüstride yaygın olarak kullanılan PWM DC-DC dönüştürücülerin gelişimi, anahtarlama problemlerinin çözümüne dayalıdır. Bu yüzden yumuşak anahtarlama teknikleri, anahtarlama kayıplarını düşürerek, çalışma frekansının arttırılmasına olanak sağladığı için PWM DC-DC dönüştürücülerin gelişiminde çok önemli bir role sahiptir. Ve

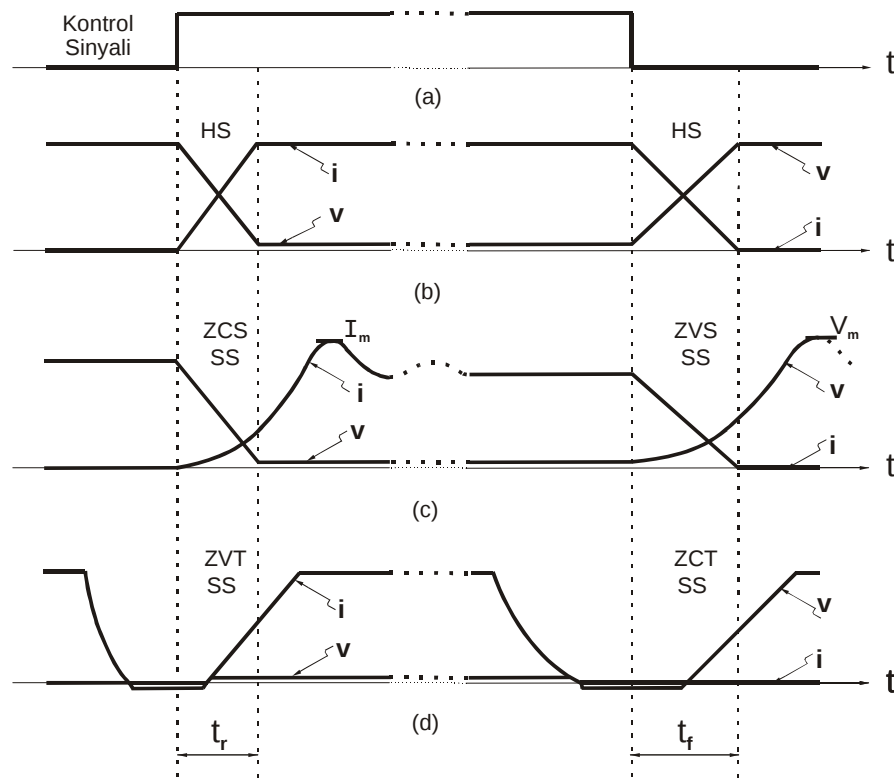
akademik ve endüstriyel çalışmalarda her geçen gün artan bir şekilde cazibesini sürdürmektedir (Bodur, 2003).

4.2 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri

Yumuşak anahtarlama teknikleri, genel olarak,

- Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)
- Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)
- Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)
- Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)

şeklinde 4 genel gruba ayrılır. Şekil 4.1’de, bir anahtarlama elemanının kontrol sinyali ile sert anahtarlama (HS) ve yumuşak anahtarlama (SS) teknikleriyle ilgili temel dalga şekilleri görülmektedir. ZCS ile ZVS temel ve ZCT ile ZVT ileri yumuşak anahtarlama teknikleridir.



Şekil 4.1 (a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b) HS (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri.

4.2.1 Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)

Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS), iletme girme işleminde gerçekleştirilen bir SS tekniğidir. Bu teknikte, temel olarak güç anahtarına küçük değerli bir endüktans seri bağlanarak, iletme girme işleminde elemandan geçen akımın yükselme hızı sınırlanır. Böylece, akım ile gerilimin üstüste binmesi ve anahtarlama enerji kaybı azaltılır. Aslında, iletme girme işlemindeki anahtarlama enerjisi endüktansa aktarılır. Endüktanstaki bu enerji, klasik hücrelerde bir dirençte harcanır, fakat modern hücrelerde kısa süreli bir kısmi rezonans ile gerilim kaynağı veya yüke aktarılarak geri kazanılır.

4.2.2 Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)

Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS), kesime girme işleminde gerçekleştirilen bir SS tekniğidir. Bu teknikte, temel olarak güç anahtarına küçük değerli bir kondansatör paralel bağlanarak, iletimden çıkma işleminde elemanın uçlarında oluşan gerilimin yükselme hızı sınırlanır. Böylece, iletimden çıkma işleminde, anahtarlama enerji kaybı azaltılır ve anahtarlama enerjisi kondansatöre aktarılır. Kondansatördeki bu enerji, modern hücrelerde geri kazanılır.

ZCS ve ZVS tekniklerinde anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilememektedir. Bu nedenle, bu tekniklere yaklaşık ZCS ve yaklaşık ZVS teknikleri de denilmektedir. Genel olarak, ZCS’de kullanılan endüktansa seri bastırma elemanı ve ZVS’de kullanılan kondansatöre paralel bastırma elemanı denilir. Normal olarak, seri endüktans güç elemanı üzerinde ilave bir gerilim stresine ve paralel kondansatör ise ilave bir akım stresine neden olur. Seri endüktansın neden olduğu ek gerilim stresinin önlenemediği kabul edilmektedir.

4.2.3 Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)

Sıfır Akımda Geçiş (ZCT), kesime girme işleminde gerçekleştirilen ileri bir SS tekniğidir. Bu teknikte, güç anahtarından geçen akım kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve akım sıfırda tutulurken kontrol sinyali kesilir. Böylece, akım ile gerilimin üstüste binmesi ve anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir. Mükemmel bir kesime girme işlemi sağlanır. Burada hem ZCS hem de ZVS’nin sağlandığı söylenebilir. Akımın sıfıra düşmesi ileri alınarak gerçekleştirilen bir SS tekniğidir. Anahtarlama enerjisinin geri kazanıldığı bu teknik, ancak modern hücrelerle sağlanabilir ve bir yardımcı veya ilave yarı iletken anahtar gerektirir.

4.2.4 Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)

Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT), iletme girme işleminde uygulanan ileri bir SS tekniğidir. Bu

teknikte, güç anahtarı uçlarındaki gerilim kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve bu gerilim sıfırda tutulurken kontrol sinyali uygulanır. Böylece, anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir ve mükemmel bir iletme girme işlemi sağlanır. Gerilimin sıfıra düşmesi ileri alınarak gerçekleştirilen bu teknikte de hem ZVS hem de ZCS'nin sağladığı söylenebilir. Anahtarlama enerjisinin geri kazanıldığı bu teknik de modern hücrelerle elde edilir ve ilave bir anahtar gerektirir.

Burada hemen şunun belirtilmesi gerekir ki, sadece bu teknikte güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj enerji kaybı yok edilir ve bu enerji geri kazanılır. Yüksek değerlerde parazitik kondansatörlere sahip olan MOSFET güç elemanlarında bu SS tekniği büyük önem taşır (Bodur, 2003).

5. TAM KÖPRÜ SIFIR GERİLİM GEÇİŞLİ FAZ KAYDIRMALI PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN İNCELENMESİ

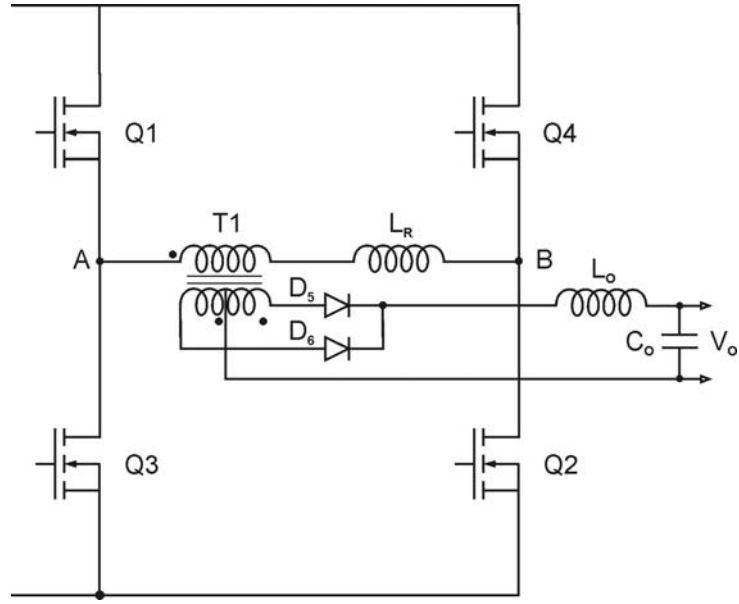
5.1 Çalışma Prensibi

PWM DC-DC dönüştürücülerde, devrede kullanılan manyetik malzemelerin boyut ve hacimlerini küçültmek için anahtarlama frekansı yükseltilir. Ancak frekansın yükseltilmesi anahtarlama kayıplarını arttırarak dönüştürücünün performansını olumsuz etkiler. Bu durum yüksek güçlü uygulamalarda koruma amaçlı bastırma devrelerinin kullanılmasını gerekli kılar. Bunların beraberinde getirdiği kayıplar verimi daha da düşürür. Bu bölümde yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilen tam köprü DC-DC dönüştürücünün faz kaydırmalı PWM yöntemi ile kontrol edilerek yumuşak anahtarlama olarak çalışması incelenecektir. Sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ile güç anahtarlarının, anahtarlama kayıplarının azaltıldığı ve çok düşük akım streslerine maruz kaldığı bu devre PWM tekniğinin kontrol kolaylığına da sahip olmasıyla yüksek güçlü ve yüksek frekanslı uygulamalarda tercih edilmektedir. Bu devrede primer tarafındaki güç elemanları sıfır gerilim altında ilettime girmektedir ve yumuşak anahtarlamanın gerçekleşmesi için hiçbir aktif ya da pasif ilave elemana gerek kalmamaktadır. Ayrıca devre, klasik tam köprü PWM dönüştürücüden daha yüksek efektif akım değerlerine ulaşmaktadır (Sabate vd., 1991).

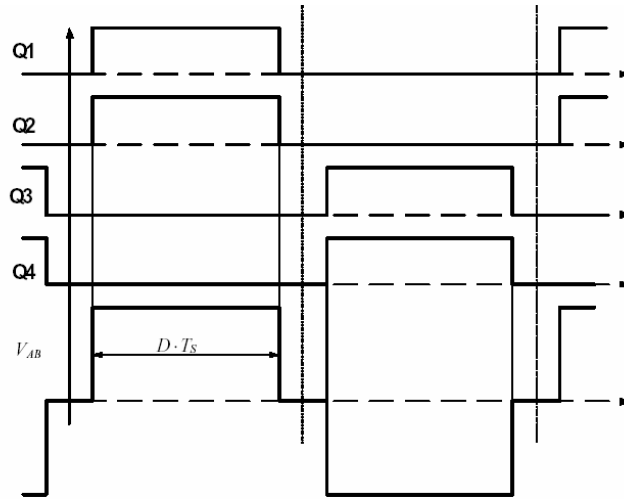
Şekil 5.1’de klasik bir tam köprü DC-DC dönüştürücüye ait devre şeması gösterilmiştir. Devrede Q_1 ve Q_2 anahtarları aynı anda iletim ve kesime sokulmaktadır. Q_1 ve Q_2 anahtarları iletimdeyken transformatörün primerine pozitif giriş gerilimi uygulanmakta ve çıkışa güç aktarılmaktadır. Q_1 ve Q_2 anahtarları aynı anda kesime sokulduktan sonra belirli bir süre sonra Q_3 ve Q_4 anahtarları ilettime sokulur. Bu durumda transformatörün primerine negatif gerilim uygulanmaktadır ve yine çıkışa güç aktarılmaktadır. Sonuç olarak transformatör primerinde yüksek frekanslı bir AC gerilim oluşmaktadır.

Elemanlara ait sürme sinyalleri ve transformatörün primer gerilimi Şekil 5.2’de gösterilmiştir. Transformatör ile belli bir dönüştürme oranına göre değeri değiştirilen AC gerilim, sekonder diyotları D_1 ve D_2 ile doğrultularak DC çıkış gerilimi elde edilmektedir. Sabit frekansta çalışan bu devrede çıkış gerilimi regülasyonu darbe genişlik modülasyonu ile sağlanmaktadır. L_o ve C_o elemanları çıkış filtresi olarak çalışmaktadır. Bu devrede bütün güç anahtarlarının kesimde olduğu aralıkta, primer akımı değeri sıfır olup, yük akımı ise doğrultucu diyotları üzerinden serbest dolaşmaktadır.

Bu durumda Şekil-5.1’de LR ile gösterilen, transformatörün kaçak endüktansı ile güç



Şekil 5.1 Tam köprü DC-DC dönüştürücü devre şeması.

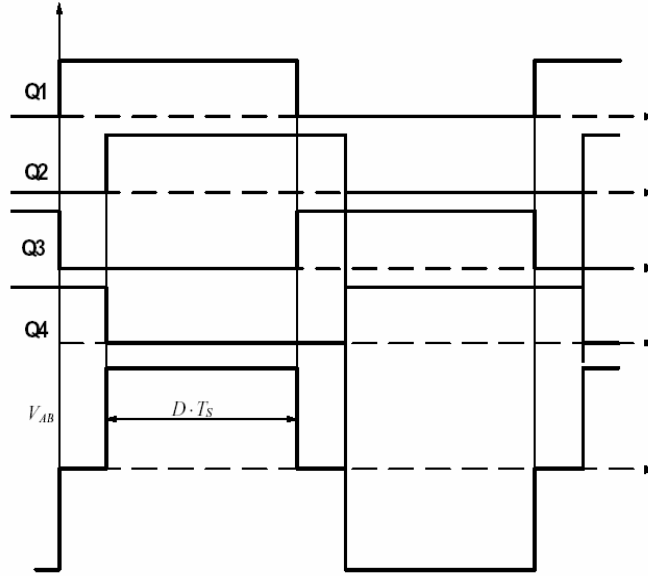


Şekil 5.2 Tam köprü DC-DC dönüştürücüde anahtarlara ait sürme sinyalleri ve primer gerilimi dalga şekilleri.

anahtarları olan MOSFET'lerin kaçak kapasiteleri arasında parazitik salınımlar oluşur. Bu ise sistemdeki kayıpları arttıracak olan bastırma elemanlarının kullanılması ihtiyacını doğurur. Bastırma elemanları kullanılmadığı takdirde kullanılacak olan güç elemanlarının daha yüksek gerilimlere dayanacak şekilde seçilmesi gerekir. Bu seçim sonucunda ise elemanların gerilim dayanımlarının artmasıyla birlikte iletim kayıpları da artar. Aynı anda verimin düşmesine paralel olarak sistemin maliyeti de yükselir.

Parazitik salınımları minimum kılmak için tam köprü DC-DC dönüştürücüdeki güç

elemanlarının sürme sinyalleri faz kaydırmalı PWM yöntemiyle sağlanır. Bu yöntemde Q_2 ve Q_4 elemanlarının sürme sinyalleri, Q_1 ve Q_3 elemanlarına göre geciktirilerek (faz kaydırılarak) verilir. Bu sürme sinyalleri Şekil 5.3’de gösterilmiştir.

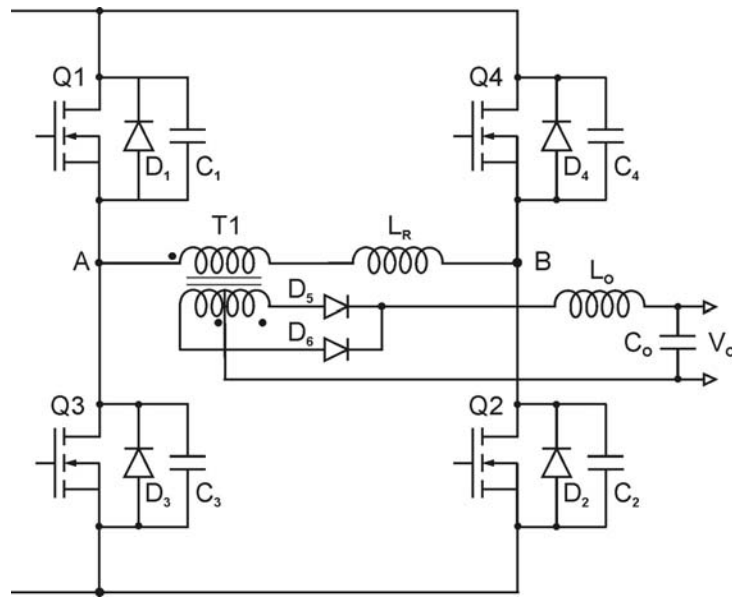


Şekil 5.3 Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücüde anahtarlara ait sürme sinyalleri ve primer gerilimi dalga şekilleri.

Şekil 5.3’de görüldüğü gibi, Q_1 ve Q_2 aynı anda iletme sokulmayıp, Q_1 güç anahtarı iletme sokulduktan bir süre sonra Q_2 ’nin sürme sinyali verilir, eleman iletme sokulmaktadır. Aynı durum Q_3 ve Q_4 için de geçerlidir. Anahtarlar arasındaki bu gecikme yani faz farkı çıkıştan alınan geri beslemelere göre kontrol devresi tarafından sağlanmaktadır. Güç anahtarlarının bağlı iletim süreleri % 50 olup sabittir. Faz kaydırmalı PWM kontrolüne ait olan etkin bağlı iletim süresi ise bu faz farkı tarafından belirlenmektedir. Devrede transformatörün primeri ya giriş gerilimine maruz kalmakta, ya da sağ ve sol kolun üst sıra elemanları veya alt sıra elemanları aynı anda iletimdeyken kısa devre edilmektedir. Sağ ve sol kolun üst sıra veya alt sıra elemanlarının iletimde olduğu aralığa serbest dolaşım aralığı denir. Bu aralık, çalışma periyodunda rezonans geçişleri ve güç aktarım aralıkları arasındaki boşluğu doldurur ve etkin bağlı iletim süresini doğrudan etkileyen faz farkını da belirler. Devrede, klasik tam köprü sisteminde salınım problemine yol açan kaçak endüktans akımı asla kesintiye uğramamakta, mıknatıslama akımı trafonun primerinden akmaya devam etmektedir. Devrede kaçak endüktansta depo edilen enerji, iletme girecek olan MOSFET’in kaçak kapasitesini deşarj ederek, elemanın sıfır gerilim altında iletme girmesini sağlamaktadır (Andreyck, 1993a).

Şekil 5.4’te tam köprü sıfır gerilim anahtarlama faz kaydırmalı PWM DC-DC

dönüştürücünün devre şeması gösterilmiştir. Bu devrede Şekil 5.1'deki klasik sistemden farklı olarak, yarı iletken güç elemanları olan MOSFET'lerin dahili diyotları, D_1 , D_2 , D_3 , D_4 ve veri sayfalarında C_{oss} olarak verilen kaçak kapasiteleri C_1 , C_2 , C_3 ve C_4 gösterilmiştir. Rezonanslarda etkin olan kaçak endüktans değerini değiştirmek için transformator primerine seri bir endüktans eklenebilir. Bunun sebebi, transformatorün kaçak endüktansını, uygun ZVT aralığında çalışmayı sağlayacak şekilde hassas olarak ayarlamamanın oldukça zor olması ya da bu endüktans değerinin rezonanslarda gerekli olan endüktif enerjiyi sağlayamayacak kadar küçük olmasıdır. Şekildeki L_R , transformatorün kaçak endüktansının ve eğer varsa ilave seri endüktansın toplamını ifade eden rezonans endüktansını göstermektedir (Andreycak, 1997).



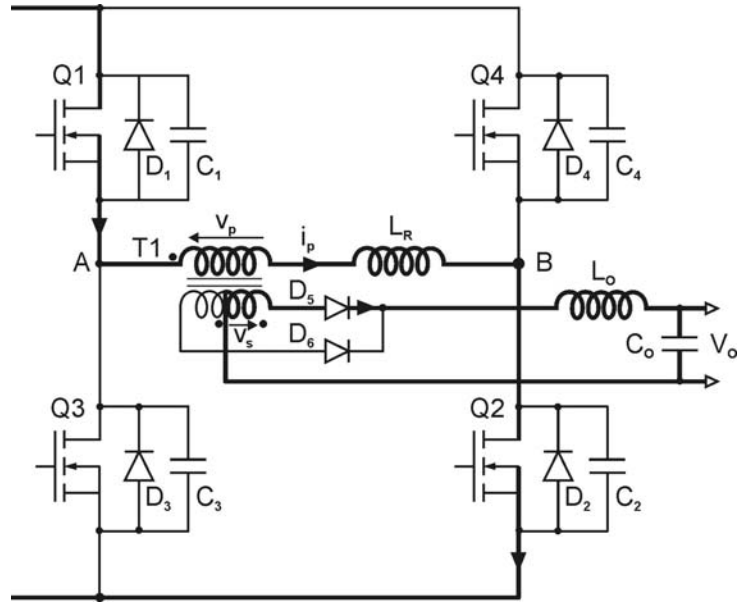
Şekil 5.4 Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü devre şeması.

5.2 Çalışma Aralıklarının Analizi

Bu bölümde, tam köprü sıfır gerilim geçişli anahtarlama faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü devresinin bir anahtarlama periyodu içerisindeki kararlı durum çalışmasına ait çalışma aralıkları, eşdeğer devre şemaları ve bu aralıklarla ilgili temel dalga şekilleri (Şekil 5.11) gösterilerek anlatılmıştır.

Başlangıç Koşulları [$t = t_0$: Şekil 5.5]

Q_1 ve Q_2 anahtarları iletimdedir. Transformator primerine giriş gerilimi uygulanmaktadır ve yüke güç aktarılmaktadır. Primer başlangıç akımı I_{p0} olarak gösterilir.



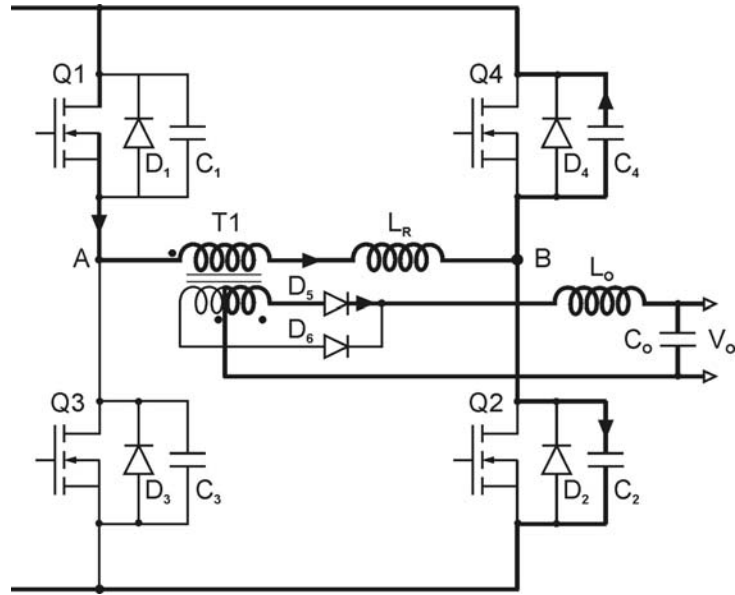
Şekil 5.5 $t = t_0$ anı için eşdeğer devre şeması.

Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$: Şekil 5.6]

t_0 anında Q_2 anahtarının sürme sinyalinin kesilmesiyle, Q_2 kesime girer ve sağ koldaki rezonans başlar. Primer akımı yaklaşık olarak I_{p0} değerini koruyarak rezonans endüktansı olarak kabul edilen, transformatörün kaçak endüktansı üzerinden akmaya devam eder. Q_2 kesime sokulduğu için akım yolunu bu elemanın kaçak kapasitesi C_2 üzerinden tamamlar. Bu sırada C_2 sıfırdan giriş gerilimi değerine şarj olur. Aynı anda transformatör sargı kapasitesi ve Q_4 anahtarının kaçak kapasitesi olan C_4 de deşarj olur. Sağ koldaki bu rezonans sonucunda C_4 kapasitesinin gerilim değerinin sıfıra ulaşmasıyla Q_4 'e ait V_{DS} gerilimi 0 V olur ve anahtarın dahili diyodu D_4 ilettime girer. Böylece bu anahtar sıfır gerilimde anahtarlanmaya hazır konuma gelir.

Sağ koldaki rezonans sırasında, transformatör primer gerilimi giriş geriliminden sıfıra düşer. Bu süreçte primer gerilimi, yansımış sekonder gerilimi olan $V_o \cdot N$ değerinin altına düştüğünde, çıkış endüktansındaki gerilim yön değiştirir ve depoladığı enerji ile azalan primer gücünü telafi edecek şekilde yükü beslemeye başlar. Primer gerilimi sıfıra düştüğünde, sekonder gerilimi de sıfır olur ve artık transformatör tarafından çıkışa güç aktarılmaz (Andreyck, 1997).

Sağ kolda rezonansı sağlayan primer akımı, yaklaşık olarak, çıkış akımının primere yansımış yani indirgenmiş değeridir. Yani bu aralıkta ZVT'nin gerçekleşmesi için kullanılan enerji, çıkış filtre endüktansındaki akıma bağlıdır. Bu enerji kaçak kapasitelerde depolanan kapasitif



Şekil 5.6 $t_0 < t < t_1$ aralığı için eşdeğer devre şeması.

enerjiden çok büyük olduğu için ZVT çok kolay bir şekilde sağlanır. Rezonans devresinin primer akımına etkisi, indirgenmiş yük akımı yanında ihmal edilmektedir. Bu aralıkta transformatörün kaçak endüktansı ile MOSFET'lerin kaçak kapasiteleri arasında gerçekleşen enerji transferine dayanarak, bir sağ kol rezonansından söz edilmiş olsa da; aslında gerçekleşen süreç C_R olarak adlandırılan rezonans kapasitesinin sabit kabul edilen I_{p0} akımıyla lineer olarak şarj olmasıdır (Dierberger, 1997). Aşağıda bu açıklamaya bağlı olarak, sağ kol rezonansı için geçen süreye ait eşitlik elde edilmiştir.

$$C_R = \frac{4}{3}(C_2 + C_4) + C_{TR} = \frac{8}{3}C_{oss} + C_{TR} \quad (5.1)$$

(5.1) eşitliği ile rezonans kapasitesinin değeri bulunur. Eşitlikteki $4/3$ katsayısı, MOSFET üreticilerinin uygulama notlarından alınmıştır. Bu değer değişen kanal gerilimine karşı; kaçak kapasitenin ortalama değerini bulmak için kullanılır. Ayrıca yüksek frekanslı uygulamalarda transformatöre ait sargı kapasitesi de hesaba katılmalıdır. Özellikle düşük güçlerde bu değer kesinlikle ihmal edilmemelidir.

$$I_{p0} = C_R \frac{dV}{dt} \quad (5.2)$$

(5.2) eşitliğinde $dV=V_i$ alınırsa,

$$dt = C_R \frac{V_i}{I_{p0}} \quad (5.3)$$

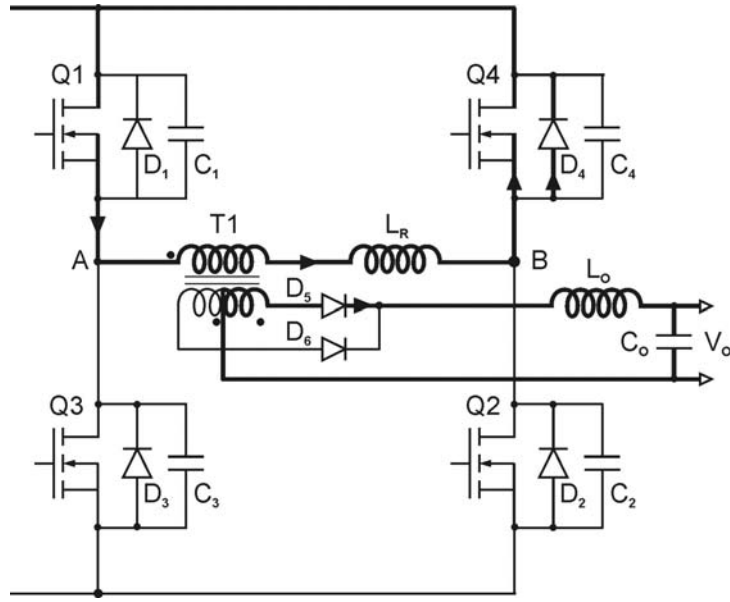
$$t_R = C_R \frac{V_i}{I_{p0}} \quad (5.4)$$

(5.4) eşitliğinde elde edilen sağ kol rezonans süresi aynı zamanda Q_2 anahtarının sürme sinyalinin kesilmesi ve Q_4 anahtarının sürme sinyalinin verilmesi arasında bırakılması gereken gecikme süresine yani ölü zamana karşılık gelmektedir. Bu süre, en yüksek giriş gerilimi ve en düşük yük akımında gerçekleşecek olan sağ kol en uzun rezonans süresine göre ayarlanmalıdır. ZVT aralığının sağlanmasında önemli bir kriter olan sağ kol en uzun rezonans süresi eşitliği Bölüm 5.3’de verilecektir.

Bu aralık ile ilgili diğer bir husus ise, sağ kol rezonans süresinin primer ve sekonder gerilimlerinin değişim hızıyla birlikte, çıkış endüktansına ait akım değişim hızını da belirlemesidir.

Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$: Şekil 5.7]

Sağ kol rezonansının sona ermesiyle birlikte, primer akımı Q_1 anahtarı ile C_4 ’ün deşarj olmasıyla birlikte ilettime giren D_4 üzerinden akarak serbest dolaşmaya başlar. Primer gerilimi ise, transformatör primer sargısı kısa devre edildiği için 0 V’tur. Akım değeri, elemanları ideal kabul ettiğimiz takdirde, bir sonraki rezonans gerçekleşene kadar sabit kalacaktır ve çıkış akımı hala primere yansımaktadır. Q_4 anahtarının sürme sinyali bu aralıkta verilir. D_4 iletimde olduğu için, Q_4 güç anahtarı sıfır gerilimde ilettime girmiş olur. Ayrıca D_4 iletimdeyken Q_4 ’ün sürme sinyalinin verilmesi, MOSFET’in $R_{DS(on)}$ direncini diyotla paralel bağlı duruma getirerek; $R_{DS(on)}$ değerini düşürür ve iletim kayıplarını da azaltır. Akım, MOSFET’in her iki yönde de akım geçirebilmesi özelliği sayesinde zıt olarak kaynaktan kanala doğru akarak diyot ve anahtar arasında paylaşılmaktadır. Bu serbest dolaşım aralığının süresi kontrol edilerek, faz farkı ve ona bağlı olarak da etkin bağlı iletim süresi kontrol edilerek, darbe genişlik modülasyonu ile gerilim regülasyonu sağlanmış olur. Bölüm 5.1’de anlatıldığı üzere, faz kaydırmalı PWM tekniğinde sürme sinyalleri sabit % 50 bağlı iletim süresine sahip olup; gerilim regülasyonu çapraz güç elemanlarının sürme sinyallerinin arasında bırakılan faz farkı ile sağlanır. Bu faz farkını belirleyen ise; Q_1 ve Q_4 elemanları iletimdeyken, Q_1 elemanının kesime sokulmasıyla sona eren Aralık 2 için geçen süredir. Bu süre, arzu edilen çıkış gerilimini sağlamak için ihtiyaç duyulan, anahtarlama periyodunun t_{off} , kapalı kalma kısmıdır ve yük arttıkça azalmaktadır (Andreyca, 1993a).



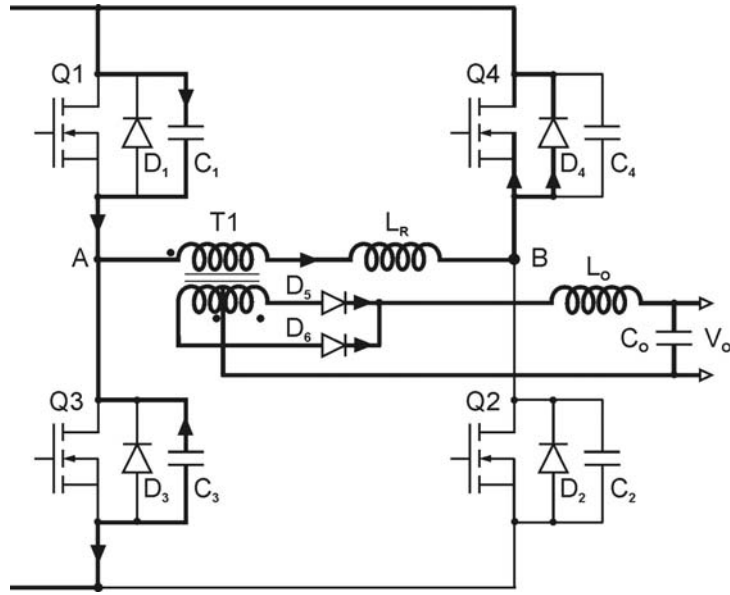
Şekil 5.7 $t_1 < t < t_2$ aralığı için eşdeğer devre şeması.

Yine bu aralıkta, L_R sayesinde, primer akımı akmaya devam edecek ve çıkış akımı da D_5 üzerinden akmaya devam edecektir. Buradaki önemli nokta, akımın klasik tam köprü DC-DC dönüştürücüde olduğu gibi çıkış doğrultucu diyotları arasında ikiye bölünmemesidir. Bu durum, çıkış akımının bu aralıkta da primere yansımada etkin rol oynar; çünkü yük akımı çıkış diyotları üzerinden serbest dolaşıma başlamaz. Klasik sistemde sekonder geriliminin sıfıra düşmesiyle çıkış akımı, çıkış doğrultucusu diyotlarında serbest dolaşmaya başlamaktadır. Faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücüde yumuşak anahtarlanmanın sağlanmasındaki en önemli noktalardan biri de, akımın çıkış diyotlarında değil de primer tarafında serbest dolaşmasıdır (Dierberger, 1997).

Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$: Şekil 5.8]

L_R rezonans endüktansı sayesinde, Aralık 2 boyunca da akmaya devam eden primer akımı, t_2 anında, kayıplar yüzünden I_{p0} değerinden küçüktür. Bu aralık Q_1 anahtarının kesime sokulmasıyla başlar. Buna bağlı olarak sol kol rezonansı başlar. Q_1 'in kesime sokulmasıyla I_p , yolunu C_1 üzerinden tamamlar. Bu rezonans sürecinde, C_1 şarj olurken, C_3 ise deşarj olur. D_3 'ün iletme girmesiyle birlikte Q_3 'de sıfır gerilimde anahtarlanmaya hazır konuma gelir.

Sol koldaki rezonans, sağ koldaki gibi lineer değildir. Sol kol rezonansı başlar başlamaz, çıkış akımı primere yansımaz duruma gelir. Bunun sebebi primer sargısının negatif gerilime maruz kalmaya başlayarak D_5 'den D_6 'ya bir komütasyonun başlaması ve sekonder sargısında bir kısa devre oluşmasıdır. Şekil 5.11'de de görüldüğü üzere t_2 - t_4 aralığında D_5 ve D_6 diyotları



Şekil 5.8 $t_2 < t < t_3$ aralığı için eşdeğer devre şeması.

birlikte iletimdedir. D_5 diyodunun akımı sıfıra düşerken D_6 diyonu ise çıkış akımının tamamını üzerinden geçirmeye başlar. Bu komütasyon sırasında oluşan kısa devre, çıkış akımının yansımasını primerden kaldırır.

Sağ kolda rezonansı sağlayan, çıkış akımının primere yansımış değeri idi. Sol kol rezonansında ise çıkış akımının yukarıda açıklanan sebepten ötürü bir etkisi söz konusu değildir. Bu kolda, endüktansı bir ilk akım değerine sahip olan bir seri L-C rezonans devresi söz konusudur. L_R , rezonans için gerekli enerjiyi depolamış olmalıdır. Yani endüktanstaki enerji kaçak kapasitelerde depo edilmiş enerjiden büyük olmalıdır. Bundan dolayı hafif yüklerde endüktansta yeterli enerji depolanmadığı için ZVT gerçekleşmez. Bu aralığa ait enerji denklemleri ve ZVT aralığının sağlanmasında primer akımı kritik değeri eşitliği Bölüm 5.3’de verilecektir.

Transformatöre ait kaçak endüktans yeterli gelmediğinde ise, primere bir seri endüktans ilave etmek gerekmektedir. Aksi takdirde rezonans için gerekli enerji depolanmadığı için rezonans tamamlanmayacak ve iletime sokulacak güç anahtarının kaçak kapasitesi deşarj olmadığı için ZVT yine sağlanamayacaktır (Andreyak, 1997).

Aşağıda bu aralığa ait, rezonans kapasitesi, rezonans empedansı, rezonans açılal frekansı, rezonans periyodu ve sol kol rezonans süresi eşitlikleri verilmiştir.

$$C_R = \frac{4}{3}(C_1 + C_3) + C_{TR} = \frac{8}{3}C_{oss} + C_{TR} \quad (5.5)$$

$$Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (5.6)$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (5.7)$$

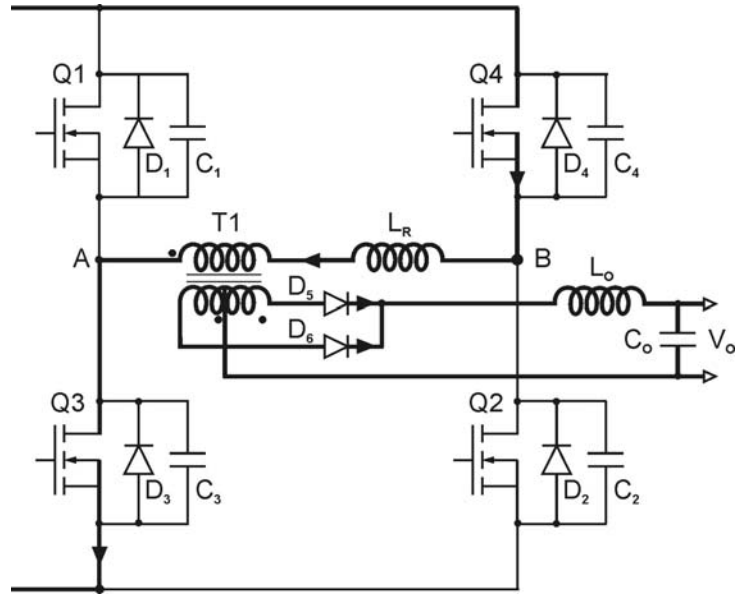
$$T_R = 2\pi\sqrt{L_R C_R} \quad (5.8)$$

$$t_L = \frac{1}{\omega_R} \arcsin \frac{V_i}{I_{p0} L_R \omega_R} \quad (5.9)$$

Eşitlik (5.9)'da verilen sol kol rezonans süresi aynı zamanda Q_1 anahtarının sürme sinyalinin kesilmesi ve Q_3 anahtarının sürme sinyalinin verilmesi arasında bırakılması gereken gecikme süresine yani ölü zamana karşılık gelmektedir. Bu süre, sol kol en uzun rezonans süresine göre ayarlanmalıdır. ZVT aralığının sağlanmasında önemli bir kriter olan sol kol en uzun rezonans süresi eşitliği Bölüm 5.3 ' de verilecektir.

Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$: Şekil 5.9]

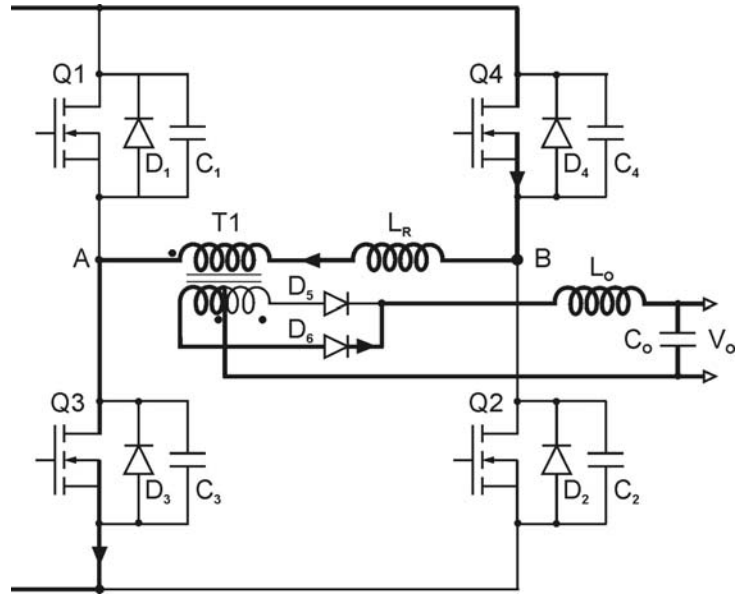
Bu aralık Q_3 'ün ilettime sokulmasıyla başlar. Q_3 ve Q_4 birlikte iletimdedir; fakat klasik tam köprü DC-DC dönüştürücüde olduğu gibi yüke güç aktarımı olmamaktadır. Bunun sebebi primer gerilimi $-V_i$ değerine ulaşmış olmasına rağmen; L_R 'den dolayı primer akımının hemen yön değiştirememesidir. Özellikle gerekli enerjiyi depolayabilmesi için, bu değer ilave seri bir endüktansla arttırılması geçen süreyi daha da uzatmaktadır. Primer akımının yön değiştirme süresi L_R 'den başka, giriş gerilimi ve yük akımına da bağlıdır. Bir önceki aralıktaki sol kol rezonans süresi de bu süreye dahil edilir; çünkü akımın yön değiştirmesi sol kol rezonansı ile başlamaktadır. Bu süre sekonderde bağlı iletim süresinde bir kayba yol açar; çünkü primer gerilimi $-V_i$ değerinde olmasına rağmen sekonder gerilimi hala sıfırdır. Faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü devresine ait en önemli dezavantaj budur. Bu aralıkla ilgili matematiksel bağıntıları da içeren daha kapsamlı bilgi ve kayıp bağlı iletim süresinin optimizasyonundaki tasarım kriterleri Bölüm 5.4'de verilecektir.



Şekil 5.9 $t_3 < t < t_4$ aralığı için eşdeğer devre şeması.

Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$: Şekil 5.10]

Q_4 ve Q_3 güç elemanları birlikte iletimdedir. Transformator primeri negatif giriş gerilimine maruz kalmaktadır ve I_p akımı ters yönde akmaktadır. I_p 'nin yükselme hızını belirleyen giriş gerilimi ve L_R endüktansdır. Sekonder tarafında ise artık D_6 diyodu iletimdedir.



Şekil 5.10 $t_4 < t < t_5$ aralığı için eşdeğer devre şeması.

Bu aralık klasik tam köprü DC-DC dönüştürücüdeki güç aktarım aralığı ile eşdeğerdir. Anahtarların iletim aralığını belirleyen, klasik sistemde olduğu gibi, giriş gerilimi V_i , çıkış gerilimi V_o , ve transformatör dönüştürme oranı N 'dir.

Anahtarlama Periyodu Sonu [$t = t_5$]

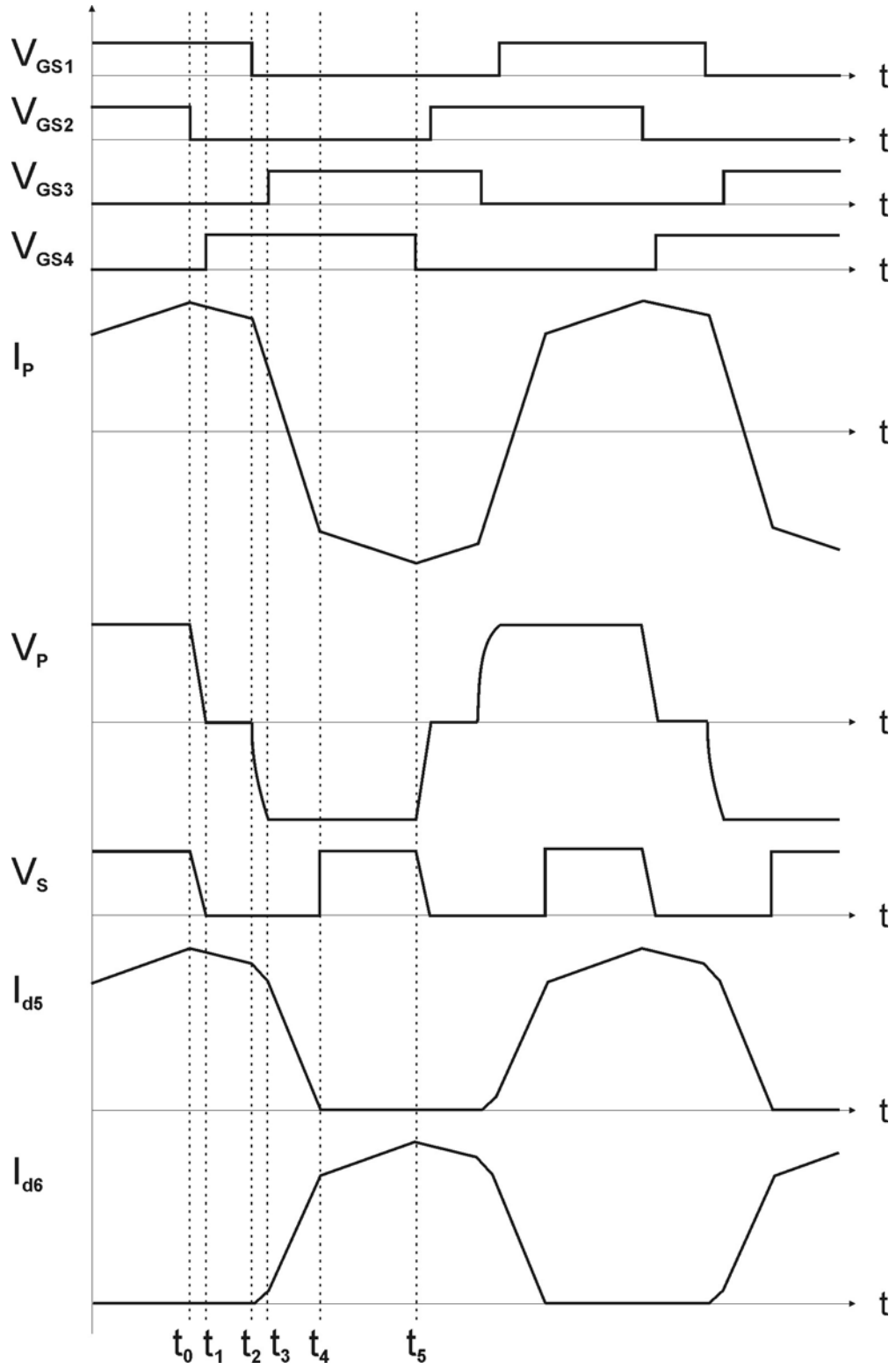
t_5 anında Q_4 anahtarının kesime sokulmasıyla bir anahtarlama periyodu yani bir çalışma yarı periyodu sona ermiş olur. Akım yolunu C_4 üzerinden tamamlayarak, onu şarj eder ve C_2 'yi dedeşarj ederek Q_2 anahtarının sıfır gerilimde anahtarlmasına olanak sağlar. Süreç Aralık 1'de olduğu gibi devam eder. Diğer aralıklar da devrenin simetrik çalışma özelliğinden ötürü; özdeş olarak Aralık 1'i takip eder. Farklı olan, ilk serbest dolaşım aralığının Q_2 ile Q_3 arasında, sonrakinin ise Q_4 ve Q_1 arasında gerçekleşmesidir.

Çalışma aralıklarına ait temel dalga şekilleri Şekil 5.11'de gösterilmiştir.

5.3 ZVT Aralığının Sağlanmasında Tasarım Kriterleri

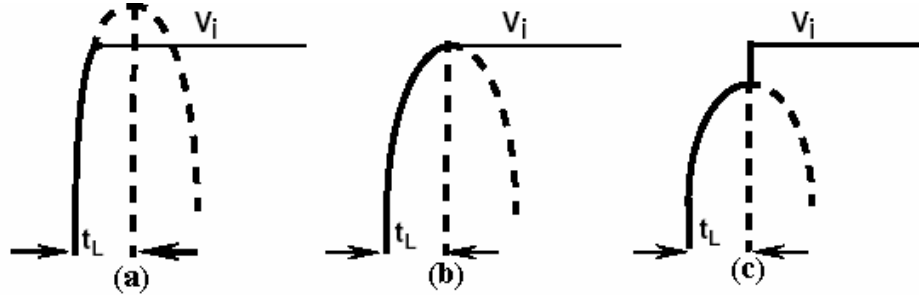
Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü devresinde, güç anahtarları için ZVT belli bir aralıkta gerçekleşebilmektedir. Bunun sebebi yumuşak anahtarlamanın olmasını sağlayan rezonans süreçlerinin yük akımına bağlı olmasıdır. (5.4) ve (5.9) eşitlikleri, her iki kol için de rezonans süresinin yük akımına bağlı olduğunu göstermektedir. Bu durum özellikle sol kol rezonansı için bir sorun oluşturmaktadır; çünkü Bölüm 5.2'de anlatıldığı üzere bu koldaki rezonans sadece kaçak endüktansta depolanan enerji ile sağlanmaktadır. Hafif yüklerde endüktansta yeterli enerji depolanmadığı için ZVT gerçekleşmez. Sağ kolda ise, çıkış endüktansında depolanan enerji, kaçak kapasiteleri şarj vedeşarj etmek için gereken enerjiden çok büyük olduğu için sol koldaki gibi ciddi bir probleme yol açmaz; ama çıkış endüktansında depolanan enerji de yük akımına bağlı olduğu için, bu koldaki rezonans da yükten tamamen bağımsız değildir. Sonuç olarak devrede, güç anahtarları için ZVT, belirli bir yük akımı değerinin üzerinde gerçekleşmektedir (Sabate vd., 1991).

Şekil 5.12'de sol kol rezonansına ait üç ayrı durum gösterilmiştir. 5.12a'da L_R 'de depo edilen endüktif enerji, MOSFET'lerin kaçak kapasitelerini şarj vedeşarj etmek için gereken kapasitif enerjiden daha büyük olduğu için, rezonans periyodunun dörtte birinden daha kısa sürede, kapasitelerin birinin gerilimi sıfıra düşerken, diğerininki ise V_i değerine şarj olmakta ve ZVT sağlanmaktadır. 5.12b'de ise, L_R 'de depo edilen enerji tam olarak gerekli kapasitif enerjiye eşit olduğundan süreç periyodun dörtte birinde tamamlanmakta ve yine ZVT sağlanmaktadır. Son olarak 5.12c'de endüktif enerji, kapasitif enerjiden küçük olduğu için, primer gerilimi



Şekil 5.11 Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücüde çalışma aralıklarına ait temel dalga şekilleri.

sinüsoidal olarak değişmekte ve periyodun dörtte bir anında birden sert bir şekilde V_i değerine ulaşmakta böylece ZVT gerçekleşmemektedir (Hamo, 1995).



Şekil 5.12 Sol kol rezonansında kapasite gerilimi dalga şeklini gösteren üç ayrı durum.

Sistemde ZVT aralığının sağlanmasında iki önemli tasarım kriteri vardır. Birincisi primer akımı kritik değerinin ve dolayısıyla çıkış akımı kritik değerinin hesaplanarak, devre çıkışına bağlanabilecek yükün belirlenmesidir. Devre belirlenen yükten daha hafif yüklerde de çalışabilir; fakat ZVT sağlanamadığı için kayıplar artar. İkincisi, bu rezonansların hesaplanan süreler içerisinde gerçekleşebilmesi için aynı kolda bulunan güç anahtarlarının sürme sinyallerinin arasında yeterli ölü zamanın bırakılmasıdır. Bunun için de sağ ve sol kol için en uzun rezonans sürelerinin hesaplanması gereklidir. Hesaplanan bu süreler bize bırakılması gereken ölü zaman değerlerini verir.

Bu bölümde, önce primer ve çıkış akımı kritik değerleri, ardından sağ ve sol kol en uzun rezonans süreleri, ilgili matematiksel bağıntılar kullanılarak çıkarılmıştır.

Sol koldaki rezonans için enerji denklemleri yazılacak olursa,

$$W_{CR} = \frac{1}{2} C_R V_i^2 \quad (5.10)$$

$$W_{CR} = \frac{4}{3} C_{oss} V_i^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_i^2 \quad (5.11)$$

$$W_{LR} = \frac{1}{2} L_R I_p^2 \quad (5.12)$$

(5.11)'de rezonans kapasitesi enerjisi ve (5.12)'de rezonans endüktansı enerjisi eşitlikleri verilmiştir. ZVT'nin sağlanması için endüktansta depo edilen enerji, kapasiteleri şarj ve deşarj edecek enerjiden büyük olmalıdır.

$$\frac{1}{2}L_R I_p^2 > \frac{4}{3}C_{oss}V_i^2 + \frac{1}{2}C_{TR}V_i^2 \quad (5.13)$$

(5.13) eşitliğinde I_p çekilecek olursa,

$$I_{pkr} = \sqrt{\frac{2}{L_R} \left(\frac{4}{3}C_{oss}V_i^2 \right) + \frac{1}{2}C_{TR}V_i^2} \quad (5.14)$$

primer akımı ZVT sınır değerine ait eşitlik elde edilir. Bu eşitliği basitleştirmek amacıyla transformatör sargı kapasitesi ihmal edilirse, (5.15) eşitliği elde edilir.

$$I_{pkr} = \sqrt{\frac{2}{L_R} \left(\frac{4}{3}C_{oss}V_i^2 \right)} = \sqrt{\frac{C_R V_i^2}{L_R}} \quad (5.15)$$

Çıkış akımının sınır değeri ise, (5.15)'e bağlı olarak

$$I_{okr} = \frac{N_p}{N_s} I_{pkr} \quad (5.16)$$

şeklinde bulunur.

I_{pkr} değeri sol kol rezonansına dair bir tasarım kriteri oluşturmasının yanı sıra, sağ kol rezonansına ait maksimum sürenin hesaplanmasında da kullanılır. Bölüm 2'de anlatıldığı üzere sağ kol en uzun rezonans süresi, en yüksek giriş gerilimi ve en düşük yük akımında oluşmaktaydı. Bu durumda sol kol rezonansını sağlayan en küçük primer akımı değerine göre; sağ kol en uzun rezonans süresi aşağıdaki şekilde bulunur.

$$t_{Rmax} = \frac{C_R V_{imax}}{I_{pkr}} \quad (5.17)$$

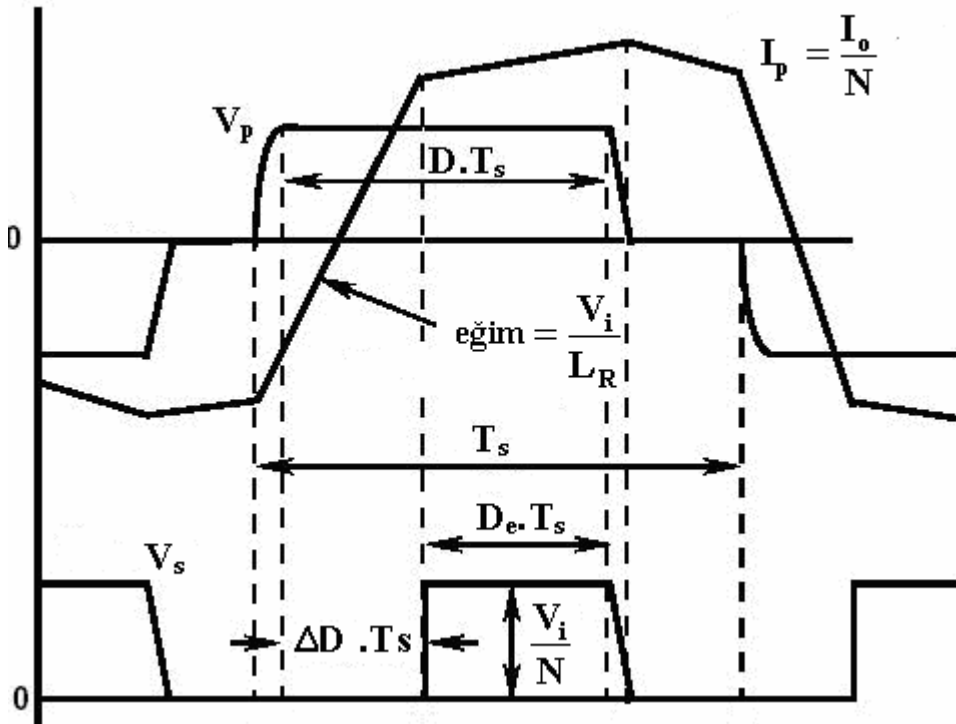
Sol kolda ise, rezonans en geç rezonans periyodunun dörtte bir süresinde gerçekleşmek durumundadır. Bunun sebebi, endüktansı bir ilk akım değerine sahip olan seri bir L-C devresinde, periyodun dörtte birinde endüktans akımının sıfıra düşmesi Şekil 5.12b'de bu durum görülmektedir. Buradan yola çıkarak ve (5.8) eşitliğini kullanarak sol kol en uzun rezonans süresi aşağıdaki gibi bulunur.

$$t_{Lmax} = \frac{T_R}{4} = \frac{2\pi\sqrt{L_R C_R}}{4} = \frac{\pi}{2}\sqrt{L_R C_R} \quad (5.18)$$

5.4 Kayıp Bağlı İletim Süresinin Optimizasyonunda Tasarım Kriterleri

Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü devresinin en önemli dezavantajı, primer akımının rezonans endüktansına bağlı olarak aniden yön değiştirememesinden dolayı, sekonderde oluşan kayıp bağlı iletim süresidir. Bu kayıp, çıkış geriliminin değerini düşürerek, istenilen çıkış gerilimi değeri için transformatör dönüştürme oranının küçültülmesini zorunlu kılar. Transformatör dönüştürme oranının küçültülmesi beraberinde, primerdeki iletim kayıplarının artması ve çıkış doğrultucusu diyotlarının daha yüksek gerilim streslerine maruz kalması gibi problemleri getirir (Chen vd., 1995).

Kayıp bağlı iletim süresinin optimizasyonunda en önemli tasarım kriteri rezonans endüktansı değeridir. Bu değerin çok büyük olması kayıp bağlı iletim süresini aşırı derecede düşürerek çıkış gerilimi değerinin de arzu edilenden çok alt seviyelerde olmasına yol açar. Diğer yandan bu sakıncadan kurtulmak için L_R 'yi çok küçültmek de ZVT aralığının sağlanmasında problemler doğuracaktır. Bu bağlamda L_R değerinin belirlenmesinde bu iki kriter birlikte değerlendirilmelidir. Aşağıda Şekil 5.13'deki tanımlamalara uygun olarak L_R değerinin, çıkış geriliminin ve sol kol en uzun rezonans süresinin ΔD 'ye bağlı olan ifadeleri elde edilmiştir.



Şekil 5.13 Kayıp bağlı iletim süresinin gösterilmesiyle ilgili primer gerilim ve akımı ile sekonder gerilimi dalga şekilleri.

Çıkış gerilimi ifadesi,

$$V_o = \frac{V_i}{N} D_e \quad (5.19)$$

Etkin bağlı iletim süresi, normal bağlı iletim süresi ile kayıp bağlı iletim süresinin farkıdır.

$$D_e = D - \Delta D \quad (5.20)$$

$$\Delta D = D - D_e \quad (5.21)$$

Primer akımının yön değiştirme süresi, primer akımına ait doğrunun eğiminden,

$$t_{yd} = \frac{\frac{I_0}{N}}{\frac{V_i}{L_r}} \quad (5.22)$$

$$t_{yd} = \frac{L_R I_0}{V_i N} \quad (5.23)$$

olarak bulunur. Bu eşitlik anahtarlama frekansına bağlı olarak yazılırsa,

$$t_{yd} = \Delta D T_s \quad (5.24)$$

$$\Delta D = \frac{2L_R I_0 f_s}{N V_i} \quad (5.25)$$

eşitlikleri elde edilir. (5.25) eşitliğinde L_R çekilirse, rezonans endüktansının, kayıp bağlı iletim süresine bağlı eşitliği elde edilmiş olur (5.26).

$$L_R = \frac{\Delta D V_i N}{2 f_s I_0} \quad (5.26)$$

Çıkış gerilimi ise,

$$V_o = \frac{V_i}{N} (D - \Delta D) \quad (5.27)$$

$$V_o = \frac{D V_i}{N} - \frac{2L_R I_0 f_s}{N^2} \quad (5.28)$$

olarak bulunur.

Sol kol en uzun rezonans süresinin, kayıp bağıl iletim süresine bağlı eşitliği ise, (5.18) eşitliği kullanılarak aşağıdaki gibi bulunur.

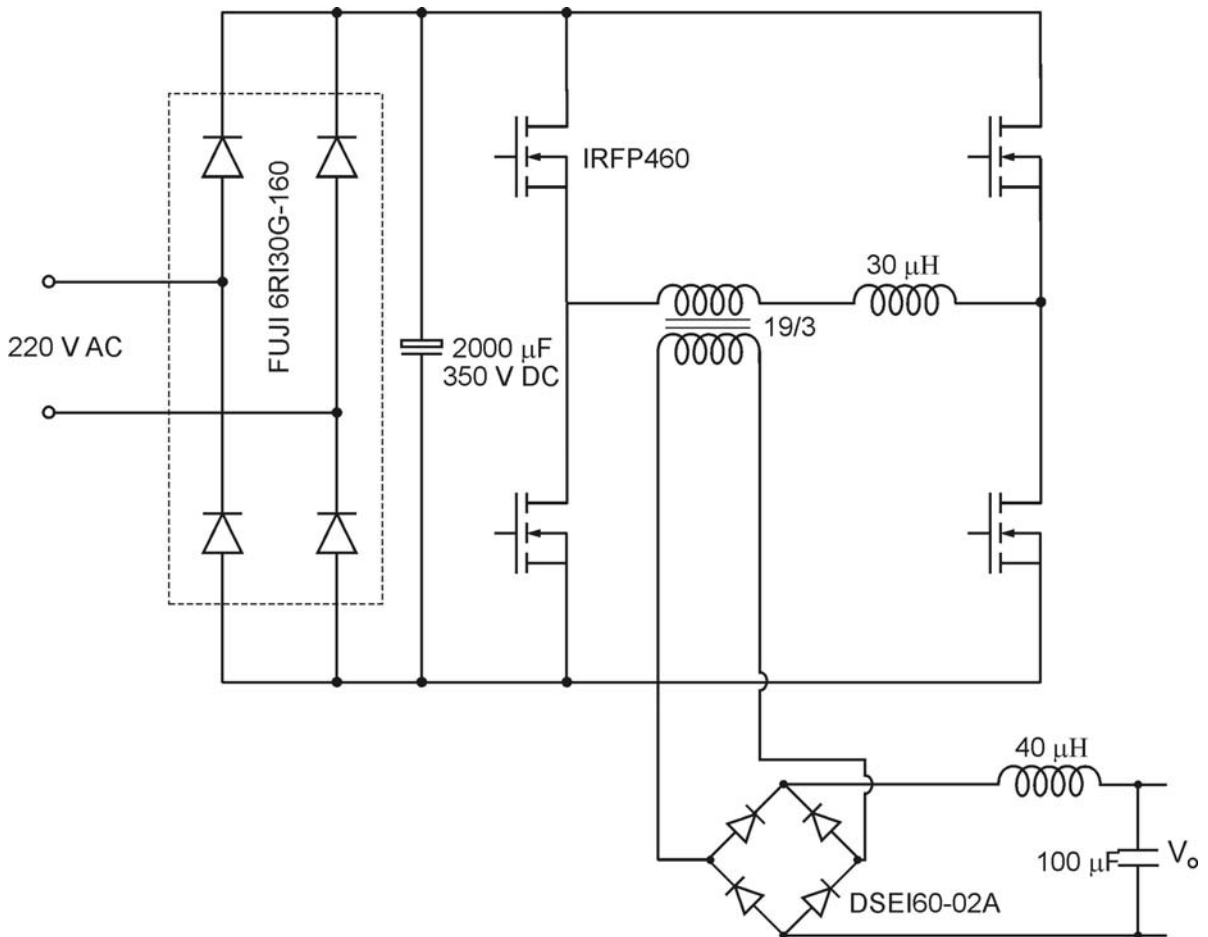
$$t_{Lmax} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{\Delta D T_s V_i C_R N}{2 I_o}} \quad (5.29)$$

6. YÜKSEK GÜÇLÜ AGK UYGULAMA DEVRESİ

6.1 AGK Güç Devresi

Şekil 6.1’de laboratuvarıda gerçekleştirilen giriş gerilimi 220 V AC, anahtarlama frekansı 220 kHz ve çıkış gücü 1400 W (20V / 70A) olan anahtarlama güç kaynağına ait güç devresi gösterilmiştir. Kullanılan elemanlar ve bunların büyüklükleri de şekil üzerinde belirtilmiştir.

Devre 220 kHz anahtarlama frekansında çalışmaktadır. Bu durumda çalışma frekansı da 110 kHz’dir. Çalışma frekansı transformatörün ve her bir güç anahtarının çalıştığı frekans değeridir. Anahtarlama frekansı ise, bütün güç anahtarlarının , çıkış doğrultucu diyotlarının ve çıkış filtresinin çalıştığı frekans olup, kontrol devresi tasarımlarında bu frekans değeri kullanılır (Dixon, 1996).



Şekil 6.1 Laboratuvarıda gerçekleştirilen anahtarlama güç kaynağına ait güç devresi.

Kontrol devresi elemanları Bölüm 3.3.2’de anlatılan bilgiler ışığında belirlenmiştir. UC3875 entegresi, “totem pole” özelliğine sahip olduğu için, MOSFET’in iletime girmesi için gerekli kapı akımını sağlayabilmektedir. Bu yüzden sürme katında, sürme entegreleri yerine sürme transformatörü kullanılmıştır. Böylece sürme devresi için ek bir gerilim kaynağına ihtiyaç duyulmamıştır.

6.3 Deneysel Sonuçlar

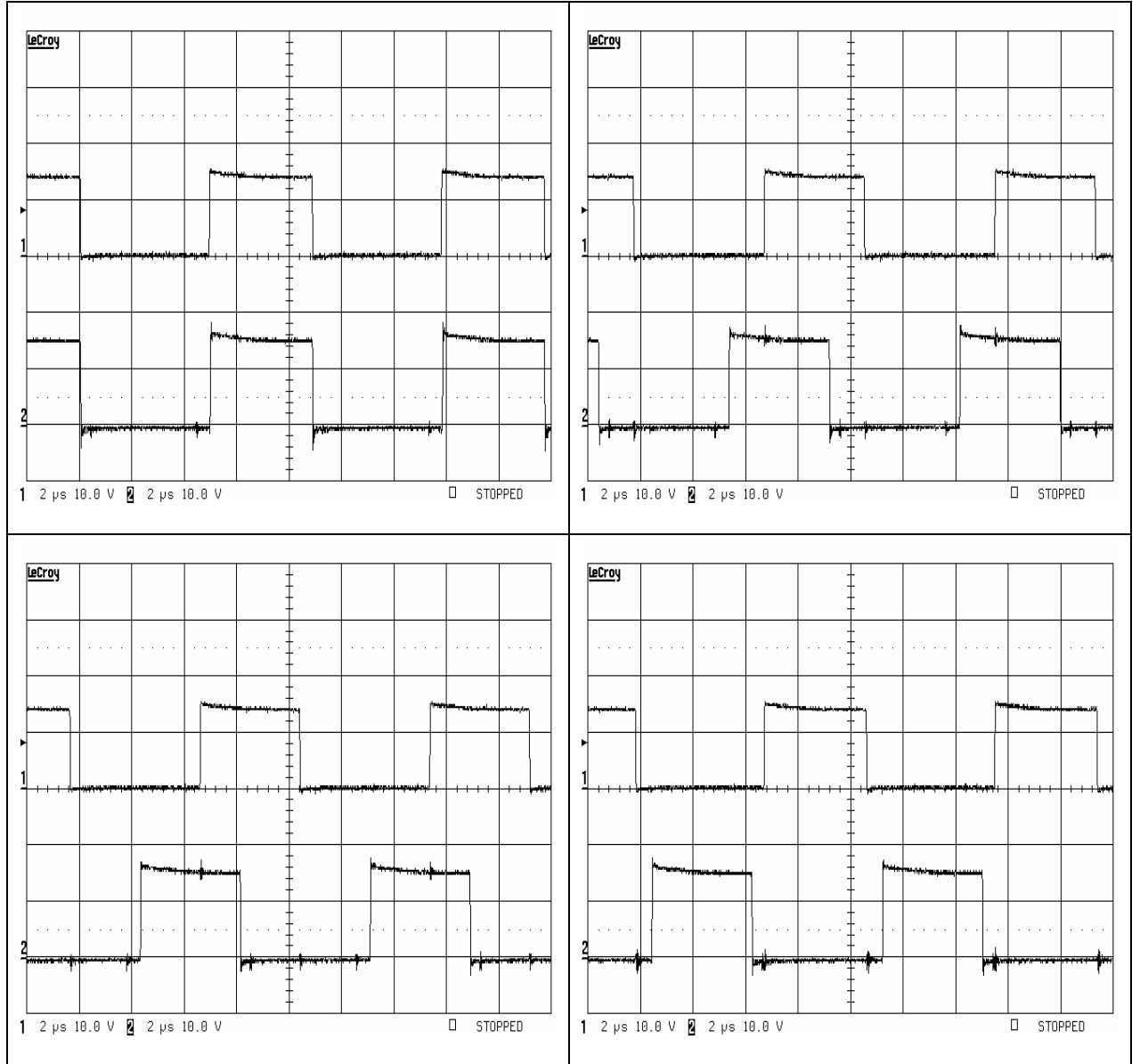
İncelenen tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücünün çıkış güç katını oluşturduğu anahtarlama güç kaynağı, laboratuvarında gerçekleştirilmiş ve çeşitli deneyler yapılmıştır. Bu bölümde deneylerden elde edilen sonuçlar, osiloskoptan alınan görüntüler kullanılarak anlatılmıştır.

Şekil 6.3’te değişik faz farkı değerleri için tetikleme sinyalleri değişimleri görülmektedir. Açık çevrim çalışan sistemde 1 k Ω ’luk potansiyometre ile geri besleme gerilimi değiştirilerek farklı faz farkı değerleri elde edilmiştir. Çalışma periyodu yaklaşık olarak 110 kHz’dir. Bağlı iletim süresinin %50’den az olmasının sebebi, bırakılan ölü zamanlardır.

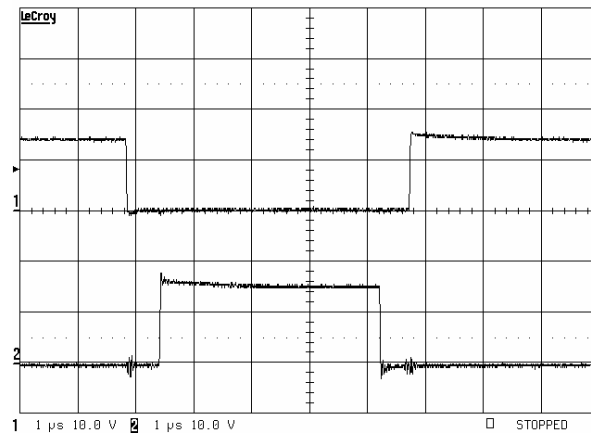
Şekil 6.4’te aynı kola ait iki anahtarın tetikleme sinyalleri değişimleri ve aralarındaki ölü zaman gösterilmiştir. Ölü zaman değeri 400 ns civarındadır. Bağlanan 22 k Ω ’lık direnç değeri (4.1) eşitliğinde yerine konulup, hesaplandığında ölü zaman değeri 550 ns çıkmaktadır. Bu noktada veri sayfasında verilen formül ile uygulamada bir fark oluşmuştur.

Şekil 6.5’te sürme transformatörünün primer ve sekonder gerilimi değişimleri ve Şekil 6.6’da ise primer gerilimi ve akımı değişimleri verilmiştir. Değişimlerden primer ve sekonder gerilimi arasındaki faz farkının 100 ns civarında olduğu, ideale yakın bir sürme sinyalinin elde edildiği, sürme transformatörünün MOSFET’in şarjı ve deşarjı için gerekli ani akımları verebildiği görülmektedir.

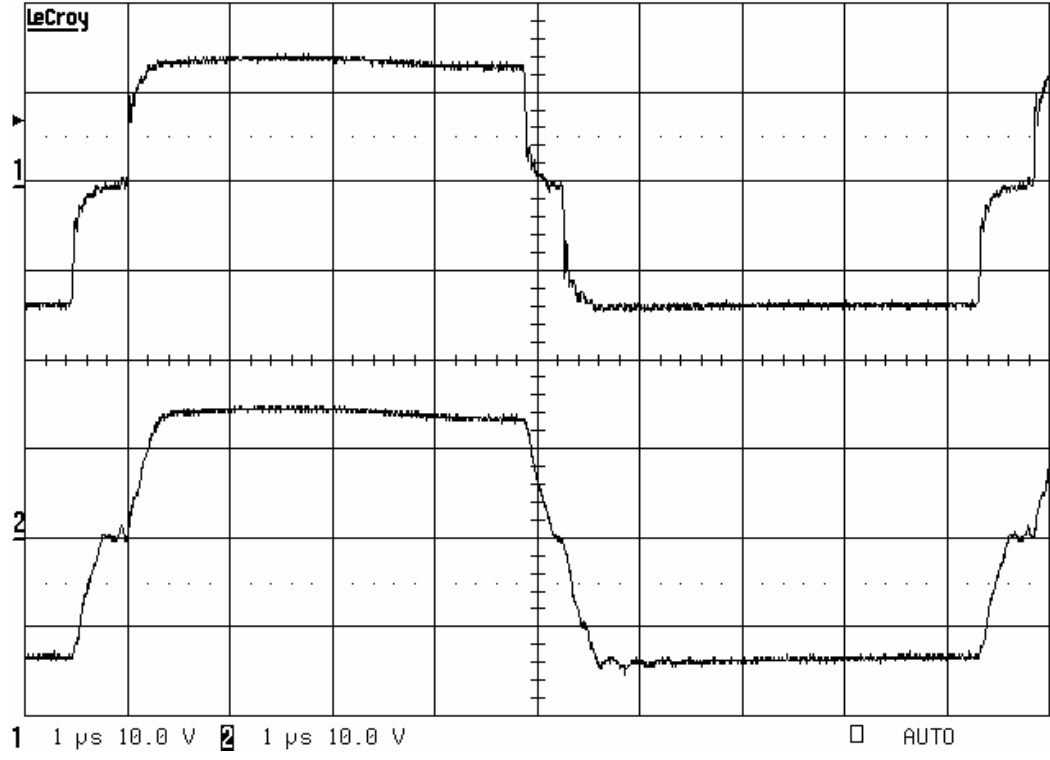
Şekil 6.7 ve Şekil 6.8’de güç transformatörünün primer gerilimi ve akımı değişimleri gösterilmiştir. Giriş gerilimi varyakla arttırılarak, farklı giriş gerilimlerinde devrenin çalışması gözlemlenmiştir. Devrenin Bölüm 5’te anlatılan teoriye uygun şekilde çalıştığı görülmüştür. Primer akımı sürekli akmaktadır ve klasik tam köprü DC-DC dönüştürücüde olduğu gibi kesintiye uğramamaktadır. Primer gerilimi, gerçekleşen sağ ve sol rezonans süreçleri sayesinde, yaklaşık kare dalga (quasi-square wave) şeklini almıştır.



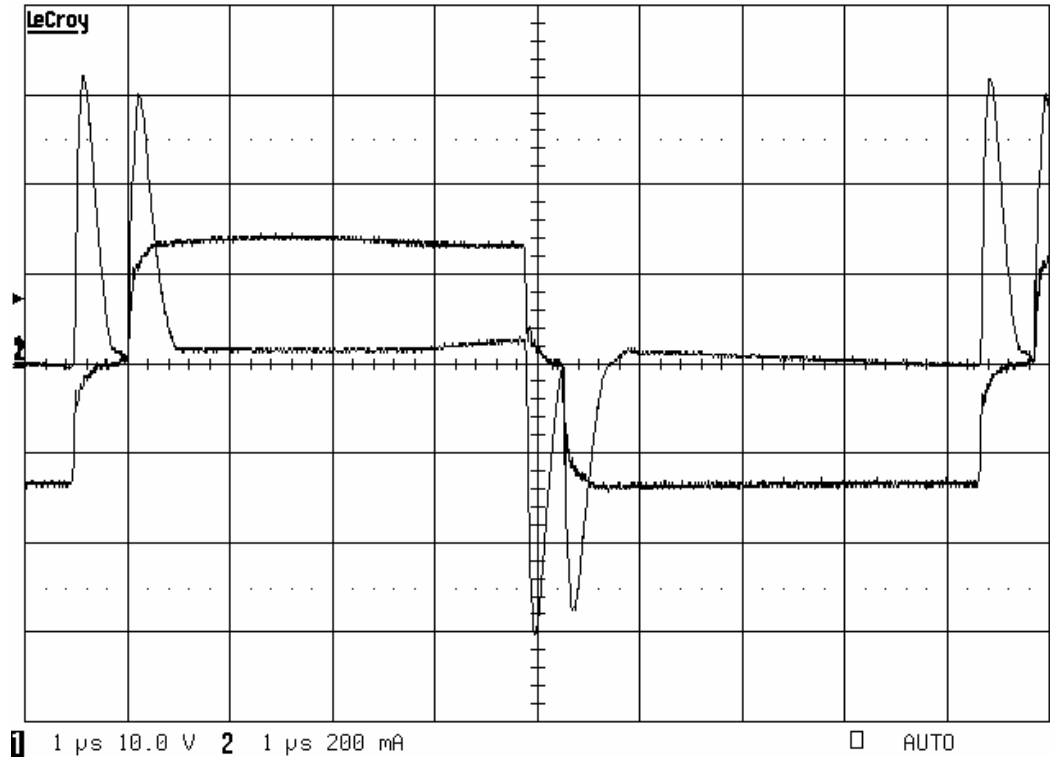
Şekil 6.3 Değişik faz farkı değerleri için tetikleme sinyalleri değişimleri.



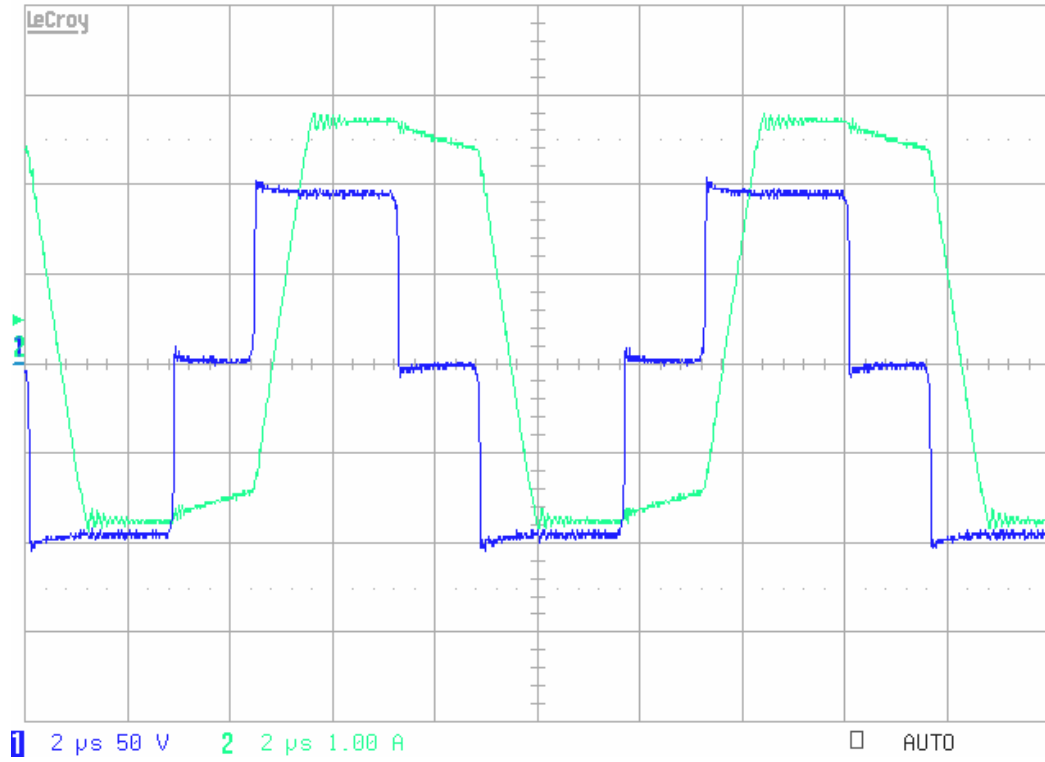
Şekil 6.4 Aynı kola ait iki anahtarın tetikleme sinyalleri değişimleri ve aralarındaki ölü zaman.



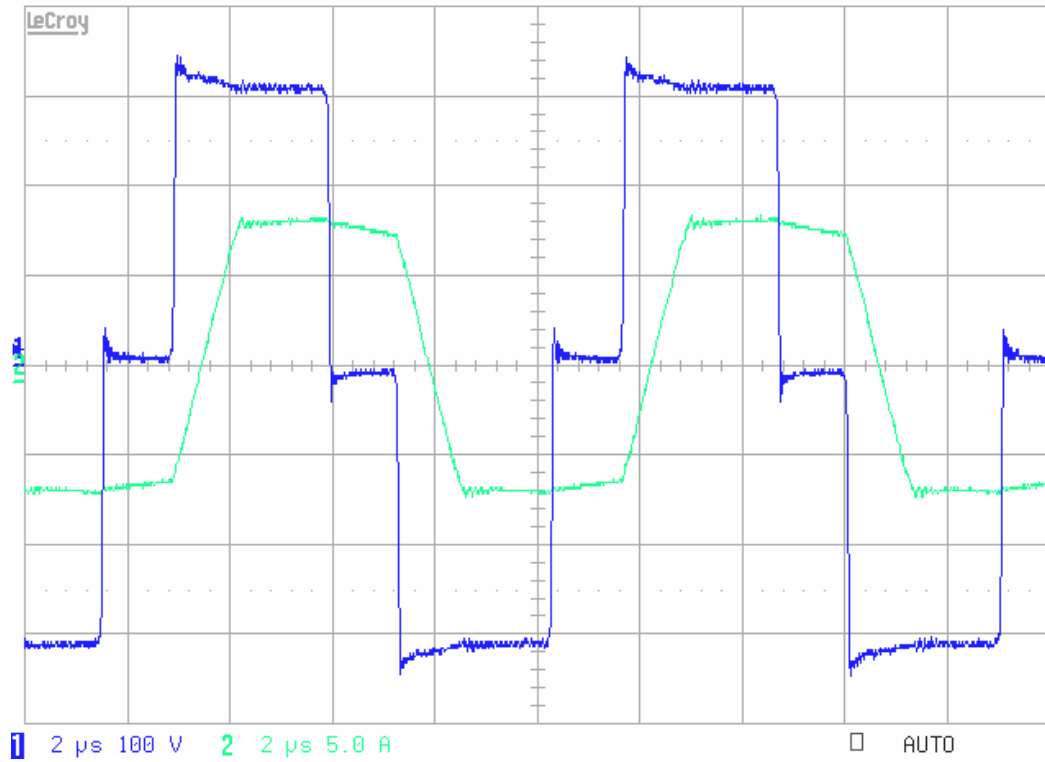
Şekil 6.5 Sürme transformatörünün primer (üstte) ve sekonder (altta) gerilimi değişimleri.



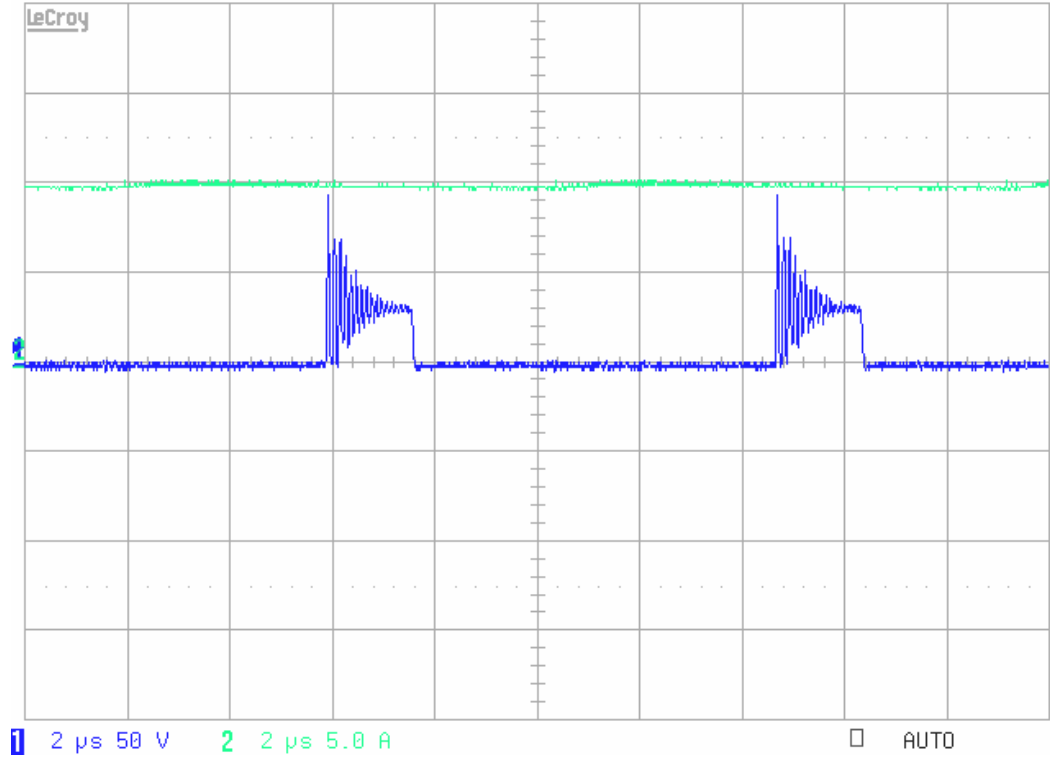
Şekil 6.6 Sürme transformatörü primer gerilimi ve akımı değişimleri.



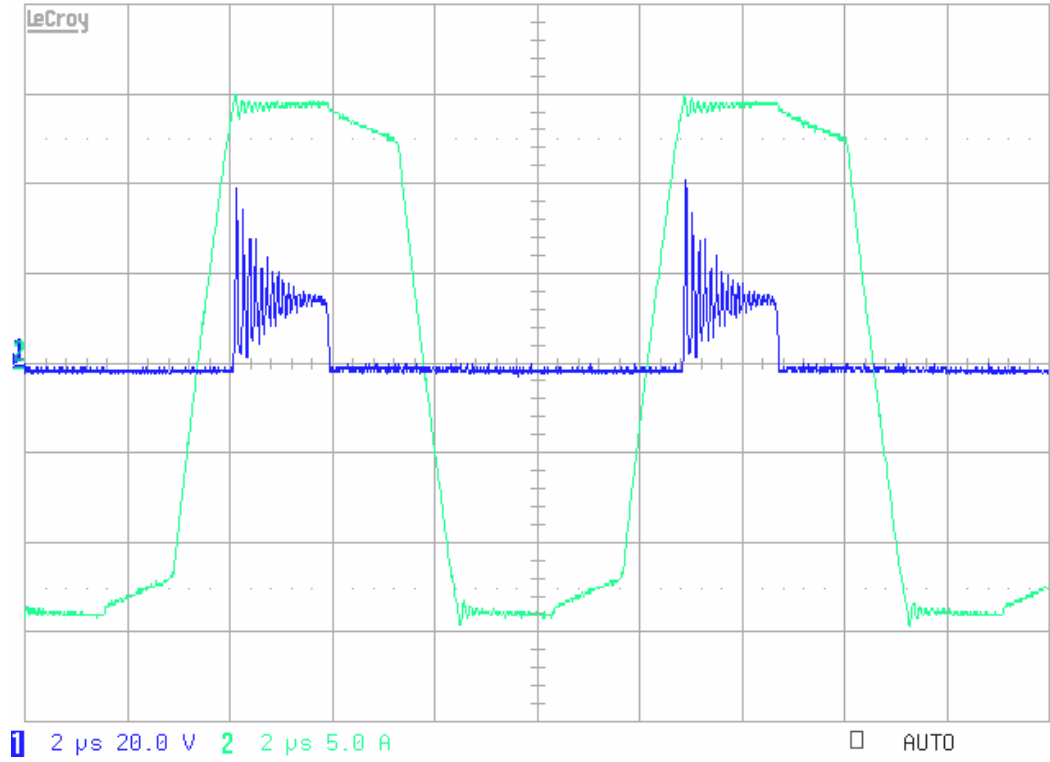
Şekil 6.7 $V_i = 100$ V için güç transformatörü primer gerilimi ve akımı değişimleri.



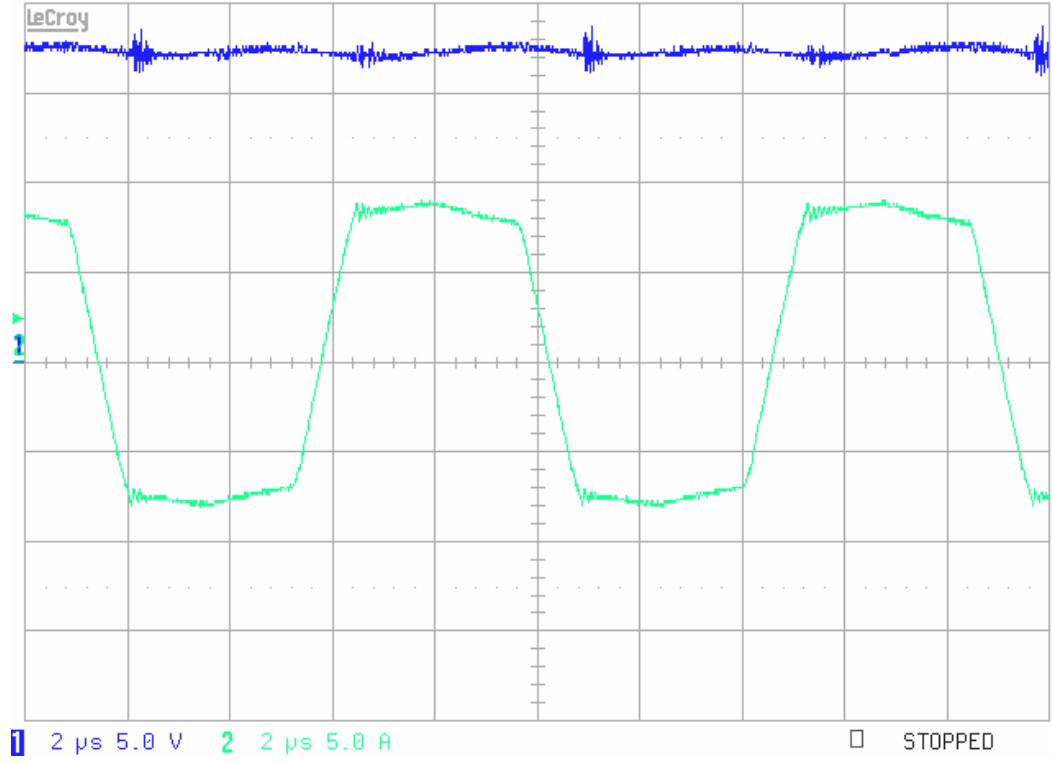
Şekil 6.8 $V_i = 300$ V için güç transformatörü primer gerilimi ve akımı değişimleri.



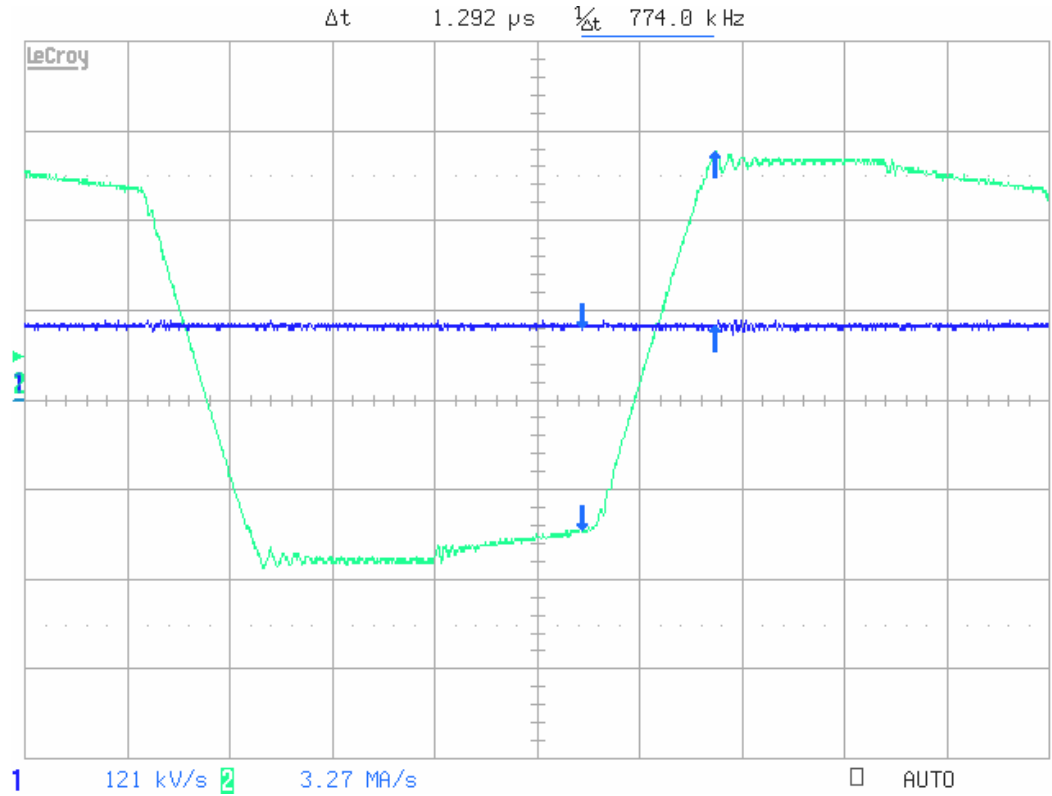
Şekil 6.9 Çıkış doğrultucu diyodu gerilimi ve çıkış akımı değişimleri.



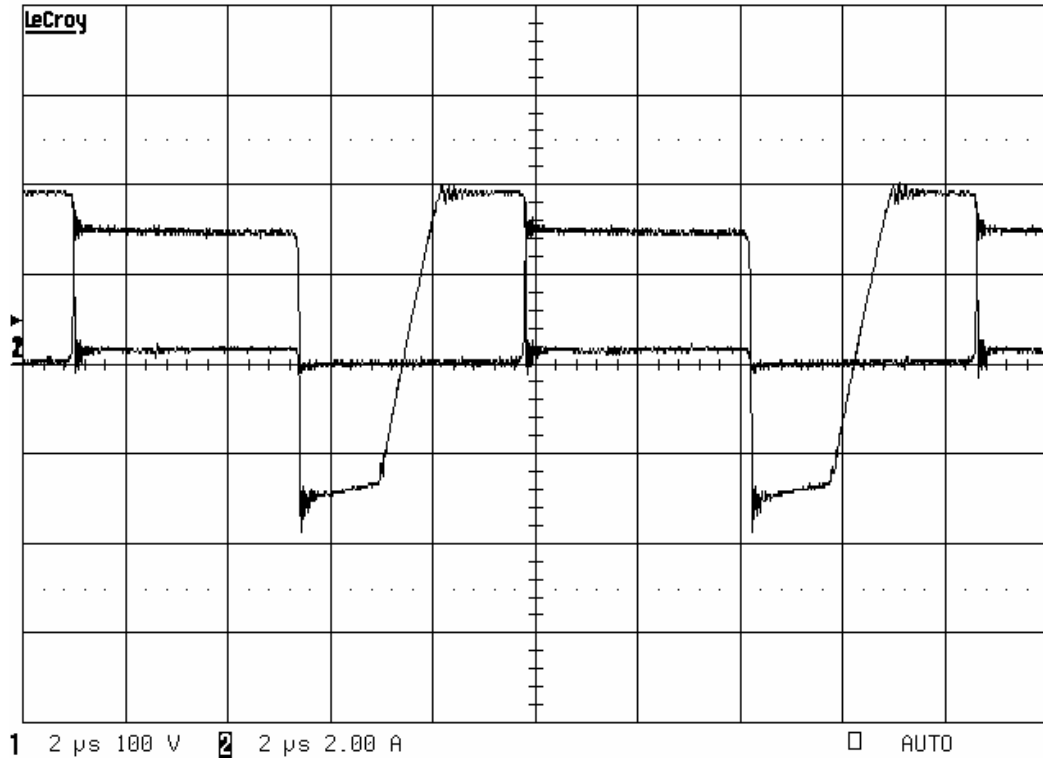
Şekil 6.10 Çıkış doğrultucu diyodu gerilimi ve akımı değişimleri.



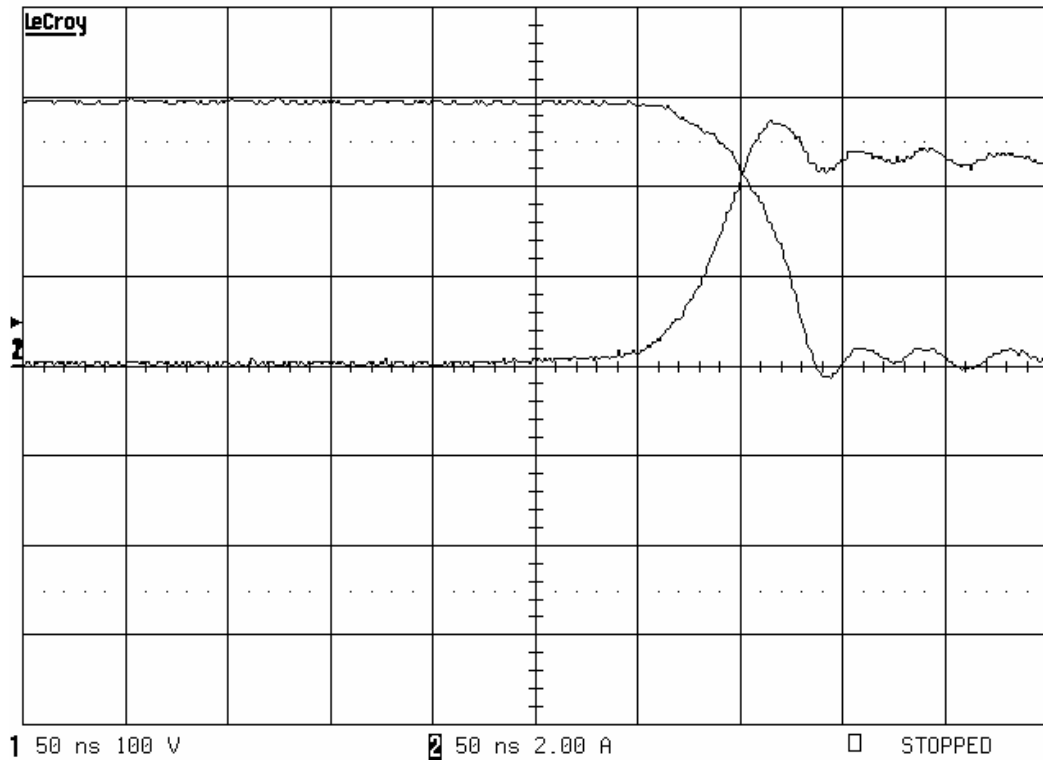
Şekil 6.11 Çıkış gerilimi ve primer akımı değişimleri.



Şekil 6.12 Primer akımının yön değiştirmesi için geçen sürenin belirlenmesi.



Şekil 6.13 MOSFET gerilimi ve akımı değişimleri.



Şekil 6.14 MOSFET gerilimi ve akımı değişimleri (kesime girme işlemi).

Şekil 6.9'da çıkış doğrultucu diyodu gerilimi ve çıkış akımı değişimleri gösterilmiştir. Diyodun maruz kaldığı parazitik salınımlar görülmektedir. Bu salınımlar, bastırma hücresi kullanımını gerektirecek kadar ciddi seviyelerdedir. Bu salınımların sebebi, transformatör kaçak endüktansı ile doğrultucu diyotlarının jonksiyon kapasiteleri arasında gerçekleşen rezonanstır. Uygulamada, klasik faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücünün bu dezavantajı maksimum çıkış gerilimi değerini de sınırlandırmıştır. Seçilen DSEI60-02 diyodunun V_{RRM} değeri 200 V olmasına rağmen yaklaşık 22 V çıkış gerilimi değerinde, parazitik salınımların gerilim seviyesi bu değere erişmeye yaklaşmıştır. Dolayısıyla maksimum çıkış gerilimi 20 V olarak kabul edilmiştir.

Şekil 6.9'da çıkış akımının çok düzgün olduğu görülmektedir. Devrede akımlar 15 A'lık akım probu ile ölçülmüştür. Primer akımının ölçümünde yeterli olan bu prob, maksimum çıkış akımının ölçülmesinde kullanılamamıştır. Çıkış akımının maksimum değeri yük hesabıyla bulunmuştur. Değeri 0.8Ω olarak ölçülen 3 adet rezistans paralel bağlanmıştır ve yük değeri $0.8/3 = 0.26 \Omega$ olarak hesaplanmıştır. Yük değeri, daha sonra devreden alınan değişik çıkış gerilimi ve akımı ölçüm değerleri kullanılarak tekrar hesaplanmış ve yaklaşık 0.29Ω olarak kabul edilmiştir. Çıkış gerilimi ölçü aleti ile belirlenmiş; 20 V çıkış geriliminde, maksimum çıkış akımı yaklaşık 70 A hesaplanmıştır.

Şekil 6.10'da çıkış doğrultucu diyodu gerilimi ve akımı değişimleri ile Şekil 6.11'de çıkış gerilimi ve primer akımı değişimleri verilmiştir. Çıkış geriliminin düzgün olduğu görülmektedir. Devrede çıkış doğrultucu diyotları sert anahtarlama ile çalışmaktadır, bu nedenle diyotların bağlı olduğu soğutucularda oldukça fazla bir sıcaklık artışı gözlemlenmiştir. Çıkış doğrultucu diyodu akımı değişimi primer akımı değişimiyle benzerdir. Primer akımındaki yön değiştirme, diyot akımı değişiminde de görülmektedir. Buradaki önemli nokta, bu yön değiştirme sürecinde sekonder geriliminin sıfır olmasıdır. Şekil 6.10'da sekonder geriliminin sıfır olduğu yaklaşık $1 \mu s$ 'lik kayıp bağlı iletim süresi görülmektedir. Bölüm 5'te anlatıldığı üzere, burada primer akımının yön değiştirmeye başlamasıyla birlikte primer gerilimi giriş gerilimi değerine ulaşmakta; ancak sekonder gerilimi bu süre boyunca sıfır kalmaktadır.

Şekil 6.12'de primer akımının yön değiştirmesi için geçen sürenin belirlenmesi gösterilmiştir. Primer akımının yön değiştirme süresi, rezonans sürelerini çıkarırsak, yaklaşık $1 \mu s$ 'dir. Transformatör tasarımında kaçak endüktans için bir optimizasyon yapılmadığı için, L_R $30 \mu H$ gibi çok yüksek bir değere sahiptir. Kaçak endüktansın çok büyük olması, primer akımının yön değiştirme süresini uzatmakta, bu da sekonderdeki kayıp bağlı iletim süresini

arttırmaktadır. Böylece tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü uygulamalarında, güç transformatörü tasarımı aşamasında kaçak endüktans değerinin çok iyi bir şekilde optimize edilmesi gerektiği görülmüştür. Bu bağlamda Bölüm 5.4'te anlatılan tasarım kriterleri çok büyük önem taşımaktadır.

Şekil 6.13 ve Şekil 6.14'te MOSFET gerilimi ve akımı değişimleri verilmiştir. Şekil 6.13'te MOSFET'in sıfır gerilim altında ilettime (ZVT) girdiği görülmektedir. MOSFET akımı negatif yönde akarken, elemanın dahili diyodu iletimdedir ve uçlarındaki gerilim sıfırdır. Ancak kesime girme işlemi, akım ve gerilim dalga şekillerinin birbirini kesmesinden de anlaşılacağı üzere, sert olarak gerçekleşmektedir. MOSFET'e paralel bağlanacak bir kondansatör ile gerilimin yükselme hızı sınırlandırılarak kesime girme işleminde ZVS sağlanabilir. Uygulamada, bütün MOSFET'ler ortak bir soğutucuya bağlanmıştır ve sürekli çalışmada, bu soğutucuda dikkate değer bir sıcaklık artışı gözlenmemiştir.

7. SONUÇLAR

Bu çalışmada, tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü incelenmiş ve çıkış güç katını, bu dönüştürücünün oluşturduğu bir AGK uygulama devresi gerçekleştirilmiştir.

Yüksek güçlü AGK'lar için çok uygun olan bu topoloji aşağıdaki avantajlara sahiptir.

- Primer tarafındaki güç anahtarları sıfır gerilim altında ilettime girerek yumuşak anahtarlama ile çalışmakta ve anahtarlama kayıpları oldukça düşmektedir.
- Yumuşak anahtarlama için ilave bastırma hücreleri kullanılmamakta, transformatör kaçak endüktansı ve MOSFET kaçak kapasitesi gibi parazitik elemanlar etkin bir şekilde kullanılmaktadır.
- Devre 1 MHz gibi yüksek anahtarlama frekanslarında, sabit frekansla çalışmaktadır. Frekansın yükselmesi güç yoğunluğunu arttırmaktadır.
- Yüksek verimle (%95), çok yüksek güçlere ulaşmak (100 kW) mümkündür. Özellikle yüksek giriş gerilimli uygulamalarda tercih edilmektedir.

Haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılan devrenin aşağıdaki dezavantajları vardır.

- ZVT aralığı sınırlıdır ve yük akımına bağlıdır.
- ZVT aralığını arttırmak için kaçak endüktansın artırılması, sekonderde bağlı iletim süresinde bir kayba yol açmaktadır. Bunun sebebi, primer akımının yön değiştirme süresinin kaçak endüktansın artmasına bağlı olarak uzamasıdır.
- Çıkış doğrultucu diyotları çok ciddi parazitik salınımlara maruz kalmaktadır.

Laboratuvarda gerçekleştirilen giriş gerilimi 220 V AC, anahtarlama frekansı 220 kHz ve gücü 1400 W (20 V / 70A) olan uygulama devresi ile, topolojinin yüksek frekanslı ve yüksek güçlü uygulamalar için iyi bir tercih olduğu, MOSFET'lerin ZVT ile çalışarak anahtarlama kayıplarının düştüğü ve devrenin yumuşak anahtarlamanın artılarını taşıdığı görülmüştür. Bununla beraber, yukarıda belirtilen, çıkış doğrultucu diyotlarındaki aşırı parazitik salınımlar ve bağlı iletim süresindeki kayıp gibi dezavantajlar da gözlenmiştir. Devrede bu dezavantajların etkilerini azaltmak için transformatör kaçak endüktans değerinin, ZVT aralığının ve kayıp bağlı iletim süresinin optimizasyonu değerlendirilerek belirlenmesi ve tasarım aşamasında bunun dikkate alınması gerekliliği görülmüştür. Kaçak endüktans değeri en uygun şekilde belirlenmesine rağmen, devre, geniş bir yük aralığında çalışmamaktadır. Buna dayanarak klasik sistemin optimize edilmesinin zorunlu olduğu sonucuna varılmıştır.

KAYNAKLAR

- Andreyca, B., (1993a), "Designing a PhaseShifted Zero Voltage Transition (ZVT) Power Converter", Unitrode Power Design Seminar Note, 1993
- Andreyca, B., (1993b), "Design Review: 500Watt, 40W/in³ Phase Shifted ZVT Power Converter" Unitrode Power Design Seminar Note, 1993
- Andreyca, B., (1997), "Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller", Unitrode Application Note, May 1997
- Baştürk, H., (1996), "Anahtarlama Güç Kaynaklarının İncelenmesi ve Bir Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi", Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, 1996, İstanbul
- Bodur, H., (2003), "DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri"YTÜ Ders Notları, 2003, YTÜ, İstanbul
- Bodur, H., (2004), "Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları 1" YTÜ Ders Notları, 2004, YTÜ, İstanbul
- Carsten, B., (1986), "Fast Accurate Measurement of Core Loss at High Frequencies", PC & IM Magazine, March 1986
- Chen, W., Lee, F. C., Jovanovic ve M. M., Sabate, J. A., (1995), "A Comparative Study of a Class of Full Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converters", IEEE Applied Power Electronics Conference, March 1995, Vol.2, 893-899
- Cho, J. G., Sabate, J. A. ve Lee, F. C., (1994), "Novel Full Bridge Zero-Voltage-Transition PWM DC/DC Converter For High Power Applications", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, February 1994, 143-149
- Dierberger, K., (1997), "A New Generation of Power MOSFET Offers Improved Performance at Reduced Cost", Advanced Power Technology Application Note, December 1997
- Dixon, L. H., (1996), "Magnetics Design for Switching Power Supplies", Unitrode Power Design Seminar Note, 1996
- Fisher, R. A., Ngo, K. D. T. ve Kuo, M. H., (1988), "500 kHz 250 W DC-DC Converter with Multiple Outputs Controlled by Phase-Shift PWM and Magnetic Amplifier", High Frequency Power Conversion Proceedings, May 1988, 100-110
- Hamo, D. J., (1995), "A 50W, 500kHz, Full-Bridge, Phase-Shift, ZVS Isolated DC to DC Converter Using the HIP4081A", Intersil Application Note, 1995
- Jang, Y., Jovanovic ve M. M., Chang, Y., (2003), "A New ZVS-PWM Full-Bridge Converter", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol.18, No.5, September 2003, 1122-1129
- Mammano, B. ve Putsch, I., (1991a), "Phase-Shifted PWM Control A New Integrated Controller Eases the Design of Efficient High-Frequency Bridge Power Switching", Applied Power Electronics Conference Proceedings, March 1991, 263-268
- Mammano, B., (1991b), "Fixed Frequency, Resonant-Switched Pulse Width Modulation with Phase- Shifted Control", Unitrode Power Design Seminar Note, 1991
- Mammano, B., (1994), "Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current

Mode”, Unitrode Design Note, 1994

Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P., (1995), Power Electronics Converters, Applications and Design, Second Edition, John Wiley, 1995

Sabate, J. A., Vlatkovic, V., Ridley, R. B., Lee, F. C. ve Cho, B. H., (1990), “Design Considerations for High Voltage, High Power Full-Bridge Zero Voltage Switched PWM Converter”, IEEE Applied Power Electronics Conference, 1990, 275-284

Saro, L., Redl, R. ve Dierberger, K., (1998), “High-Voltage MOSFET Behavior in Soft-Switching Converter: Analysis and Reliability Improvements”, International Telecommunication Conference, San Francisco, 1998

Steigerwald, R. L., De Doncker, R. W. ve Kheraluwala, H. M., (1996), “A Comparison of High-Power DC-DC Soft-Switched Converter Topologies”, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 32, No. 5, September/October 1996, 1139-1145

Unitrode Corporation, (1999), “UC3875 Phase Shift Resonant Controller Datasheet”, 1999

Vieria, J. L., Gabiatti, G. ve Barbi, I., (1992), “On The Design and Experimentation of a High Performance 25 A/48 V Rectifier Unit”, IEEE Telecommunications Energy Conference, October 1992, 540-547

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 26.04.1981

Doğum yeri İstanbul

Lise 1995-1999 Pendik Lisesi (Yabancı Dil Ağırlıklı)

Lisans 1999-2003 Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2003-2005 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Kontrol ve Otomasyon Programı

Çalıştığı kurum

2004-Devam ediyor YTÜ Elektrik Müh. Böl. Araştırma Görevlisi