

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI FAZ KAYDIRMALI TAM KÖPRÜ
PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GELİŞTİRİLMESİ**

NIHAN ALTINTAŞ

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
DOÇ.DR. A.FARUK BAKAN**

İSTANBUL, 2012

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI FAZ KAYDIRMALI TAM KÖPRÜ
PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GELİŞTİRİLMESİ**

Nihan ALTINTAŞ tarafından hazırlanan tez çalışması 01.06.2012 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç. Dr. A. Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç.Dr. A. Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof.Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Engin ÖZDEMİR
Kocaeli Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Yaşar BİRBİR
Marmara Üniversitesi

Bu alışma, Bilim Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı tarafından “Sanayi Tezleri Programı (SAN-TEZ)” kapsamında 00722.STZ.2010-2 ve Yıldız Teknik Üniversitesi BAPK 2012-04-02-DOP03 numaralı projeleri ile desteklenmiştir. Ayrıca, TÜBİTAK tarafından “1001 Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Projelerini Destekleme Programı” 107E149 numaralı proje ve “2211 Yurt İçi Doktora Burs Programı” ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında, faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücüler için, dönüştürücünün IGBT'li olarak gerçekleştirilmesine imkân sağlayan, **yeni bir aktif bastırma hücre** geliştirilmiştir. Yapılan bu çalışmanın, ileride bu konuda yapılacak akademik ve endüstriyel çalışmalar için yararlı bir referans olmasını dilerim.

Akademik hayata adım attığım ilk günden itibaren kendisinden çok şey öğrendiğim kıymetli tez hocam **Doç.Dr. A. Faruk BAKAN**'a bugüne kadar bana verdiği tüm emekler için teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.

Tez raporları konusundaki görüşleri ile tezin ilerlemesine olumlu katkı sağlayan tez izleme jürimdeki değerli hocalarım **Prof.Dr. Hacı BODUR** ve **Doç. Dr. Engin ÖZDEMİR**'e, doktora çalışmalarım süresince beni teşvik eden ve destekleyen değerli hocalarım **Doç.Dr. Erkan MEŞE**, **Yrd. Doç. Dr. A. Hülya OBDAN** ve **Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY**'a da şükranlarımı sunarım.

Ayrıca tez sürecinde manevi yardımlarını esirgemeyen Güç Elektroniği Laboratuvarında bulunan hocalarıma ve arkadaşlarıma da teşekkür ederim.

Son olarak bana eğitim hayatım boyunca destek olan sevgili aileme de bugüne kadar verdikleri emekler için şükranlarımı sunarım.

Haziran, 2012

Nihan ALTINTAŞ

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ.....	vii
KISALTMA LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xii
ÖZET	xiii
ABSTRACT.....	v
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Hipotez	3
BÖLÜM 2	5
TAM KÖPRÜ PSPWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN İNCELENMESİ	5
2.1 Giriş	5
2.2 Klasik Tam Köprü PWM DC-DC Dönüştürücü	5
2.3 Faz Kaydırmalı Tam Köprü PWM DC-DC Dönüştürücü	7
2.4 Çalışma Aralıklarının Analizi	9
2.4.1 Başlangıç Koşulları [$t = t_0$: Şekil 2.5]	9
2.4.2 Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$: Şekil 2.6]	10
2.4.3 Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$: Şekil 2.7]	12
2.4.4 Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$: Şekil 2.8]	13
2.4.5 Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$: Şekil 2.9]	15
2.4.6 Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$: Şekil 2.10]	16
2.4.7 Anahtarlama Periyodu Sonu [$t = t_5$]	17
2.5 ZVT Aralığının Sağlanması Tasarım Kriterleri	19
2.6 Kayıp Bağlı İletim Süresinin Optimizasyonunda Tasarım Kriterleri	21
2.7 Sonuç.....	23

BÖLÜM 3	25
YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI FAZ KAYDIRMALI TAM KÖPRÜ PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN İNCELENMESİ.....	25
3.1 Giriş	25
3.2 Tanımlar ve Kabuller	25
3.3 Çalışma Aralıkları.....	26
3.3.1 Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$].....	27
3.3.2 Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$].....	27
3.3.3 Aralık 3 [$t_2 < t < t_4$].....	28
3.3.4 Aralık 4 [$t_4 < t < t_5$].....	29
3.3.5 Aralık 5 [$t_5 < t < t_7$].....	30
3.3.6 Aralık 6 [$t_7 < t < t_8$].....	31
3.4 Dönüştürücünün Üstünlükleri	33
BÖLÜM 4	34
GELİŞTİRİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TEMEL ÖZELLİKLERİ VE TASARIM KRİTERLERİ.....	34
4.1 Giriş	34
4.2 Sınır Akımı I_a 'nın Seçimi	34
4.3 Kontrol Sinyalleri ve Gerekli Ölü Süre	34
4.3.1 Durum 1 [$I_{p0} > I_{pmin}$].....	35
4.3.2 Durum 2 [$I_{p0} = I_{pmin}$].....	36
4.4 Bağlı İletim Süresi Kaybı	38
4.5 Dönüştürücü Tasarımı.....	39
4.5.1 C_3 ve C_4 Kondansatörlerinin Belirlenmesi	39
4.5.2 C_1 ve C_2 Kondansatörlerinin Belirlenmesi	40
4.5.3 C_{1A} ve C_{2A} Kondansatörlerinin Belirlenmesi	40
4.5.4 Rezonans Endüktansı L_s 'nin Belirlenmesi	41
BÖLÜM 5	45
GELİŞTİRİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN UYGULAMASI	45
5.1 Giriş	45
5.2 Devre Şeması	45
5.3 Uygulama Devresi	46
5.4 Uygulama Sonuçları	48
BÖLÜM 6	68
SONUÇ VE ÖNERİLER	68
KAYNAKLAR	70
ÖZGEÇMİŞ	75

SİMGE LİSTESİ

a	Transformatör dönüştürme oranı ($a=N_p/N_s$)
C_1, C_2	Geri kol bastırma kondansatörleri
C_{1A}, C_{2A}	Geri kol yardımcı bastırma kondansatörleri
C_3, C_4	İleri kol bastırma kondansatörleri
C_S	Güç transformatörüne seri bağlı kondansatör
D_1, D_2	Geri kol ters akım diyotları
D_3, D_4	İleri kol ters akım diyotları
D_{1A}, D_{2A}	Yardımcı devre ters akım diyotları
D_{o1}, D_{o2}	Çıkış diyotları
ΔD	Bağlı iletim süresindeki kayıp
I_a	Yardımcı devrenin çalışmaya başladığı akım değeri
I_{cmax}	IGBT maksimum akımı
I_{CM}	IGBT'nin maksimum akım sınırı
I_o	Çıkış akımı
I_p	Primer akımı
I_{pkr}	Primer akımının ktritik değeri
I_{tail}	IGBT kuyruk akımı
L_o	Çıkış endüktansı
L_s	Transformatöre seri rezonans endüktansı
L_{s1}, L_{s2}	Sekonderde kullanılan doyumlu endüktanslar
N_p	Transformatör primer sarım sayısı
N_s	Transformatör sekonder sarım sayısı
t_{a1}	Yardımcı sinyal ile Q_1 sürme sinyali çakışma süresi
t_{a2}	Yardımcı sinyal ile Q_2 sürme sinyali arasındaki ölü süre
t_{aux}	Yardımcı sinyal süresi
$t_{dlagging}$	Q_1 ve Q_2 sürme sinyalleri arasındaki ölü süre
$t_{dleading}$	Q_3 ve Q_4 sürme sinyalleri arasındaki ölü süre
t_{doff}	IGBT kesime girme gecikmesi
t_f	IGBT akım düşme süresi
t_L	Sol kol rezonans süresi
t_{p0}	Geri kolda primer akımının sıfıra düşme süresi
t_R	Sağ kol rezonans süresidir
T_R	Rezonans periyodu
t_{tail}	IGBT kuyruk akımı süresi

Q_1, Q_2	Geri kol IGBT elemanları
Q_3, Q_4	İleri kol IGBT elemanları
Q_{1A}, Q_{2A}	Yardımcı devre IGBT elemanları
V_d	DC bara gerilimi, giriş gerilimi
V_{rec}	Trafo çıkışında doğrultulmuş gerilim
V_o	Çıkış gerilimi
ω_R	Rezonans açısal frekansı
Z_R	Rezonans empedansı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım (Alternative Current)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
FB	Tam köprü (Full Bridge)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
HS	Sert Anahtarlama (Hard Switching)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Isolated Gate Bipolar Transistor)
MOSFET	Metal Oksit Yarı iletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
PS	Faz Kaydırmalı (Phase Shifted)
SS	Yumuşak anahtarlama (Soft Switching)
UPS	Kesintisiz Güç Kaynağı (Uninterruptible Power Supply)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZCT	Sıfır Akımda Geçiş (Zero Current Transition)
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş (Zero Voltage Transition)

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	Tam köprü DC-DC dönüştürücü devre şeması.	6
Şekil 2.2	Klasik PWM kontrol yönteminde kontrol sinyalleri ve tam köprü DC-DC dönüştürücüde primer gerilimi dalga şekli.	7
Şekil 2.3	Faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücüde anahtarlara ait sürme sinyalleri ve primer gerilimi dalga şekilleri.	8
Şekil 2.4	Faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücü devre şeması.	9
Şekil 2.5	$t = t_0$ için eşdeğer devre şeması.	10
Şekil 2.6	$t_0 < t < t_1$ aralığı için eşdeğer devre şeması.	11
Şekil 2.7	$t_1 < t < t_2$ aralığı için eşdeğer devre şeması.	13
Şekil 2.8	$t_2 < t < t_3$ aralığı için eşdeğer devre şeması.	14
Şekil 2.9	$t_3 < t < t_4$ aralığı için eşdeğer devre şeması.	16
Şekil 2.10	$t_4 < t < t_5$ aralığı için eşdeğer devre şeması.	17
Şekil 2.11	Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücüde çalışma aralıklarına ait temel dalga şekilleri.	18
Şekil 2.12	Sol kol rezonansında kapasite gerilimi dalga şeklini gösteren üç ayrı durum.	20
Şekil 2.13	Kayıp bağlı iletim süresini açıklayan primer gerilim ve akımı ile sekonder gerilimi dalga şekilleri.	22
Şekil 3.1	Yumuşak anahtarlama PSPWM tam köprü DC-DC dönüştürücü	26
Şekil 3.2	Aralık 1 için eşdeğer devre.	27
Şekil 3.3	Aralık 2 için eşdeğer devre.	28
Şekil 3.4	Aralık 3 için eşdeğer devre.	29
Şekil 3.5	Aralık 4 için eşdeğer devre.	30
Şekil 3.6	Aralık 5 için eşdeğer devre.	31
Şekil 3.7	Aralık 6 için eşdeğer devre.	31
Şekil 3.8	Geliştirilen PSPWM dönüştürücünün dalga şekilleri.	32
Şekil 4.1	Paralel kondansatör gerilimi ve primer akımı dalga şekilleri, kontrol sinyalleri, geri kol rezonansında oluşan aralıklar ve tanımlar	37
Şekil 4.2	Kondansatör değerine bağlı olarak kesime girme kayıplarının değişimi.	41
Şekil 4.3	$C_p=25$ nF değeri için önerilen dönüştürücünün karakteristik eğrileri	42
Şekil 5.1	Yumuşak anahtarlama faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücünün uygulama devresi.	46
Şekil 5.2	Laboratuarda gerçekleştirilen uygulama devresi	46
Şekil 5.3	$I_o=40$ A için V_{AB} ve I_p değişimleri.	52
Şekil 5.4	$I_o=40$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.	52

Şekil 5.5	$I_o=40$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.....	53
Şekil 5.6	$I_o=40$ A için I_p , V_o ve V_{AB} değişimleri.	53
Şekil 5.7	$I_o=60$ A için V_{AB} ve I_p değişimleri.....	54
Şekil 5.8	$I_o=60$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.....	54
Şekil 5.9	$I_o=60$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.....	55
Şekil 5.10	$I_o=60$ A için I_p , V_o ve V_{AB} değişimleri.	55
Şekil 5.11	$I_o=80$ A için V_{AB} ve I_p değişimleri.....	56
Şekil 5.12	$I_o=80$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.....	56
Şekil 5.13	$I_o=80$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.....	57
Şekil 5.14	$I_o=80$ A için I_p , V_o ve V_{AB} değişimleri.	57
Şekil 5.15	$I_o=85$ A için V_{AB} ve I_p değişimleri.....	58
Şekil 5.16	$I_o=85$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.....	58
Şekil 5.17	$I_o=85$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.....	59
Şekil 5.18	$I_o=85$ A için I_p , V_o ve V_{AB} değişimleri.	59
Şekil 5.19	$I_o=110$ A için V_{AB} ve I_p değişimleri.....	60
Şekil 5.20	$I_o=110$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.	60
Şekil 5.21	$I_o=110$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.	61
Şekil 5.22	$I_o=110$ A için I_p , V_o ve V_{AB} değişimleri.	61
Şekil 5.23	$I_o=140$ A için V_{AB} ve I_p değişimleri.....	62
Şekil 5.24	$I_o=140$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.	62
Şekil 5.25	$I_o=140$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.	63
Şekil 5.26	$I_o=140$ A için I_p , V_o ve V_{AB} değişimleri.	63
Şekil 5.27	$I_o=180$ A için V_{AB} ve I_p değişimleri.....	64
Şekil 5.28	$I_o=180$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.	64
Şekil 5.29	$I_o=180$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.	65
Şekil 5.30	$I_o=180$ A için I_p , V_o ve V_{AB} değişimleri.	65
Şekil 5.31	V_{GE1} , V_{GE1A} , V_{GE2} ve V_{GE2A} değişimleri.	66
Şekil 5.32	V_{GE1} , V_{GE1A} , V_{GE2} ve V_{GE2A} değişimleri.	66
Şekil 5.33	Geliştirilen ve klasik PSFB PWM DC-DC Dönüştürücülerin verim eğrileri.	67

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 4.1 $5 \mu\text{H} < L_S < 8 \mu\text{H}$ için hesaplanan I_a , t_{ZVSmax} , t_{p0} ve ΔD değerleri.....	43
Çizelge 5.1 Uygulama devresinde kullanılan güç elemanları.	47

YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI FAZ KAYDIRMALI TAM KÖPRÜ PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GELİŞTİRİLMESİ

Nihan ALTINTAŞ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. A. Faruk BAKAN

Anahtarlama güç kaynakları, yüksek gerilimli güç kaynakları, akümülatör şarjı, kaynak makinaları vb. endüstriyel uygulamalarda, yüksek güç ve frekanslarda genellikle tam köprü türü izoleli DC-DC dönüştürücü kullanılmaktadır. Tam Köprü (FB) türü bu dönüştürücülerde, anahtarlama kayıpları ile güç elemanlarının kaçak kapasitansları ve transformatörün kaçak endüktansı arasında oluşan parazitik salınımlar kabul edilemez düzeylere erişmektedir. Bu uygulamalarda, modern Yumuşak Anahtarlama (SS) yöntemleri kullanılarak, anahtarlama kayıpları ile güç elemanlarının akım ve gerilim streslerinin etkili bir şekilde azaltılması, böylece devre veriminin veya güç yoğunluğunun yükseltilmesi ve EMI gürültünün düşürülmesi gerekmektedir.

Çoğunlukla MOSFET'in kullanıldığı bu tür dönüştürücülerde, genellikle Faz Kayma (PS) yöntemi uygulanarak, güç elemanlarının kaçak kapasitansları ve transformatörün kaçak endüktansı arasında bir Kısmi Rezonans (QR) oluşturulmakta, böylece kaçaklar yararlı hale dönüştürülmekte ve SS elde edilmektedir. Burada, kaçak endüktansta biriken enerji ile parazitik kapasitanslar deşarj edilerek, MOSFETlerin Sıfır Gerilim Geçiş (ZVT) ile iletme ve Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS) ile kesime girmesi sağlanmaktadır. PS FB PWM DC-DC dönüştürücülerde, yük akımına bağlı olarak bağlı iletim süresinin değişmesi ve düşük yükte endüktansta biriken enerjinin yetersiz kalması nedeniyle yumuşak anahtarlamanın bozulması, çıkış katındaki doğrultucu diyotlar üzerinde aşırı

gerilim ve salınımların oluşması, çıkışa gücün aktarılmadığı aralıkta primerden geçen akım nedeniyle iletim kayıplarının artması gibi bazı önemli problemler oluşmaktadır. Literatürde bu dönüştürücüler ile bunların problemlerini çözmeye yönelik pek çok çalışma yer almaktadır.

Bu tezde, yukarıda sıralanan dönüştürücü problemlerinin çoğunun çözüldüğü, dönüştürücünün IGBT'li olarak gerçekleştirilmesine ve yüksek güçlü uygulamalarda kullanılmasına imkân sağlayan yeni bir yumuşak anahtarlama PS FB PWM DC-DC dönüştürücü geliştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Faz Kaydırma Metodu, PS PWM DC-DC Dönüştürücüler, Yumuşak Anahtarlama, ZVT, ZVS

**DEVELOPMENT OF A NEW SOFT SWITCHED PHASE SHIFTED FULL BRIDGE
PWM DC-DC CONVERTER**

Nihan ALTINTAŞ

Department of Electrical Engineering

PhD. Thesis

Advisor: Assoc. Prof. Dr. A. Faruk BAKAN

Full bridge isolated DC-DC converters are widely used in applications such as switch mode power supplies, high voltage power supplies, arc welding machines and battery chargers at high power and frequencies. In Full Bridge (FB) converters switching losses and the parasitic oscillations between leakage capacitance of power switches and transformer leakage inductance reach unacceptable values. In these applications it is required to decrease switching losses and current and voltage stresses of power switches with modern Soft Switching (SS) methods to increase efficiency and power density and to decrease EMI noise.

In these converters MOSFET is mostly preferred and by using Phase Shift (PS) method a Quasi Resonant (QR) is formed between the parasitic capacitance of power switches and transformer leakage inductance, so the leakages are utilised beneficially and SS is obtained. In this topology the energy in parasitic capacitance is discharged by using the energy in the leakage inductance. MOSFET is turned on with Zero Voltage Transition (ZVT) and turned off with Zero Voltage Switching (ZVS). In PS FB PWM DC-DC converters some problems arises such as variation of duty cycle with load current, hard switching because of insufficient energy in leakage inductance at light loads, and high voltage peaks and oscillations on the output diodes, and increment in the conduction losses because of the current flowing in the free wheeling interval. There are lots of

studies on these converters and to solve the problems of these converters in the literature.

In this thesis, a new PS FB PWM DC-DC converter is developed. In this converter IGBT is used and the problems listed above is solved and the converter will be applied to high power applications

Key words: Phase Shift Method, PS PWM DC-DC Converters, Soft Switching, ZVT, ZVS

1.1 Literatür Özeti

Anahtarlama güç kaynakları, yüksek gerilimli güç kaynakları, akümülatör şarjı, kaynak makinaları vb. endüstriyel uygulamalarda, yüksek güç ve frekanslarda genellikle tam köprü türü izoleli DC-DC dönüştürücü kullanılmaktadır. Tam Köprü (FB) türü bu dönüştürücülerde, anahtarlama kayıpları ile güç elemanlarının kaçak kapasitansları ve transformatörün kaçak endüktansı arasında oluşan parazitik salınımlar kabul edilemez düzeylere erişmektedir. Bu uygulamalarda, modern Yumuşak Anahtarlama (SS) yöntemleri kullanılarak, anahtarlama kayıpları ile güç elemanlarının akım ve gerilim streslerinin etkili bir şekilde azaltılması, böylece devre veriminin veya güç yoğunluğunun yükseltilmesi ve EMI gürültünün düşürülmesi gerekmektedir [1, 5].

Çoğunlukla MOSFET'in kullanıldığı bu tür dönüştürücülerde, genellikle Faz Kaydırma (PS) yöntemi uygulanarak, güç elemanlarının kaçak kondansatörleri ve transformatörün kaçak endüktansı arasında bir Kısmi Rezonans (QR) oluşturulmakta, böylece kaçaklar yararlı hale dönüştürülmekte ve SS elde edilmektedir. Burada, MOSFET iletime girmeden önce kaçak endüktansta biriken enerji ile parazitik kondansatör deşarj edilerek, MOSFET'in Sıfır Gerilim Geçiş (ZVT) ile iletime ve Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS) ile kesime girmesi sağlanmaktadır.

FB PWM DC-DC dönüştürücünün güç yoğunluğunu ve verimini artırmak için geliştirilen PS tekniğinde QR oluşturularak güç elemanlarının kaçak kondansatörleri ile trafonun kaçak endüktansı yararlı hale dönüştürülmekte ve SS elde edilmektedir. PS yönteminde

FB PWM DC-DC dönüştürücüde SS sağlanmakla birlikte aşağıda belirtilen bazı problemler ortaya çıkmaktadır.

- Yük akımına bağlı olarak bağlı iletim süresinin azalması
- Çıkış katındaki doğrultucu diyotlar üzerinde aşırı gerilim ve salınımların oluşması
- Düşük yükte endüktansta biriken enerjinin kaçak kapasiteleri deşarj etmeye yetmemesi nedeniyle yumuşak anahtarlamanın bozulması
- Çıkışa gücün aktarılmadığı aralıkta primerden akım geçerek iletim kayıplarının artması.

PS FB PWM DC-DC dönüştürücünün problemlerini çözmek için literatürde birçok çalışma yapılmıştır [6-54]. Literatürde bu konuda yapılan çalışmalar aşağıda sınıflandırılmıştır.

- Primerde ilave pasif bastırma hücresi kullanılması [9,10]
- Primerde lineer endüktans yerine doyumlu endüktans kullanılması [14,18]
- Primerde MOSFET yerine IGBT kullanılması [19]
- Sekonderde doyumlu endüktans kullanılması [14,20]
- Faz kaydırma yöntemi ile kontrolsüz tam köprünün birlikte hibrit bir şekilde kullanılması [21]
- Sol kolda IGBT'lere seri iki diyot kullanılması [22]
- Primerde hem pasif ve hem de aktif eleman kullanılması [16, 23, 27]
- Çıkış katında ERS (Enerji Kazanımlı Bastırma Hücresi) kullanılması [25]
- Primerde iki seri transformatör (SCTT) ve seri kapasite kullanılması [26]
- Primerde kuplajlı bir endüktans kullanılması [28, 31]
- Doğrultucu katında ilave diyot ve IGBT kullanılması [30]
- Çıkış katında senkron doğrultucu kullanılması [32]
- Rezonans endüktansı yerine lineer değişen endüktans (LVI) kullanılması [38]

Literatürde yapılan çalışmalarda aşağıda belirtilen konularda boşluklar bulunmaktadır.

- Tüm çalışma aralığında yumuşak anahtarlama sağlanamamaktadır. Boşta çalışmada çıkış akımı primere yansımadığından yumuşak anahtarlama bozulmaktadır.
- PS PWM tekniği MOSFET'in yüksek değerli kaçak kondansatörü ile ilgili anahtarlama kayıplarının önlenmesine yönelik olduğundan yayınlarda güç elemanı olarak MOSFET kullanılmıştır. Yüksek gerilimde MOSFET'in iç direncinin ve iletim kayıplarının yüksek olması dönüştürücü veriminin düşmesine neden olur. Çalışmalar düşük güçlerde yapılmıştır ve IGBT'ye yönelik çözümlerde eksiklikler bulunmaktadır.
- Özellikle doyumlu endüktans kullanılan devrelerde sabit ölü zaman durumunda yumuşak anahtarlama bozulmaktadır. Çalışmalarda ölü zaman kontrolünün gerekliliği dikkate alınmamıştır.
- Geliştirilen bazı yöntemlerin endüstriyel uygulamalar açısından gerçekleştirme zorlukları bulunmaktadır.

1.2 Tezin Amacı

Bu tez kapsamında, yukarıda sıralanan dönüştürücü problemlerinin çoğunun çözüldüğü, yüksek güçlü endüstriyel uygulamalarda kullanılmaya uygun yeni bir yüksek frekanslı ve yüksek güç yoğunluğuna sahip IGBT'li bir PSPWM DC-DC dönüştürücünün geliştirilmesi hedeflenmiştir.

Yumuşak anahtarlama PWM DC-DC dönüştürücü geliştirilmesi ve uygulanmasında kazanılan bilgi birikimiyle teknolojik ürünler geliştirilmesine katkılar sağlanması hedeflenmektedir.

1.3 Hipotez

Bu tezde, yukarıda sıralanan dönüştürücü problemlerinin çoğunun çözüldüğü, dönüştürücünün IGBT'li olarak gerçekleştirilmesine ve yüksek güçlü uygulamalarda kullanılmasına imkân sağlayan yeni bir PSPWM DC-DC dönüştürücü geliştirilmiştir. Geliştirilen 75 kHz ve 5 kW IGBT'li PSPWM dönüştürücü aşağıda sıralanan üstünlüklere sahiptir.

- Geri koldaki elemanların kesime girmedeki anahtarlama kayıplarını azaltmak

üzere ilave bir devre geliştirilmiştir. IGBT'lerin kesime girmedeki anahtarlama kayıpları yüksek değerli kondansatörler kullanılarak azaltılmıştır. Bu durum özellikle yüksek akımlarda geri koldaki elemanlar için önemlidir.

- IGBT'lere paralel bağlı yüksek değerli kondansatörlerin düşük akımlarda ve boşta çalışmada sert anahtarlama neden olması ve bu nedenle oluşan IGBT arızaları önlenmiştir.
- İlave devre sayesinde rezonans endüktansının daha küçük seçilebilmesi sağlanmış böylece çıkış geriliminin bağlı iletim süresinde oluşan kayıp azaltılmıştır. Bunun neticesinde trafo dönüştürme oranı daha yüksek seçilebilmekte ve iletim kayıpları azaltılabilmektedir.
- Çıkış diyotları üzerindeki parazitik salınımlar doyumlu endüktans kullanılarak makul değerlere düşürülmüştür.

Bu tez ile, yüksek güçlü ve yüksek frekanslı DC-DC dönüştürücüler konusunda bilime katkı sağlanmış ve bu alanda bilgi birikimi oluşmuştur.

TAM KÖPRÜ PSPWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN İNCELENMESİ

2.1 Giriş

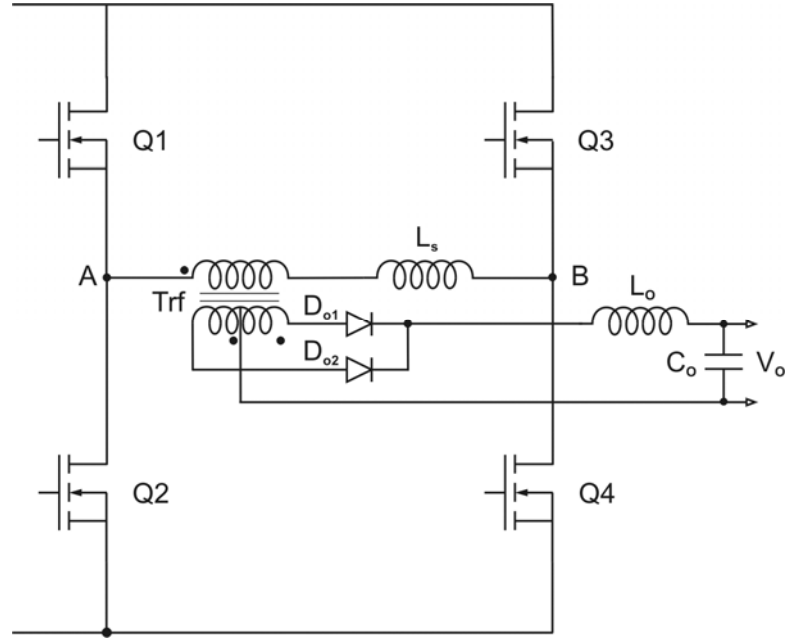
Yüksek güçlerde kullanılan tam köprü DC-DC dönüştürücülerde yaygın olarak iki farklı kontrol yöntemi kullanılmaktadır. Bunlar sırası ile klasik darbe genişlik modülasyon (PWM) ve faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyon (PSPWM) kontrol yöntemleridir. Bu bölümde, klasik tam köprü DC-DC dönüştürücüde faz kaydırmalı PWM kontrol yönteminin kullanılması durumu ayrıntılı olarak incelenmiştir.

2.2 Klasik Tam Köprü PWM DC-DC Dönüştürücü

Klasik tam köprü PWM DC-DC dönüştürücülerde, devrede kullanılan endüktans, kondansatör ve transformatör gibi malzemelerin boyut ve hacimlerini küçültmek amacıyla anahtarlama frekansı yükseltilir. Fakat anahtarlama frekansının yükseltilmesi anahtarlama kayıplarının ve elektro manyetik girişim gürültülerinin artmasına bunun sonucu olarak da dönüştürücü performansının olumsuz etkilenmesine neden olur. Bu yüzden yüksek güçlü uygulamalarda elemanları korumak için bastırma devreleri kullanılır. Bastırma devrelerinin kullanılmasından dolayı oluşan ilave kayıplar nedeni ile dönüştürücünün verimi daha da düşer.

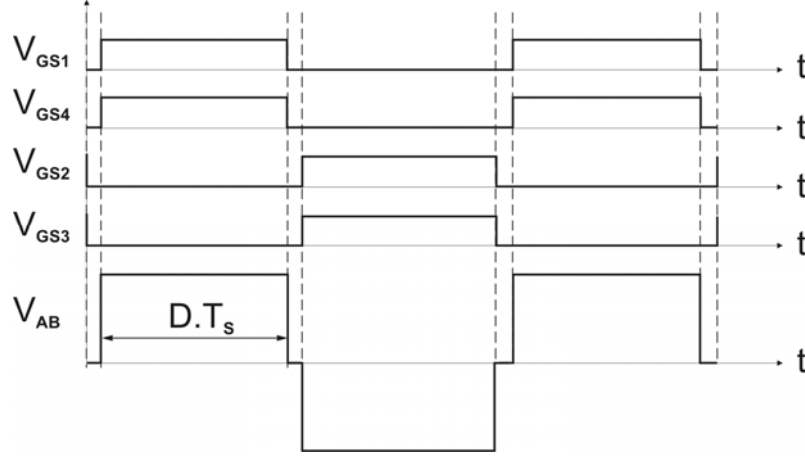
Klasik tam köprü DC-DC dönüştürücüye ait devre şeması Şekil 2.1’de gösterilmiştir. Devrede Q_1 ve Q_4 anahtarları eşzamanlı olarak iletme ve kesime girmektedir. Q_1 ve Q_4 anahtarlarının iletimde olduğu aralıkta transformatörün primer sargısına pozitif giriş gerilimi uygulanmakta ve çıkışa güç aktarılmaktadır. Q_1 ve Q_4 anahtarlarının kontrol sinyalleri aynı anda kesildikten bir süre sonra Q_2 ve Q_3 anahtarlarına kontrol sinyali

uygulanır ve anahtarlar iletime girer. Bu durumda ise transformatörün primer sargısına negatif gerilim uygulanmaktadır ve yine çıkışa güç aktarılır. Sonuç olarak transformatör primer sargısında yüksek frekanslı bir AC gerilim oluşmaktadır. Devrede kullanılan elemanlara ait sürme sinyalleri ve transformatörün primer sargısına ait gerilim Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Tam köprü DC-DC dönüştürücü devre şeması.

Primer sargısında oluşan yüksek frekanslı AC gerilim transformatör ile izole edilir ve trafonun dönüştürme oranına göre gerilimin değeri değiştirilerek sekondere aktarılır. Bu gerilim trafonun sekonder tarafında kullanılan D_{o1} ve D_{o2} diyotları ile doğrultularak DC çıkış gerilimi elde edilir. Sabit frekansta çalışan bu devrede çıkış gerilimi regülasyonu darbe genişlik modülasyonu ile sağlanmaktadır. L_o ve C_o elemanları çıkış filtresi olarak çalışmaktadır.

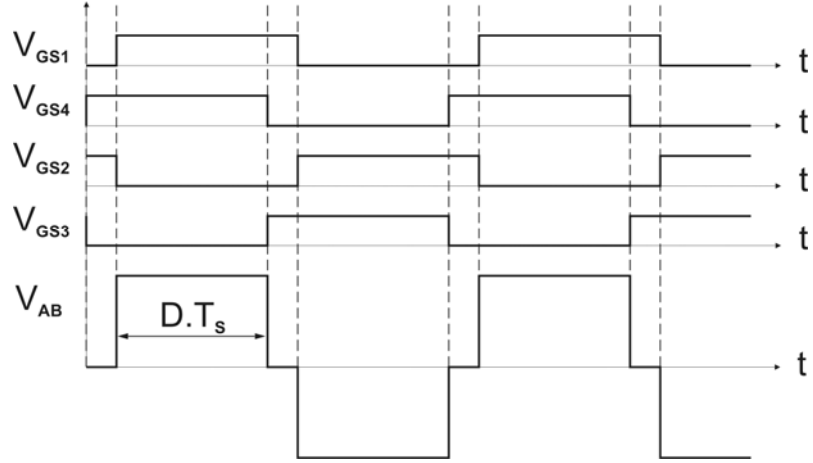


Şekil 2.2 Klasik PWM kontrol yönteminde kontrol sinyalleri ve tam köprü DC-DC dönüştürücüde primer gerilimi dalga şekli.

Bu devrede bütün güç elemanlarının kesimde olduğu aralıkta, primer akımı sıfır olup, yük akımı ise doğrultucu diyotları üzerinden serbest dolaşmaktadır. Bu durumda Şekil 2.1’de L_s ile gösterilen, transformatörün kaçak endüktansı ile MOSFET’lerin kaçak kondansatörleri arasında parazitik salınımlar meydana gelir. Parazitik salınımları bastırmak veya yok etmek için bastırma elemanlarının kullanılması gerekir. Bastırma elemanları kullanılmadığı takdirde kullanılacak olan güç elemanlarının daha yüksek gerilimlere dayanacak şekilde seçilmesi gerekir. Yüksek gerilim dayanımı olan MOSFET’ler kullanılması durumunda elemanın iç direnci arttığı için iletim kayıpları da artar. Bundan dolayı dönüştürücünün verimi düşer ve maliyeti de artar.

2.3 Faz Kaydırmalı Tam Köprü PWM DC-DC Dönüştürücü

Tam köprü DC-DC dönüştürücüde güç elemanlarının kontrol sinyallerinin faz kaydırmalı PWM kontrol yöntemiyle elde edilmesi durumunda bastırma hücresi kullanmadan devredeki parazitik salınımları en aza indirmek mümkündür. Bu yöntemde Q_4 ve Q_3 elemanlarının kontrol sinyalleri, Q_1 ve Q_2 elemanlarının kontrol sinyallerine göre geciktirilerek (faz kaydırılarak) verilir. Bu sürme sinyalleri Şekil 2.3’te gösterilmiştir.

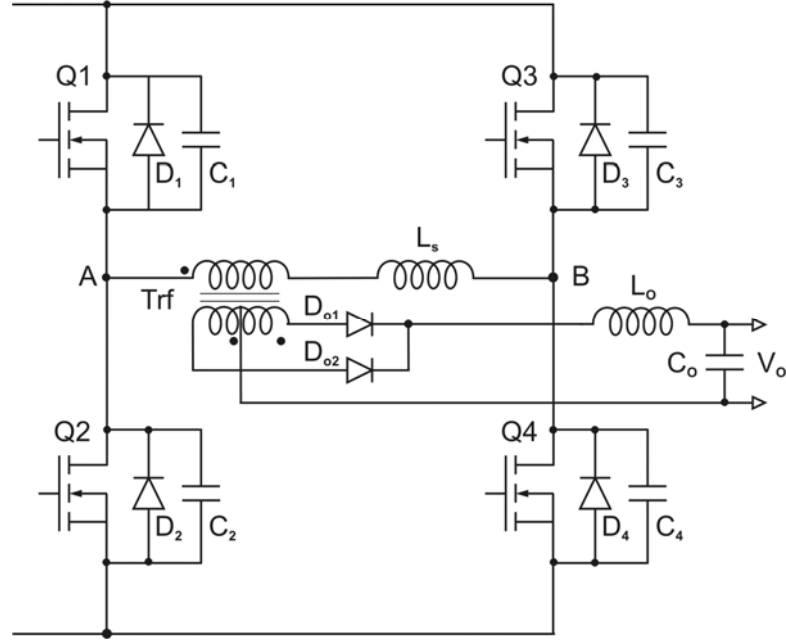


Şekil 2.3 Faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücüde anahtarlara ait sürme sinyalleri ve primer gerilimi dalga şekilleri.

Şekil 2.3'te görüldüğü gibi, Q_1 ve Q_4 aynı anda ilettime sokulmayıp, Q_4 güç anahtarı ilettime sokulduktan bir süre sonra Q_1 'nin kontrol sinyali verilerek, elemanın ilettime girmesi sağlanmaktadır. Aynı durum Q_2 ve Q_3 için de geçerlidir. Kontrol sinyalleri arasındaki bu faz farkı çıkıştan alınan geri beslemelere göre kontrol devresi tarafından sağlanmaktadır. Güç elemanlarının bağıl iletim süreleri % 50 olup sabittir. Faz kaydırmalı PWM kontrolüne ait olan bağıl iletim süresi ise bu faz farkı tarafından belirlenmektedir. Devrede transformatörün primeri ya giriş gerilimine maruz kalmakta, ya da sağ (ileri) ve sol (geri) kollarda bulunan üst sıra 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 bağıl iletim süresini doğrudan etkileyen faz farkını da belirler. Devrede, klasik tam köprü sisteminde parazitik salınımların oluşmasına neden olan kaçak endüktans akımı asla kesintiye uğramamakta, mıknatıslama akımı trafonun primerinden geçmeye devam etmektedir. Devrede kaçak endüktansta depo edilen enerji, ilettime girecek olan MOSFET'in kaçak kondansatörlerini deşarj ederek, elemanın sıfır gerilim (ZVT) altında ilettime girmesini sağlamaktadır [50].

Şekil 2.4'te faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücünün devre şeması verilmiştir. Bu devrede Şekil 2.1'deki klasik sistemden farklı olarak, MOSFET'lerin dahili diyotları, D_1 , D_2 , D_3 , D_4 ve kaçak kapasiteleri C_1 , C_2 , C_3 ve C_4 gösterilmiştir. Transformatörün kaçak endüktansının yetersiz olduğu durumda, primere bir seri

endüktans ilave etmek gerekir. Kaçak endüktansta rezonans için gerekli enerji depolanmaz ise ilettime girecek olan güç anahtarının kaçak kondansatörü deşarj edilemez ve anahtarların ZVT ile ilettime girmesi sağlanamaz. Şekil 2.4'deki L_s , transformatörün kaçak endüktansı ile eğer varsa ilave seri endüktansın toplamını ifade eden rezonans endüktansını göstermektedir [52].



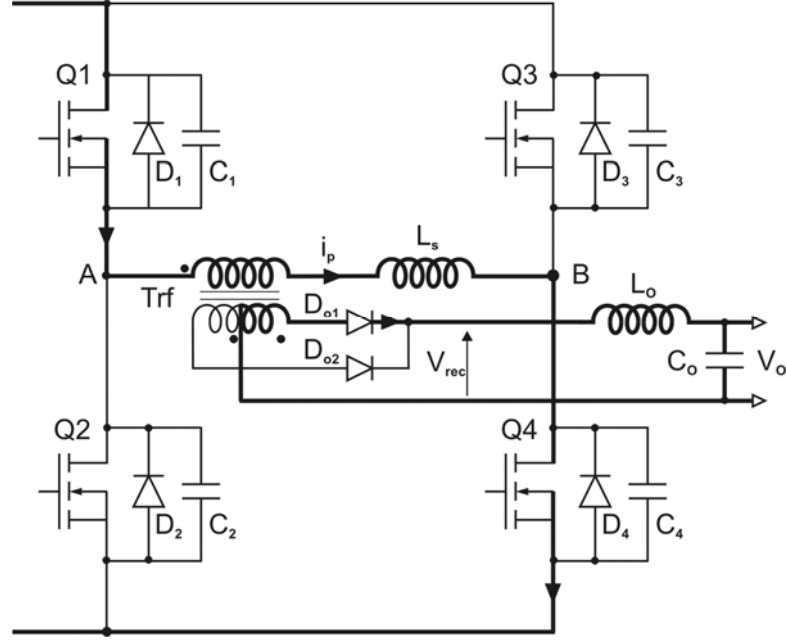
Şekil 2.4 Faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücü devre şeması.

2.4 Çalışma Aralıklarının Analizi

Bu bölümde, faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücü devresinin bir anahtarlama periyodu içerisindeki kararlı durum çalışmasına ait çalışma aralıkları anlatılmış ve eşdeğer devre şemaları gösterilmiştir. Ayrıca, Şekil 2.11'de bu aralıklarla ilgili temel dalga şekilleri verilmiştir.

2.4.1 Başlangıç Koşulları [$t = t_0$: Şekil 2.5]

$t=t_0$ anında Q_1 ve Q_4 elemanları iletimdedir. Transformatör primerine giriş gerilimi uygulanmakta ve yüke güç aktarılmaktadır. Primer akımının ilk değeri I_{p0} olarak kabul edilmiştir.

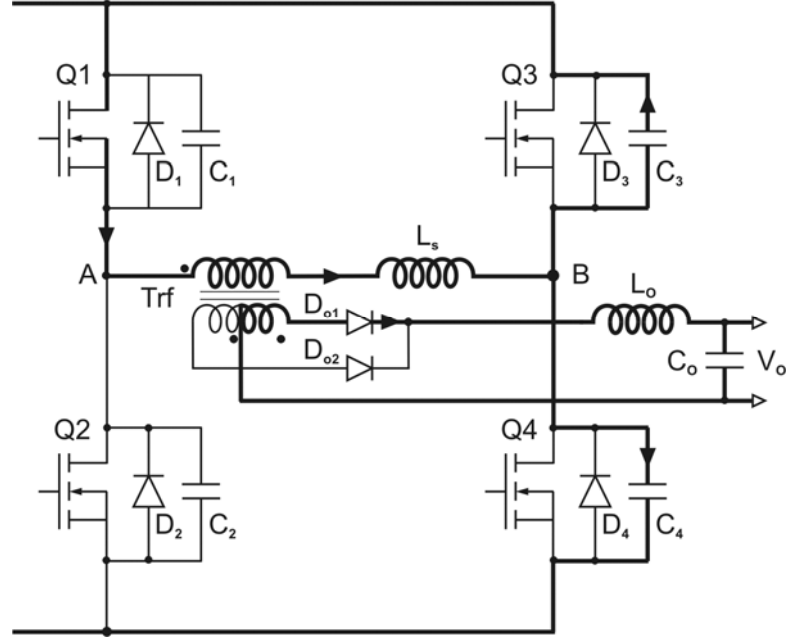


Şekil 2.5 $t = t_0$ için eşdeğer devre şeması.

2.4.2 Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$: Şekil 2.6]

t_0 anında Q_4 elemanının kontrol sinyalinin kesilmesiyle, Q_4 kesime girer ve L_s ile sağ kol elemanlarının kondansatörleri C_3 ve C_4 arasında bir rezonans başlar. Primer akımı yaklaşık olarak I_{p0} değerini koruyarak rezonans endüktansından geçmeye devam eder. Q_4 kesime girdiği için primer akımı devresini bu elemanın kaçak kapasitesi C_4 üzerinden tamamlar. Bu sırada C_4 kondansatörünün gerilimi sıfırdan giriş gerilimi V_d 'ye yükselir. Aynı anda Q_3 elemanının kaçak kondansatörü C_3 'de deşarj olur. Sağ koldaki bu rezonans sonucunda C_3 kondansatörünün uçlarındaki gerilim değerinin sıfıra ulaşmasıyla Q_3 uçlarındaki gerilim 0 V olur ve elemanın dahili diyodu D_3 ilettime girer. Böylece, diyodun iletimde olduğu aralık içerisinde Q_3 'ün kontrol sinyali uygulandığında sıfır gerilimde anahtarlama ile ilettime girmesi sağlanmış olur.

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 kondansatörlerde depolanan enerjiden çok büyük olduğu için ZVT çok kolay bir şekilde sağlanır.



Şekil 2.6 $t_0 < t < t_1$ aralığı için eşdeğer devre şeması.

Rezonans devresinin primer akımına etkisi, indirgenmiş yük akımı yanında ihmal edilmektedir. Bu aralıkta transformatörün kaçak endüktansı ile MOSFET'lerin kaçak kondansatörleri arasında gerçekleşen enerji transferine dayanarak, bir sağ kol rezonansından söz edilmiş olsa da; aslında gerçekleşen süreç C_p olarak adlandırılan rezonans kondansatörünün sabit kabul edilen I_{P0} akımıyla lineer olarak şarj olmasıdır [49]. Aşağıda bu açıklamaya bağlı olarak, sağ kol rezonansı için geçen süreye ait eşitlik elde edilmiştir.

$$C_p = \frac{4}{3}(C_3 + C_4) = \frac{8}{3}C_{oss} \quad (2.1)$$

(2.1) eşitliği ile rezonans kondansatörünün değeri bulunur. Eşitlikteki 4/3 katsayısı, MOSFET üreticilerinin uygulama notlarından alınmıştır. Bu değer değişen kanal gerilimine karşı; kaçak kondansatörünün ortalama değerini bulmak için kullanılır. Ayrıca yüksek frekanslı düşük güçlü uygulamalarda transformatöre ait sargı kapasitesi de hesaba katılmalıdır. Primer akımının ilk değeri aşağıdaki eşitlikten bulunur.

$$I_{P0} = C_p \frac{dV}{dt} \quad (2.2)$$

Bu ifadede dV yerine V_d konulur ise,

$$dt = C_p \frac{V_d}{I_{p0}} \quad (2.3)$$

eşitliği elde edilir.

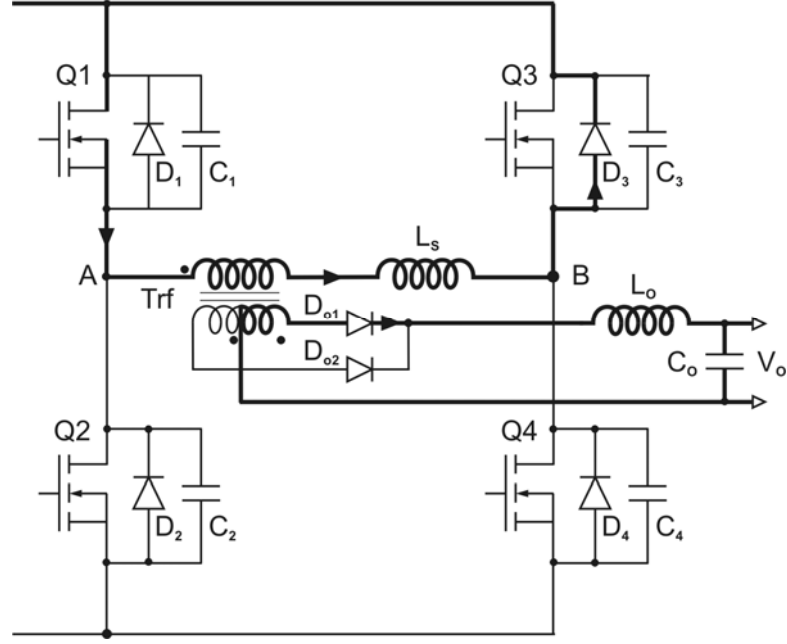
$$t_R = C_p \frac{V_d}{I_{p0}} \quad (2.4)$$

Bu eşitlikte, t_R sağ kol rezonans süresidir. Aynı zamanda Q_4 anahtarının sürme sinyalinin kesilmesi ve Q_3 anahtarının sürme sinyalinin verilmesi arasında bırakılması gereken ölü zamana karşılık gelmektedir. Bu süre, en yüksek giriş gerilimi ve en düşük yük akımında gerekli olan sağ kol en uzun rezonans süresine göre ayarlanmalıdır. ZVT aralığının sağlanmasında önemli bir kriter olan sağ kol en uzun rezonans süresi eşitliği Bölüm 2.5'te verilecektir.

Bu aralıkta, sağ kol rezonans süresinin primer ve sekonder gerilimlerinin değişim hızıyla birlikte, çıkış endüktansına ait akım değişim hızını da belirler.

2.4.3 Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$: Şekil 2.7]

Sağ kol rezonansının sona ermesiyle birlikte, primer akımı Q_1 anahtarı ile D_3 üzerinden 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 kalır ve çıkış akımı primere yansımaya devam eder. Q_3 anahtarının sürme sinyali D_3 diyodunun iletimde olduğu bu aralıkta verilir. D_3 iletimde olduğu için, Q_3 güç anahtarı sıfır gerilimde iletme girmiş olur. Bu serbest dolaşım aralığının süresi kontrol edilerek, faz farkı ve bağlı iletim süresi kontrol edilerek, darbe genişlik modülasyonu ile çıkış gerilim regülasyonu sağlanmış olur. 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 D_3 elemanları iletimdeyken, Q_1 elemanının kontrol sinyalinin kesilmesiyle sona eren Aralık 2 için geçen süredir. Bu süre ayarlanarak istenen çıkış gerilimi sağlanır [50].



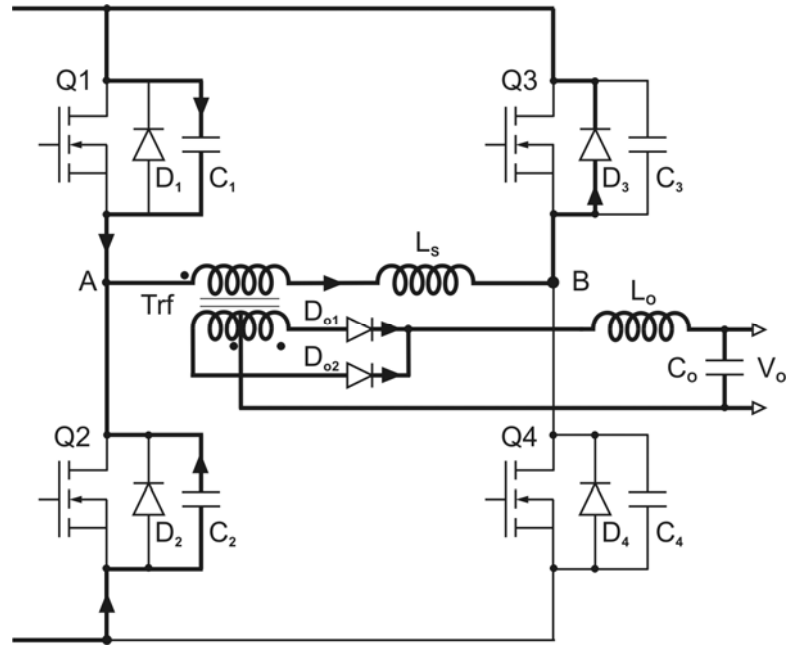
Şekil 2.7 $t_1 < t < t_2$ aralığı için eşdeğer devre şeması.

Ayrıca bu aralıkta, L_s kaçak endüktansından dolayı primerden akım geçmeye devam eder. Aynı zamanda çıkış akımı da D_{o1} diyotu üzerinden devresini tamamlar. Klasik tam köprü PWM DC-DC dönüştürücüden farklı olarak, çıkış akımı çıkış doğrultucu diyotları arasında ikiye bölünmemektedir. Çıkış diyotları üzerinden serbest dolaşım oluşmadığından, bu aralıkta da çıkış akımı primere yansımaktadır. Klasik tam köprü PWM DC-DC dönüştürücüde sekonder geriliminin sıfıra düşmesiyle çıkış akımı, çıkış doğrultucu diyotlarında serbest dolaşmaya başlar. Faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücüde yumuşak anahtarlanmanın sağlanmasındaki en önemli noktalardan biri de, akımın çıkış diyotlarında değil de primer tarafında serbest dolaşmasıdır [49].

2.4.4 Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$: Şekil 2.8]

L_s rezonans endüktansı sayesinde, serbest dolaşım aralığı boyunca akmaya devam eden primer akımı, $t=t_2$ anında, kayıplar yüzünden I_{p0} değerinin altına düşmüştür. Q_1 anahtarının kesime sokulmasıyla başlayan bu aralıkta L_s , C_1 ve C_2 arasında sol kol rezonansı oluşur. Bu rezonans sürecinde, C_1 şarj olurken, C_2 ise deşarj olur. D_2 'nin iletme girmesiyle birlikte Q_2 anahtarı için sıfır gerilimde anahtarlanma ile iletme girme koşulları oluşmuştur.

Sol kol rezonansı, sağ kol rezonansı gibi lineer olarak gerçekleşemez. Sol kol rezonansının başlamasıyla beraber, artık çıkış akımının primere yansması sona erer. Bunun sebebi transformatör primer sargısının negatif gerilime maruz kalmaya başlamasıdır. Bu esnada D_{o1} 'den D_{o2} 'ye bir komütasyon başlar ve sekonder sargı uçları kısa devre olur. Şekil 2.11'den de görüldüğü üzere t_2 - t_4 aralığında D_{o1} ve D_{o2} diyotları birlikte iletimdedir.



Şekil 2.8 $t_2 < t < t_3$ aralığı için eşdeğer devre şeması.

D_{o1} diyodunun akımı sıfıra düşerken, D_{o2} diyodunun akımı ise çıkış akımına yükselir. Bu komütasyon sırasında oluşan kısa devreden dolayı çıkış akımı primere yansımaz.

Sağ kolda rezonansı sağlayan akım, çıkış akımının primere yansıyan değeridir. Sol kol rezonansın da ise çıkış akımının yukarıda açıklanan sebepten dolayı bir etkisi söz konusu değildir. L_s , rezonans için gerekli enerjiyi depolamış olmalıdır. Yani endüktanstaki enerji kaçak kondansatörlerde depo edilmiş enerjiden büyük olmalıdır. Bundan dolayı hafif yüklerde endüktansta yeterli enerji depolanmadığı için ZVT ile iletme girme gerçekleşemez. Bu aralığa ait enerji denklemleri ZVT aralığının sağlanmasında tasarım kriterleri başlığı altında bu bölümde verilecektir.

Transformatöre ait kaçak endüktansın değeri yeterli gelmediğinde ise, primere bir seri endüktans ilave etmek gerekir. Aksi takdirde rezonans için gerekli enerji depolanmadığı

için rezonans tamamlanmaz ve ilettime sokulacak güç anahtarının kaçak kondansatörü deşarj olamadığı için ZVT yine sağlanamaz [52].

Bu aralığa ait, rezonans kapasitesi, rezonans empedansı, rezonans açısal frekansı, rezonans periyodu ve sol kol rezonans süresi eşitlikleri aşağıda verilmiştir.

$$C_P = \frac{4}{3}(C_1 + C_2) = \frac{4}{3}C_{oss} \quad (2.5)$$

$$Z_R = \sqrt{\frac{L_S}{C_P}} \quad (2.6)$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_S C_P}} \quad (2.7)$$

$$T_R = 2\pi\sqrt{L_S C_P} \quad (2.8)$$

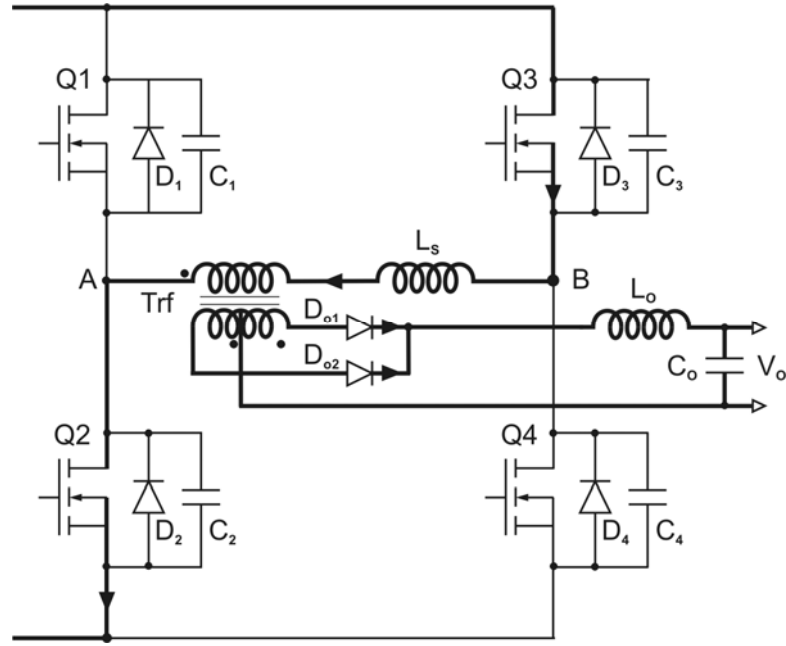
$$t_L = \frac{1}{\omega_R} \arcsin \frac{V_d}{I_P L_S \omega_R} \quad (2.9)$$

(2.9)'da verilen sol kol rezonans süresi aynı zamanda Q_1 anahtarının sürme sinyalinin kesilmesi ve Q_2 anahtarının sürme sinyalinin verilmesi arasında bırakılması gereken 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 2.5' de verilecektir.

2.4.5 Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$: Şekil 2.9]

Bu aralık C_2 'nin uçlarındaki gerilimin 0 olmasıyla birlikte D_2 diyodunun ilettime girmesiyle başlar. D_2 ve D_3 primer akımı 0 olana kadar birlikte iletimdedir. Akımın sıfır olmasıyla beraber Q_2 ve Q_3 birlikte ilettime girer. Fakat klasik tam köprü DC-DC dönüştürücüde olduğu gibi yüke güç aktarımı olmamaktadır. Bunun sebebi primer gerilimi $-V_i$ değerine ulaşmış olmasına rağmen; L_s 'den dolayı primer akımının hemen yön değiştirememesidir. Özellikle gerekli enerjiyi depolayabilmesi için, bu değer in ilave seri bir endüktansla arttırılması geçen süreyi daha da uzatmaktadır. Primer akımının yön değiştirme süresi L_s 'den başka, giriş gerilimi ve yük akımına da bağlıdır. Bir önceki aralıktaki sol kol rezonans süresi de bu süreye dahil edilir; çünkü akımın yön

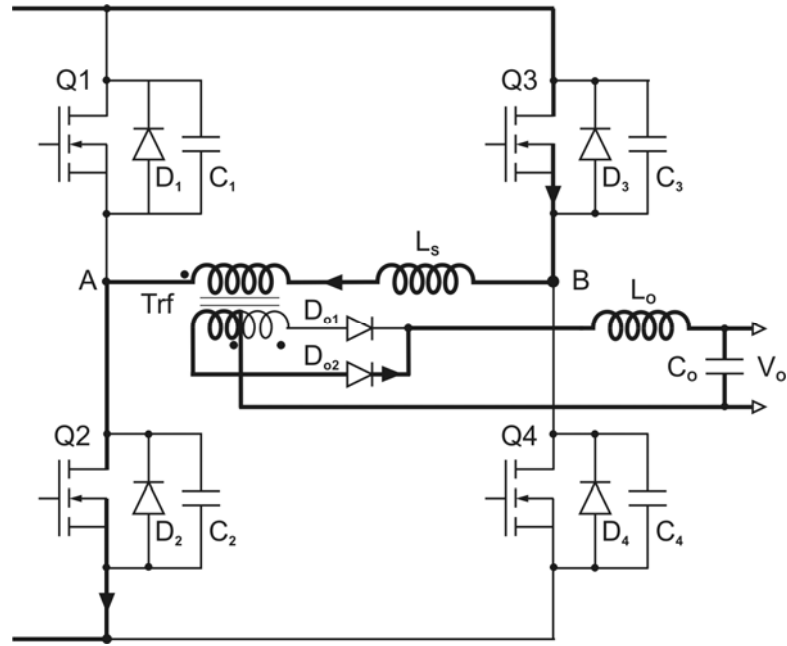
değiştirmesi sol kol rezonansı ile başlamaktadır. Bu süre sekonderde bağlı iletim süresinde bir kayba yol açar; çünkü primer gerilimi $-V_i$ değerinde olmasına rağmen sekonder gerilimi hala sıfırdır. Faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücü devresinin en önemli dezavantajı bağlı iletim süresinde oluşan bu kayıptır.



Şekil 2.9 $t_3 < t < t_4$ aralığı için eşdeğer devre şeması.

2.4.6 Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$: Şekil 2.10]

Q_3 ve Q_2 güç elemanları birlikte iletimdedir. Transformator primer sargısı negatif giriş gerilimine maruz kalmaktadır ve I_p akımı ters yönde geçmektedir. I_p 'nin yükselme hızını belirleyen giriş gerilimi ve L_s endüktansının değeridir. Sekonder tarafında ise komütasyon tamamlandı için sadece D_{o2} diyodu iletimdedir.

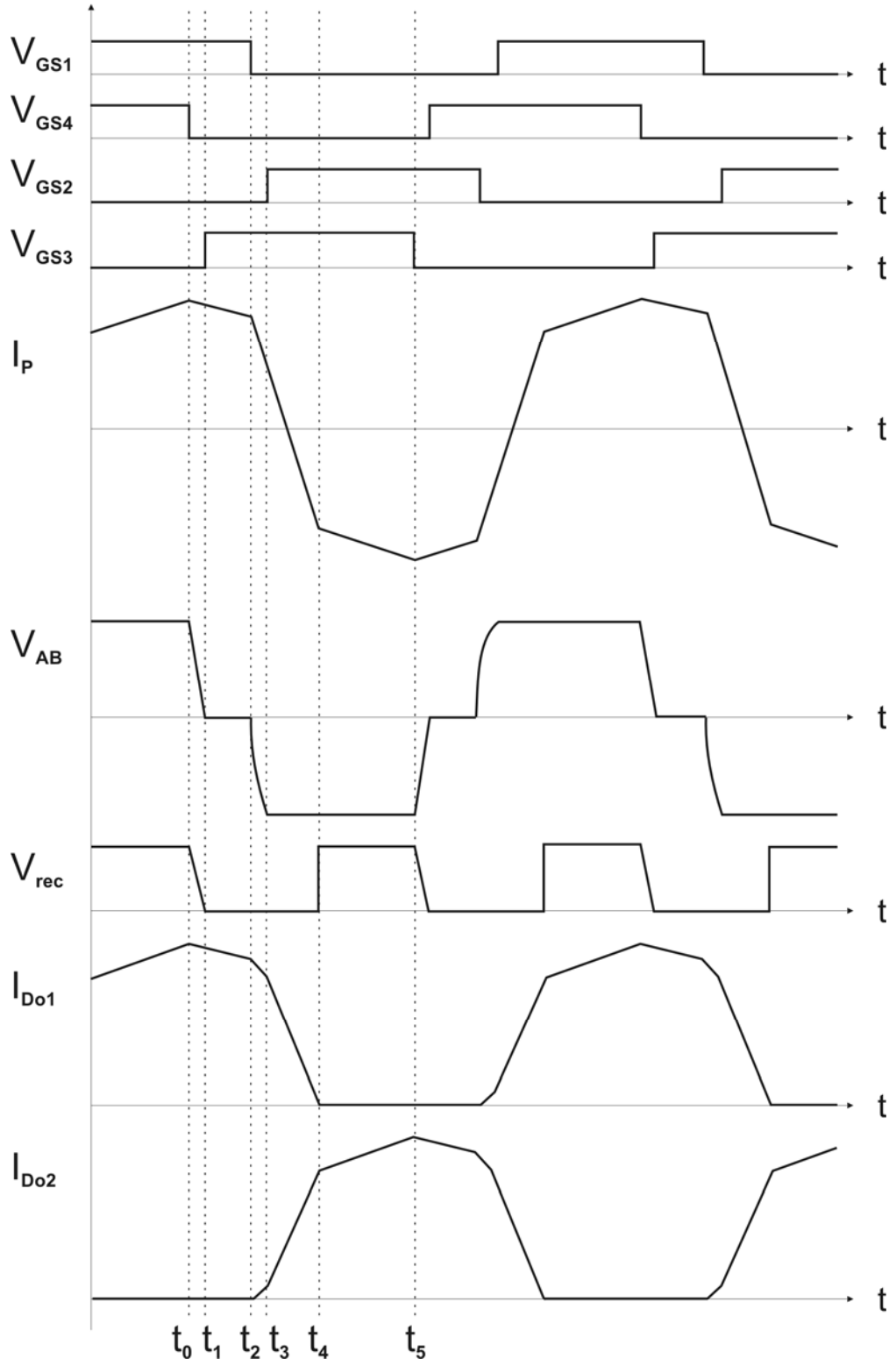


Şekil 2.10 $t_4 < t < t_5$ aralığı için eşdeğer devre şeması.

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

2.4.7 Anahtarlama Periyodu Sonu [$t = t_5$]

t_5 anında Q_3 anahtarının kontrol sinyalinin kesilmesiyle bir anahtarlama periyodu yani bir çalışma yarı periyodu sona ermiş olur. Akım devresini C_3 üzerinden tamamlayarak, C_3 'ü şarj ve C_4 'ü de deşarj ederek Q_4 anahtarının sıfır gerilimde anahtarlama ile ilettime girme şartlarını oluşturur. Devrenin çalışması Aralık 1'de olduğu gibi devam eder. Diğer aralıklar da devrenin simetrik çalışma özelliğinden dolayı benzerdir. Anlatılan çalışma aralıklarından farklı olarak serbest dolaşım aralığının D_4 ile Q_2 arasında gerçekleşmektedir.

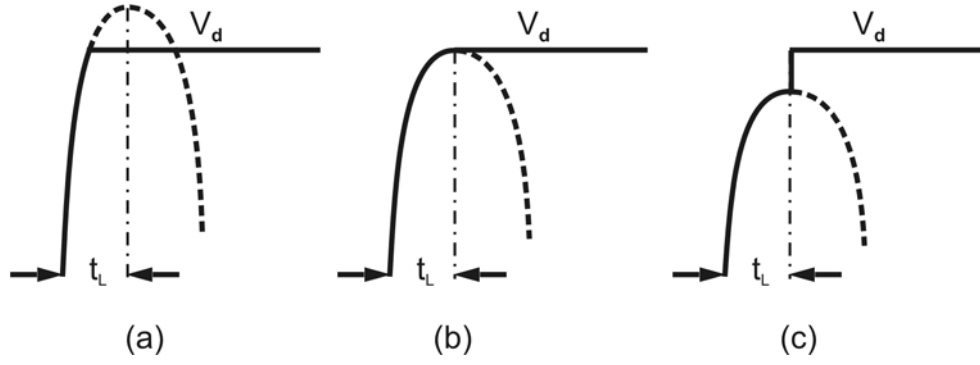


Şekil 2.11 Tam köprü faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücüde çalışma aralıklarına ait temel dalga şekilleri.

2.5 ZVT Aralığının Sağlanması Tasarım Kriterleri

Faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücüde rezonans süreleri yük akımına bağlı olduğundan, güç elemanları için yumuşak anahtarlama (ZVT) belli bir aralıkta gerçekleşebilir. Sağ ve sol kol rezonans sürelerini tanımlayan (2.4) ve (2.9) eşitliklerinden, her iki kol için de rezonans süresinin yük akımına bağlı olduğu görülmektedir. Bu durum özellikle sol kol rezonansı için sorun oluşturmaktadır; çünkü bu koldaki rezonans sadece kaçak endüktansta depolanan enerji ile sağlanmaktadır. Hafif yüklerde endüktansta yeterli enerji depolanmadığı için ZVT gerçekleşemez. Sağ kolda ise, çıkış endüktansında depolanan enerji, kaçak kondansatörleri şarj ve deşarj etmek için gereken enerjiden büyük olduğu için sol kolda oluşan problem görülmez, fakat 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 [6].

Şekil 2.12'de sol kol rezonansında oluşabilecek üç ayrı durum gösterilmiştir. Şekil 2.12(a)'da L_s 'de depolanan enerji, MOSFET'lerin kaçak kondansatörlerini şarj ve deşarj etmek için gereken enerjiden daha büyük olduğu için, rezonans periyodunun dörtte birinden daha kısa sürede, kondansatörlerin tamamen şarj/deşarj olduğu görülmektedir. Böylece anahtarların ZVT ile ilettime girme şartı sağlanmış olur. Şekil 2.12(b)'de ise, L_s 'de depolanan enerji kondansatörlerin tam olarak şarj/deşarjı için gerekli enerjiye eşit olduğundan, şarj/deşarj işlemi rezonans periyodunun dörtte birinde tamamlanmakta ve yine ZVT şartı sağlanmaktadır. Son olarak Şekil 2.12(c)'de L_s 'de depolanan enerji, kondansatörlerin şarj/deşarjı için gerekli enerjiden küçük olduğu için, primer gerilimi sinüsoidal olarak değişmekte ve periyodun dörtte bir anında birden sert bir şekilde V_d değerine ulaşmaktadır. Bu durumda anahtarlar gerilim altında yani sert olarak ilettime girer ve ZVT gerçekleşmez [53].



Şekil 2.12 Sol kol rezonansında kapasite gerilimi dalga şeklini gösteren üç ayrı durum.

ZVT aralığının sağlanmasında iki önemli tasarım kriteri vardır. Birinci kriter, 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. İkinci kriter ise, bu rezonansların gerçekleşebilmesi için aynı kolda bulunan güç anahtarlarının sürme sinyallerinin arasında yeterli ölü sürenin bırakılmasıdır. Bunun için sağ ve sol kol için en uzun rezonans sürelerinin hesaplanarak bırakılması gereken ölü süre değerleri bulunmalıdır.

Primer ve çıkış akımının kritik değerleri ile sağ ve sol kol en uzun rezonans süreleri matematiksel bağıntılar kullanılarak çıkarılmıştır.

Sol kol rezonansı için enerji denklemleri

$$W_{CP} = \frac{1}{2} C_P V_d^2 \quad (2.10)$$

$$W_{CP} = \frac{1}{2} C_{oss} V_d^2 \quad (2.11)$$

$$W_{LS} = \frac{1}{2} L_S I_P^2 \quad (2.12)$$

olarak yazılır. (2.11)'de rezonans kondansatörünün enerjisi ve (2.12)'de rezonans endüktansı enerjisi eşitlikleri verilmiştir. ZVT'nin sağlanması için endüktansta depo edilen enerji, rezonans kondansatöründe depo edilen enerjiden büyük olmalıdır.

$$\frac{1}{2} L_S I_P^2 > \frac{4}{3} C_{oss} V_d^2 \quad (2.13)$$

(2.13) eşliliğinden I_p çekilirse,

$$I_{Pkr} = \sqrt{\frac{2}{L_s} \left(\frac{4}{3} C_{oss} V_d^2 \right)^2} = \sqrt{\frac{C_p V_d^2}{L_s}} \quad (2.14)$$

ZVT'nin sağlanabilmesi için gerekli primer akımının sınır değerine ait eşitlik elde edilir.

Çıkış akımının sınır değeri ise, (2.14)'e bağlı olarak

$$I_{okr} = \frac{N_p}{N_s} I_{Pkr} \quad (2.15)$$

şeklinde bulunur.

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

$$t_{Rmax} = \frac{C_p V_{dmax}}{I_{Pkr}} \quad (2.16)$$

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 düşmesidir. (2.8)'den sol kol en uzun rezonans süresi aşağıdaki gibi bulunur.

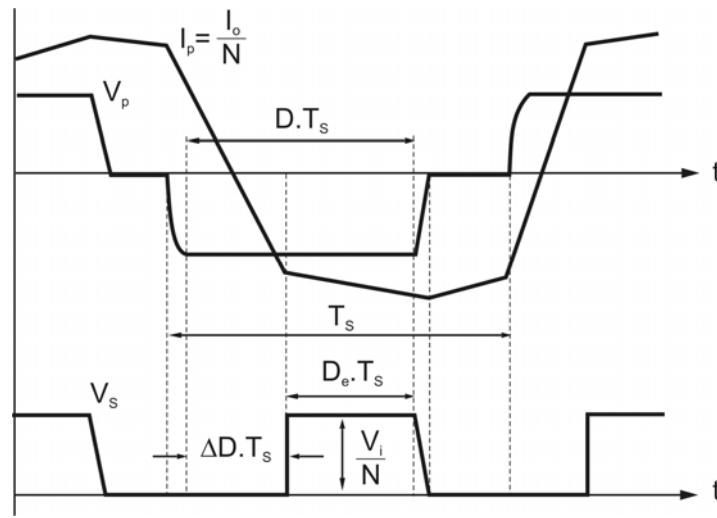
$$t_{Lmax} = \frac{T_R}{4} = \frac{2\pi\sqrt{L_s C_p}}{4} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_s C_p} \quad (2.17)$$

2.6 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 değerinin düşmesine neden olur. Bu yüzden istenilen çıkış gerilimi değerini elde etmek için daha küçük dönüştürme oranına sahip transformatör kullanmak gerekir. Transformatör dönüştürme oranının küçültülmesi durumunda ise primerdeki iletim

kayıpları artar ve çıkış doğrultucu diyotları daha yüksek gerilim stresine maruz kalır [54].

Kayıp bağıl iletim süresinin optimizasyonunda en önemli tasarım kriteri rezonans endüktans değeridir. Bu değerin çok büyük olması kayıp bağıl iletim süresinin artmasına ve çıkış gerilimi değerinin düşmesine neden olur. L_s 'nin çok küçük seçilmesi ise ZVT aralığının sağlanmasında problemler oluşturur. Dolayısıyla L_s değerinin belirlenmesinde bu iki kriter birlikte değerlendirilmelidir. Aşağıda Şekil 2.13'deki tanımlamalara uygun olarak L_s , çıkış gerilimi ve sol kol en uzun rezonans süresinin ifadeleri ΔD 'ye bağlı olarak elde edilmiştir.



Şekil 2.13 Kayıp bağıl iletim süresini açıklayan primer gerilim ve akımı ile sekonder gerilimi dalga şekilleri.

Çıkış gerilimi ifadesi,

$$V_o = \frac{V_d}{N} D_e \quad (2.18)$$

Etkin bağıl iletim süresi (D_e), normal bağıl iletim süresi (D) ile kayıp bağıl iletim süresinin (ΔD) farkıdır.

$$D_e = D - \Delta D \quad (2.19)$$

$$\Delta D = D - D_e \quad (2.20)$$

Primer akımının yön değiştirme süresi, Şekil 2.13'te gösterilen primer akımının değişiminden,

$$t_{yd} = \frac{\frac{I_o}{N}}{\frac{V_d}{L_s}} \quad (2.21)$$

$$t_{yd} = \frac{L_s I_o}{V_d N} \quad (2.22)$$

olarak bulunur. Bu eşitlik anahtarlama frekansına bağlı olarak yazılırsa,

$$t_{yd} = \Delta D T_s \quad (2.23)$$

$$\Delta D = \frac{2L_s I_o f_s}{V_d N} \quad (2.24)$$

eşitlikleri elde edilir. (2.24)'de L_s çekilirse, rezonans endüktansının kayıp bağlı iletim süresine bağlı ifadesi edilmiş olur.

$$L_s = \frac{\Delta D V_d N}{2I_o f_s} \quad (2.25)$$

Çıkış gerilimi ise,

$$V_o = \frac{V_d}{N} (D - \Delta D) \quad (2.26)$$

$$V_o = \frac{D V_d}{N} - \frac{2L_s I_o f_s}{N^2} \quad (2.27)$$

olarak bulunur.

Sol kol en uzun rezonans süresi (t_{Lmax})'ın kayıp bağlı iletim süresine bağlı olarak ifadesi (2.17) kullanılarak

$$t_{Lmax} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{\Delta D T_s V_d C_p N}{2I_o}} \quad (2.28)$$

bulunur.

2.7 Sonuç

Faz kaydırmalı PWM kontrol yöntemi, sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ile güç elemanlarının anahtarlama kayıplarının azaltılması ile kontrol kolaylığı nedeniyle yüksek güçlü ve

yüksek frekanslı uygulamalarda yaygın olarak tercih edilmektedir. Yumuşak anahtarlamanın gerçekleşmesi için ilave olarak hiçbir aktif ya da pasif eleman kullanımına gerek kalmadan, güç elemanları sıfır gerilim altında ilettime girmektedir.

YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI FAZ KAYDIRMALI TAM KÖPRÜ PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN İNCELENMESİ

3.1 Giriş

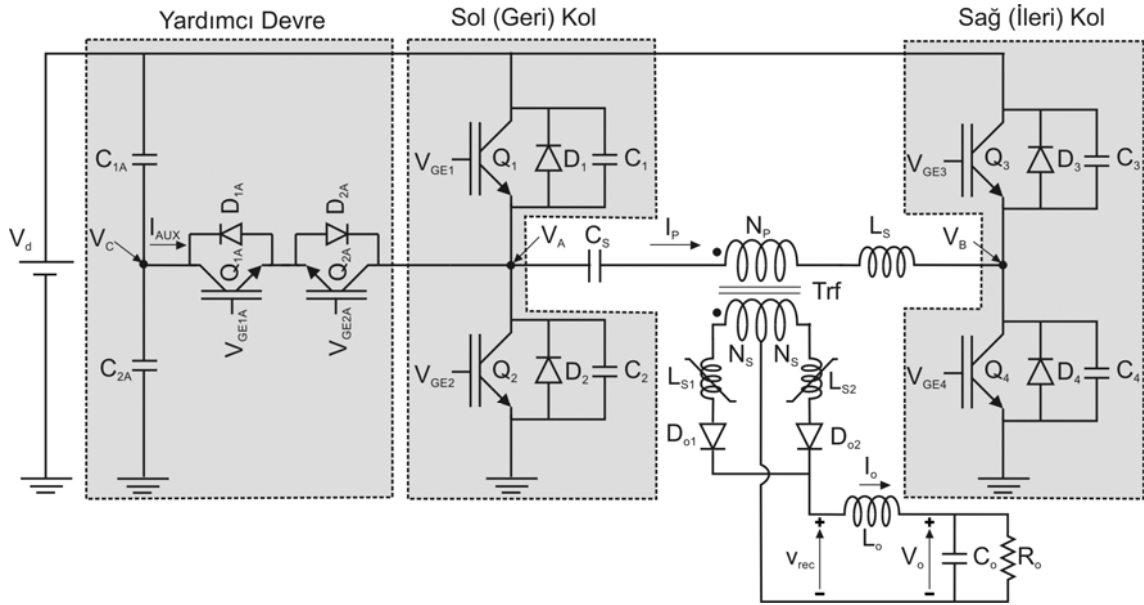
Bu bölümde, geliştirilen yeni yumuşak anahtarlama faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücü devresinin çalışma prensibi ve etraflı bir kararlı durum analizi sunulmuştur. Sunulan teorik analiz, 5. Bölümde giriş gerilimi 300 V, anahtarlama frekansı 75 kHz ve gücü 5 kW olan bir prototip ile doğrulanmıştır.

3.2 Tanımlar ve Kabuller

Geliştirilen yumuşak anahtarlama PSPWM tam köprü DC-DC dönüştürücü Şekil 3.1’de gösterilmiştir. Dönüştürücü, klasik PSPWM tam köprü DC-DC dönüştürücü ile geri kola bağlı bir yardımcı devreden oluşmaktadır. Yardımcı devre, iki adet ters diyotlu IGBT ve iki adet yüksek değerli bastırma kondansatöründen oluşmaktadır. Yardımcı devredeki elemanlar yumuşak anahtarlama ile çalışmaktadır. Yardımcı anahtarlar çok kısa süre iletimde kaldıklarından iletim kayıpları düşüktür. Dönüştürücüde geri koldaki IGBT’lere düşük değerli bastırma kondansatörleri bağlanmıştır. Bu kondansatörler ZVS çalışmayı düşük akımlarda sağlar ve belirli bir akım değerine kadar IGBT’lerin kesime girme davranışını iyileştirir. Düşük değerli kondansatörlerin boşa çalışmada ve düşük akımlarda IGBT üzerinden deşarj olması problem oluşturmaz. Yüksek akım değerlerinde ise yardımcı devre sayesinde geri kola yüksek değerli kondansatörlerin bağlanması ile geri koldaki elemanların kesime girme performansı iyileştirilir.

3.3 Çalışma Aralıkları

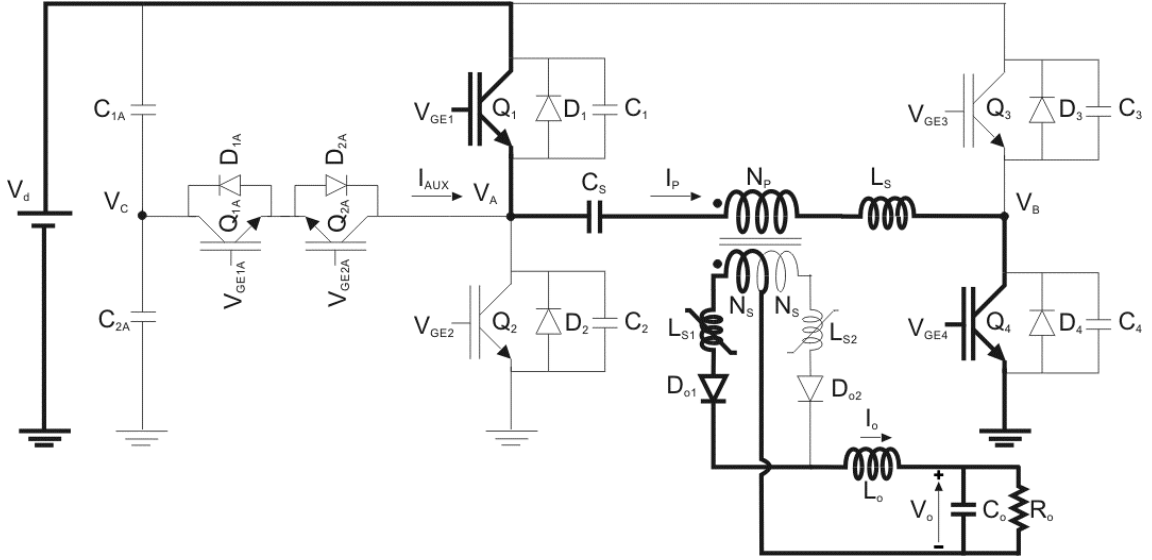
Geliştirilen devrenin iki çalışma modu vardır. İlk çalışma modunda devre aralıkları klasik PSPWM DC-DC dönüştürücü ile aynıdır. İkinci çalışma modu, yüksek akım değerlerinde ($I_p > I_a$) başlar. Bu çalışma modunda yardımcı devre çalıştırılır. I_a değeri seçilen IGBT'ye ve dönüştürücünün nominal çalışma akımına göre belirlenir. Akım I_a değerinin altına düştüğünde tekrar normal çalışmaya dönülür. Geliştirilen dönüştürücünün temel çalışması her bir yarı periyot için altı çalışma aralığından oluşmaktadır. Bu aralıkların eşdeğer devre şemaları sırasıyla Şekil 3.2-3.7'de verilmiştir. Bu çalışma modunda oluşan temel dalga şekilleri ise Şekil 3.8'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1 Yumuşak anahtarlama için geliştirilmiş PSPWM tam köprü DC-DC dönüştürücü

Teorik analizde V_d giriş gerilimi ile I_o çıkış akımı sabit ve IGBT'lere paralel bağlanan kondansatörler ideal kabul edilmiştir. Uygulamada paralel kondansatörlerin endüktans bileşeni geçiş anlarında problem oluşturmaktadır. Bu problem endüktans değeri düşük olan kondansatörler seçilerek ve bağlantı mesafeleri çok kısa tutularak en düşük seviyeye indirilmiştir. Çıkış diyotlarına seri bağlı doyumlu endüktanslar ise diyotların kesime girmesinde oluşan parazitik salınımları engellemek amacıyla kullanılmıştır. C_s kondansatörünün değeri yüksek olduğundan üzerindeki gerilim düşüktür. Teorik analizde, C_s ile L_{s1} , L_{s2} elemanlarının etkileri ihmal edilmiştir.

3.3.1 Aralık 1 ($t_0 < t < t_1$)



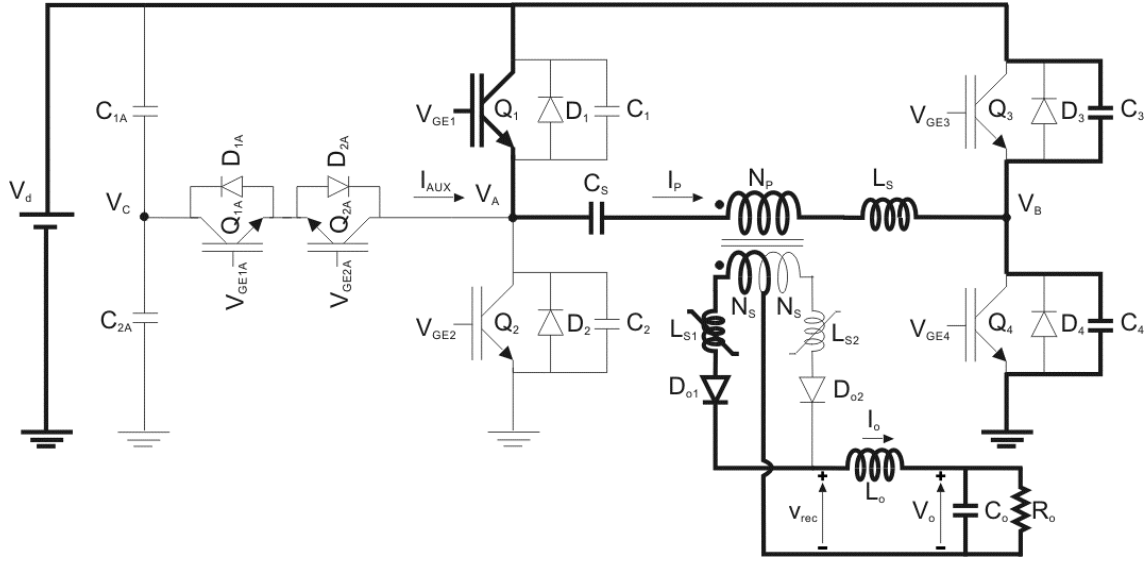
Şekil 3.2 Aralık 1 için eşdeğer devre.

Bu aralıktan önce Q_1 ve Q_4 iletimde olup V_d giriş gerilimi transformatörün primerine uygulanmakta ve çıkışa güç aktarılmaktadır. Çıkış akımı D_{o1} üzerinden geçer. V_c gerilimi V_d kaynak gerilimine eşittir. t_0 anında V_{GE4} sürme sinyalinin kesilmesi ile Q_4 transistörü kesime girmeye başlar. Kesime girme işleminin başlangıcında t_{doff} süresi kadar bir gecikme oluşur. Bu süre içinde transistör iletimdedir ve içinden akım geçmeye devam eder. Sürme sinyalleri ve ölü süreleri açısından t_{doff} süresi dikkate alınmalıdır. Bu aralıkta, Q_1 ve Q_4 akımları primer akımına eşittir.

3.3.2 Aralık 2 ($t_1 < t < t_2$)

Q_4 transistörünün kesime girmesi, akımın düşme süresi t_f ve kuyruk akımı süresi t_{tail} olmak üzere iki aralıktan oluşur. t_0 anında V_{GE4} sürme sinyali kesilen Q_4 transistörünün akımı t_1 anından itibaren azalmaya başlar ve t_f süresi sonunda I_{tail} değerine düşer. Bu süre içinde Q_4 transistörünün gerilimi paralel kondansatörden dolayı bir miktar artar. Q_4 anahtarının kesime girme enerji kaybı, yani akım ile gerilim çarpımının integrali, sert anahtarlama göre oldukça düşüktür. İleri koldaki eşdeğer paralel kondansatör değeri C_p , C_3 ve C_4 kondansatörlerinin toplamıdır. Transformatörün kaçak kapasitesi bu kondansatörlerin yanında çok küçük olduğu için ihmal edilir. Paralel kondansatör sabit kabul edilen bir akımla lineer olarak şarj olur. Q_4 'ten bir süre kuyruk akımı geçmeye

devam eder. Q_4 'ün kuyruk akımı, t_{tail} süresi sonunda sıfır olur. C_4 kondansatörünün gerilimi V_d kaynak gerilimine ulaştığında D_3 diyodu iletme girer ve bu aralık sona erer.



Şekil 3.3 Aralık 2 için eşdeğer devre.

$t_{tail} \cong 0$ kabul edilirse, paralel kapasite lineer olarak şarj olur. Q_4 'ün gerilim ve kesime girme kaybı eşitlikleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

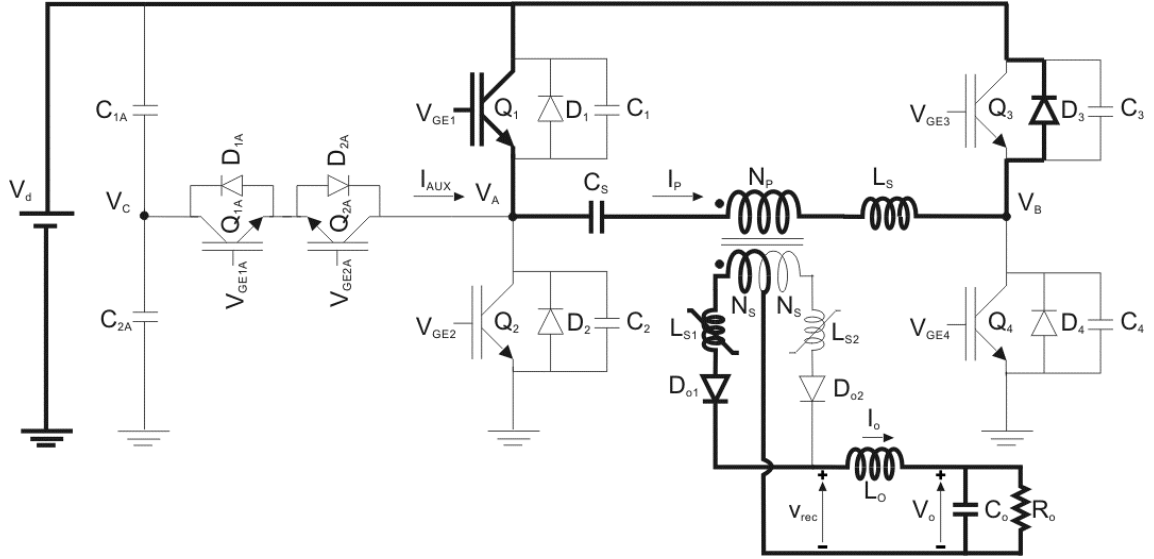
$$C_p = C_3 // C_4 \quad (3.1)$$

$$v_{Q4} = \frac{I_p}{C_p} t_{21} \quad (3.2)$$

$$E_{off} = \frac{I_p^2 t_f^2}{24 C_p} \quad (3.3)$$

3.3.3 Aralık 3 ($t_2 < t < t_4$)

Bu aralık $t=t_2$ anında D_3 diyodunun iletme girmesi ile başlar. Bu aralık Q_1 ve D_3 'ün iletimde olduğu serbest dolaşım aralığıdır. D_3 iletme girdikten sonra Q_3 'ün sürme sinyali verilebilir. Q_3 'ün sürme sinyali I_p akımı sıfıra düşmeden verilmelidir. t_3 anında V_{GE1} sürme sinyalinin kesilmesi ile Q_1 transistörü kesime girmeye başlar. Kesime girmenin başlangıcında t_{doff} süresi kadar bir gecikme oluşur. Bu süre içinde transistör iletimdedir ve içinden akım geçmeye devam eder.



Şekil 3.4 Aralık 3 için eşdeğer devre.

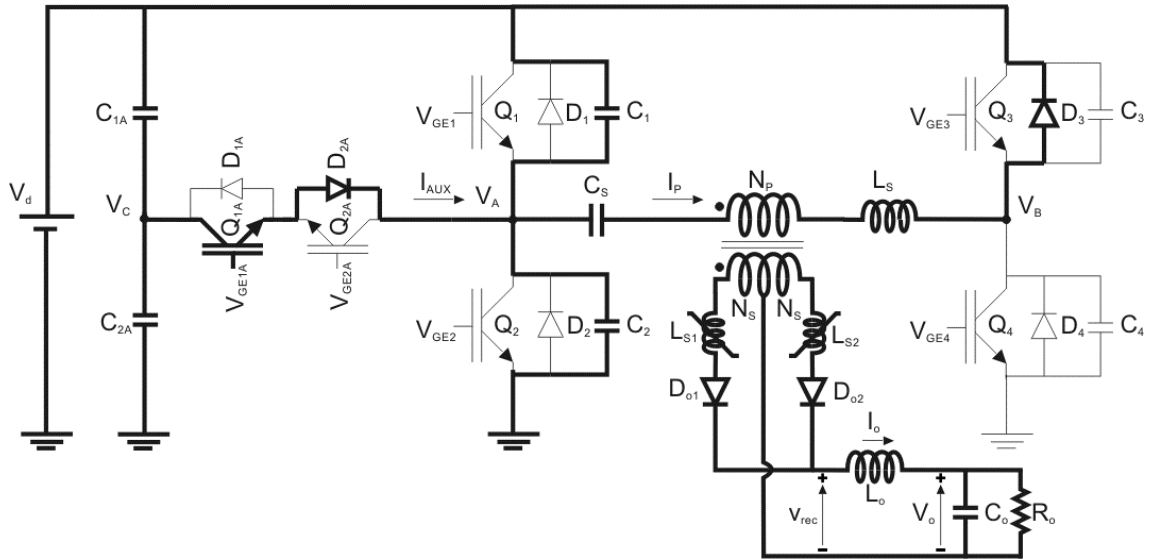
3.3.4 Aralık 4 ($t_4 < t < t_5$)

$t=t_4$ anında, geri kol rezonansı başlar. I_{p0} primer akımının başlangıç değeridir. Bu aralıkta primer akımının seviyesine bağlı olarak iki farklı çalışma modu oluşur. Düşük akımlarda, yani primer akımı I_a değerinin altında yardımcı devre çalıştırılmaz (Mod-1) ve dönüştürücü klasik PSPWM dönüştürücü gibi çalışır. Bu durumda oluşan dalga şekilleri klasik dönüştürücünün dalga şekilleri ile aynıdır. Mod-1’de, geri koldaki eşdeğer paralel kapasite değeri C_p , C_1 ve C_2 kondansatörlerinin toplamına eşittir. C_1 ve C_2 kondansatörlerinin değerleri küçük olduğundan endüktanstaki enerji ile düşük akımlarda yumuşak anahtarlama sağlanır. Bu aralıkta paralel kondansatör,

$$C_p = C_1 // C_2 \quad (3.4)$$

olarak tanımlanır.

Yüksek akımlarda, yani primer akımı I_a değerinin üstünde olması durumunda ise ($I_p > I_a$) yardımcı devre çalıştırılır ve Şekil 3.5’te verilen eşdeğer devre oluşur (Mod-2). Bir önceki aralıkta yardımcı anahtar Q_{1A} ’nın sürme sinyali Q_1 anahtarının sinyali kesilmeden uygulanır. Q_1 ’in sürme sinyali kesildiğinde Q_{1A} doğrudan akımı üzerine alır.



Şekil 3.5 Aralık 4 için eşdeğer devre.

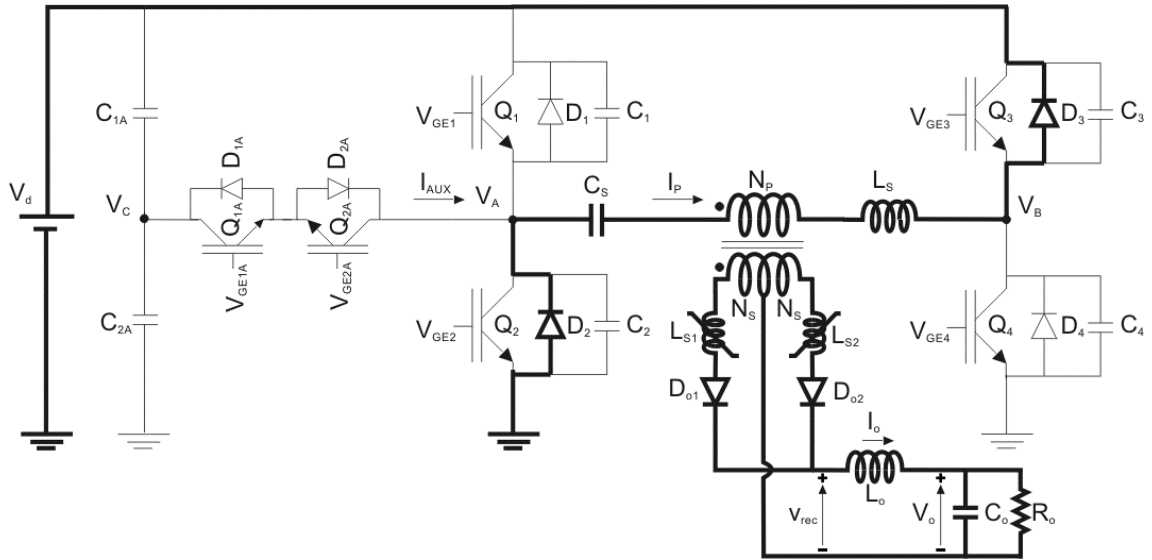
Mod-2’de, geri koldaki eşdeğer paralel kapasite değeri C_p , C_1 , C_2 , C_{1A} ve C_{2A} kondansatörlerinin toplamına eşittir. Yüksek değerli C_{1A} ve C_{2A} kondansatörleri sayesinde yumuşak anahtarlama yüksek akımlarda da elde edilir. Bu aralıkta paralel kondansatör,

$$C_p = C_1 // C_2 // C_{1A} // C_{2A} \quad (3.5)$$

olarak tanımlanır. Önerilen dönüştürücünün Mod-2 için çizilmiş dalga şekilleri Şekil 3.8’de verilmiştir. L_s ve C_p arasında oluşan rezonansla $C_2 // C_{2A}$ kondansatörünün tamamen deşarj olması ve primer akımının I_{p1} seviyesine düşmesi ile bu aralık tamamlanır.

3.3.5 Aralık 5 ($t_5 < t < t_7$)

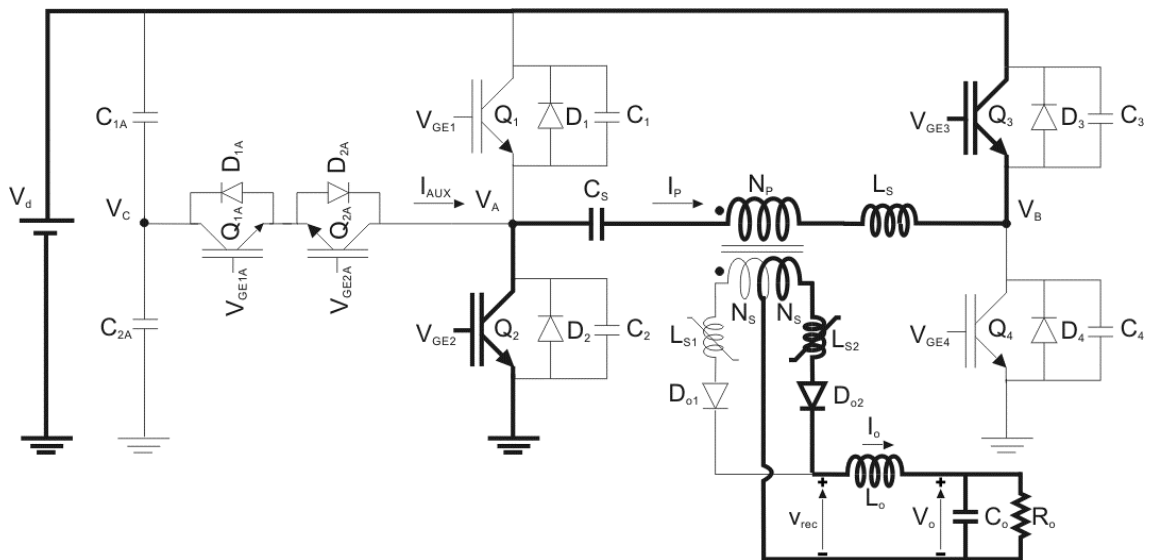
$t=t_5$ anında, D_2 diyodunun iletme girmesi ile L_s ’ye negatif gerilim gelir ve akımın değeri lineer olarak sıfıra düşer. D_2 diyodu iletme girdikten sonra Q_2 ’nin sürme sinyali uygulanabilir. $t=t_6$ anında, yardımcı anahtarın sürme sinyali kesilir. Bu aralık primer akımının sıfıra düşmesi ile sona erer.



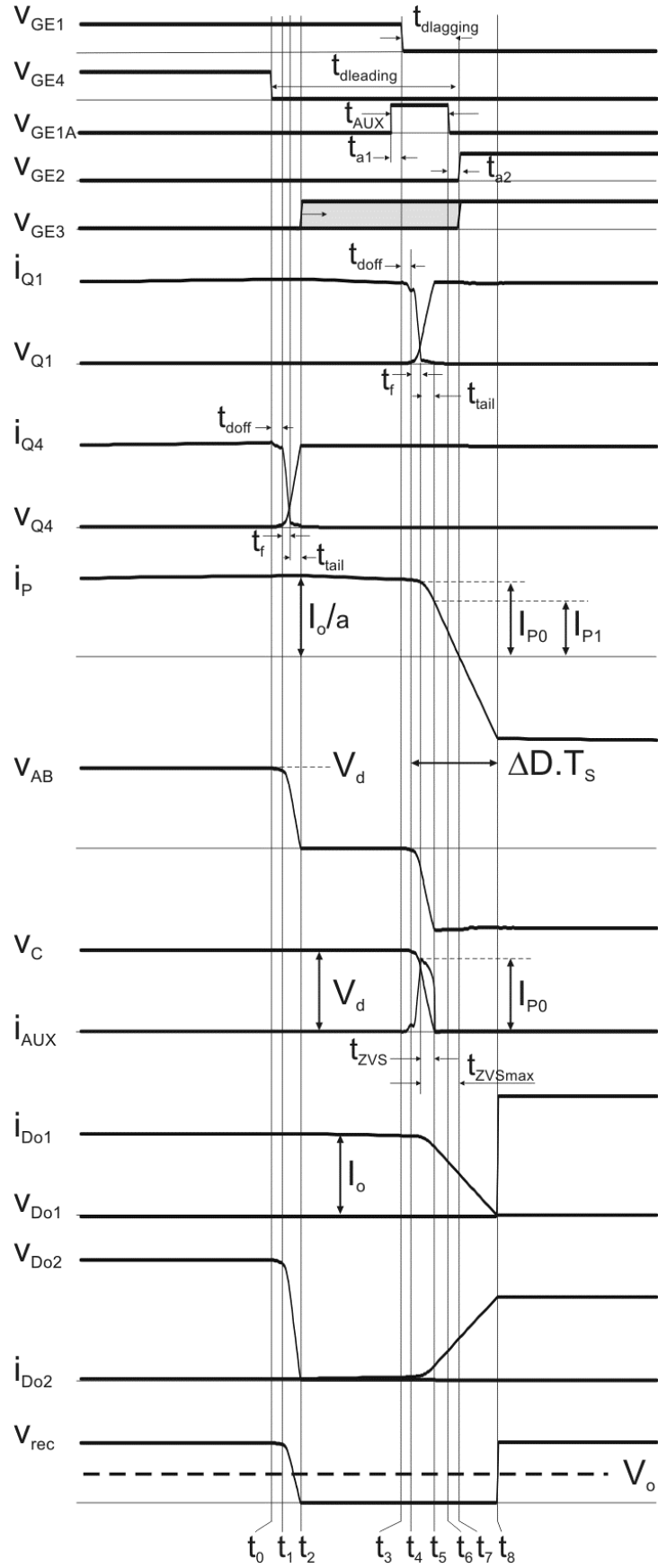
Şekil 3.6 Aralık 5 için eşdeğer devre.

3.3.6 Aralık 6 ($t_7 < t < t_8$)

Bu aralıkta primer akımı sıfırdan negatif I_o/a değerine kadar yükselir. Şekil 3.8'te, çıkış diyotları akım değişimlerinden görüldüğü gibi t_8 anında D_{o1} diyodunun akımı 0'a düşer ve çıkış akımını D_{o2} üstlenir. t_8 anından sonra normal PWM çalışma aralığı başlar ve çıkışa güç aktarılır. Devrenin sonraki çalışma aralıkları, 1-6 aralıklarına benzer olup devre simetrik bir şekilde çalışır ve bir periyot tamamlanır. T_s periyodu sonunda tekrar çalışmanın başlangıcına dönülür. t_4 - t_8 aralığında gerçekleşen primer akımının yön değiştirme süresi L_s , V_d ve I_o' 'ya bağlıdır.



Şekil 3.7 Aralık 6 için eşdeğer devre.



Şekil 3.8 Geliştirilen PSPWM dönüştürücünün dalga şekilleri

3.4 Dönüştürücünün Üstünlükleri

Geliştirilen dönüştürücünün üstünlükleri aşağıda sıralanmıştır.

- Geri kol için yüksek değerli kondansatör kullanımına imkân vermesi ve geri koldaki anahtarlama elemanlarının performansının artırılması,
- Rezonans endüktans değerinin daha küçük seçilebilmesi, akımın yön değiştirme süresinin ve bağlı iletim süresindeki kaybın azaltılması,
- Trafo dönüştürme oranının daha yüksek seçilerek iletim kayıplarının azaltılabilmesi,
- Boşta çalışmada IGBT'lerin tahrip olmasının önlenmesi.

**GELİŞTİRİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TEMEL ÖZELLİKLERİ VE TASARIM
KRİTERLERİ****4.1 Giriş**

Bu bölümde önerilen dönüştürücünün tasarım kriterleri verilmiştir. Önerilen dönüştürücünün uygulama devresinin yapılabilmesi için tasarım kriterlerine göre eleman değerleri belirlenmiştir.

4.2 Sınır Akımı I_a 'nın Seçimi

Yardımcı devrenin çalışmaya başlayacağı akım değeri I_a ,

$$I_a = V_d \sqrt{\frac{C_p}{L_s}} \quad (4.1)$$

eşitliği ile hesaplanır. I_a değerinin azalması ile geri kolda bulunan anahtarların ZVS ile çalışma aralığını artırmaktadır. Düşük I_a değeri, düşük değerli C_p ve yüksek değerli L_s seçimiyle elde edilmektedir. Yüksek değerli L_s seçmek iletim kaybını ve bağlı iletim süresindeki kaybı arttırdığı için uygun değildir. I_a sınır akımı, IGBT'nin karaktersitiğine ve dönüştürücünün nominal akımına bağlıdır.

4.3 Kontrol Sinyalleri ve Gerekli Ölü Süre

İleri kolda Q_3 ve Q_4 anahtarlarının sürme sinyalleri arasında bırakılması gereken ölü süre $t_{dleading}$ aşağıdaki şartı sağlamalıdır.

$$t_{dleading} > t_{doff} + t_f + t_{tail} \quad (4.2)$$

t_{doff} kesime girme gecikme süresini, t_f akımın kuyruk akımına düşme süresini ve t_{tail} kuyruk akımı süresini göstermektedir. Geri kolda Q_1 ve Q_2 anahtarlarının sürme sinyalleri arasında bırakılması gereken ölü süre $t_{dlagging}$ aşağıdaki şartı sağlamalıdır.

$$t_{dlagging} > t_{doff} + t_f + t_{tail} \quad (4.3)$$

Geri kola bağlanan anahtarlar arasında bırakılması gereken ölü süre primer akımının değerine göre değişir. Geri kol anahtarlarının ZVS ile kesime girebilmesi için endüktansta depo edilen enerjinin paralel kapasiteleri şarj/deşarj etmesi gerekir.

$$\frac{1}{2} L_s I_p^2 > \frac{1}{2} C_p V_d^2 \quad (4.4)$$

Bu eşitlikten, ZVS'yi sağlayabilmek için gerekli olan minimum akım I_{pmin} değeri bulunur.

$$I_{pmin} = V_d \sqrt{\frac{C_p}{L_s}} \quad (4.5)$$

Paralel kapasitelerin tamamen şarj/deşarj olması için primer akımı I_{pmin} değerinden büyük olmalıdır. $I_{p0} = I_{pmin}$ ise, rezonans süresi maksimumdur ve rezonans periyodunun dörtte biri süresinde kondansatör V_d 'ye şarj olur. Bu süre, t_{ZVSmax} , sonunda primer akımı 0'lanır ve V_{Cp} , V_d değerine ulaşır.

$$t_{ZVSmax} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_s C_p} \quad (4.6)$$

t_{ZVSmax} sonunda paralel kapasitedeşarj olmamışsa, ters rezonans meydana gelir ve yumuşak anahtarlama kaybolur. Primer akımının I_{p0} 'dan 0'a düşme süresi t_{p0} olarak tanımlanır. I_{p0} değerine bağlı olarak iki özel durum oluşur.

4.3.1 Durum 1 [$I_{p0} > I_{pmin}$]

Bu çalışma koşulunda t_{p0} aralığı, t_{ZVS} ve t_{linear} olmak üzere iki aralıktan oluşur.

$$t_{p0} = t_{ZVS} + t_{linear} \quad (4.7)$$

Paralel kapasite gerilimi V_{Cp} , t_{ZVS} süresinde 0'dan V_d 'ye yükselir. t_{ZVS} aşağıdaki eşitlikle tanımlanabilir.

$$t_{ZVS} = \sqrt{L_s C_p} \arcsin \frac{V_d}{I_{P0}} \sqrt{\frac{C_p}{L_s}} \quad (4.8)$$

t_{ZVS} süresi sonunda, primer akımı I_{P1} değerine düşer. I_{P1} değeri aşağıdaki eşitlikten hesaplanabilir.

$$I_{P1} = \sqrt{\frac{L_s I_{P0}^2 - C_p V_d^2}{L_s}} \quad (4.9)$$

t_{linear} süresi boyunca, L_s 'ye negatif gerilim uygulanır ve primer akımı lineer olarak sıfıra düşer. Bu süre,

$$t_{linear} = L_s \frac{I_{P1}}{V_d} \quad (4.10)$$

olarak hesaplanır. Q_1 ve Q_2 anahtarları arasındaki ölü süre aşağıdaki eşitliği sağlamalıdır.

$$t_{ZVS} < t_{dlagging} < t_{P0} \quad (4.11)$$

$t_{dlagging} < t_{ZVS}$ olması durumunda, geri kol kondansatörleri tam olarak şarj/ deşarj olamaz. Bu nedenle ZVT sağlanamaz. $t_{dlagging} > t_{P0}$ olması durumunda ise akım yön değiştirir ve geri rezonans başlar. Geri rezonans aralığında Q_2 anahtarına sinyal verilirse eleman sert ilettime girer. Bastırma kondansatörünün enerjisi anahtar üzerinden boşalır.

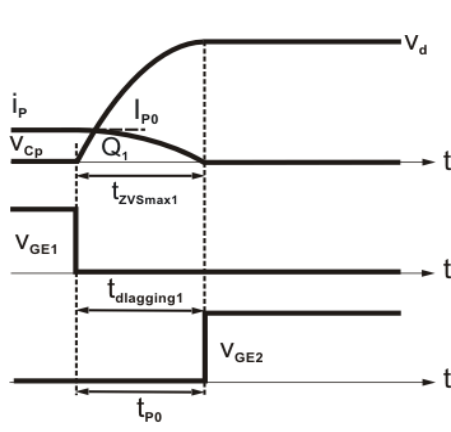
4.3.2 Durum 2 [$I_{P0}=I_{Pmin}$]

Bu çalışma koşulunda bir önceki durum da oluşan akımın lineer olarak sıfıra düştüğü aralık oluşmamaktadır. Dolayısıyla t_{P0} aralığı, t_{ZVSmax} süresine eşittir. Q_1 ve Q_2 anahtarları arasında bırakılması gereken ölü süre aşağıda verilmiştir.

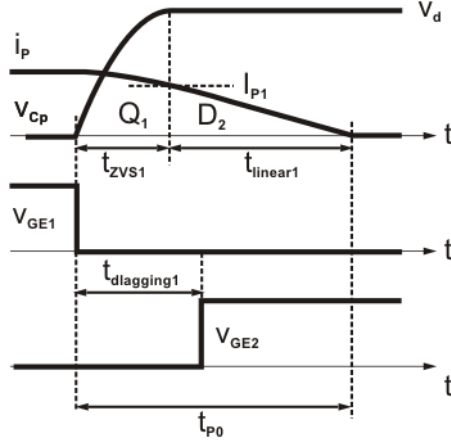
$$t_{dlagging} = t_{ZVSmax} = t_{P0} \quad (4.12)$$

Geri kol anahtarlarının kesime girme işleminde primer akımının seviyesine bağlı olarak iki farklı çalışma modu oluşur. Mod-1'de; geri koldaki eşdeğer paralel kondansatör değeri C_p , C_1 ve C_2 , Mod-2'de ise; C_p , C_1 , C_2 , C_{1A} ve C_{2A} kondansatörlerinin toplamına eşittir. Herbir Mod için ilgili C_p değeri, (4.5), (4.6), (4.8) ve (4.9) eşitliklerinde dikkate alınmalıdır.

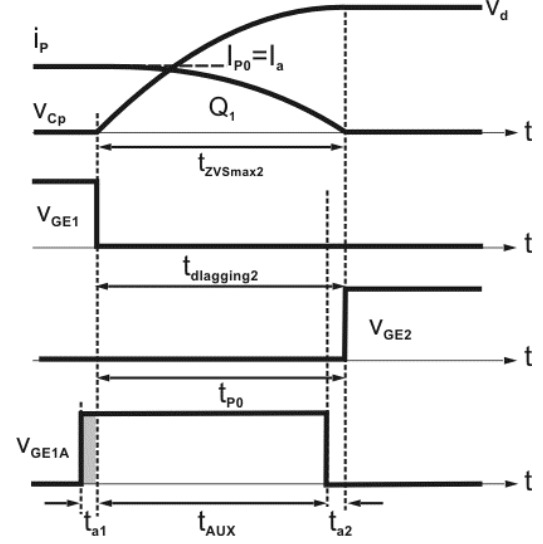
Paralel kondansatörün uçlarındaki gerilim ve primer akımına ait dalga şekilleri, kontrol sinyalleri, geri kol rezonansında oluşan aralıklar ve tanımlamalar Şekil 4.1’de gösterilmiştir. Bu dalga şekillerinde, 1 ve 2 indisleri sırasıyla Mod-1 ve Mod-2’de çalışmayı tanımlamak için kullanılır.



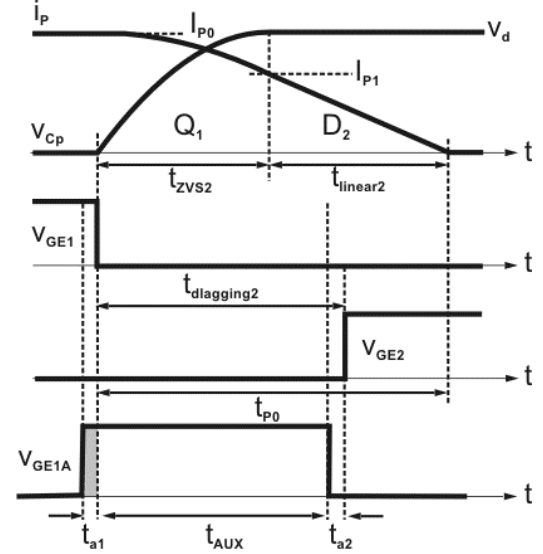
(a) Mod-1, $I_{p0} = I_{pmin1}$



(b) Mod-1, $I_{pmin1} < I_{p0} < I_a$



(c) Mod-2, $I_{p0} = I_{pmin2} = I_a$



(d) Mod-2, $I_{p0} > I_a$

Şekil 4.1 Paralel kondansatör gerilimi ve primer akımı dalga şekilleri, kontrol sinyalleri, geri kol rezonansında oluşan aralıklar ve tanımlar

Yumuşak anahtarlamaı sağlayan primer akımının minimum değeri (I_{p1}) için geri kol geçişi Şekil 4.1(a)’da verilmiştir. $t_{ZVSmax1}$ süresinin sonunda primer akımı sıfıra düşer, kondansatör gerilimi V_d ’ye ulaşır. Primer akımı bu değerin altında ise paralel

kondansatör tam olarak şarj/deşarj olamaz. ZVT ile iletme girme sağlanamaz, kondansatör IGBT üzerindendeşarj olur. Kondansatör değerinin düşük olmasından dolayı, I_{Pmin1} değerinin altındaki akımlarda ya da boşta çalışmada IGBT'nin kondansatördeşarjından dolayı tahrip olma riski yoktur.

$I_{Pmin1} < I_{P0} < I_a$ olması durumunda, Mod-1 dalga şekilleri Şekil 4.1(b)'de verilmiştir. Artan primer akımı ile beraber t_{ZVS} azalır, t_{linear} 'de artar. Mod-1'de Q_1 ve Q_2 anahtarları arasında bırakılması gereken ölü süre (4.3) ve (4.11)'i sağlamalıdır.

Mod-2'de yardımcı devre çalıştırılır. Yumuşak anahtarlamaı sağlayan minimum primer akımında ($I_{P0}=I_{Pmin2}=I_a$) geri kol geçişı Şekil 4.1(c)'de verilmiştir. $I_{P0}>I_a$ olması durumunda, dalga şekilleri Şekil 4.1(d)'de verilmiştir. Geri kol anahtarları arasındaki gerekli ölü süre ve yardımcı devre kontrol sinyalleri Şekil 4.1(c) ve Şekil 4.1(d)'de verilmiştir. Q_1 ve Q_2 anahtarlarının sürme sinyalleri arasında $t_{dlagging}$ kadar ölü süre bırakılır. Yardımcı anahtarın Q_{1A} sürme sinyali ile Q_1 anahtarının sürme sinyali t_{a1} süresi kadar çıkışabilir. Bu çıkışma süresinde yardımcı anahtar Q_{1A} sıfır gerilim altında iletme girerek Q_1 'in yumuşak anahtarlanması için hazır bekler. Q_1 'in sürme sinyali kesildiğinde Q_{1A} doğrudan akımı üzerine alır. t_{linear} aralığında Q_{1A} 'nın sinyali kesilerek Q_2 sinyali uygulanmalıdır. Mod-1 ve Mod-2'de ölü süre $t_{dlagging}$ sırasıyla $t_{ZVSmax1}$ ve $t_{ZVSmax2}$ olarak seçilir. Böylece, yüksek akımlarda anahtarlar için yumuşak anahtarlama şartları sağlanır. Kapasitifdeşarjı önlemek için Q_{1A} ve Q_2 sürme sinyalleri arasında t_{a2} kadar bir süre bırakılır.

4.4 Bağlı İletim Süresi Kaybı

Klasik faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücünün en büyük problemlerinden birisi bağlı iletim süresi kaybıdır. Bağlı iletim süresi kaybının oluştuğı aralık Şekil 3.8'de gösterilmiştir ($t_{84}=t_8-t_4$). Bağlı iletim süresi kaybı ΔD ve eşdeğer bağlı iletim süresi D_e aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$t_8 - t_4 = t_{ZVS} + 2 \frac{L_S I_o}{a V_d} = T_S \Delta D \quad (4.13)$$

$$D_e = D - \Delta D \quad (4.14)$$

Eşitliklerde, I_o çıkış akımı, a transformatör dönüştürme oranı ve T_s anahtarlama periyodudur. Yüksek akımlarda t_{ZVS} çok küçük olduğundan ihmal edilebilir. Bu durumda, ΔD ve V_o ifadeleri

$$\Delta D \cong \frac{2L_s I_o}{aV_d T_s} \quad (4.15)$$

$$V_o = \frac{V_d}{a}(D - \Delta D) = \frac{DV_d}{a} - \frac{2L_s I_o}{a^2 T_s} \quad (4.16)$$

olarak yazılabilir. (4.15)'den görüldüğü gibi, yüksek değerli rezonans endüktansı bağlı iletim süresindeki kaybı arttırarak çıkış geriliminin ve devre veriminin düşmesine neden olur. Ayrıca, çıkış geriliminde salınımlar oluşmasına neden olur. Bağlı iletim süresindeki kaybın azalması için L_s 'nin değeri mümkün olabildiğince küçük seçilmelidir. Özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda ve yüksek akım seviyelerinde endüktans değerinin küçültülmesi oldukça önem kazanır.

4.5 Dönüştürücü Tasarımı

Geliştirilen yeni PSPWM tam köprü DC-DC dönüştürücünün tasarımı yapılmadan önce devrenin çıkış gerilimi $V_o=48V$, giriş gerilimi $V_d=300V$, primer akımı $I_p=0-40A$, anahtarlama frekansı $f_s=75kHz$ ve kullanılacak transformatörün dönüştürme oranı $a=(N_p/N_s)=5/1$ olarak seçilmiştir. Ayrıca bağlı iletim süresi kaybının en fazla çalışma periyodunun %20'si olabileceği kabul edilmiştir.

4.5.1 C_3 ve C_4 Kondansatörlerinin Belirlenmesi

Maksimum yükte paralel kondansatörün şarj süresi IGBT'nin kesime girme süresinden büyük ise, ZVS ile kesime girme şartı sağlanmış kabul edilir. Paralel kapasitelerin seçimi için [45] ve [48]'de verilen (4.17) eşitliği kullanılır. Bu eşitlikte, t_f süresinde kondansatör gerilimi 0'dan giriş geriliminin yarısına şarj edilir kabulüne göre kondansatör değeri seçilir.

$$C_p = \frac{I_p}{V_d/2} t_f \quad (4.17)$$

t_f 'e göre C_p değeri yaklaşık olarak 20 nF olarak hesaplanır. Eşdeğer paralel kondansatör $C_p = C_3 // C_4$ olduğundan C_3 ve C_4 'ün değerleri 10nF olarak seçilir.

4.5.2 C_1 ve C_2 Kondansatörlerinin Belirlenmesi

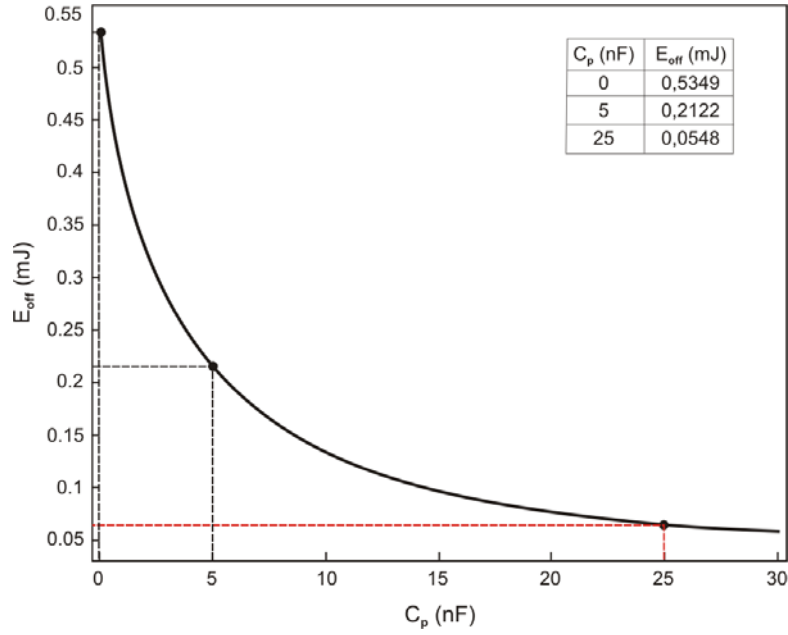
C_1 ve C_2 kondansatörleri rezonans ile deşarj olduklarından, geri koldaki kondansatör değerlerinin seçimi ileri koldaki kondansatörlerin seçiminden farklıdır. IGBT'lerin tahrip olmasını önlemek için geri kolda kullanılan paralel kondansatör seçimi oldukça önemlidir. Rezonans endüktansındaki enerji paralel kondansatörleri deşarj etmek için yeterli olmadığı zaman, iletme girme esnasında paralel kondansatörler doğrudan Q_1/Q_2 anahtarları üzerinden deşarj olur ve anahtarlardan geçen akım yüksek değerlere ulaşır. Paralel kondansatör değeri devrede kullanılan IGBT'nin t_r yükselme süresi ile katalogunda belirtilen I_{CM} maksimum akım değerine göre seçilmelidir. Geri kola bağlı paralel kondansatörler,

$$C_p \leq \frac{I_{CM}}{V_d} t_r \quad (4.18)$$

eşitliğine göre hesaplanır. V_d , t_r ve I_{CM} değerleri (4.18)'de yerine konulduğu takdirde geri kola paralel bağlanacak kondansatör değeri yaklaşık olarak 5 nF olarak bulunur.

4.5.3 C_{1A} ve C_{2A} Kondansatörlerinin Belirlenmesi

Seçilen IGBT'nin kesime girme davranışı [36]'da detaylı bir şekilde açıklanmıştır ve çeşitli kondansatör değerlerine göre IGBT'nin kesime girme kayıpları Şekil 4.2'de verilmiştir.



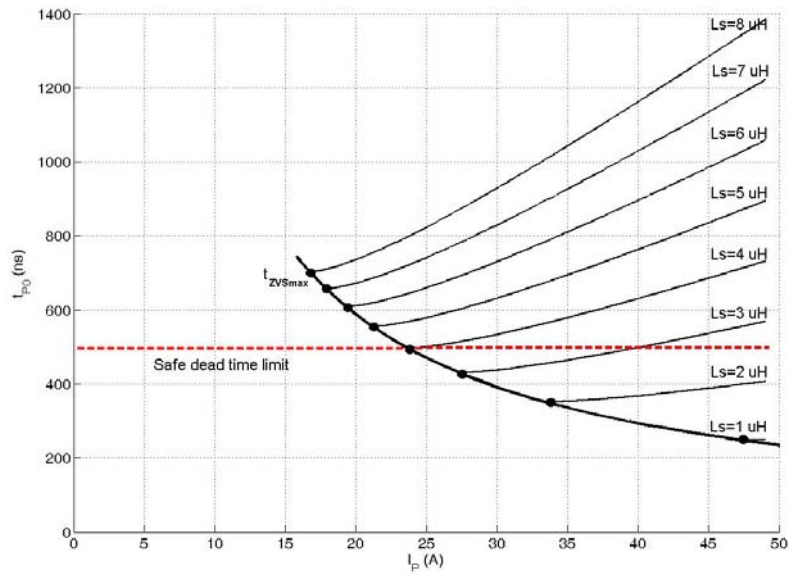
Şekil 4.2 Kondansatör değerine bağlı olarak kesime girme kayıplarının değişimi.

Kondansatör değeri arttıkça gerilim yükselme hızı önemli ölçüde düşmekte ve kesime girme enerji kaybı azalmaktadır. Şekil 4.2’den de görüldüğü üzere kondansatör değerinin artırılmasının E_{off} ’u aynı oranda azalmamaktadır. Bunun temel nedeni IGBT’nin kuyruk akımıdır. Ayrıca, kondansatör değerinin çok büyük seçilmesi durumunda dahi anahtarlama enerji kaybının tamamen yok edilemeyeceği görülmektedir. Devre tasarımı yapılırken kesime girme kaybının klasik PSFB PWM dönüştürüye göre %90 azaltılması hedeflenmiştir. Şekil 4.2’den, geri kola 25nF değerinde bir paralel kondansatör $C_p = C_1 // C_2 // C_{1A} // C_{2A}$ bağlanması gerektiği belirlenmiştir. Böylece yardımcı koldaki C_{1A} , C_{2A} kondansatörlerinin değerleri 10nF olarak bulunur. (4.1), (4.6) ve (4.7)’den de görüldüğü gibi, paralel kondansatör değerinin artmasıyla birlikte I_a ve ölü süre de artar. Bu yüzden paralel kondansatör değerinin çok büyük seçilmesi uygun değildir.

4.5.4 Rezonans Endüktansı L_s ’nin Belirlenmesi

Geliştirilen yeni PSPWM PWM DC-DC dönüştürücünün Mod-2’de çalışma durumuna ait karakteristik eğri değişimleri MATLAB programı yardımı ile elde edilmiştir. Simülasyonlarda primer akımı $0 < I_p < 40$ A ve giriş gerilimi 300 V olarak seçilmiştir. Ayrıca, ölü sürenin çok küçük olmaması için L_s ’nin minimum değeri 1 μ H, bağlı iletim süresindeki kaybın çok fazla olmasını önlemek için maksimum değeri ise 8 μ H olarak

seçilmiştir. Endüktans değerinin daha büyük seçilmesi I_a sınır akımını azaltır. Aynı zamanda yüksek akım seviyelerinde akımın yön değiştirme süresi ve bağlı iletim süresindeki kaybın artmasına neden olur. Devre bırakılması gereken ölü sürenin rezonans endüktans değerine bağlı değişimi Şekil 4.3'te verilmiştir. t_{ZVSmax} eğrilerinden, yardımcı devrenin çalışmaya başlayacağı I_a akımının değerini belirlenmektedir. (4.3)'e göre, IGBT ve sürme devrelerinin gecikme süresi ve hızı dikkate alındığında geri koldaki anahtarların sürme sinyalleri arasında bırakılması gereken güvenli ölü süre ($t_{dlagging}$) minimum 500 ns olarak seçilir. Aynı zamanda, ölü süre (4.11)'deki eşitliği sağlamalıdır.



Şekil 4.3 $C_p=25$ nF değeri için önerilen dönüştürücünün karakteristik eğrileri

Şekil 4.3'ten de görüldüğü gibi, L_s 'nin 5 μH 'den küçük değerlerinde gerekli 500ns'lik ölü süre sağlanamamaktadır. Sonuç olarak L_s endüktansı 5 μH ile 8 μH arasında seçilebilir. 5 μH ile 8 μH arasındaki L_s endüktans değerleri için hesaplanan I_a , t_{ZVSmax} , t_{p0} ve ΔD değerleri Çizelge 4.1'de verilmektedir.

Çizelge 4.1 $5 \mu\text{H} < L_s < 8 \mu\text{H}$ için hesaplanan I_a , t_{ZVSmax} , t_{p0} ve ΔD değerleri

Hesaplanan Değerler	$L_s=5\mu\text{H}$	$L_s=6\mu\text{H}$	$L_s=7\mu\text{H}$	$L_s=8\mu\text{H}$	Eşitlik
I_a	21.21A	19.36A	17.92A	16.77A	(4.1)
t_{ZVSmax}	555ns	608ns	657ns	700ns	(4.6)
$t_{p0} (I_p=40\text{A})$	750ns	861ns	1064ns	1180ns	(4.7)
$\Delta D (I_p=40\text{A})$	20%	24%	28%	32%	(4.15)

Çizelge 4.1'den de görüldüğü gibi L_s 'nin düşük değerlerinde I_a 'nın değeri artarken ölü süre değeri ise azalmaktadır. Dönüştürücün tasarım işleminin başında tam yükte maksimum bağıl iletim süresi kaybının en fazla %20 olması hedeflenmişti. Bu şart, L_s endüktansının $5 \mu\text{H}$ değeri olması durumunda sağlanmaktadır. Yardımcı devre yüksek akım değerlerinde devreye girer ve böylece yüksek değerli bastırma kondansatörlerinin deşarjı için gerekli enerji endüktansta her zaman mevcuttur. Önerilen dönüştürücüde L_s mümkün olabilecek en küçük değerde seçilmiştir. Böylece, düşük bağıl iletim süresi kayıplarından dolayı transformatör dönüştürme oranı daha büyük seçilebilir ve anahtarlarda daha düşük iletim kaybı oluşur. Çıkış diyotlarının parazitik kapasiteleri ve L_s endüktansı arasında oluşan parazitik salınımlar azalır ve verim artar.

Önerilen dönüştürücüde, seçilen C_p ve L_s değerleri primer akımının 8.9 A ile 40 A arasındaki değerlerinde geri kolda IGBT'lerin ZVT ile çalışmasını sağlar. Aynı eleman değerleri kullanılan klasik PSFB PWM dönüştürücüde ise ZVT çalışma, primer akımının 21.21 A ile 40 A değerleri arasında sağlanabilir. Klasik PSFB PWM dönüştürücünün aynı primer akımında ZVT çalışmaya başlayabilmesi için L_s endüktans değerinin $25 \mu\text{H}$ seçilmesi gerekir. Bu durumda ise bağıl iletim süresindeki kayıp 5 kat artar.

Önerilen dönüştürücüde paralel kondansatör değeri (25 nF) klasik dönüştürücüde kullanılamaz. Klasik dönüştürücüde iletme girme esnasında yüksek akımların IGBT'leri tahrip etme riskinden dolayı paralel kondansatör değeri 5 nF'in altında seçilmelidir. Bu

nedenle, önerilen dönüştürücüde, tam yükte geri kol anahtarının kesime girme kaybı klasik dönüştürücünün kaybına göre dört kat daha düşüktür. Çalışma frekansının artmasıyla bu avantaj dahada önem kazanır.

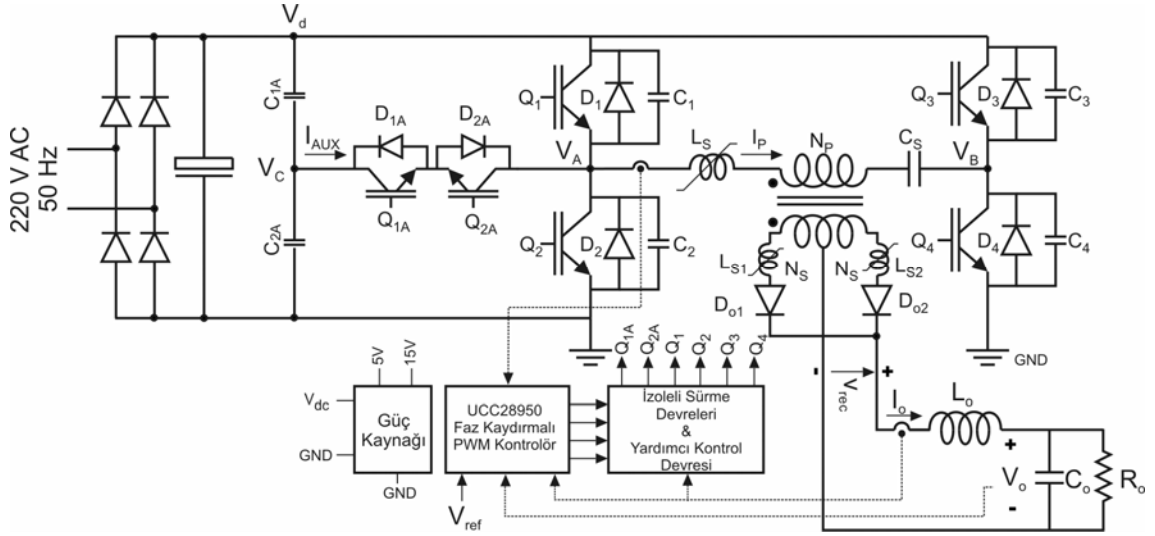
GELİŞTİRİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN UYGULAMASI

5.1 Giriş

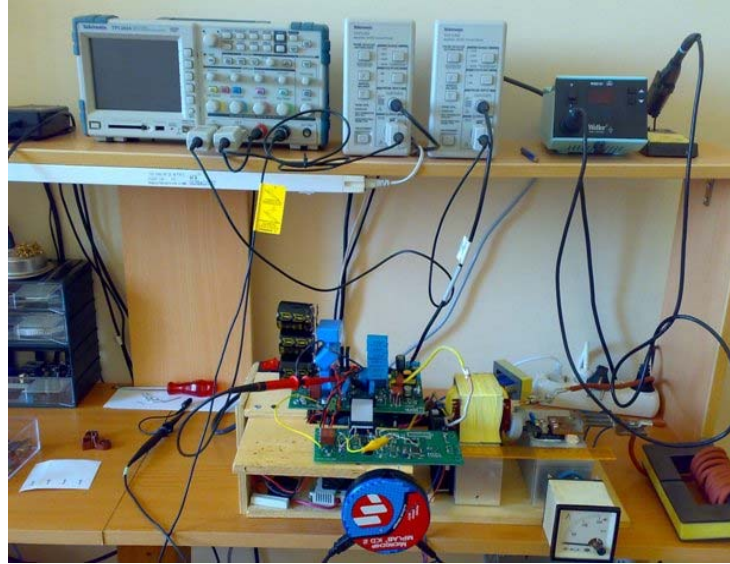
3. Bölümde, sunulan yeni yumuşak anahtarlama faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücünün çalışması ayrıntılı olarak analiz edilmiştir. Bu analizi doğrulamak üzere, laboratuarda yeni yumuşak anahtarlama faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücünün devresi gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde uygulama devresinden alınan deneysel sonuçlar ayrıntılı bir şekilde verilmiştir.

5.2 Devre Şeması

Laboratuarda gerçekleştirilen 5 kW gücünde ve 75 kHz anahtarlama frekansına sahip IGBT'li PSFB PWM DC-DC dönüştürücünün uygulama devresi Şekil 5.1'de ve laboratuarda gerçekleştirilen devreye ait fotoğraf Şekil 5.2'de verilmiştir. Yeni yumuşak anahtarlama PWM DC-DC dönüştürücü devresi, klasik tam köprü faz kaydırmalı DC-DC dönüştürücünün sol koluna yardımcı devrenin eklenmesiyle elde edilmiştir. Yardımcı devre, Q_{1A} ve Q_{2A} yardımcı anahtarlar, D_{1A} ve D_{2A} yardımcı diyotlar ile C_{1A} ve C_{2A} yardımcı kondansatörlerinden oluşmaktadır. Yardımcı devrede yüksek hızlı IGBT kullanılmasına gerek olmadığından, düşük iletim kayıplarına sahip düşük hızlı IGBT'ler tercih edilebilir. Yardımcı devre çok kısa bir süre iletimde kaldığından iletim kayıpları çok düşüktür, anahtarlama kayıpları da ihmal edilebilir. Yardımcı anahtarlar ana anahtarlara göre daha düşük akımlı seçilebilir.



Şekil 5.1 Yumuşak anahtarlama faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücünün uygulama devresi.



Şekil 5.2 Laboratuarda gerçekleştirilen uygulama devresi

5.3 Uygulama Devresi

Diyot köprüsü ile doğrultulan tek fazlı AC şebeke gerilimi, yüksek değerli elektrolitik kondansatörler ($3 \times 470 \mu\text{F}$ - 450V) ile filtre edilerek DC bara gerilimi elde edilmiştir. Elektrolitik kondansatörlerin şarjı bir direnç üzerinden sağlanmıştır. Kondansatörün yaklaşık DC bara gerilimine şarj olma süresi sonunda direnç, röle ile kısa devre edilmiştir. Devrenin enerjisi kesildiğinde kondansatörlerin dolu kalmaması için kondansatörlere $47 \text{ k}\Omega$ /10W değerinde bir direnç paralel bağlanmıştır. Dönüştürücü girişinde 300 V'luk bir DC bara gerilimi oluşur. Bara geriliminde bir miktar dalgalanma

mevcuttur. Dalgalanmayı azaltmak için elektrolitik kondansatörlerin yüksek seçilmesi gerekir. Fakat yüksek değerli kondansatör şebekeden çekilen akımların harmonik içeriğini artırmakta ve güç faktörünü düşürmektedir. Bu nedenle elektrolitik kondansatörler çok büyük seçilmemiş ve bir miktar dalgalanma oluşmasına izin verilmiştir.

Elektrolitik kondansatörlerin iç dirençlerinin yüksek olmasından dolayı, yüksek frekanslı akımları karşılamak üzere 1 μ F ve 470nF'lık kutupsuz kondansatörler IGBT'lere çok yakın olacak şekilde DC baraya monte edilmiştir. Tam köprü DC-DC dönüştürücüde sol (geri) ve sağ (ileri) olmak üzere iki kol bulunmaktadır. IGBT'lere paralel bastırma kondansatörleri geri kolda 2.2 nF (C_1 ve C_2), ileri kolda 10 nF (C_3 ve C_4) seçilmiştir. Dönüştürücüde kullanılan elemanların nominal değerleri Çizelge 5.1'de listelenmiştir.

Çizelge 5.1 Uygulama devresinde kullanılan güç elemanları.

$S_1, S_2, S_3, S_4, S_{1A}, S_{2A}$	IGBT 600 V, 60A (diyotlu)	IXGH60N60C2D1
C_{1A}, C_{2A}	Yardımcı bastırma kondansatörleri	10 nF-630 V
C_1, C_2	Geri kol bastırma kondansatörleri	2.2 nF-630 V
C_3, C_4	İleri kol bastırma kondansatörleri	10 nF-630 V
L_s	Rezonans endüktansı	5 μ H
C_s	Dengeleme kondansatörü	4 x 470 nF-630 V
Trf	Yüksek frekans güç transformatörü	2xE65-N87 a=5:1
D_{o1}, D_{o2}	Çıkış diyotları 200 V, 160 A	DSEI 2x121-02A
L_o	Çıkış endüktansı	30 μ H
L_{s1}, L_{s2}	Doyumlu endüktans	10 μ H

Transformatörün geçici rejimde doyuma gitmesini önlemek için trafoya seri bir kondansatör grubu bağlanmıştır. Seri kondansatör grubu, 4 adet 470 nF/630 V kutupsuz kondansatör paralel bağlanarak elde edilmiştir. Bu kondansatör grubu üzerinde 50 V'tan küçük bir AC gerilim oluşmaktadır. Kondansatörlerin paralel

bağlanması akım paylaşımını azaltmak içindir. Nominal çalışmada bu kondansatörlerden 40 A, 75 kHz AC akım geçmektedir. Eşdeğer tek bir kondansatör kullanıldığında kondansatör ısınmaktadır. Devrede kullanılan transformatörün kaçak endüktansı 2 μ H olarak ölçülmüştür. Toplam seri endüktans 5 μ H seçildiğinden, 3 μ H değerinde seri bir endüktans eklenmiştir.

5.4 Uygulama Sonuçları

Laboratuvarda prototipi gerçekleştirilen yeni faz kaydırmalı PWM DC-DC dönüştürücüden farklı yük akımları için alınan akım ve gerilim değişimleri Şekil 5.3-Şekil 5.32’de verilmiştir. Ölçümler TPS2024 osiloskobu ile yapılmıştır. Dört adet izoleli kanalı bulunan dijital osiloskobun bant genişliği 200 MHz, örnekleme hızı 2 GS/s ve her bir kanal için hafızası 2500 örnektir. Akım ölçümlerinde TCP305 (50A) ve TCP303 (200A) akım propları kullanılmıştır.

Omik-endüktif bir yük ile yüklenen dönüştürücüde çıkış endüktansı 30 μ H olup, yük direnci 2 Ω ile 0.15 Ω arasında değiştirilmiştir. Devrede kullanılan eleman değerleri (4.1)’de yerine konulduğunda, primer akımı 21 A veya çıkış akımı 105 A iken yardımcı devrenin çalışmaya başlayacağı görülür.

$I_o=40$ A için, Şekil 5.3, Şekil 5.4, Şekil 5.5 ve Şekil 5.6’daki değişimler elde edilmiştir. Şekil 5.3’te geri kol rezonansından önce primer akımının başlangıç değeri 8 A’dır. Geri kol rezonansı sonunda akımın sıfıra düştüğü, endüktanstaki enerji yeterli olmadığı için bastırma kondansatörünün DC bara gerilimine şarj olamadığı görülmektedir. S_1 anahtarı Q_1 (IGBT) ve D_1 (diyot) olmak üzere iki elemandan oluşmaktadır. Q_1 kondansatörden ters yönde akım geçerken gerilim altında (150 V) ilettime girmektedir. Akım sıfır iken IGBT’nin sinyali verilirse en düşük gerilim altında ilettime girer. İletime girme esnasında bir miktar anahtarlama kaybı olduğu Şekil 5.4’te V_{S1} , V_{GE1} ve I_{S1} değişimlerinden görülmektedir. Sert anahtarlama nedeniyle V_{GE1} kapı geriliminde parazitik salınımlar oluşmaktadır. Bastırma kondansatörünün küçük olmasından dolayı IGBT’de oluşan anahtarlama kaybı ve parazitik salınımlar düşük seviyelerdedir. Şekil 5.5’de V_{S3} , V_{GE3} ve I_{S3} değişimleri verilmiştir. Bu değişimlerden ölü süre sonunda kondansatör geriliminin sıfıra düşmediği, diyot ilettime girmeden S_3 ’ün sürme sinyalinin uygulanmasıyla IGBT’nin sert anahtarlama ile ilettime girdiği görülmektedir. Uygulama

devresinden akım ölçümü alabilmek için yarı iletken elemanlar, akım problemlerinin sığabileceği kadar bir mesafe bırakılarak PCB'ye monte edilmiştir. Bu durum DC baraya bağlı olan kolların endüktansını ve parazitik salınımları artırmıştır. Parazitik salınımlar V_{AB} gerilimi ile S_3 akımında görülmektedir. IGBT'lerin PCB'ye en yakın bir şekilde monte edilmesi ile bu salınımlar yok edilebilir. Şekil 5.6'da D_{o1} ve D_{o2} diyotlarının anotları arasındaki gerilim (V_o) değişimi verilmiştir. Çıkış katında 200 V'luk diyotlar kullanmıştır. Kararlı rejimde diyotlardan biri iletimde iken, diğer diyot sekonder sargı geriliminin ($300/5=75V$) iki katına yani 150 V'a maruz kalmaktadır. Geçici rejimde diyotların iletimden çıkması esnasında parazitik salınımlar oluşmaktadır. Bu parazitik salınımlar doyumlu endüktans kullanılarak önlenmiştir. Diyodun maruz kaldığı gerilimin 200 V'un altında olduğu görülmektedir. Doyumlu endüktans ve primer endüktans değerlerinin küçük olması nedeniyle çıkış geriliminde parazitik salınımlar çok düşük seviyelerdedir.

$I_o=60$ A için ölçülen değişimler Şekil 5.7, Şekil 5.8, Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da verilmiştir. Şekil 5.7'de geri kol rezonansının başlangıcında primer akımının 12 A olduğu görülmektedir. Geri kol rezonansı 200 ns sürmekte ve bu süre içinde paralel kondansatör DC bara gerilimine şarj olmaktadır. Daha sonra D_2 diyodu iletime girerek akım sıfıra doğru düşer. Sürme sinyali diyot iletimden çıktıktan sonra (akım negatif olduktan sonra) uygulanmıştır. Diyot iletimde iken Q_2 'nin sürme sinyali verilmediğinden geri rezonansın başladığı görülmektedir. IGBT gerilim altında bir miktar sert anahtarlama ile iletime girer. Bu durum Şekil 5.8'de V_{S1} geriliminde görülmektedir (S_1 ve S_2 'nin çalışması benzerdir). S_1 'in akım değişiminden D_1 diyodunun iletime girdiği görülmektedir. Sert anahtarlama dolayısı V_{GE1} kapı geriliminde parazitik salınımlar oluşmuştur. Bastırma kondansatörünün küçük olmasından dolayı IGBT'de oluşan anahtarlama kaybı ve parazitik salınımlar oldukça düşüktür. Şekil 5.9'da V_{S3} , V_{GE3} ve I_{S3} değişimleri verilmiştir. Kondansatör geriliminin sıfıra düşerek diyodun iletime girdiği ve S_3 'ün ZVT ile iletime gireceği görülmektedir. Şekil 5.10'da D_{o1} ve D_{o2} diyotlarının anotları arasındaki gerilim (V_o) verilmiştir. Diyodun maruz kaldığı gerilim 200 V'un altında olup parazitik salınımların düşük olduğu görülmektedir.

Şekil 5.11'de $I_o=80$ A iken geri kol rezonansının başlangıcında primer akımının 16 A olduğu görülmektedir. Paralel kondansatör DC bara gerilimine şarj olur ve D_2 diyodu iletime girerek akım sıfıra doğru düşmektedir. Diyot iletimden çıkar çıkmaz Q_2 'nin

sürme sinyali verilmiştir. Şekil 5.12’de S_1 ’in yaklaşık ZVS ile ilettime girdiği görülmektedir. Şekil 5.13’deki değişimlerden S_3 ’ün ZVT ile ilettime ve ZVS ile kesime girdiği görülmektedir. Şekil 5.14’de verilen değişimlerde bir problem görülmemektedir.

Yardımcı devre $I_o=85$ A’de çalıştırılarak değişimler elde edilmiştir. Yardımcı devrenin normal olarak çalışmaya bağlayacağı çıkış akımı değeri 105 A’dır. Sol koldaki eşdeğer paralel kondansatör 25 nF’tir. Yardımcı devre normal çalışma akımının biraz altında çalışmaya başlatıldığı için paralel kondansatör geriliminin (V_C) sıfıra düşmediği Şekil 5.15’de görülmektedir. Şekil 5.16’da Q_1 ’in ZVT altında ilettime girmediği görülmektedir. İletime girme anında Q_1 ’den aşırı bir akım geçmemektedir. Akım kesildikten sonra Q_1 ’in gerilimi yavaş bir şekilde yükselmektedir. Q_1 ’in kesime girmesi büyük ölçüde iyileşmiştir. Şekil 5.17 ve Şekil 5.18’deki değişimler $I_o=80$ A’de oluşan çalışma koşuluna benzerdir.

$I_o=110$ A için eşdeğer paralel kondansatör ($C_p =25$ nF) geriliminin (V_C) sıfıra düştüğü Şekil 5.19’dan görülmektedir. Şekil 5.20’den Q_1 ’in ZVT ile ilettime ve ZVS ile kesime girdiği görülmektedir. Şekil 5.21 ve 5.22’deki değişimler oldukça düzgündür.

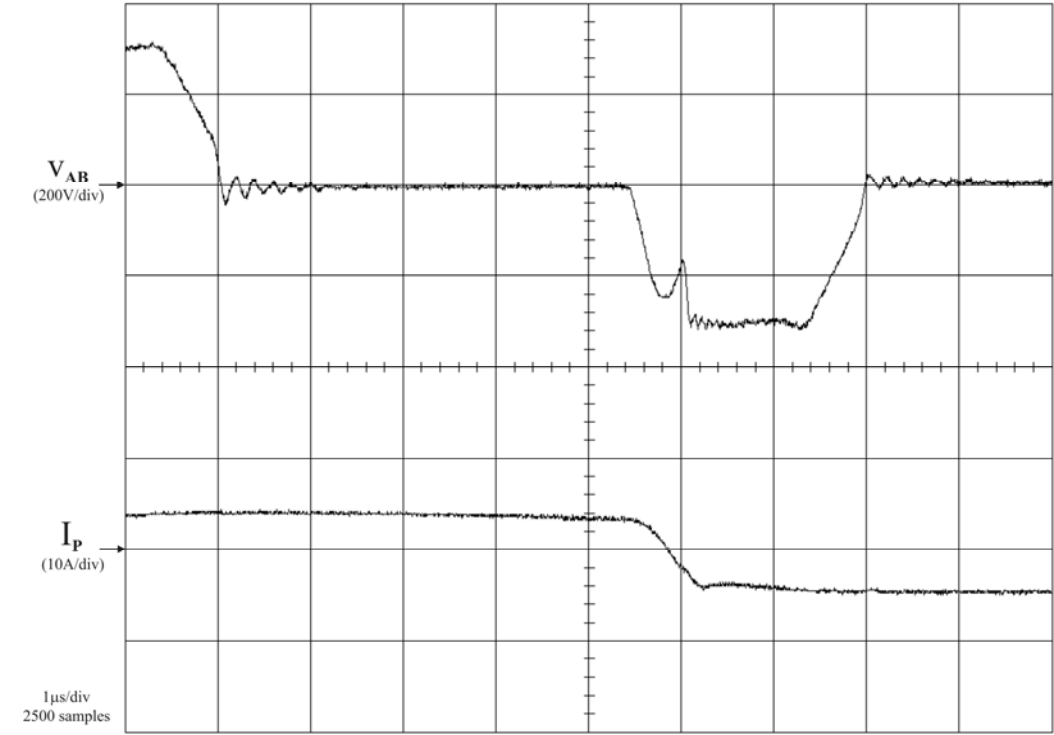
$I_o=140$ A değerinde eşdeğer paralel kondansatör geriliminin sıfıra düştüğü Şekil 5.23’den görülmektedir. V_C gerilimi sıfır olana kadar yardımcı anahtarlardan kısa süreli bir akım (I_{AUX}) geçmektedir. Yardımcı IGBT’lerin iletim kayıpları son derece düşüktür. Şekil 5.24’ten Q_1 ’in ZVT ile ilettime ve ZVS ile kesime girdiği görülmektedir. Şekil 5.25 ve 5.26’daki değişimler oldukça düzgündür.

Şekil 5.27’de $I_o=180$ A iken paralel kondansatör geriliminin kısa sürede sıfıra düştüğü görülmektedir. Trafoya seri bağlı kondansatör grubu üzerinde oluşan V_{CB} geriliminden dolayı ters yönde akım geçiren IGBT’nin sinyalinin verilmesi ile çok kısa süreli bir geri rezonans oluşmuş ve V_C gerilimi V_{CB} gerilimine ulaşmıştır. Geri rezonans akımının I_{S1} akımına yansıdığı Şekil 5.28’de görülmektedir. Sürme sinyalinde görülen gürültü gerçekte bu kadar yüksek değildir. Kapı gerilimini ölçmek için kullanılan gerilim probu devreden geçen akımın yüksek olması nedeniyle ortamdaki gürültülerden etkilenmektedir. Yardımcı elemanlar yumuşak anahtarlama ile çalışmaktadır. Kısa süreli (I_{AUX}) akımının oluşturduğu iletim kayıpları düşüktür. Buna mukabil, Q_1 anahtarının kesime girme esnasında oluşan anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azaltılmıştır.

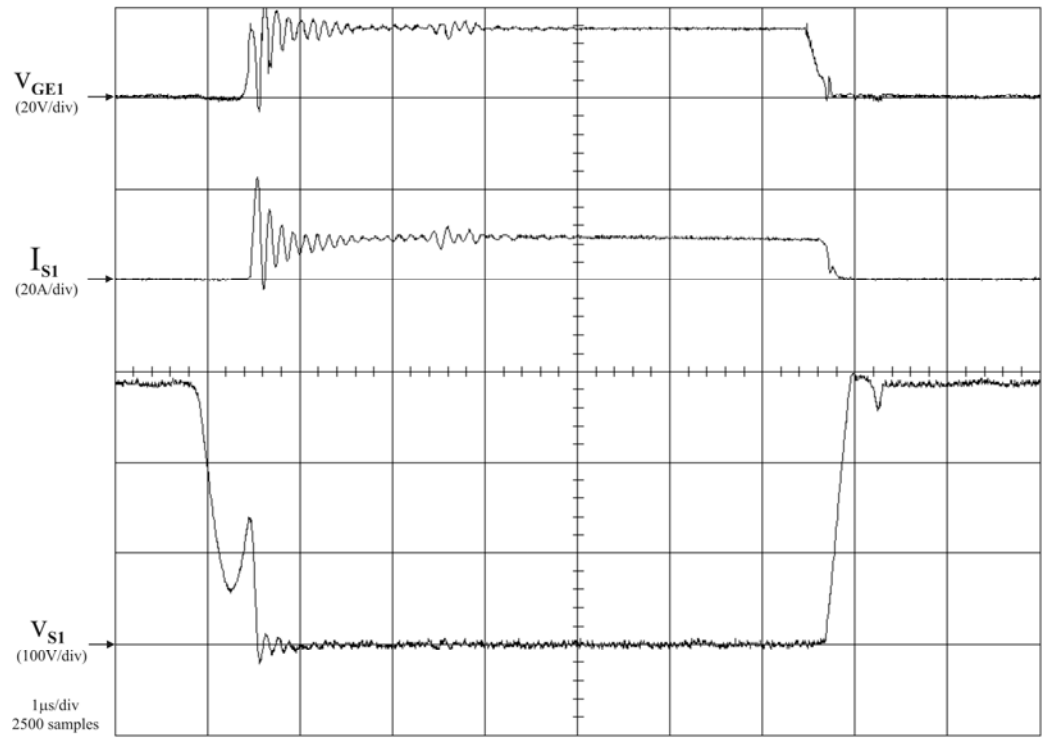
Şekil 5.29 ve Şekil 5.30'da çok yüksek akımlarda bile değişimlerin oldukça düzgün olduğu görülmektedir. Şekil 5.30'dan primer akımının yön değiştirme süresi esnasında bağıl iletim süresinde oluşan kaybın $1.5 \mu s$ olduğu görülmektedir.

Şekil 5.31'de yeni PSPWM dönüştürücü için üretilen PWM kontrol sinyalleri verilmiştir. Yardımcı devre sinyallerinin üretilmesi için oldukça basit bir yöntem kullanılmış, V_{GE1} ve V_{GE2} sinyallerinin $1,6 \mu s$ kaydırılması ile yardımcı devre için gerekli kontrol sinyalleri üretilmiştir.

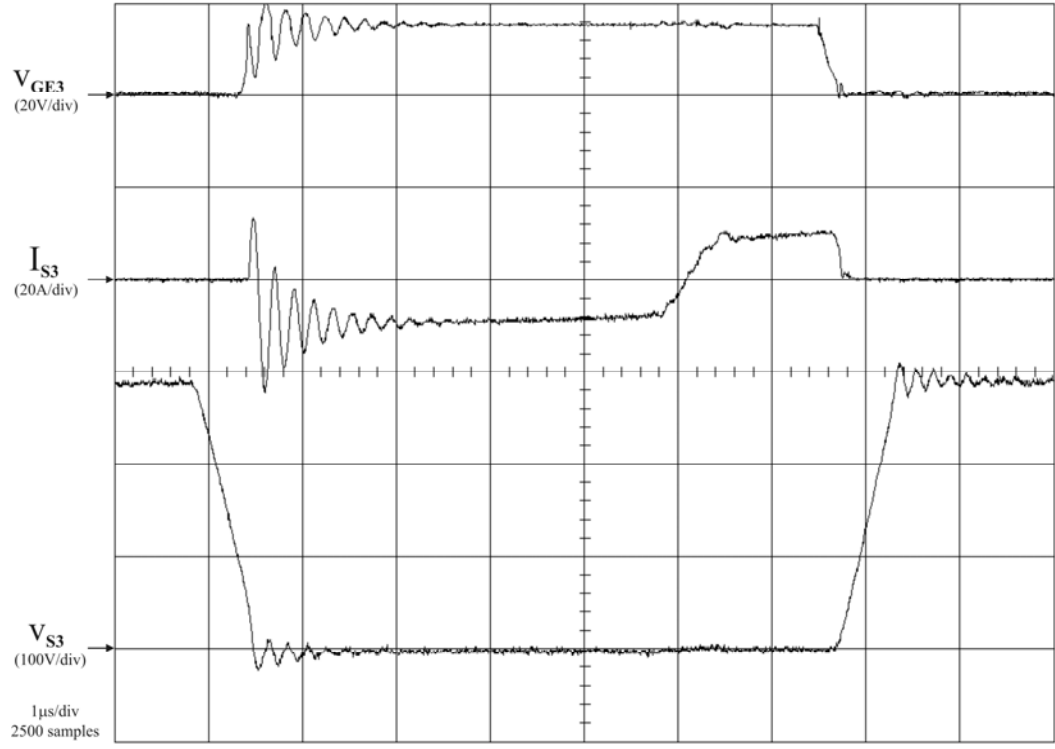
Şekil 5.32'de belirli bir faz farkı için V_{GE1} , V_{GE2} , V_{GE3} ve V_{GE4} sinyalleri gösterilmiştir. Devrenin çalışma frekansı 75 kHz 'e ayarlanmıştır. Bu durumda anahtarlama periyodu $13.3 \mu s$ olmaktadır. Q_1 'in sürme sinyalinin süresi $6 \mu s$ olduğuna göre sürme sinyallerinin doluluk oranı $6/13,3 = \% 45$ 'tir. V_{GE1} ve V_{GE4} sinyalleri yaklaşık $4 \mu s$ çakışmaktadır. Bu durumda bağıl iletim süresi $4/13,3 = \% 30$ 'dur.



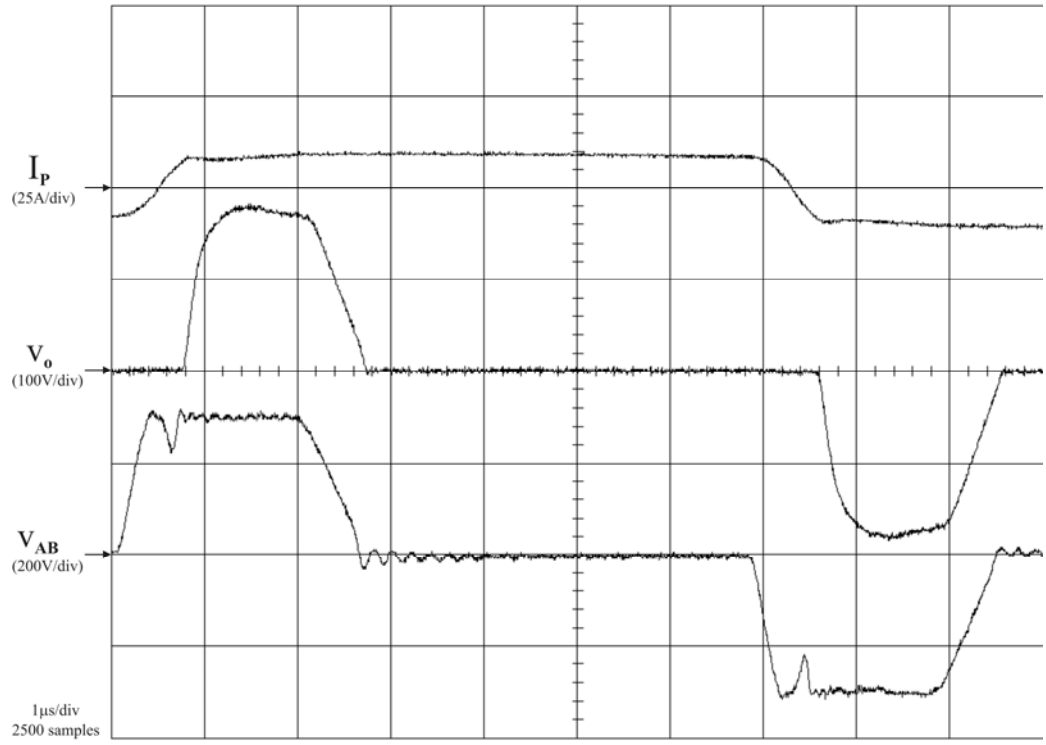
Şekil 5.3 $I_o=40$ A için V_{AB} ve I_P değişimleri.



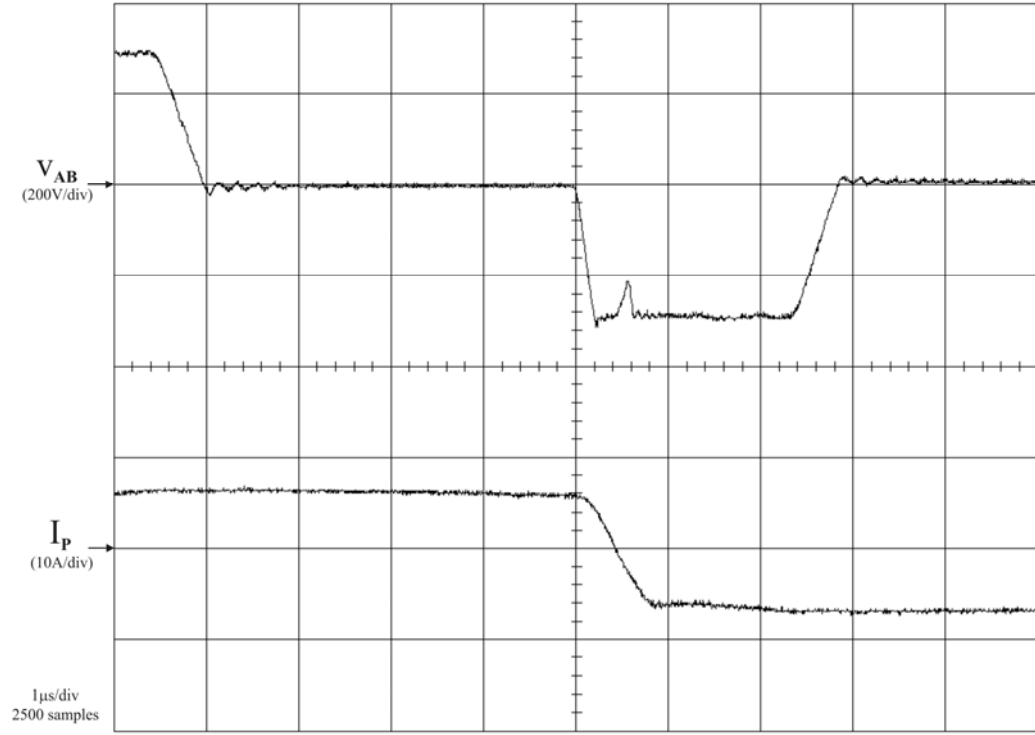
Şekil 5.4 $I_o=40$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.



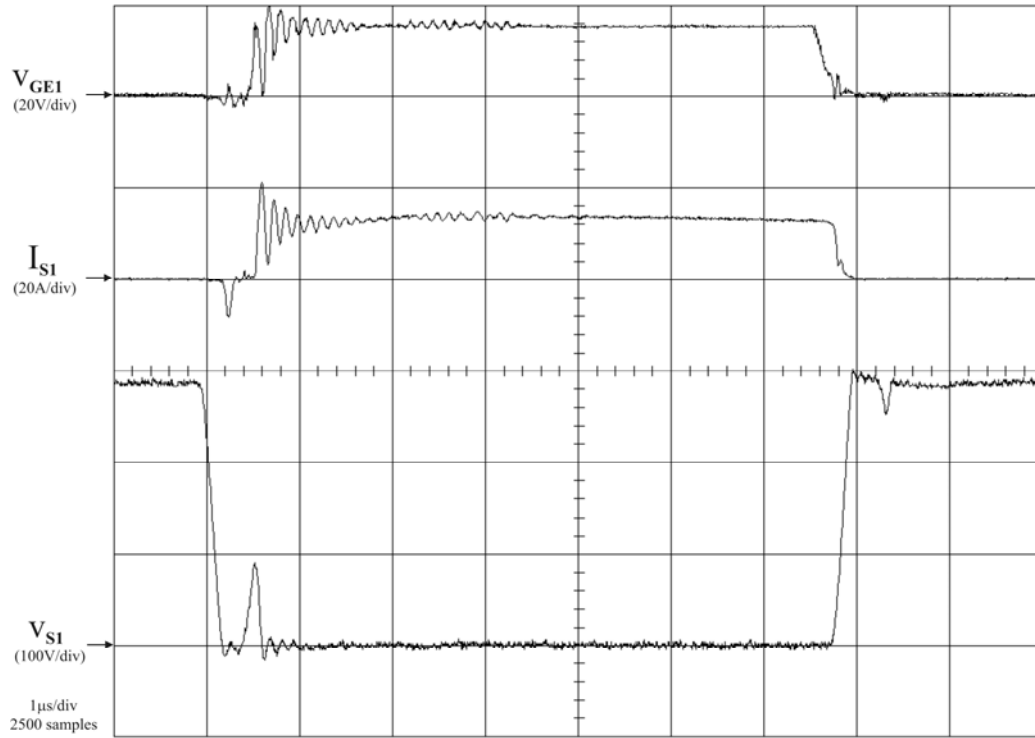
Şekil 5.5 $I_o=40$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.



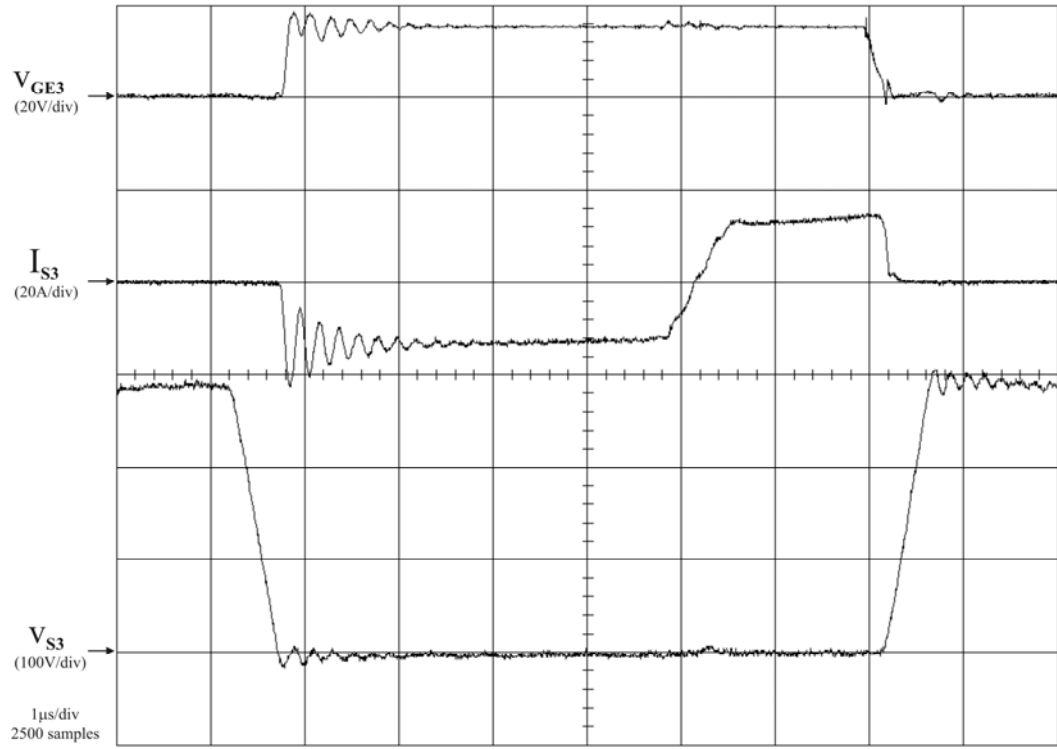
Şekil 5.6 $I_o=40$ A için I_P , V_o ve V_{AB} değişimleri.



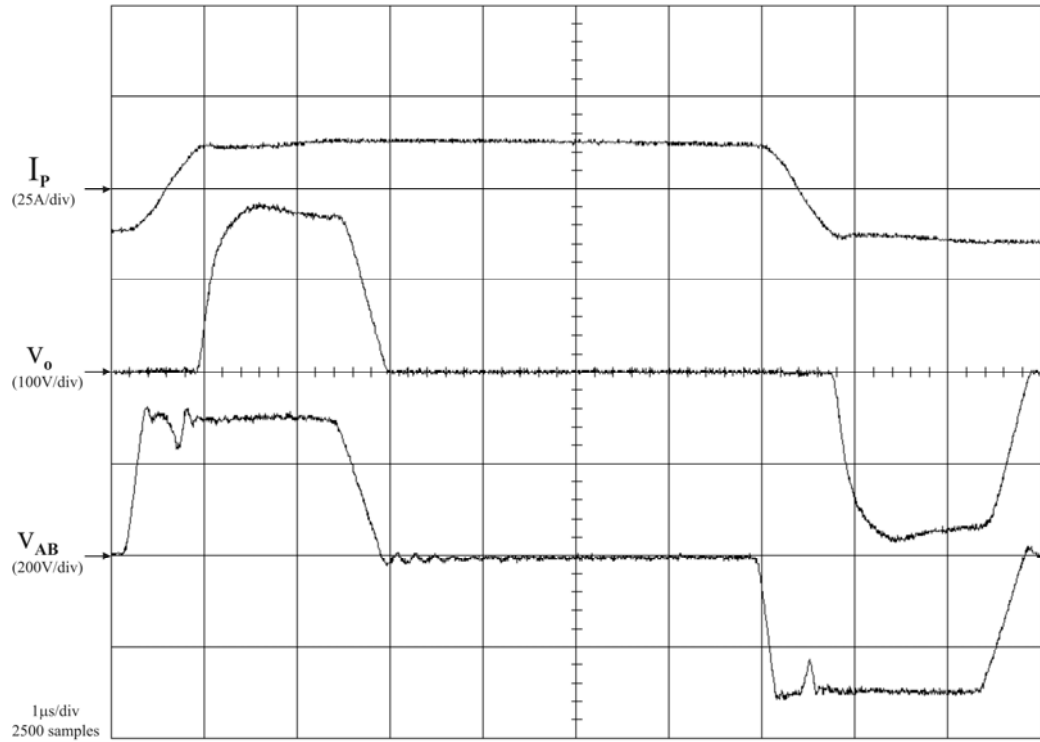
Şekil 5.7 $I_o=60$ A için V_{AB} ve I_P değişimleri.



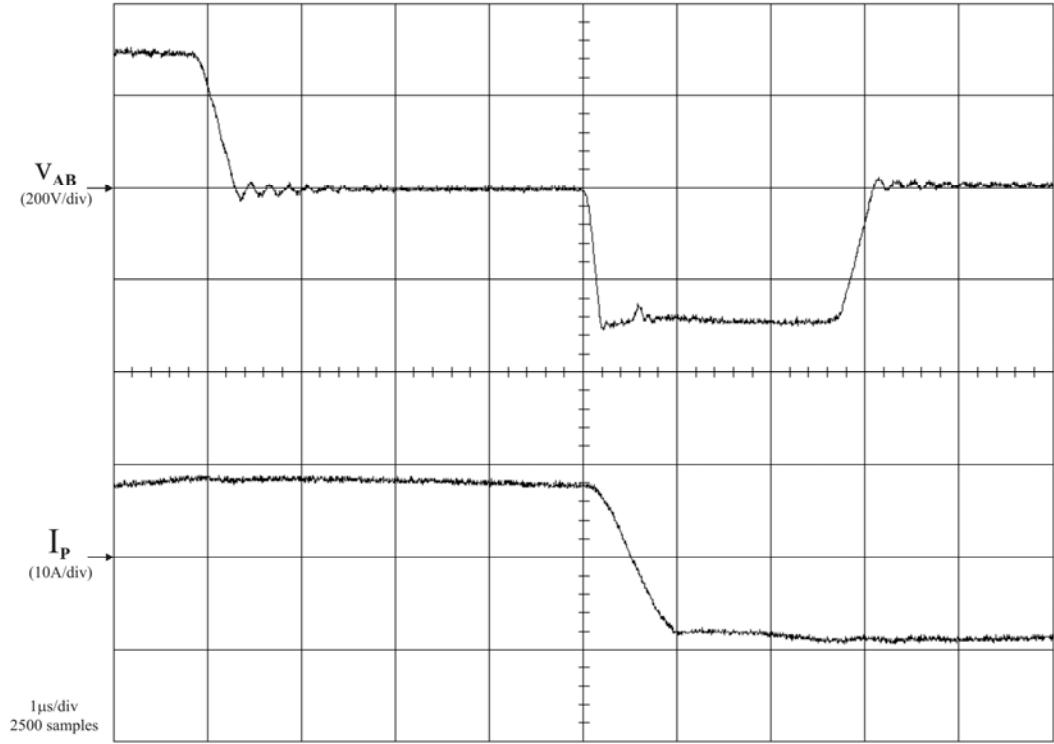
Şekil 5.8 $I_o=60$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.



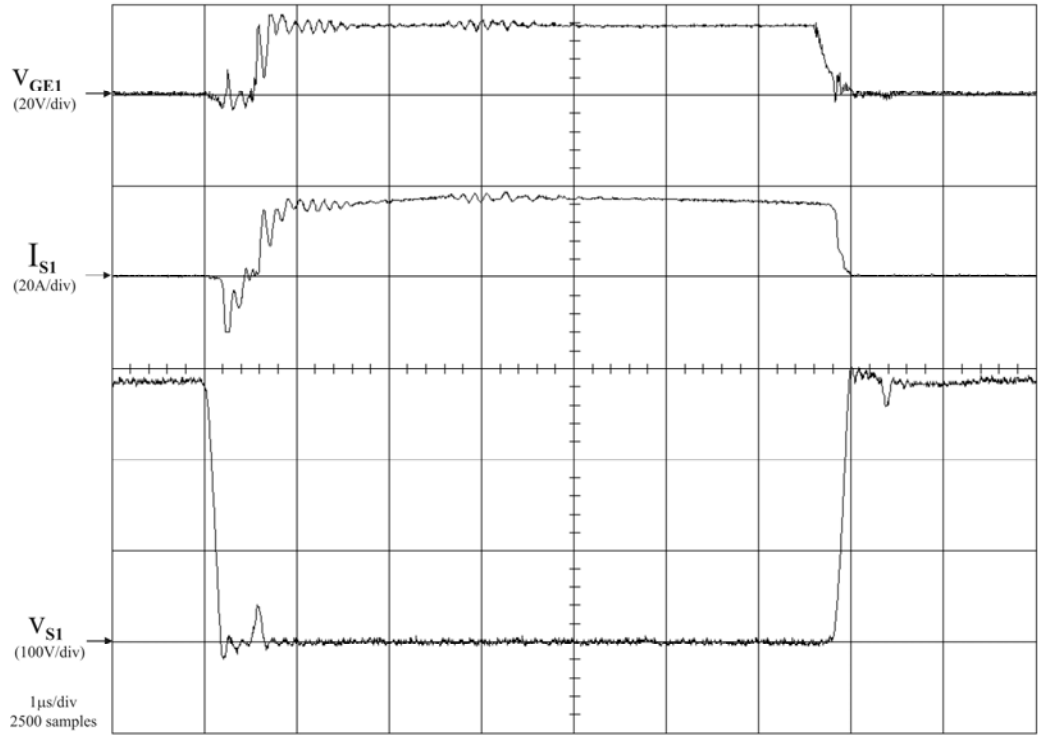
Şekil 5.9 $I_o=60$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.



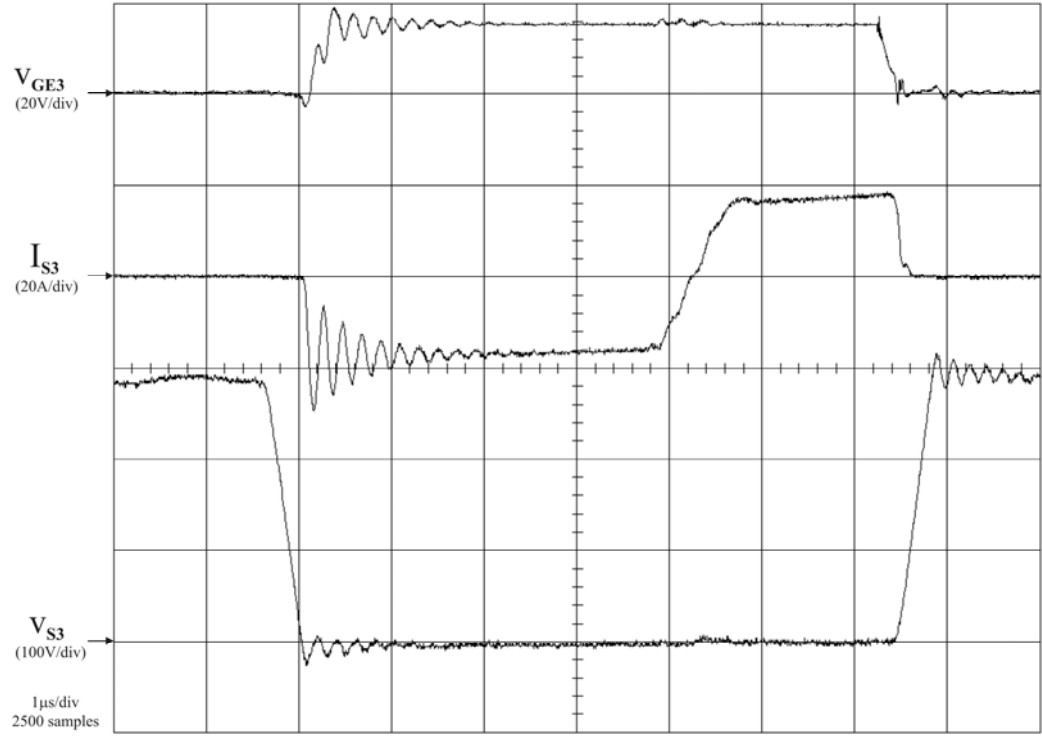
Şekil 5.10 $I_o=60$ A için I_P , V_o ve V_{AB} değişimleri.



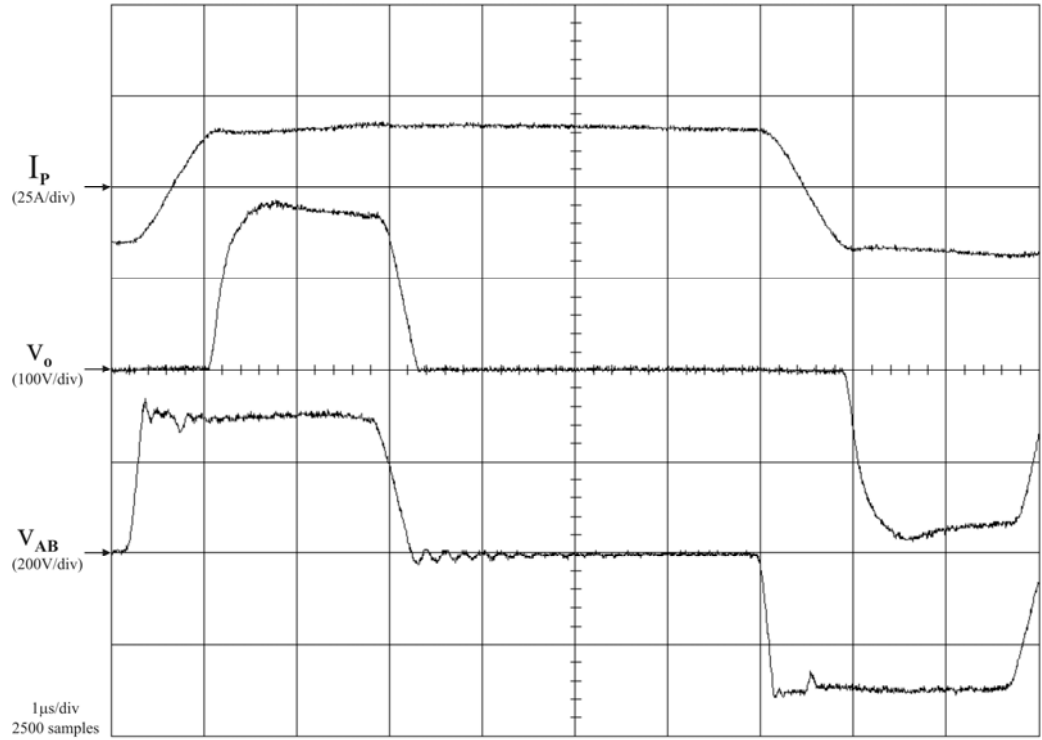
Şekil 5.11 $I_o=80$ A için V_{AB} ve I_P değişimleri.



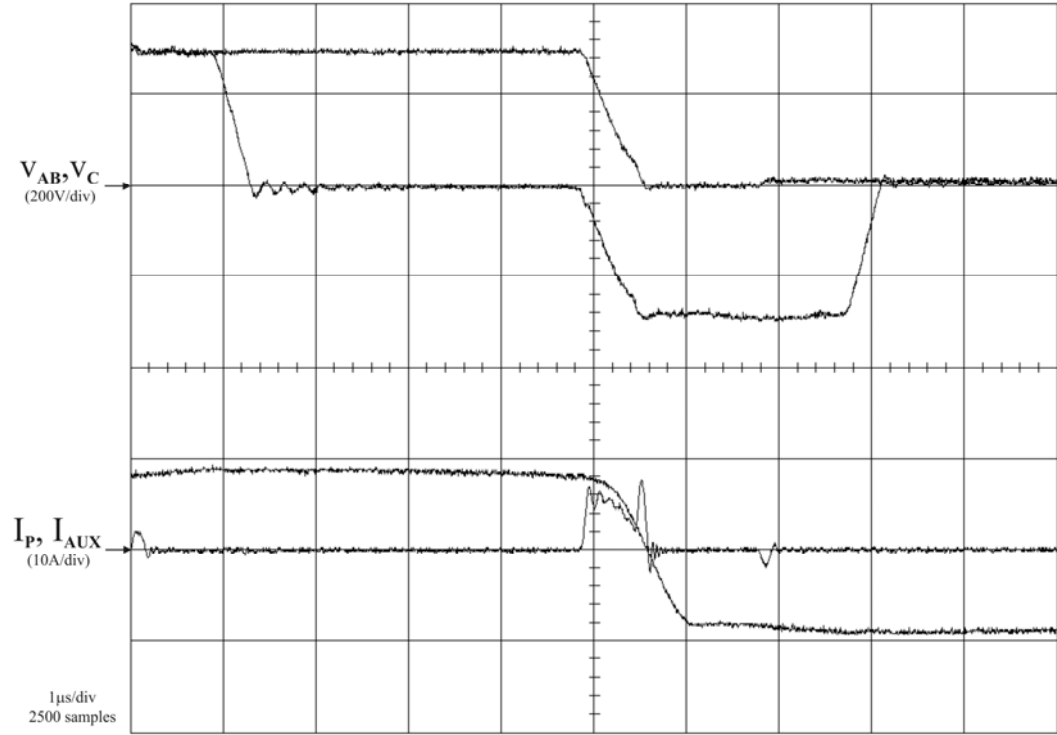
Şekil 5.12 $I_o=80$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.



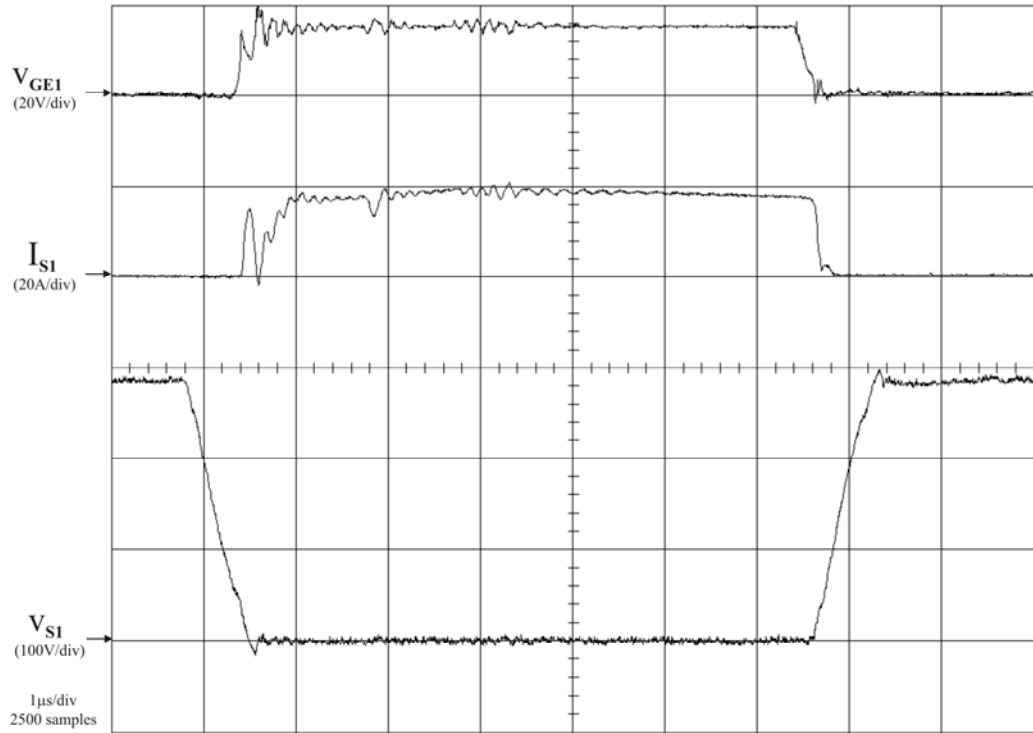
Şekil 5.13 $I_o=80$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.



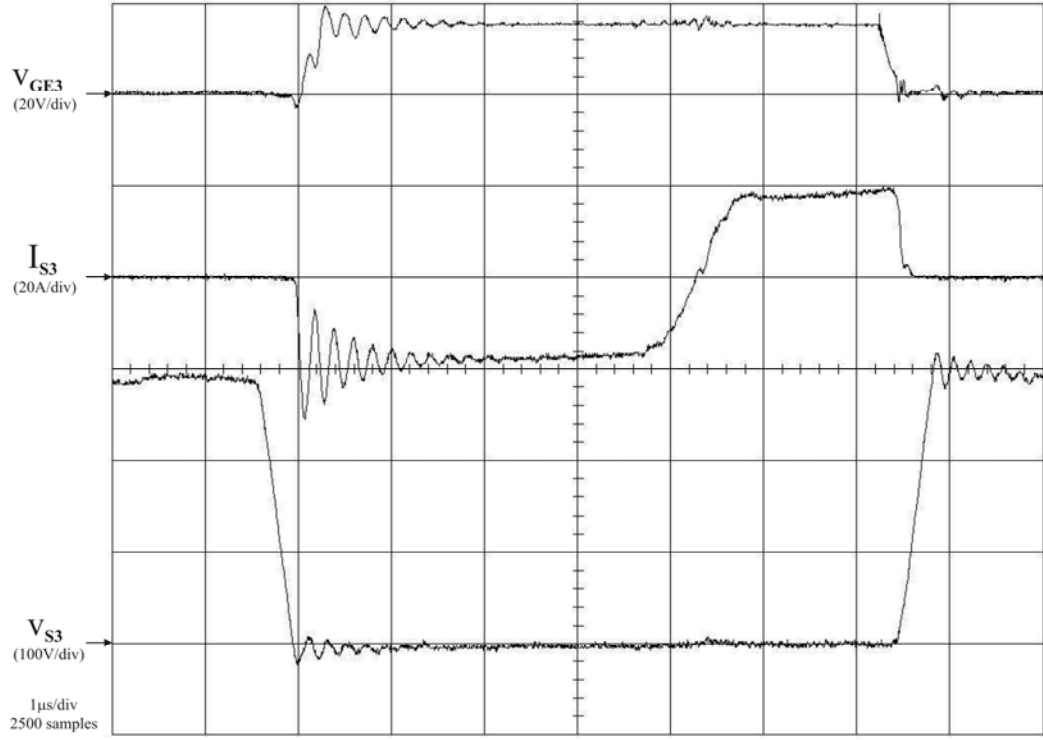
Şekil 5.14 $I_o=80$ A için I_P , V_o ve V_{AB} değişimleri.



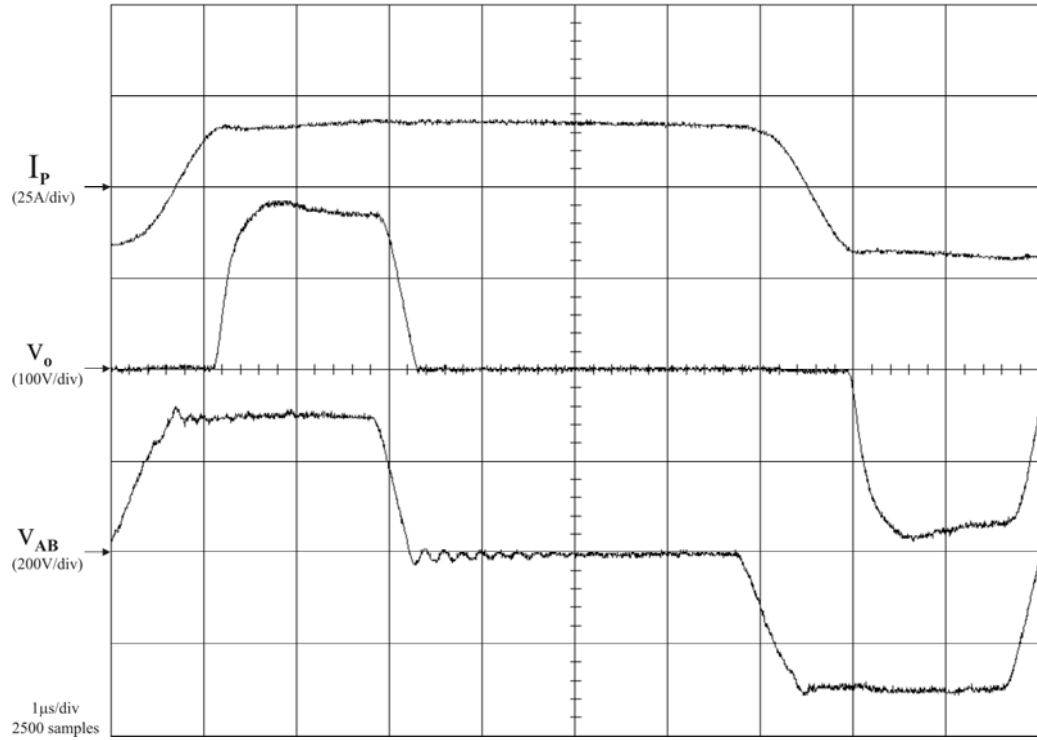
Şekil 5.15 $I_o=85$ A için V_{AB} ve I_P değişimleri.



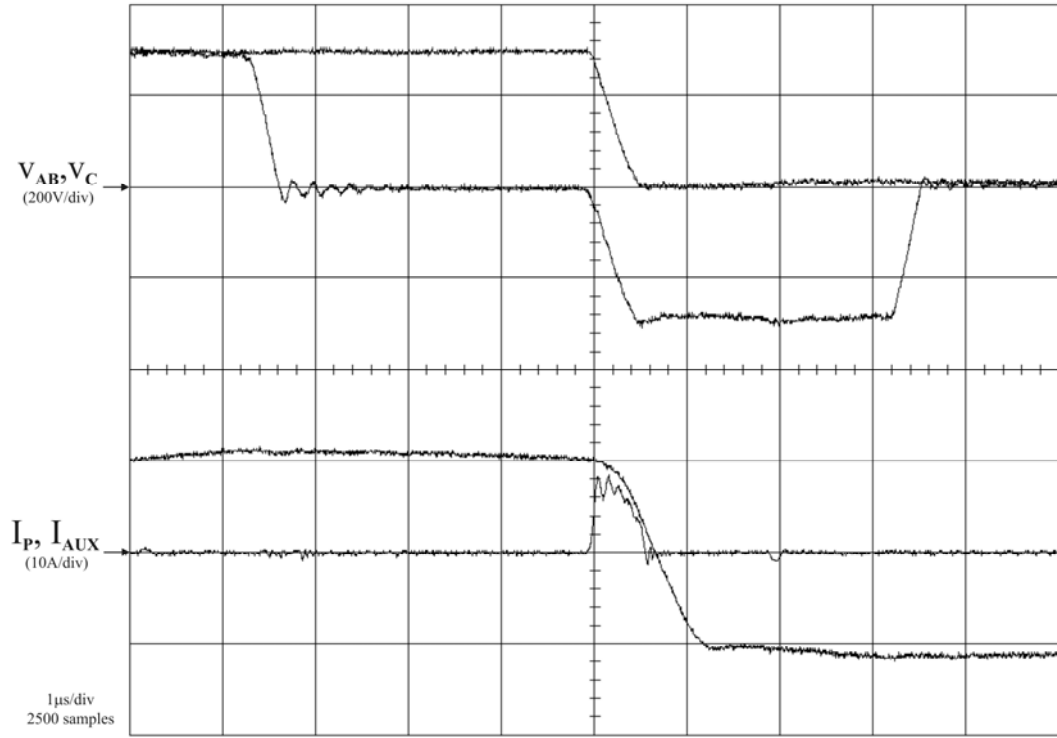
Şekil 5.16 $I_o=85$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.



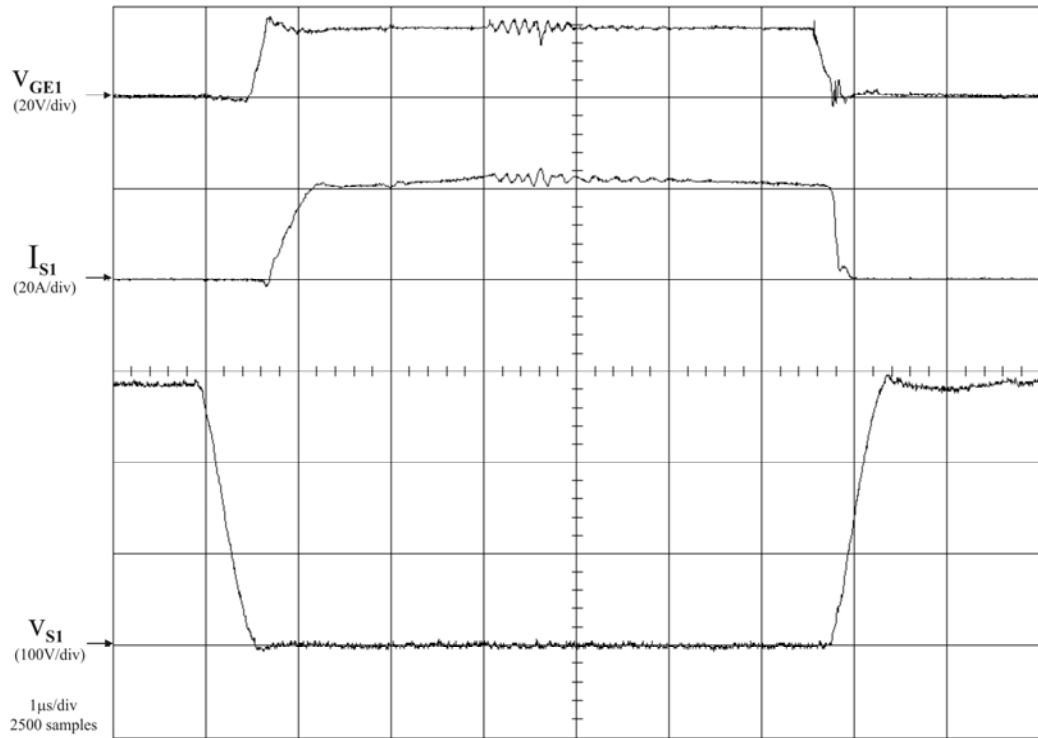
Şekil 5.17 $I_o=85$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.



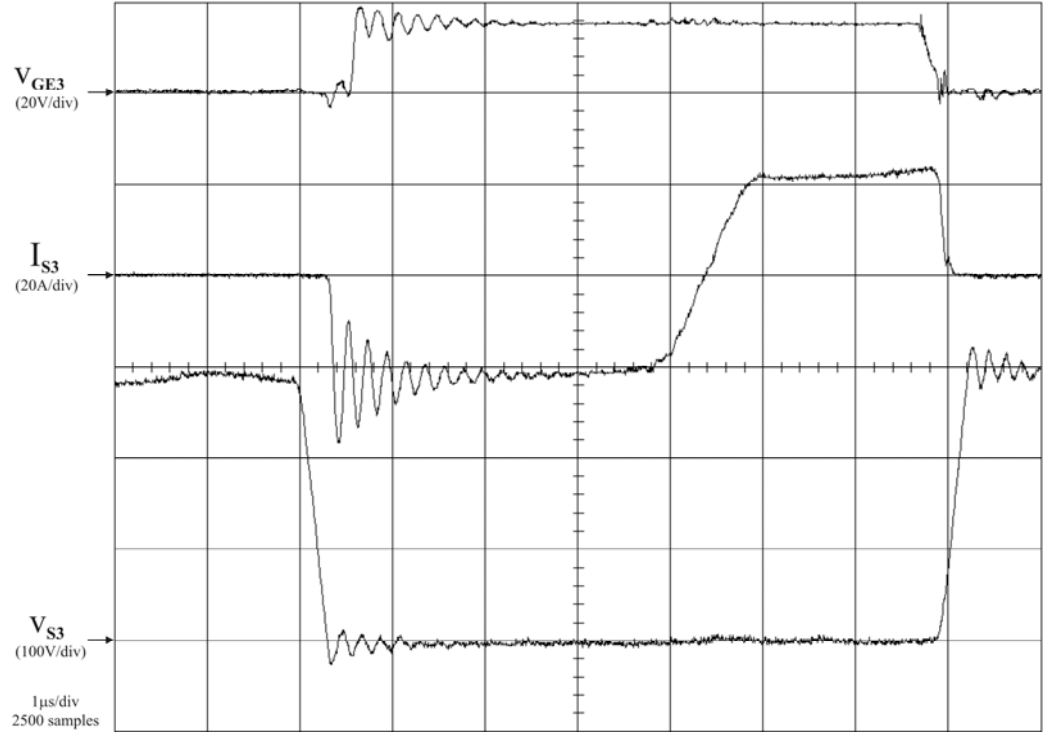
Şekil 5.18 $I_o=85$ A için I_P , V_o ve V_{AB} değişimleri.



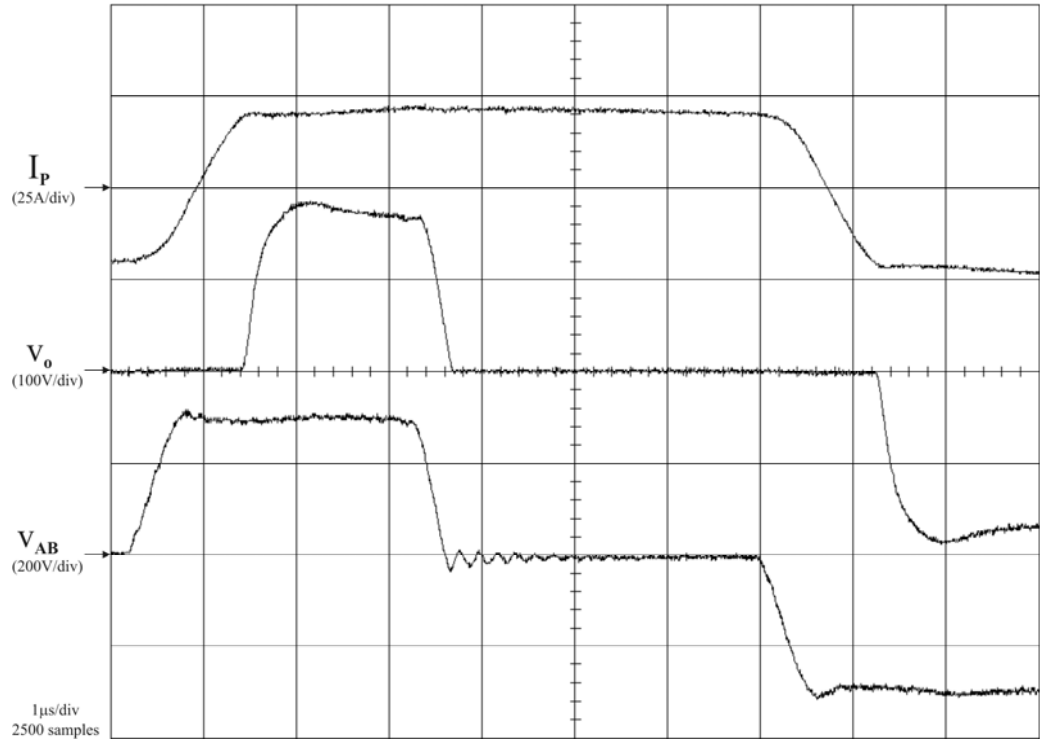
Şekil 5.19 $I_o=110$ A için V_{AB} ve I_P değişimleri.



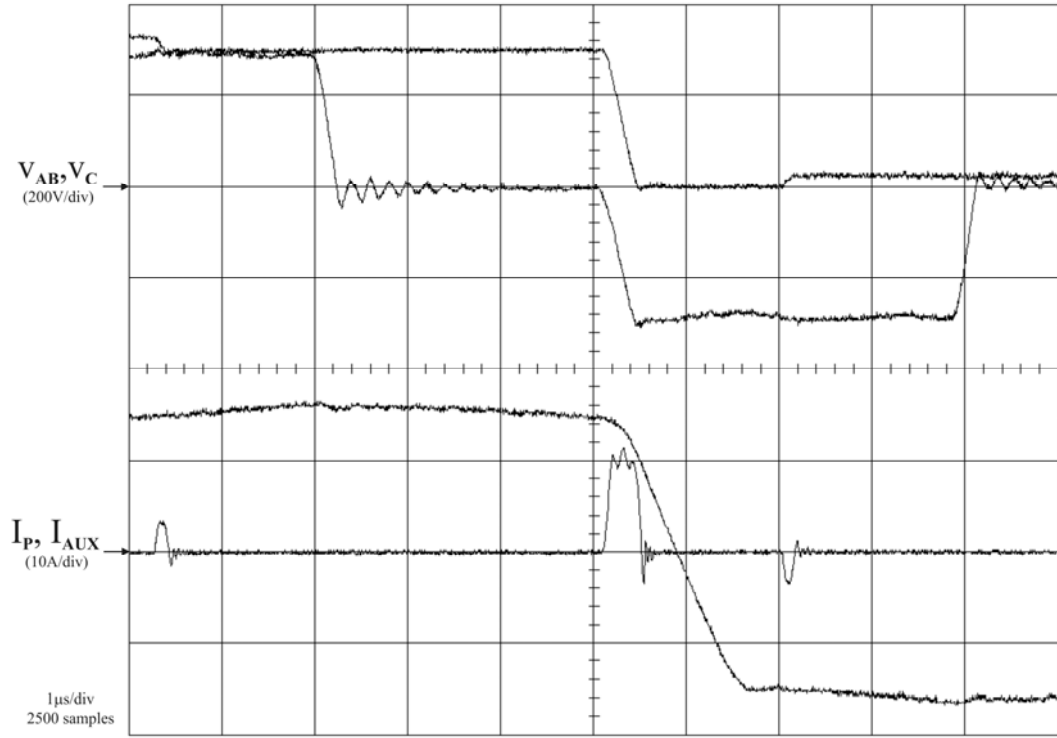
Şekil 5.20 $I_o=110$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.



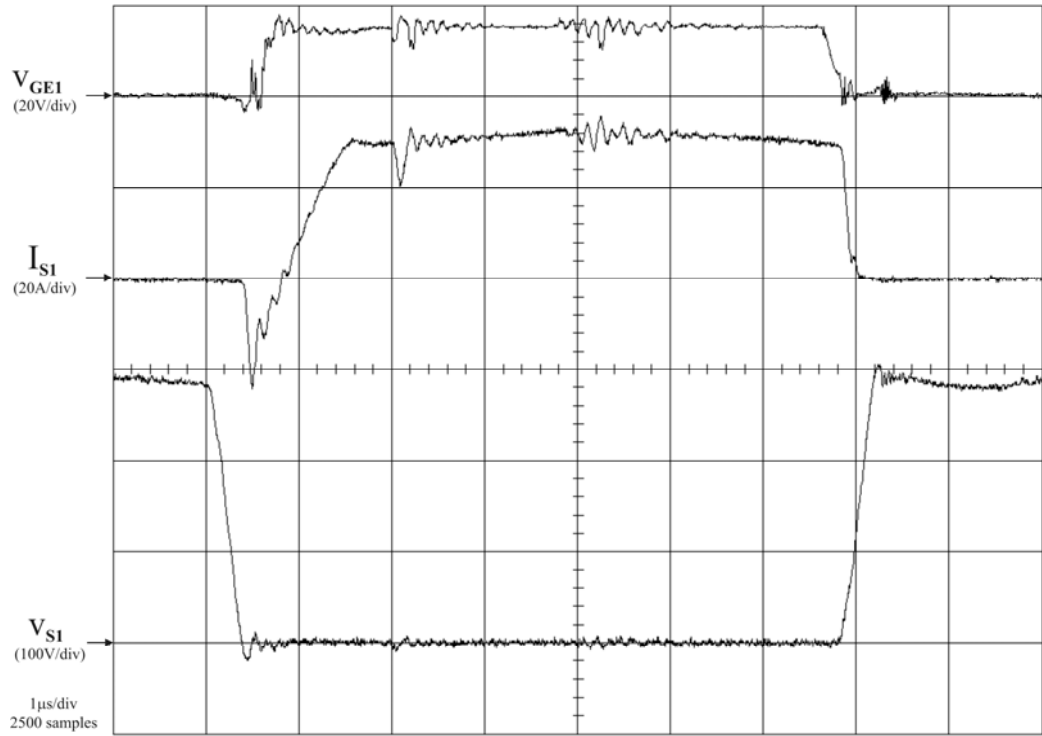
Şekil 5.21 $I_o=110$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.



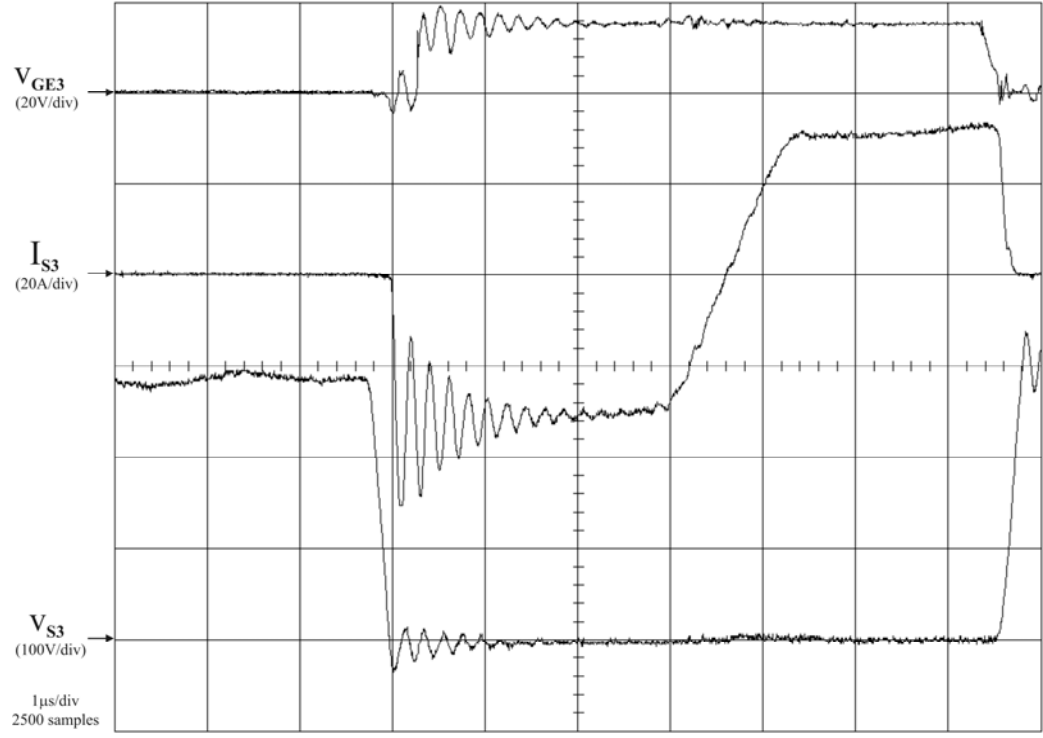
Şekil 5.22 $I_o=110$ A için I_P , V_o ve V_{AB} değişimleri.



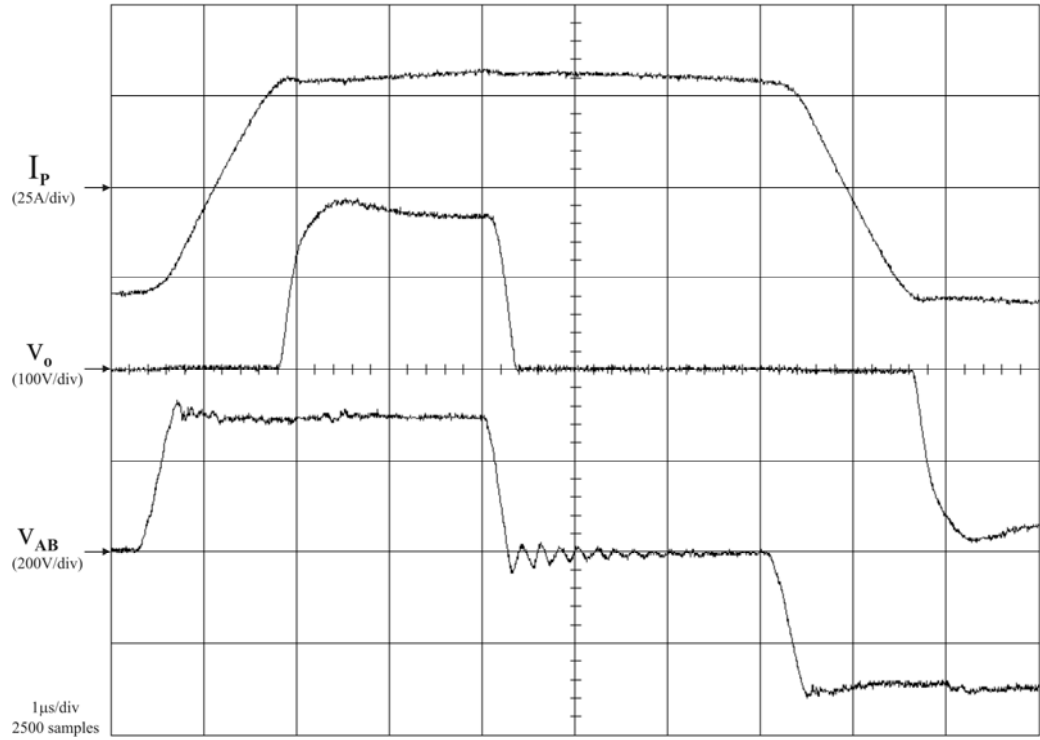
Şekil 5.23 $I_o=140$ A için V_{AB} ve I_P değişimleri.



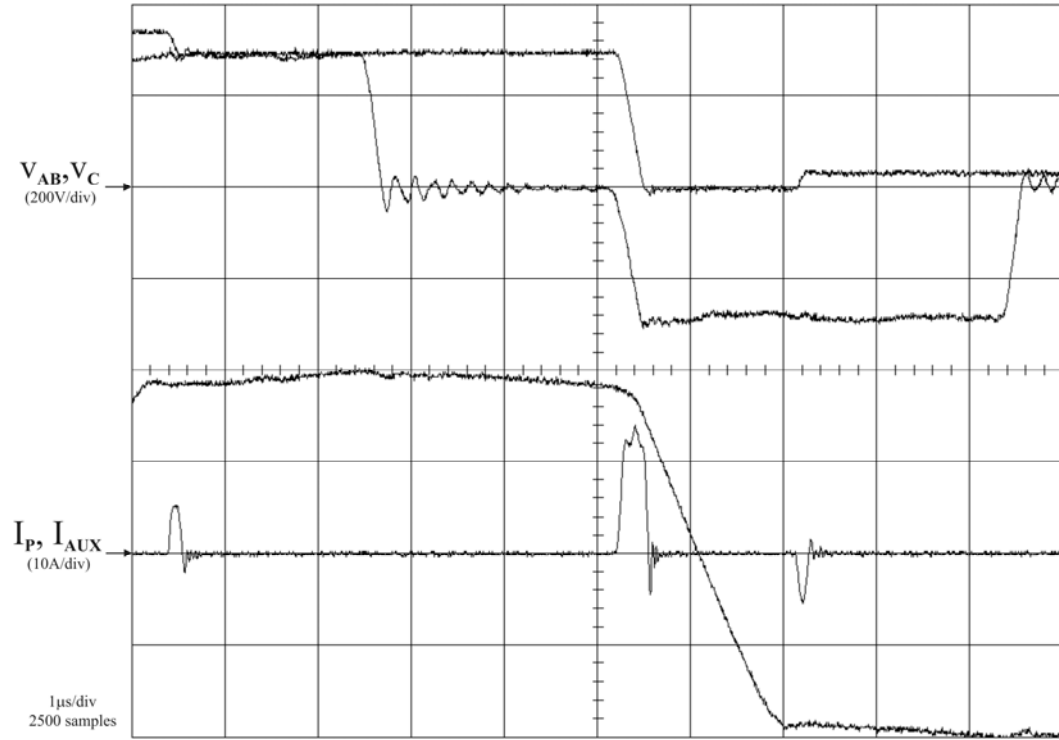
Şekil 5.24 $I_o=140$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.



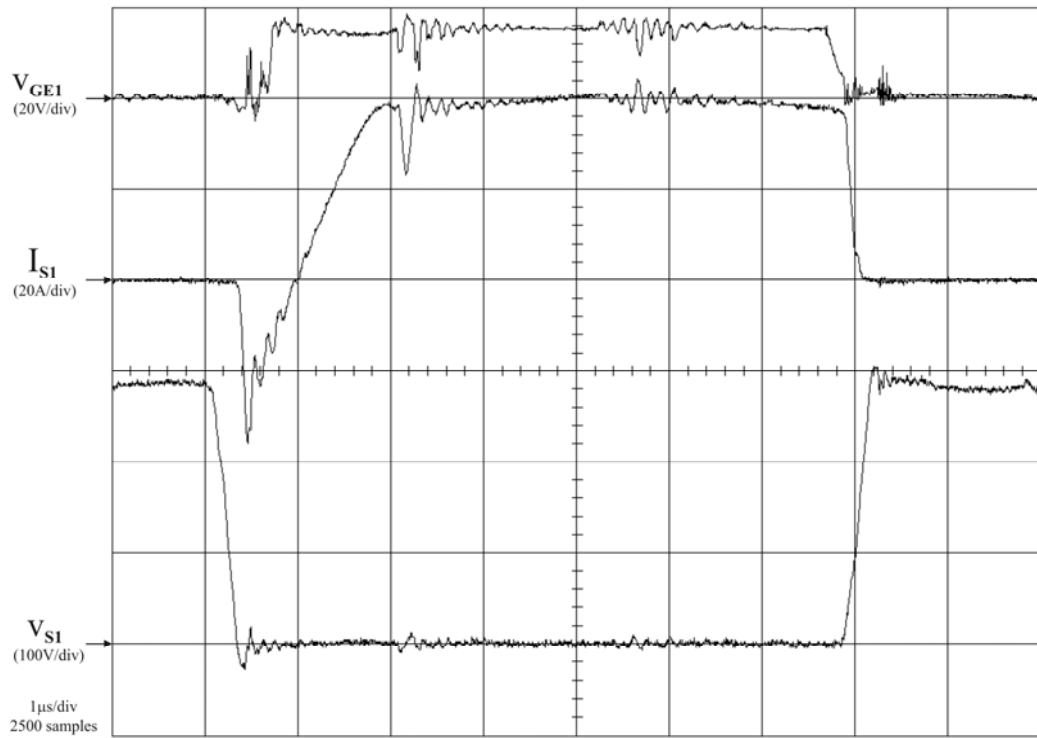
Şekil 5.25 $I_o=140$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.



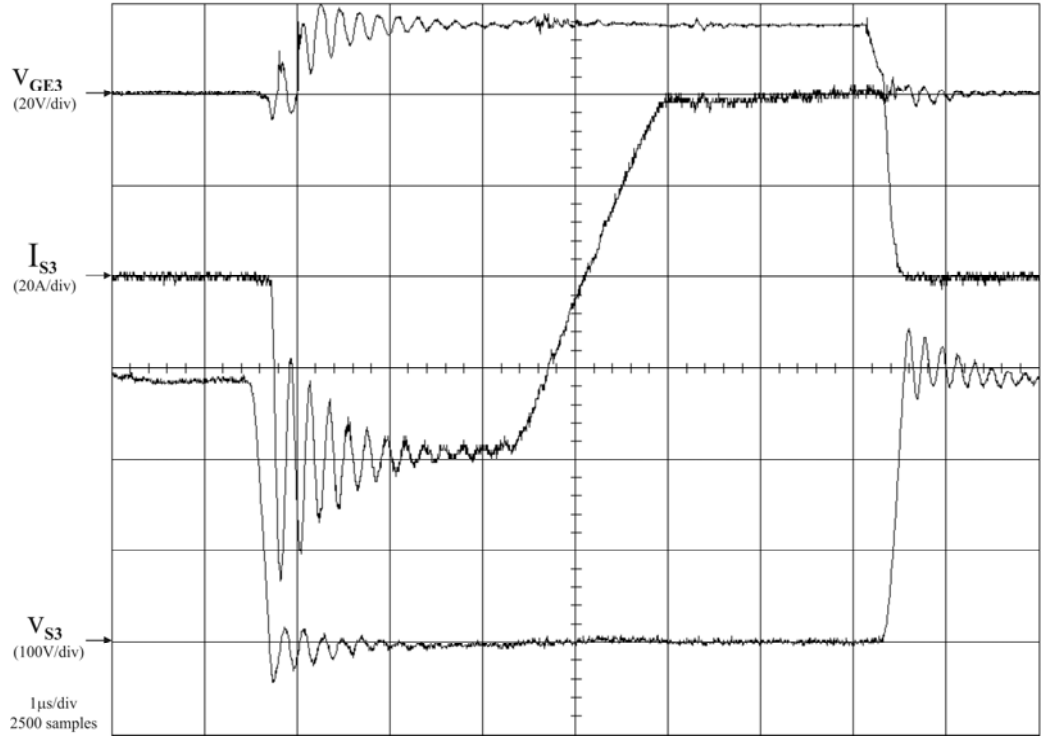
Şekil 5.26 $I_o=140$ A için I_P , V_o ve V_{AB} değişimleri.



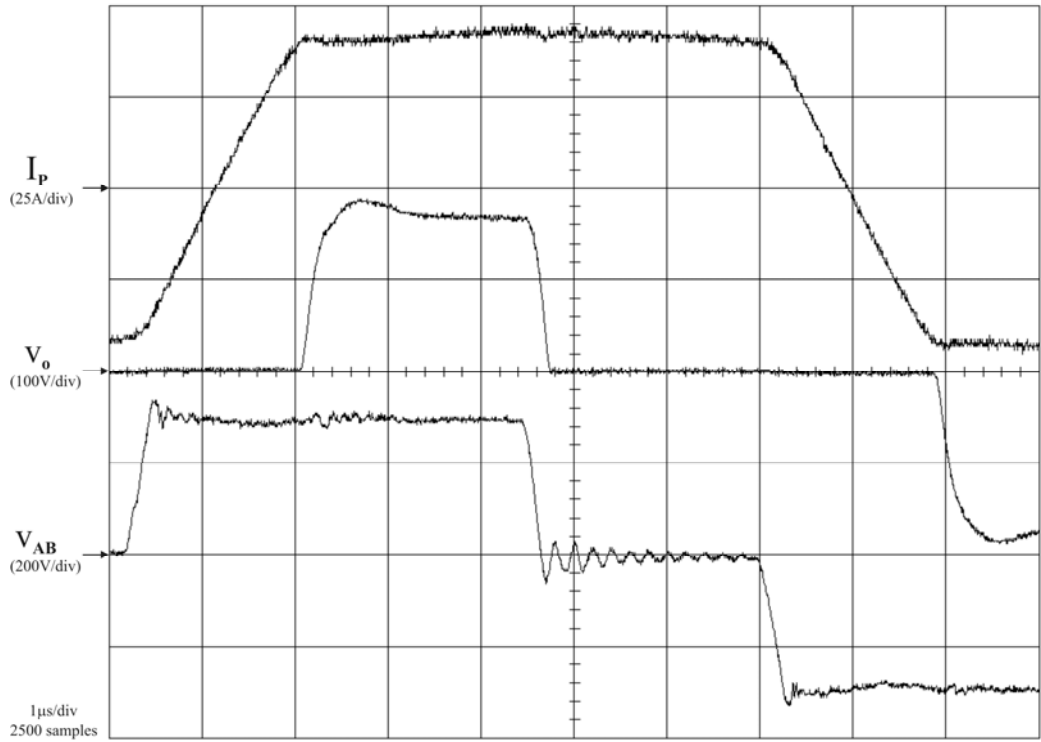
Şekil 5.27 $I_o=180$ A için V_{AB} ve I_P değişimleri.



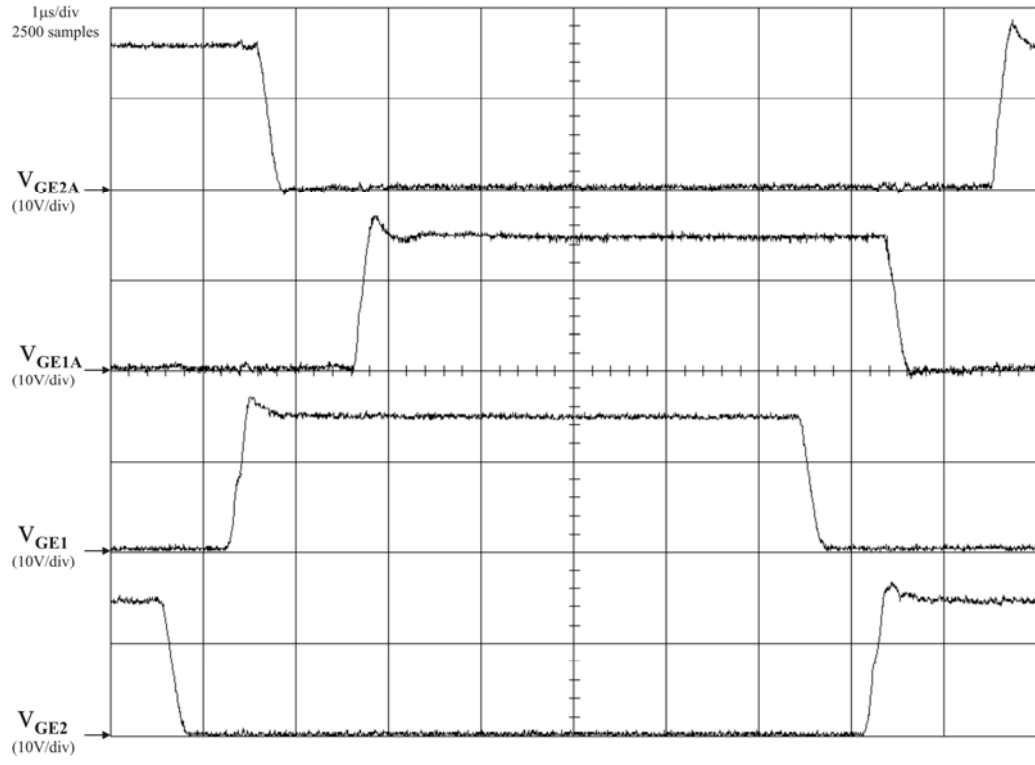
Şekil 5.28 $I_o=180$ A için V_{GE1} , I_{S1} ve V_{S1} değişimleri.



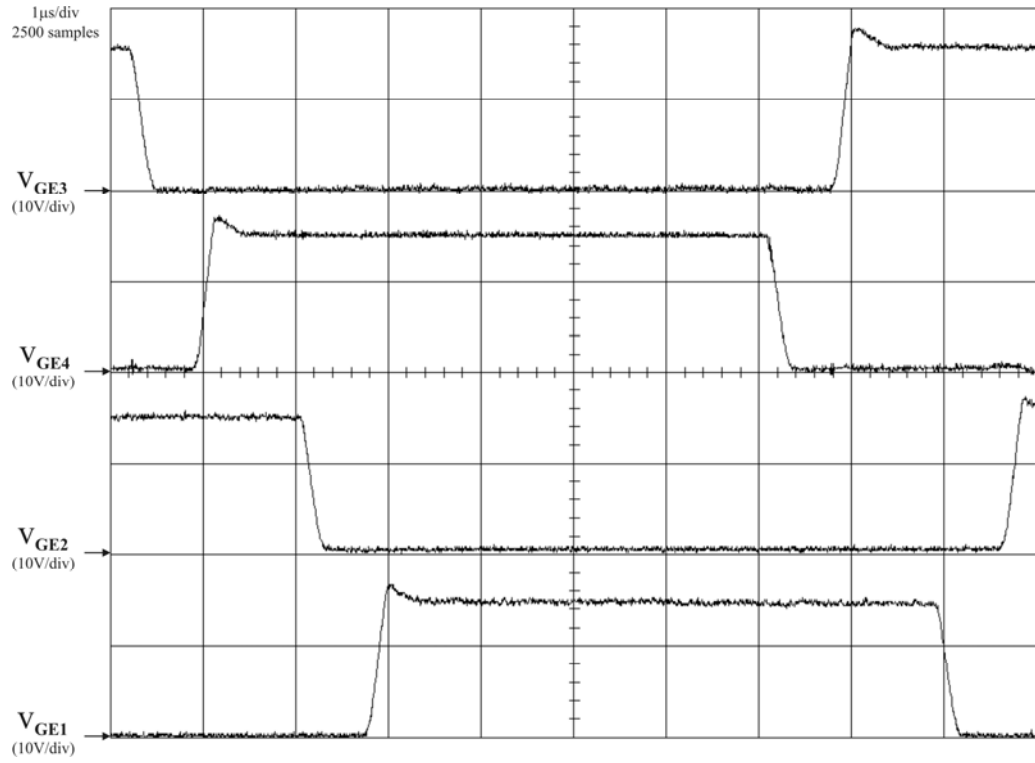
Şekil 5.29 $I_o=180$ A için V_{GE3} , I_{S3} ve V_{S3} değişimleri.



Şekil 5.30 $I_o=180$ A için I_P , V_o ve V_{AB} değişimleri.



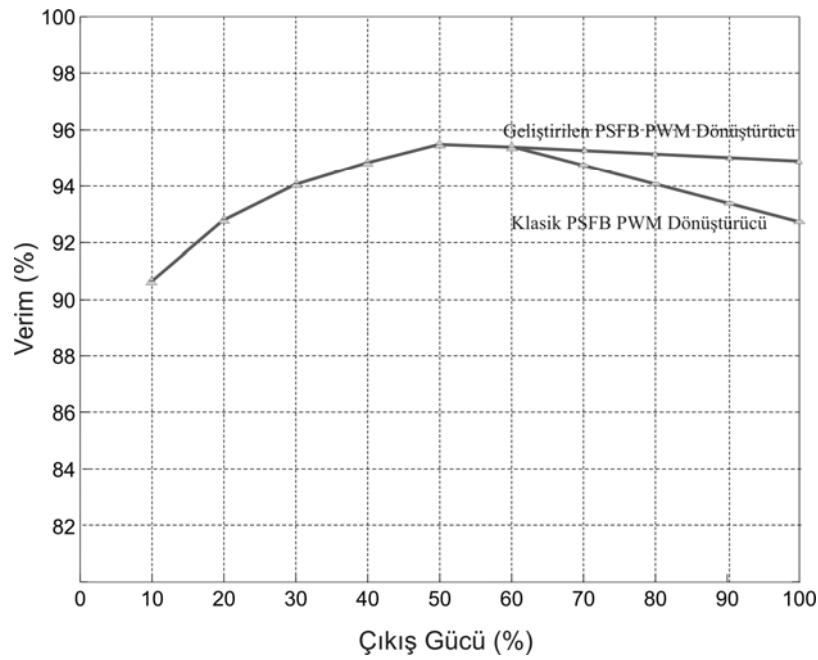
Şekil 5.31 V_{GE1} , V_{GE1A} , V_{GE2} ve V_{GE2A} değişimleri.



Şekil 5.32 V_{GE1} , V_{GE1A} , V_{GE2} ve V_{GE2A} değişimleri.

Geliştirilen yeni yumuşak anahtarlama faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücü devresinin çalışma prensibi ve teorik analizi gerçekleştirilen devreden alınan değişimler ile doğrulanmıştır. Değişimlerden, tam köprü devresine ilave edilen yardımcı devre sayesinde geri kolda bulunan elemanların yüksek akım değerlerinde yumuşak anahtarlama ile çalıştığı görülmüştür.

Şekil 5.33'te klasik faz kaydırmalı tam köprü DC-DC dönüştürücü ile geliştirilen dönüştürücüye ait verim eğrileri verilmiştir. Çıkış gücünün %10'u ile %100'ü için verim değerleri ölçülerek verim eğrileri çizilmiştir.



Şekil 5.33 Geliştirilen ve klasik PSFB PWM DC-DC Dönüştürücülerin verim eğrileri.

Şekil 5.33'den de görüldüğü üzere nominal çıkış gücünün %60'ına kadar olan güç değerlerinde tek bir verim eğrisi mevcuttur. Geliştirilen dönüştürücünün verimi, primer akımı I_a 'nın altında olması durumunda yardımcı devre çalışmadığı için klasik dönüştürücünün verim eğrisiyle aynıdır. Geliştirilen devrede primer akımının 21,21 A'in üzerinde olması durumunda yardımcı devre çalışmakta ve geri koldaki anahtarlar yumuşak anahtarlama ile kesime girmektedir. Bu yüzden klasik dönüştürücüye göre yüksek akımlarda geliştirilen dönüştürücünün verimi artmıştır.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde, yüksek güç ve frekanslı uygulamalarda kullanılmak üzere, yeni bir yumuşak anahtarlama faz kaydırmalı tam köprü PSPWM DC-DC dönüştürücü geliştirilmiştir. Klasik PSPWM DC-DC dönüştürücülerin dezavantajlarını ortadan kaldırmak için tasarlanan yardımcı devrenin maliyeti düşük, yapısı basit ve kontrolü kolaydır. Önerilen dönüştürücünün teorik analizi ayrıntılı olarak yapılmıştır. Laboratuvar ortamında gerçekleştirilen 75 kHz anahtarlama frekansında ve 5 kW gücündeki bir prototip ile teorik analiz doğrulanmıştır.

Yeni PSPWM dönüştürücüde aşağıda sıralanan iyileştirmeler sağlanmıştır.

- Geri koldaki elemanların kesime girmedeki anahtarlama kayıplarını azaltmak üzere ilave bir devre geliştirilmiştir. IGBT'lerin kesime girmedeki anahtarlama kayıpları yüksek değerli kondansatörler kullanılarak azaltılmıştır.
- IGBT'lere paralel bağlı yüksek değerli kondansatörlerin düşük akımlarda ve boşa çalışmada sert anahtarlamaya neden olması ve bu nedenle oluşan IGBT arızaları önlenmiştir.
- İlave devre sayesinde rezonans endüktansının daha küçük seçilebilmesi sağlanmış böylece çıkış geriliminin bağlı iletim süresinde oluşan kayıp azaltılmıştır.
- Çıkış gerilimi bağlı iletim süresindeki kayıp azaldığından dolayı artar. Dolayısıyla trafo dönüştürme oranı daha yüksek seçilebilmekte ve iletim kayıpları azaltılabilmektedir.
- Çıkış diyotları üzerindeki parazitik salınımlar doyumlulu endüktans kullanılarak makul değerlere düşürülmüştür.

Geliştirilen dönüştürücünün maksimum güçte çalışma verimi klasik dönüştürücüye göre daha yüksek olup daha da iyileştirilebilir. Verimin iyileştirilmesi daha çok çıkış katındaki kayıpların azaltılması ile mümkündür. Bu amaçla çıkışta senkron doğrultucu kullanılabilir. Ayrıca elemanların kesime girme esnasındaki kayıplarının da yok edilmesi ile verimin artması sağlanabilir.

Bu tezde yüksek güçlü ve yüksek frekanslı DC-DC dönüştürücüler konusunda önemli kazanımlar elde edilmiştir. Yeni bir yumuşak anahtarlama faz kaydırmalı tam köprü PWM DC-DC dönüştürücü geliştirilmesi konusunda yapılan çalışmalar ve bu dönüştürücünün uygulanmasında kazanılan uygulama tecrübesi, yüksek güç ve yüksek frekanslı PWM DC-DC dönüştürücülerin endüstriyel alanlara uygulanması bakımından sağlam bir temel oluşturmuştur. Geliştirilen DC-DC dönüştürücü kaynak makinaları, anahtarlama güç kaynakları, yüksek gerilimli güç kaynakları (X-Ray görüntü işleme, MR cihazları v.b.), akü şarjı ve yenilenebilir enerji uygulamalarında kullanılabilir.

Tez çalışmalarında, konuyla ilgili ulusal ve uluslararası birçok yayın yapılmış ve bilime katkı sağlanmıştır. Klasik sert anahtarlama DC-DC dönüştürücüler yerine yumuşak anahtarlama tekniklerini kullanan dönüştürücülerin enerji tüketimi ve üretim ekonomisi açısından ülkemiz için oldukça yararlı olacağına inanılmaktadır. Kazanılan bilgi birikiminin ulusal firmalar ile paylaşılması ve böylece ülkemizde yeni teknolojik ürünler geliştirilmesine katkılar sağlanması hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Bodur, H. ve Bakan, A. F., (2004). "A New ZVT–ZCT–PWM DC–DC Converter", IEEE Trans. Power Electron., 19:676-684.
- [2] Bakan, A.F., Bodur, H. ve Aksoy, İ., (2005). "A Novel ZVT-ZCT PWM DC-DC Converter", 11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2005), 11-14 September 2005, Dresden.
- [3] Bodur, H. ve Bakan, A. F., (2004). "An Improved ZCT-PWM DC-DC Converter for High-Power and Frequency Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51(1):89-95.
- [4] Bodur, H. ve Bakan, A. F., (2002). "A New ZVT PWM DC-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 17(1):40-47.
- [5] Bodur, H. , Bakan, A. F. ve Baysal, M., (2003). "Detailed Analytical Analysis of a Passive Resonant Snubber Cell Perfectly Constructed for a Pulse Width Modulated DC-DC Buck Converter", Electrical Engineering (Archiv Für Elektrotechnik), 85(1):45-52.
- [6] Sabat'e, 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-switching PWM converter", IEEE-APEC Conf. Rec., 275–284.
- [7] Sabat'e, J.A., Vlatkovic, V., Ridley, R.B., ve Lee, F.C., (1991). "High voltage, high-power, ZVS, full-bridge PWM converter employing an active snubber", IEEE-APEC Conf. Rec., 158–163.
- [8] Mweene, L.H., Wright, C.A. ve Schlecht, M.F., (1991). "A 1 kW, 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system", IEEE Trans.Power Electron., 6:398–407.
- [9] Redl, R., Sokal, N.O. ve Balogh, L., (1991). "A novel soft-switching full-bridge dc/dc converter: Analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz", IEEE Trans. Power Electron., 6:408–418.
- [10] Kin, I.D., Nho, E.C. ve Cho, G.H., (1992). "Novel constant frequency PWM DC/DC converter with zero voltage switching for both primary switches and secondary rectifying diodes", IEEE Trans. Ind. Electron., 39:444–452.

- [11] Vieira, J. L. F., Gabiatti, G. ve Barbi, I., (1992). "On the design and experimentation of a high performance 25/A 48 V rectifier unit", IEEE-INTELEC Conf. Rec., 540–547.
- [12] Nakaoka, M., Nagai, S., Kim, Y. J., Ogino, Y. ve Murakami, Y., (1992). "The state-of-the art phase-shifted ZVS-PWM series & parallel resonant dc-dc power converters using internal parasitic circuit components and new digital control". Proc. IEEE PESC'92 Conference, 62-70.
- [13] Vlatkovic, V., Sabat'e, J. A., Ridley, R. B., Lee, F. C. ve Cho, B. H., (1992). "Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter". IEEE Trans. Power Electron., 7:128–135.
- [14] Hua, G., Lee, F. C. ve Jovanovic, M. M., (1993). "An improved full-bridge zero-voltage-switched PWM converter using a saturable inductor". IEEE Trans. Power Electron., 8:530–534.
- [15] Tang, W., Lee, F. C. ve Ridley, R. B., (1993). "Small-signal modeling of average current-mode control," IEEE Trans. Power Electron., 8:112–119.
- [16] Cho, J. G., Sabat'e, J. A. ve Lee, F. C., (1994). "Novel full bridge zero voltage-transition PWM dc/dc converter for high power applications", IEEE-APEC Conf. Rec., 143–149.
- [17] Redl, R., Balogh, L. ve Edwards, D.W., (1994). "Optimum ZVS full-bridge dc/dc converter with PWM phase-shift control: Analysis, design considerations, and experimentation", IEEE-APEC Conf. Rec., 159–165.
- [18] Hamada, S. ve Nakaoka, M., (1994). "Analysis and design of a saturable reactor assisted soft-switching full-bridge dc–dc converter", IEEE Trans. Power Electron., 9:309–317.
- [19] Cho, J.G., (1996). "IGBT Based Zero Voltage Transition Full Bridge PWM Converter For High Power Applications", IEE Trans. Electr. Power Appl., 143:475-480.
- [20] Kwon, B. H., Kim, J. H. ve Jeong, G.Y., (1999). "Full Bridge Soft Switching PWM Converter with Saturable Inductors at the Secondary Side", IEE Proc.-Electr. Power Appl., 146:117-122.
- [21] Ayyanar, R. ve Mohan, N., (2001). "Novel soft-switching dc–dc converter with full ZVS-range and reduced filter requirement—Part I: Regulated-output applications", IEEE Trans. Power Electron., 16:184–192.
- [22] Ruan, X. ve Yan, Y., (2001). "A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full-bridge converter using two diodes in series with the lagging leg", IEEE Trans. Industrial Electron., 48:777–785.
- [23] Jeon, S. ve Cho, G.H., (2001). "A zero-voltage and zero-current switching full bridge DC–DC converter with transformer isolation", IEEE Trans. Power Electron., 16:573–580.
- [24] Iannello, C., Luo, S. ve Batarseh, I., (2002). "Full bridge ZCS PWM converter for high-voltage high-power applications", IEEE Trans. Aero. and Electr. Sys., 38.

- [25] Kim, E. ve Kim, Y., (2002). "A ZVZCS PWM FB DC/DC Converter Using a Modified Energy-Recovery Snubber", IEEE Trans. Industrial Electron., 49:1120–1127.
- [26] Koo, G., Moon, G. ve Youn, M.Y., (2002). "New zero-voltage-switching phase-shift full-bridge converter with low conduction losses", IEEE Trans. Industrial Electron., 52:228–235.
- [27] Jain, P.K., Kang, W., Soin, H. ve Xi, Y., (2002). "Analysis and design considerations of a load and line independent zero voltage switching full bridge DC/DC converter topology", IEEE Trans. Power Electron., 17:649–657.
- [28] Jang, Y., Jovanovic, M.M. ve Chang, Y., (2003). "A new ZVS-PWM full-bridge converter", IEEE Trans. Power Electron., 18:1122–1129.
- [29] Zhang, J.M., Xie, X.G., Wu, X. K. ve Qian, Z., (2004). "Comparison Study of Phase-Shifted Full Bridge ZVS Converters", IEEE-PESC Conf. Rec., 533-539.
- [30] Moiseev, S., Soshin, K., Sato, S., Gamage, L. ve Nakaoka, M., (2004). "Novel soft-commutation DC–DC power converter with high-frequency transformer secondary side phase-shifted PWM active rectifier", IEE Proc.-Electr. Power Appl., 151(3).
- [31] Jang, Y. ve Jovanovic, M.M., (2004). "A new family of full-bridge ZVS converters", IEEE Trans. Power Electron., 19: 701–708.
- [32] Sato, S., Moiseev, S. ve Nakaoka, M., (2005). "Reversed-output current-assisted ZVS phase-shift PWM DC–DC power converter using synchronous rectifier", IEE Proc.-Electr. Power Appl., 152:2.
- [33] Bakan, A.F., Aksoy, İ., Altıntaş, A., Bodur, H., (2009). "Comparison of the Full Bridge PSPWM DC-DC Converters", Proceedings Of ETAI 2009 Conference: Electronics, Telecommunications and Artificial Intelligence (P1-3, Cd Rom), September 2009, 26-29, Ohrid.
- [34] Bakan, A.F., Bodur, H., Aksoy, İ., Altıntaş, A., (2008). "Tam Köprü PSPWM DC-DC Dönüştürücülerin Karşılaştırılması", ELECO'2008, 26-30 Kasım 2008, Bursa.
- [35] Bakan, A.F., (2008). "A New PSPWM Converter for High Performance Welding Machines", UPEC'2009, 44th International Universities Power Engineering Conference, 1-4 September 2008, Glasgow, Scotland.
- [36] Bakan, A.F., Aksoy, İ., Altıntaş, A., Bodur, H., (2009). "An Experimental Investigation of Switching Losses of the IGBT in PSPWM DC-DC Converters Depending on The Parallel Snubber Capacitor", Proceedings Of ETAI 2009 Conference: Electronics, Telecommunications And Artificial Intelligence, 26-29 September 2009, Ohrid.
- [37] Bakan, A.F., Bodur, H., Aksoy, İ., Altıntaş, A., (2008). "IGBT Tabanlı Tam Köprü PSPWM DC-DC Dönüştürücüde Bastırma Kondansatörlerinin Belirlenmesi", ELECO'2008, 26-30 Kasım 2008, Bursa.

- [38] Bakan, A.F., (2009). "A New LVI Assisted PSPWM DC-DC Converter", Proc. of ELECO'09: The 6th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 5-8 November 2009, Bursa, 230-233.
- [39] Bakan, A.F., İşbilir, H., Aksoy, İ., Altıntaş, N., Bodur, H., (2009). "Drive Transformer Design For Phase Shifted PWM DC-DC Converters", Proceedings Of ETAI 2009 Conference: Electronics, Telecommunications And Artificial Intelligence , 26-29 September 2009, Ohrid.
- [40] Borage, M., Tiwari, S., Bhardwaj, S. ve Kotaiah, S., (2008). "A full-bridge DC-DC converter with zero-voltage-switching over the entire conversion range", IEEE Trans. Power Electron., 23:1743-1750.
- [41] Koo, G., Moon, G. ve Youn, M.Y., (2005). "New zero-voltage-switching phase-shift full-bridge converter with low conduction losses," IEEE Trans. Industrial Electron., 52: 228–235.
- [42] Lin, B., Chiang, H. ve Chen, C., (2007). "Analysis and implementation of a ZVS-PWM converter with series-connected transformers", IEEE Trans. on Circuits and Systems—II: express briefs, 54:917-921.
- [43] Chen, W., Ruan, X. ve Zhang, R., (2008). "A novel zero-voltage-switching PWM full bridge converter", IEEE Trans. Power Electron., 23:793-801.
- [44] Bakan, A.F., Bodur, H., Aksoy, İ. ve Altıntaş, N., (2008). "A Review of the Full Bridge PSFB PWM DC-DC Converters", ELECO Electrical-Electronics and Computer Engineering Conference (ELECO2008), Bursa, 366-370.
- [45] Dudrik, J., Spánik, P. ve Trip, N., (2006). "Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full-Bridge DC-DC Converter With Auxiliary Transformer", IEEE Trans. Power Electron., 21:1328–1335.
- [46] Bo-Yuan, C. ve Yen-Shin, L., (2010). "Switching Control Technique of Phase-Shift-Controlled Full-Bridge Converter to Improve Efficiency Under Light-Load and Standby Conditions Without Additional Auxiliary Components", IEEE Trans. Power Electron., 25:1001–1012.
- [47] Xin, Z., Chung, H.S., Xinbo, R. and Ioinovici, A., (2010). "A ZCS Full-Bridge Converter Without Voltage Overstress on the Switches", IEEE Trans. Power Electron., 25:686–698.
- [48] Bontemps, S., (2004). "Turn-Off Snubber Design for High Frequency Modules", Application Note, APT0404, December 2004, France.
- [49] Dierberger, K., (1997). "A New Generation of Power MOSFET Offers Improved Performance at Reduced Cost", Advanced Power Technology Application Note, December 1997.
- [50] Andreyca, B., (1993). "Designing a PhaseShifted Zero Voltage Transition (ZVT) Power Converter", Unitrode Power Design Seminar Note, 1993
- [51] Andreyca, B., (1993). "Design Review: 500Watt, 40W/in³ Phase Shifted ZVT Power Converter" Unitrode Power Design Seminar Note, 1993

- [52] Andreycak, B., (1997). "Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller", Unitrode Application Note, May 1997.
- [53] Hamo, D. J., (1995). "A 50W, 500kHz, Full-Bridge, Phase-Shift, ZVS Isolated DC to DC Converter Using the HIP4081A", Intersil Application Note, 1995.
- [54] Chen, W., Lee, F.C., Jovanovic, M.M., ve 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.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı :Nihan ALTINTAŞ
Doğum Tarihi ve Yeri :08.04.1980 Balıkesir
Yabancı Dili :İngilizce
E-posta :naltin@yildiz.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2007
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2004
Lise	Fen Bilimleri	Balıkesir Sırrı Yırcalı Anadolu Lisesi	1998

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2005	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YAYINLARI

Makale

1. BAKAN, A.F., **ALTINTAS, N.**, AKSOY,İ., “An Improved PSFB PWM DC-DC Converter for High Power and Frequency Applications”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol., no., p.p., 2012.
- 2.

Bildiri

1. BAKAN, A.F., AKSOY, İ., **ALTINTAŞ, N.**, BODUR,H., “Comparison of The Full Bridge PSPWM DC-DC Converters”, Society for Electronics, Telecommunications, Automation, Informatics Conference 2009 (ETAI2009), Ohrid, September 26-29, 2009.
2. BAKAN, A.F., AKSOY, İ., **ALTINTAŞ, N.**, BODUR,H., “Drive Transformer Design For Phase Shift PWM DC-DC Converters”, Society for Electronics, Telecommunications, Automation, Informatics Conference 2009 (ETAI2009), Ohrid, September 26-29, 2009.
3. BAKAN, A.F., AKSOY, İ., **ALTINTAŞ, N.**, BODUR,H., “An Experimental Investigation of Switching Losses of the IGBT in PSPWM DC-DC Converters Depending on the Parallel Snubber Capacitor”, Society for Electronics, Telecommunications, Automation, Informatics Conference 2009 (ETAI2009), Ohrid, September 26-29, 2009.

Proje

1. Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama PWM DC-DC Dönüştürücünün Geliştirilmesi ve Ark Kaynak Makinalarına Uygulanması, 107E149 TÜBİTAK.
2. Üç Fazlı Kaynak Makinaları için Yumuşak Anahtarlama İzoleli PWM DC-DC Dönüştürücü Geliştirilmesi, 00722.STZ.2010-2 SANTEZ.
3. Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama İzoleli PWM DC-DC Dönüştürücünün Geliştirilmesi, YTÜ BAPK 2012-04-02-DOP03.