

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**REZONANSLI SIFIR GERİLİM GEÇİŞLİ
DC BESLEME HATLARI**

Elekt. Müh. İsmail AKSOY

**F.B.E Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı :Doç. Dr. Hacı BODUR

H. Bodur

R. Gülgün

Prof. Dr. Dr. Bilgiç

Doç. Dr. Hacı BODUR

Prof. Remzi GÜLGÜN

Prof. Dr. Dr. Bilgiç

İSTANBUL, 2001

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

106244

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	iii
KISALTIMA LİSTESİ.....	iv
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
ÇİZELGE LİSTESİ.....	vi
ÖNSÖZ.....	vii
ÖZET.....	viii
ABSTRACT.....	ix
1. GİRİŞ.....	1
2. REZONANSLI DC HATLAR.....	4
2.1 Temel Rezonanslı DC Hat.....	4
2.2 Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat.....	9
2.2.1 Pasif Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat.....	9
2.2.2 Aktif Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat.....	10
2.3 Pasif Bastırmalı Temel Rezonans Geçişli DC Hatlar.....	11
2.3.1 İki anahtarlı pasif bastırmalı temel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.....	11
2.3.2 Bir anahtarlı pasif bastırmalı temel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.....	14
2.4 Aktif Bastırmalı Temel Rezonans Geçişli DC Hatlı Dönüştürücü.....	17
2.5 Paralel Rezonans Geçişli DC Hatlı Dönüştürücü.....	19
3. İZOLE KAPILI BİPOLAR TRANSİSTÖRLER.....	22
3.1 Yapısı ve Özellikleri.....	22
3.2 Sürme Devresi.....	24
4. GELİŞTİRİLEN AKTİF BASTIRMALI PARALEL REZONANS GEÇİŞLİ DC HAT.....	26
4.1 Tanımlar ve Kabuller.....	26
4.2 Çalışma Aralıkları.....	27
4.3 Sunulan Devrenin Özellikleri.....	36
5. LABORATUVAR ÇALIŞMASI.....	38
5.1 Giriş.....	38
5.2 Hesap Örneği.....	39
5.3 Deneysel Sonuçlar.....	42
6. SONUÇLAR.....	51
KAYNAKLAR.....	52
ÖZGEÇMİŞ.....	53

SİMGE LİSTESİ

C_r	Rezonans kondansatörü
C_s	Bastırma kondansatörü
D_1	Ana transistör dahili diyodu
D_2	Yardımcı transistör dahili diyodu
D_3	Yardımcı diyot
D_F	Serbest geçiş diyodu
I_0	Çıkış akımı
i_{Lr}	Rezonans endüktansı akımı
L_r	Rezonans endüktansı
S_1	Ana anahtar
S_2	Yardımcı anahtar
T_1	Ana transistör
T_2	Yardımcı transistör
v_{Cr}	Rezonans kodansatörü gerilimi
v_{Cs}	Bastırma kodansatörü gerilimi
V_i	DC kaynak gerilimi
v_{T1}	Ana transistör gerilimi
v_{T2}	Yardımcı transistör gerilimi
Z_1	Seri rezonans empedansı
Z_2	Paralel rezonans empedansı
ω_1	Seri rezonans açısai frekansı
ω_2	Paralel rezonans açısai frekansı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Active Clamped
ACBRDCL	Active Clamped Basic Resonant DC Link
ACQBRDCL	Active Clamped Quasi Basic Resonant DC Link
ACQPRDCL	Active Clamped Quasi Parallel Resonant DC Link
BRDCL	Basic Resonant DC Link
DPM	Discrete Pulse Modulation
EMI	Electromagnetic Interference
HS	Hard Switching
PCBRDCL	Passive Clamped Basic Resonant DC Link
PCQBRDCL	Passive Clamped Quasi Basic Resonant DC Link
PRDCL	Parallel Resonant DC Link
PWM	Pulse Width Modulation
QR	Quasi Resonant
RDCL	Resonant DC Link
RFI	Radio-frequency Interference
SS	Soft Switching
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	AC-AC dönüştürücülerin sınıflandırılması.....	5
Şekil 2.2	Temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücü.	6
Şekil 2.3	Basitleştirilmiş temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücü.....	6
Şekil 2.4	Temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücüde normalize edilmiş dalga şekilleri.	7
Şekil 2.5	Pasif bastırmalı temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücü.....	9
Şekil 2.6	Aktif bastırmalı temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücü.	10
Şekil 2.7	İki anahtarlı pasif bastırmalı rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.	11
Şekil 2.8	Basitleştirilmiş iki anahtarlı pasif bastırmalı rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.....	12
Şekil 2.9	Normalize edilmiş dalga şekilleri..	12
Şekil 2.10	Bir anahtarlı pasif bastırmalı rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.....	14
Şekil 2.11	Normalize edilmiş rezonans dalga şekilleri..	15
Şekil 2.12	Aktif bastırmalı rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.	17
Şekil 2.13	Normalize edilmiş dalga şekilleri..	18
Şekil 2.14	Paralel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.	19
Şekil 2.15	Eşdeğer rezonans kondansatörlü paralel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü..	20
Şekil 2.16	Normalize edilmiş dalga şekilleri..	21
Şekil 3.1	IGBT'nin yapısı ve eşdeğer devresi.....	22
Şekil 3.2	IGBT'ye ait bazı karakteristikler.....	23
Şekil 3.3	IGBT'nin sürme devresinin prensip bağlantı şeması.....	24
Şekil 4.1	Teklif edilen aktif bastırmalı paralel rezonans geçişli dc hattın devre şeması.	26
Şekil 4.2	Sunulan ACQPRDCL'de çalışma aralıklarının eşdeğer değişimleri.....	28
Şekil 4.3	Sunulan ACQPRDCL'de çalışma aralıklarıyla ilgili temel dalga şekilleri.....	30
Şekil 5.1	Deneysel ACQPRDCL devresi.....	38
Şekil 5.2	Ana transistör ve yardımcı transistör kontrol sinyallerinin değişimleri.....	43
Şekil 5.3	Ana transistörün sert anahtarlama durumu için osiloskoptan alınan gerilim ve akım dalga şekilleri.	44
Şekil 5.4	Serbest geçiş diyodunun sert anahtarlama durumu için osiloskoptan alınan gerilim ve akım dalga şekilleri..	45
Şekil 5.5	Ana anahtarın osiloskoptan alınan gerilim ve akım değişimleri.....	46
Şekil 5.6	Yardımcı anahtarın osiloskoptan alınan gerilim ve akım değişimleri.	46
Şekil 5.7	Rezonans kondansatörünün osiloskoptan alınan gerilim ve akım değişimleri..	47
Şekil 5.8	Bastırma kondansatörünün osiloskoptan alınan gerilim ve akım değişimleri.	47
Şekil 5.9	Serbest geçiş diyodunun osiloskoptan alınan gerilim ve akım değişimleri.....	48
Şekil 5.10	Yüke ait gerilim ve akım değişimleri.....	48

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 5.1	Devrede kullanılan yarı iletken elemanların bazı nominal değerleri.	39
Çizelge 5.2	Devrede kullanılan diğer büyüklükler.....	39
Çizelge 5.3	Ana elemanın sert ve yumuşak anahtarlama altında çalışması halinde yarı iletken elemanların kayıpları ve devrenin toplam verimi	49



ÖNSÖZ

Rezonanslı DC hatları teorik olarak inceleyip bir uygulama devresini gerçekleştirdiğim Yüksek Lisans Tez çalışması esnasında teorik konularda ve laboratuvar çalışmalarında beni yönlendiren ve yardımlarını esirgemeyen tez yöneticisi ve hocam Sayın Doç. Dr. Hacı BODUR'a şükranlarımı sunarım.

Ayrıca maddi manevi destekleriyle beni her zaman teşvik eden aileme, çalışmalarım sırasında destek olan hocam Doç. Dr. Hadi SARUL'a, Arş. Gör. Hülya OBDAN'a , Arş. Gör. Burak AKIN'a, Arş. Gör. Faruk BAKAN'a ve arkadaşlarıma da teşekkürü borç bilirim.



ÖZET

Bu çalışmada, temel rezonanslı DC hat (BRDCL) devrelerindeki problemlerin çoğunu çözen ve inverterler için yumuşak anahtarlama sağlayan yeni bir aktif bastırılmalı paralel rezonans geçişli DC hat (ACQPRDCL) devresi sunulmuştur.

Bu devre, temel olarak DC kaynak gerilimi ile yükü birbirine bağlayan bir ana anahtar ve çok kısa bir sürede DC bara gerilimini yumuşak bir şekilde sıfıra düşüren yardımcı devreden meydana gelir. Devredeki bütün yarı iletken elemanlar, tam veya yaklaşık olarak sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve/veya sıfır akımda anahtarlama (ZCS) altında kapanır ve açılır. Ana anahtarda ve inverter eşdeğeri olan yükte hiçbir ek gerilim stresi meydana gelmez. Yardımcı elemanlar, çok kısa zaman aralıklarında makul seviyelerde gerilim ve akım değerlerine maruz kalır.

Sunulan ACQPRDCL devresi detaylı olarak analiz edilmiştir. Devrenin öngörülen çalışma prensibi ve teorik analizi, 250 V, 1250W ve 40 kHz'lik IGBT'li bir ACQPRDCL prototipi ile doğrulanmıştır.

Sonuç olarak, ana elemanın sert anahtarlama ile çalışması durumuna göre, sunulan devrede ana anahtar kaybının %52 ve toplam kaybın %43 civarında azaldığı görülmüştür. Bu devrenin asıl amacının inverter kayıplarını azaltmak olduğu düşünülmelidir.

Anahtar Kelimeler: Sıfır gerilimde anahtarlama, sıfır akımda anahtarlama, rezonanslı dc hat, yumuşak anahtarlama inverter.

ABSTRACT

In this study, a new actively clamped quasi parallel resonant dc link (ACQPRDCL) circuit, which overcomes most of the drawbacks of the basic resonant dc link (BRDCL) circuits and provides soft switching for inverters, is proposed.

This circuit basically consists of a switch on the main current line and auxiliary circuit, which provides the soft decrease of dc link voltage to zero during a very short period of time. All of the semiconductor devices in the circuit are turned on and off under exact or near zero voltage switching (ZVS) and/or zero current switching (ZCS). No additional voltage stresses on the main switch and the inverter as an equivalent load occur. Also, the auxiliary devices are subjected to the voltage and current values at allowable levels in very short intervals of time.

The proposed ACQPRDCL circuit is analyzed in detail. The predicted operation principles and theoretical analysis of the circuit are verified with a prototype of a 250 V, 1250 W and 40 kHz ACQPRDCL circuit.

Consequently, in the proposed circuit, the main switch loss decreases about 52% and the total loss decreases about 43% with respect to the circuit operating under hard switching. It should be noted that the main aim of this circuit is to decrease the losses in the inverter.

Key words: Zero voltage switching, zero current switching, resonant dc link, soft switching inverter.

1. GİRİŞ

AC motor sürücüler ve kesintisiz güç kaynaklarını (UPS) besleyen inverter devrelerinin kontrolünde yaygın olarak kullanılan darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği çok iyi bilinmektedir. Bu teknik, yüksek güç yoğunluğu, hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı sağlamaktadır. Yüksek güç yoğunluğu ve hızlı geçiş cevabı, modülasyon frekansının yükseltilmesi ile sağlanabilmektedir. Fakat, frekans yükseldikçe, yarı iletken elemanların anahtarlama kayıpları ile elektromanyetik girişim (EMI) ve radyofrekans girişimi (RFI) gürültüleri de artmaktadır. Bu nedenle, sert anahtarlama (HS) yerine yumuşak anahtarlama (SS) tekniklerinin kullanılmasıyla anahtarlama kayıpları düşürülerek, çalışma frekansı yükseltilebilir. Bu düşünce, son yirmi yıl içerisinde yapılan pratik ve akademik çalışmalarda, gittikçe artan bir şekilde cazibesini sürdürmüştür ve halen sürdürmektedir (Venkataramanan, 1993; Divan, 1993; Malesani, 1995; Chen 1996; Desphande, 1996).

PWM yöntemi, mükemmel bir kontrol özelliği sergilemektedir. Buna karşılık, yüksek anahtarlama güç kaybı ile yüksek gerilim ve akım yükselme hızı sebebiyle yüksek EMI ve RFI gürültüsü dezavantajlarını taşır. Son yıllarda, yüksek güçlü izole kapılı bipolar transistörlerin (IGBT) gelişmesine paralel olarak, PWM kontrollü inverterlerin güçleri de 100 kW mertebesine yaklaşmıştır. IGBT 'ler ile gerçekleştirilen sert anahtarlama (HS) inverterler, normal olarak 4 ila 8 kHz arasındaki frekanslarda çalışabilmektedir. IGBT 'lerin arzu edilen en düşük çalışma frekansı olan 20 kHz 'lik bir frekansla çalışması durumunda, anahtarlama güç kaybı iletim güç kaybının 4 katına erişmektedir. Ayrıca, IGBT 'ler 10000 V/ μ s'lik bir gerilim yükselme hızı ile çalışabilmekte olup, gerilim yükselme hızının 500 V/ μ s civarında uluslararası standartlarla sınırlanmaya çalışıldığı bilinmektedir (Venkataramanan, 1993).

Ancak rezonans devreleriyle elde edilen sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve/veya sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ile sağlanan yumuşak anahtarlama, devredeki toplam enerji kaybının azaltılabildiği bilinmektedir. Normal bastırma devreleri ile sağlanan yumuşak anahtarlama, yarı iletken güç kayıpları azalmakta, fakat toplam kayıplar azalmamaktadır (Pickert, 1999).

PWM teknikleri ile rezonans tekniklerinin avantajlarının birleştirilmesi fikri, yumuşak anahtarlama inverterler için rezonanslı DC hat (RDCL) görüşünü ortaya çıkarmıştır. Son yıllarda, pratik ve akademik olarak, çok sayıda ve türde rezonanslı DC hatlı yumuşak anahtarlama inverter çalışması sunulmuştur. Bu rezonanslı DC hatlar, inverterlerin

100 kW' lara kadar 20 ile 60 kHz arasındaki frekanslarda çalışmasına imkan sağlamıştır (Divan, 1993; Malesani, 1995).

Yumuşak anahtarlama inverterler için rezonanslı DC hat kavramı büyük ilgi görmüş ve hızlı bir şekilde gelişmiştir. İlk ortaya konulan temel rezonanslı DC hat (BRDCL), önce aktif ve pasif bastırmalı (ACBRDCL ve PCBRDCL) olarak iki gruba ayrılmış, daha sonra bu grupların kısmen rezonanslı (ACQBRDCL ve PCQBRDCL) alt dalları ortaya konulmuştur. Ayrıca, temel rezonanslı DC hatta ciddi bir alternatif olarak, paralel rezonanslı DC hat (PRDCL) geliştirilmiştir. Son zamanlarda büyük ilgi çeken bu PRDCL, zaten daima aktif bastırmalı (AC) ve kısmen rezonanslı veya rezonans geçişli (QR) özelliğe sahiptir (Pickert, 1999).

Bütün rezonanslı DC hatlarda ortak olarak, oluşturulan bir rezonans ile DC bara geriliminde belli bir frekansta "sıfır geçişleri" elde edilir. İnverteri besleyen DC hattaki bu sıfır geçişleriyle, inverterdeki bütün yarı iletken güç elemanlarının yumuşak anahtarlama altında kapanması ve açılması sağlanır (Divan, 1993; Desphande, 1997; Johnson, 1999).

Temel rezonanslı DC hat (BRDCL) devresinde, DC kaynak gerilimi ve inverter bir rezonans endüktansı ile birbirine bağlıdır. Rezonans olayı periyot boyunca süreklidir. İnverteri besleyen DC hatta büyük bir gerilim stresi ve endüktansta büyük bir akım stresi oluşur. Maksimum DC bara gerilimi DC kaynak geriliminin 2 katından ve maksimum endüktans akımı maksimum DC çıkış akımının 3 katından daha büyüktür. Endüktans kayıpları oldukça yüksektir. Bu devre, inverterde sadece ayrık darbe modülasyonunun (DPM) kullanılmasına imkan sağlar. PWM tekniğinin kullanılamaması büyük bir dezavantajdır (Divan, 1993; Pickert, 1999).

Aktif ve pasif bastırmalı temel rezonanslı DC hat (ACBRDCL ve PCBRDCL) devrelerinde, ilave bazı elemanların kullanılması ile DC bara gerilimi maksimum değerinin düşürülmesi sağlanır. Diğer özellikler BRDCL ile aynıdır ve yine DPM tekniği kullanılabilir. Her iki türde de daima ilave bir bastırma kondansatörü bulunur. Ayrıca, aktif bastırmalı olanda genellikle ilave bir transistör ile ilave bir diyot kullanılır (Venkataramanan, 1993; Divan, 1993; Pickert, 1999).

Kısmen rezonanslı veya rezonans geçişli temel DC hat (ACQBRDCL ve PCQBDCRL) devrelerinde, en temel fark, DC bara sıfır geçişlerinin elde edilmesi için periyodun küçük bir kısmında rezonansın oluşmasıdır. Yani rezonansın sürekli olmamasıdır. Bu devreler, hem maksimum DC bara geriliminin bastırılmasına hem de inverterin PWM tekniği ile çalışmasına imkan sağlar (Malesani, 1995; Chen, 1996; Pickert, 1999).

Paralel rezonanslı DC hat (PRDCL) devrelerinde, en önemli fark DC kaynak gerilimi ve inverterin bir transistör ile birbirine bağlı olmasıdır. Ayrıca, bu devrelerin hepsi hem aktif bastırmalı (AC) hem de kısmen rezonanslı (QR) devrelerdir. İlave olarak bu devreler maksimum DC bara gerilimini tam DC kaynak geriliminde tutar ve PWM tekniklerinin kullanılmasına imkan sağlar. Bu avantajlar nedeniyle, aktif bastırmalı paralel rezonans geçişli DC hat (ACQPRDCL) devreleri, son yıllardaki pratik ve akademik çalışmalarda büyük ilgi görmüştür. Ancak, bu devrelerde genellikle üç transistörün kullanılması hoş görülmemektedir (He, 1993; Jung, 1996; Chen, 1998; Pickert, 1999).

Bu çalışmada, normal rezonanslı DC hatlardaki problemlerin çoğunu çözen ve sadece iki kontrollü elemanla gerçekleştirilen yeni bir aktif bastırmalı kısmen paralel rezonanslı dc hat (ACQPRDCL) devresi geliştirilmiştir. Devrenin etraflı bir kararlı durum analizi yapılmıştır. Öngörülen çalışma prensibi ve analiz, gerçekleştirilen 250 V, 1250 W' ve 40 kHz 'lik IGBT'li bir prototip ile doğrulanmıştır. Ana elemanın sert anahtarlama ile çalışma durumuna göre, sunulan devredeki ana anahtar kaybının %52 ve toplam kaybın %43 civarında azaldığı görülmüştür.

2. REZONANSLI DC HATLAR

Genel olarak AC-AC dönüştürücüler; doğrudan AC-AC dönüştürücüler, AC hatlı dönüştürücüler ve DC hatlı dönüştürücüler olmak üzere üç temel sınıfa ayrılır. Şekil 2.1’de AC-AC dönüştürücülerin etrafı bir sınıflandırması görülmektedir.

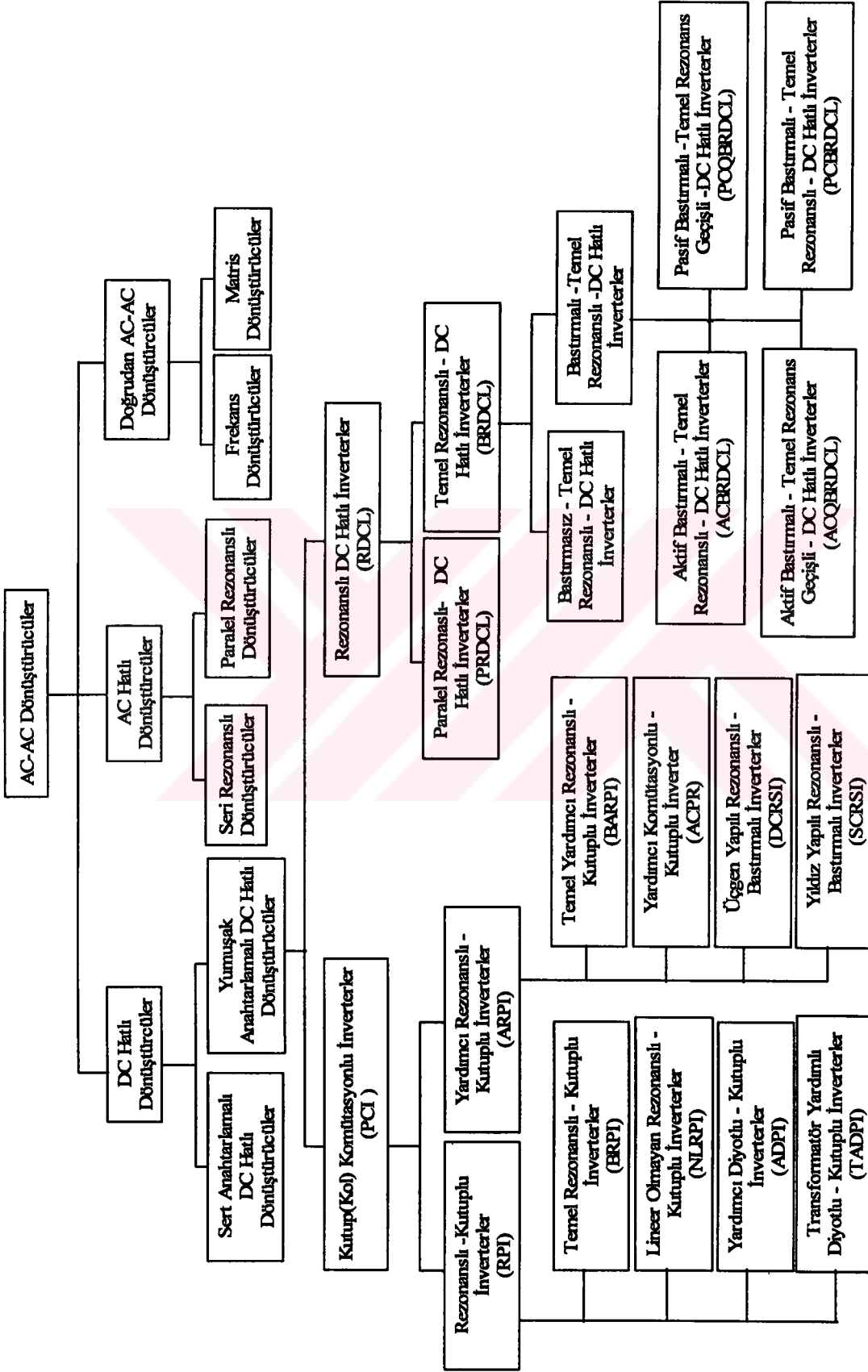
Bu çalışmada, inverterlerde yumuşak anahtarlamaı sağlayan rezonanslı DC hatlar (RDCL) incelenir. Rezonanslı DC hat ismiyle, rezonans devrelerinin dönüştürücülerin girişinde yani DC hat kısmında bulunduğu ve DC hattın zorla salınma sokulduğu ima edilir.

Son yıllarda, pratik ve akademik olarak, çok sayıda ve türde rezonanslı DC hat sunulmuştur. İlk olarak ortaya konulan temel rezonanslı DC hat (BRDCL), önce aktif ve pasif bastırmalı (ACBRDCL ve PCBRDCL) olarak iki gruba ayrılmış, daha sonra bu grupların kısmen rezonanslı (ACQBRDCL ve PCQBRDCL) alt dalları ortaya konulmuştur. Ayrıca, temel rezonanslı DC hata ciddi bir alternatif olarak, paralel rezonanslı DC hat (PRDCL) geliştirilmiştir. Son zamanlarda büyük ilgi çeken bu PRDCL, zaten daima aktif bastırmalı ve kısmen rezonanslı veya rezonans geçişli özelliğe sahiptir. Bütün bu rezonanslı DC hatlarda ortak olarak, oluşturulan bir rezonans ile DC bara geriliminde belli bir frekansta “sıfır geçişleri” elde edilir.

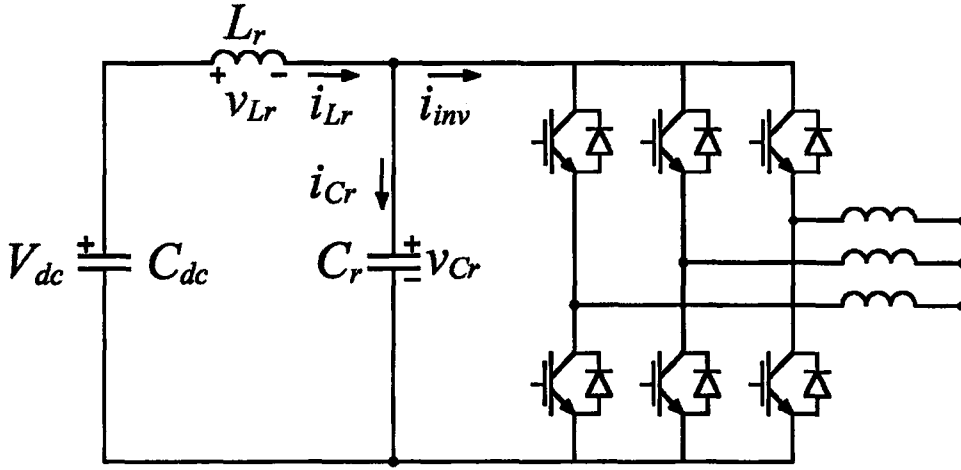
Bu bölümde, yumuşak anahtarlamaı inverterlerde kullanılan rezonanslı DC hatlar yukarıda belirtilen gelişim sırasına göre incelenmiştir.

2.1 Temel Rezonanslı DC Hat

İlk ortaya konulan temel rezonanslı DC hattın dönüştürücü ile kullanımı Şekil 2.2’de gösterilmiştir. DC kaynak gerilimi ile dönüştürücü bir rezonans endüktansıyla birbirine bağlıdır ve dönüştürücüye paralel olarak bir rezonans kondansatörü mevcuttur.

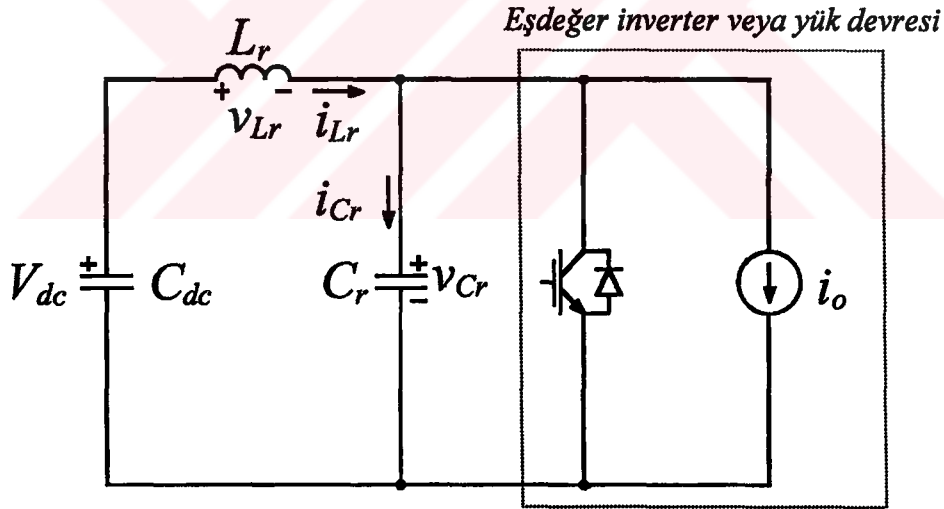


Şekil 2.1 AC-AC Dönüştürücülerin sınıflandırılması.



Şekil 2.2 Temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücü.

Temel rezonanslı DC hattın teorik olarak incelenmesi, genellikle Şekil 2.2’de gösterilen devre üzerinde yapılmıştır. Yine genellikle bir yük olarak devredeki inverter, paralel bağlı bir akım kaynağı ile bir yönde kontrollü iki yönlü bir anahtar ile temsil edilmektedir. Bu yaklaşımlarla basitleştirilmiş temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücü Şekil 2.3’te verilmiştir.



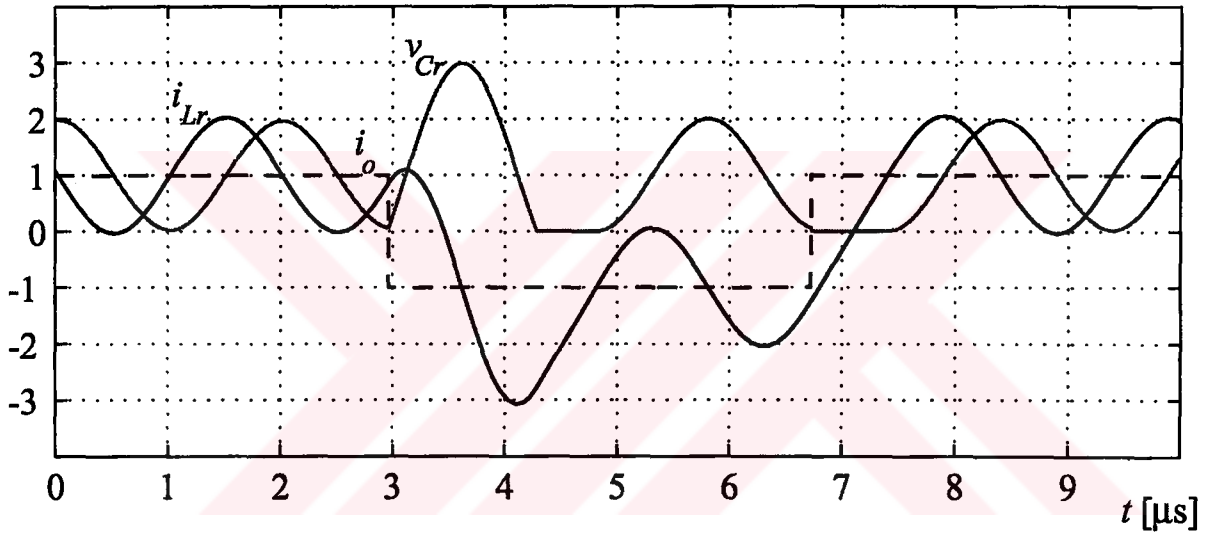
Şekil 2.3 Basitleştirilmiş temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücü.

Temel rezonanslı DC hattın kullanılma amacı, dönüştürücü anahtarlarının konum değişikliklerinin sadece sıfır hat geriliminde olmasını sağlamaktır. Bu ifadeden de, Şekil 2.3’te akım kaynağı ile gösterilen yük akımını geçiren elemanların iletim konumlarının sadece düşük DC hat gerilimlerinde değişmesi gerektiği anlaşılır. Rezonans devresi, rezonans endüktansı L_r ve rezonans kondansatörü C_r ’den oluşmaktadır. DC hat kondansatörü C_{dc} , rezonans kondansatörü C_r den çok daha büyük değerli olduğundan rezonans çalışmayı

etkilemez. Başka bir deyişle DC hat kondansatörü sabit gerilim kaynağı olarak kabul edilebilir.

Şekil 2.3'te verilen devrenin çalışmasıyla ilgili temel dalga şekilleri Şekil 2.4'te görülmektedir. Rezonans periyodunun V_{Cr} kondansatör geriliminin V_{dc} DC hat geriliminin iki katına eşit olduğunda başladığı kabul edilir. Bu devrenin rezonans özelliği sayesinde kondansatör gerilimi sıfıra doğru düşer. C_r uçlarındaki gerilim DC hat gerilimi seviyesine ulaştığında endüktans akımı minimum değerine yaklaşır.

Kondansatör gerilimi sıfıra ulaştığında, yük akımının serbest geçiş diyotlarından geçmesinden dolayı kondansatör gerilimi bu seviyede tutulmuş olur.



Şekil 2.4 Temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücüde, normalize edilmiş bobin akımı, rezonans hat gerilimi ve dönüştürücü akımı dalga şekilleri.

Endüktans akımı yük akımının seviyesine ulaşır ulaşmaz, kondansatör gerilimi artmaya başlar. C_r uçlarındaki gerilim DC hat gerilim seviyesini geçtiğinde bobin akımı maksimum değerine ulaşır. Çıkış akımının değişmediği durumda kondansatör gerilimi analizin başlangıç noktası olan DC hat geriliminin iki katı değerine ulaşır. Çıkış akımının değişim durumu için normalize edilmiş rezonans dalga şekilleri Şekil 2.4'te gösterilmiştir. Şekilden, ilk olarak çıkış akımı i_o dönüştürücü anahtarlarının durum değişiklikleriyle birlikte azaldığında, rezonans DC hat geriliminin DC kaynak geriliminin iki katından daha büyük bir tepe değerine ulaştığı görülür. İkinci olarak ise, çıkış akımı arttığında, sıfır gerilim aralığının arttığı ve rezonans kondansatör geriliminin orta hızla arttığı ve tepe değerinin DC hat geriliminin iki katına yaklaştığı görülmektedir.

İlk durumda L_r ' de önceden kalan yüksek akımdan dolayı fazla enerji uygun yük akımında rezonans endüktansında depolanır. Bu enerji yeni çıkış akımını karşılamak için azalmalı ve bunun için de enerji rezonans kondansatörü C_r ye aktarılmalıdır. Bu fazla enerji kondansatör uçlarında yüksek gerilimlere neden olur. Kapasitansı artırarak veya endüktansı azaltarak kondansatör geriliminin tepe değeri azaltılabilir. Bununla birlikte, aynı işlem L_r ' den geçen akımın büyüklüğünü de artırır.

Gerilim artış aralığında gerilimin yükselme hızı rezonans endüktans ve kapasitans değerlerinin seçimi ile kontrol edilebilir. Bu yöntem bulunduğu motor sürücü uygulamalarında önemli bir yer tutmaktadır. Nedeni ise yüksek gerilim artış hızı motor sargılarının izalasyonun ömrünü kısaltmaktadır.

İkinci durumda ise, sıfır gerilim aralığının uzatılmasının sonucunda bobinde çok küçük miktarda enerji depolanır. Sıfır gerilim aralığının süresi endüktans akımının dönüştürücü akımı ile aynı seviyeye ulaşması için gerekli zamanla hesaplanır. Endüktans akımı dönüştürücü akım seviyesine ulaştığında, eğer endüktans akımı artmaya devam ederse rezonans kondansatörü şarj olmaya başlar. Bu durumda kondansatör şarj akımı küçüktür ve bobin tarafından kontrol edildiğinden, gerilim orta hızla artar. Kondansatör gerilimi, yaklaşık DC hat geriliminin iki katına yaklaşır çünkü gerilim artış aralığı sıfır şarj akımı ile sıfır gerilimde başlar.

DC hattın rezonans frekansı anahtarlama frekansından çok yüksekse osilasyon sönebilir. Buradan da rezonans periyodundan sonra sıfır gerilime ulaşamayacağı anlaşılır. Bu sönüm pasif elemanların kayıplarından kaynaklanmaktadır. Bu problemi çözmenin bir yolu sıfır gerilim aralığını sürdürmeye devam etmektir. Bu ise belli bir yere kadar dönüştürücü anahtarları ile rezonans kondansatörünün kısa devre edilmesiyle uzatılabilir. Anahtarların durum değişikliklerinin yüksek kondansatör geriliminde olmasından dolayı rezonans bobininde daha fazla enerjinin depolanmasına neden olur.

Sonuç olarak, L_r ve C_r 'nin sürekli devrede olmasından dolayı dönüştürücü uçlarındaki DC gerilim sabit değildir. İnverteri besleyen DC hatta büyük bir gerilim stresi ve endüktansta büyük bir akım stresi oluşur. Maksimum DC bara gerilimi DC kaynak geriliminin 2 katından ve maksimum endüktans akımı maksimum DC çıkış akımının 3 katından daha büyüktür. Endüktans kayıpları oldukça yüksektir. Bu devre, inverterde sadece ayırık darbe modülasyonunun (DPM) kullanılmasına imkan sağlar. PWM tekniğinin kullanılamaması büyük bir dezavantajdır.

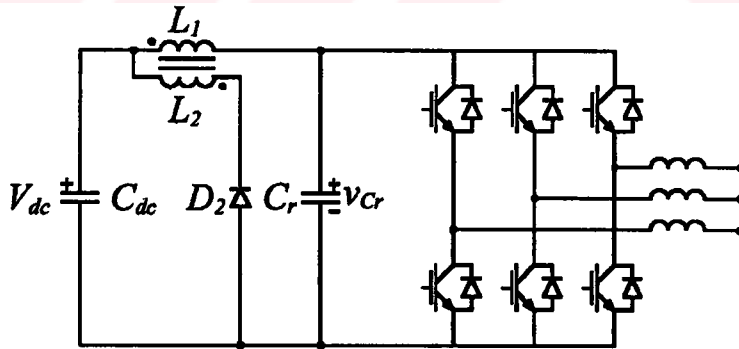
2.2 Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat

Rezonanslı DC hat dönüştürücüleri ile birlikte iki problem ortaya çıkar. Birinci problem bu devrelerde PWM kullanılamaz fakat daha önceden de bahsedildiği gibi DPM tekniği kullanılabilir. Diğer problem ise kondansatör geriliminin anahtar durumlarının değişmesinden sonra aşırı artmasıdır. Bu problem ise anahtar durumlarının sıfırdan biraz daha yüksek bir gerilim altında değişmesine izin verilerek çözülebilir. Gerilim pik kontrolü (VPC) kullanılarak, dönüştürücü anahtarlarının durum değişikliklerinde rezonans hat çıkış akımının azalması halinde dahi DC hat geriliminin iki katından az yüksek bir kondansatör gerilimi elde edilir.

Başka bir yol ise bastırma devresi kullanmaktır. Bastırma devresi, maksimum kondansatör gerilimini belirli bir seviyede sınırlamak için kullanılır. Bastırma işlemi için literatürde iki metod önerilmektedir. Bunlar aktif ve pasif bastırma devreleridir.

2.2.1 Pasif Bastırmalı Temel Rezonanslı DC Hat

Pasif bastırmada rezonans hat gerilimini istenen değerde tutmak için bastırma devresi bir trafo ile gerçekleştirilir. Şekil 2.5'te pasif bastırmalı temel rezonanslı DC hatlı bir devre görülmektedir.



Şekil 2.5 Pasif bastırmalı temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücü.

Rezonans hat gerilimi bastırma gerilimi seviyesinden düşük olduğunda D2 diyodu ters yönde kutuplanır. Rezonans DC hat gerilimi bastırma seviyesine ulaştığında, D2 diyodu ileri yönde kutuplanır. Bu ise uygun bir bastırma transformatörü dönüştürme oranı seçilerek elde edilir. İkinci taraf gerilimi V_{dc} 'ye eşit olduğunda birinci taraf gerilimi $(K-1) \cdot V_{dc}$ 'ye eşit olur.

Bastırma transformatörünün sargı dönüştürme oranı,

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{K-1} \quad (2.1)$$

şeklinde seçilmelidir.

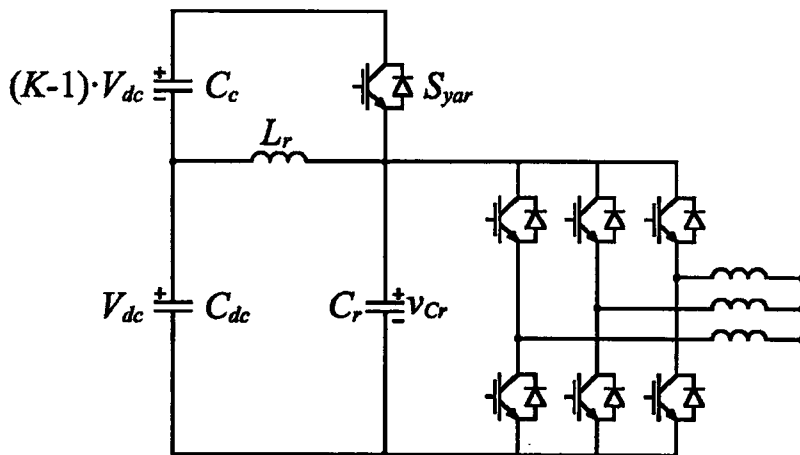
Burada N_1 ve N_2 bastırma transformatörünün sırasıyla primer ve sekonder sargılarının sarım sayılarıdır. Bununla birlikte bastırma faktörü keyfi olarak seçilemez. Bastırma faktörünün rezonans hat geriliminin osilasyonunu sağlamalıdır. Bundan dolayı pasif bastırma rezonans hatlı dönüştürücü için bastırma faktörü en az 2 olmalıdır. Bu devrenin en büyük problemi ise, D_2 diyodunun rezonans DC hatın sıfır gerilim aralığı boyunca yüksek bir ters gerilime maruz kalmasıdır. Bu gerilimin değeri ise,

$$V_{RM} = \left(1 + \frac{N_2}{N_1}\right) V_{dc} \quad (2.2)$$

bulunur. Bastırma gerilimi V_{dc} 'nin iki katı olduğunda, diyot V_{dc} 'nin üç katı kadar bir gerilime maruz kalır.

2.2.2 Aktif Bastırma Temel Rezonanslı DC Hat

Aktif bastırmada ise, bastırma işlemi bir kondansatör ve yardımcı bir anahtarla yapılır. Şekil 2.6'da aktif bastırma temel rezonanslı DC hat devresi görülmektedir.



Şekil 2.6 Aktif bastırma temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücü.

Rezonanslı DC hat gerilimi, bastırma kondansatörü C_c tarafından belirlenen bir gerilim seviyesi ile sınırlanmıştır. Rezonans kondansatörü gerilimi v_{Cr} , $K.V_{dc}$ değerine ulaştığında

yardımcı anahtar S_{yar} 'ın ters paralel diyodu iletme girer. Böylece rezonans gerilimi bu değerde bastırılmış olur. Burada K parametresi bastırma faktörü olarak adlandırılır.

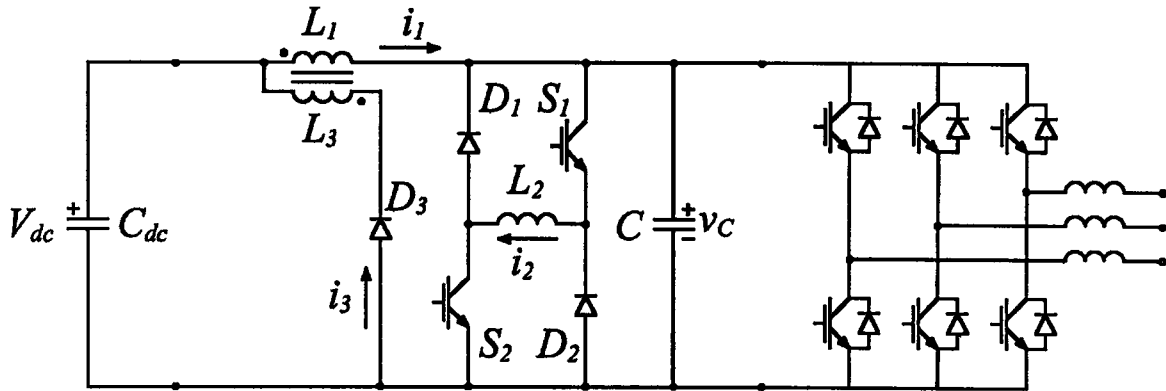
Bastırma işlemi boyunca bastırma kondansatörü C_c doludur ve eğer önlem alınmazsa bastırma gerilimi artabilir. Bu sorunu çözmek için, bastırma devresinin kontrol edilebilir elemanı olan S_{yar} transistörünün, rezonans peryodunda bastırma devresinin çalışmadığı aralıkta işlem yapması gerekir. Eğer bu işlem uygun bir biçimde yapılırsa bastırma gerilimi hemen hemen sabit tutulabilir. Diyot iletimde iken S_{yar} 'ın iletme sokulması, sıfır gerilimde iletme girmesi demektir. S_{yar} , C_c bastırma kondansatörü gerilimi bastırma faktörü ile belirlenen değere düşene kadar bastırma kondansatörünün deşarjını devam ettirir. Literatürde bastırma faktörü için en uygun değer 1,2 ile 1,4 arasında olduğu kabul edilir.

2.3 Pasif Bastırılmalı Temel Rezonans Geçişli DC Hatlar

Bu bölümde, pasif bastırılmalı temel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücüler incelenecektir. İlk olarak iki anahtarlı ve daha sonra ise tek anahtarlı bir devre ele alınacaktır.

2.3.1 İki anahtarlı pasif bastırılmalı temel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü

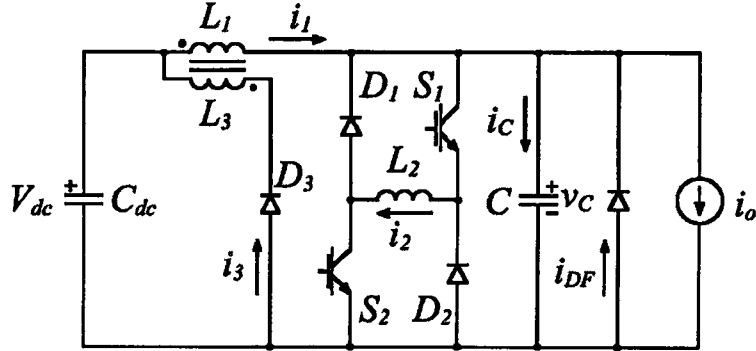
İki anahtarlı pasif bastırılmalı temel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücüye ait bir örnek devre Şekil 2.7'de gösterilmiştir. Pasif bastırma devresi 2.2.1'de anlatılmıştı. Bu devreye, L_2 endüktansı, S_1 ve S_2 transistörü ile birlikte D_1 ve D_2 diyotları eklenmiştir.



Şekil 2.7 İki anahtarlı pasif bastırılmalı rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.

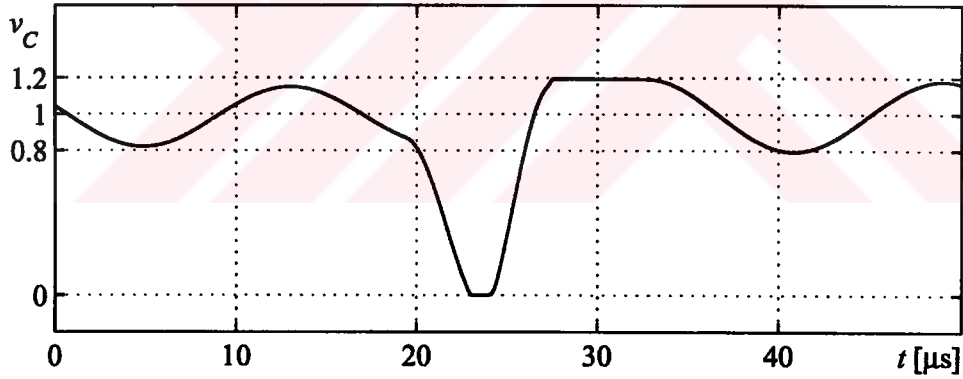
Şekil 2.7'de görülen devrede inverterin eşdeğer devresi kullanılarak Şekil 2.8'deki devre elde edilir. Bu devrede dönüştürücü, ideal akım kaynağı ve eşdeğer serbest geçiş diyodu ile gösterilmiştir. Dönüştürücünün serbest geçiş diyotlarından geçen toplam akım i_{DF} ile

gösterilir. L_1 ve L_3 sırasıyla bastırma transformatörünün primer ve sekonder endüktanslarını gösterir.

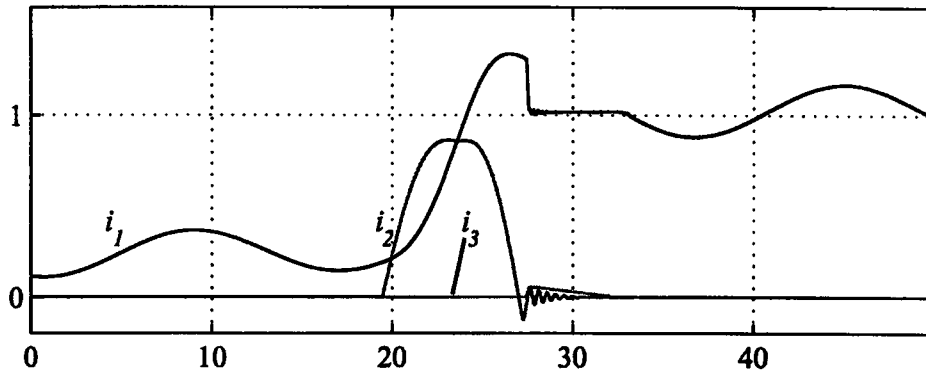


Şekil 2.8 Basitleştirilmiş iki anahtarlı pasif bastırılmalı rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.

Şekil 2.9'da rezonans devresine ait normalize edilmiş dalga şekilleri gösterilmiştir. Rezonans hat gerilimi v_c , DC hat gerilimi V_{dc} 'ye göre ve akımlar ise maksimum çıkış akımı I_0 ' a göre normalize edilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 2.9 Normalize edilmiş dalga şekilleri. (a) rezonans hat gerilimi ve (b) bobin akımları.

Rezonans hat geriliminin düşmesi, S_1 ve S_2 transistörlerinin ilettime sokulmasıyla başlar ve bunu takiben dönüştürücü anahtar durumlarını değiştirecek modulator komutları istenir. Rezonans olayının olmadığı aralık boyunca, rezonans hat gerilimi dalgalanır. Bunun nedeni ise, L_1 -C devresinde meydana gelen gerilim düşümüdür. Bastırma faktörü $K=1,2$ için v_c , 0,8 ila 1,2 arasında dalgalanır. Burada rezonans periyodu başladığında hat geriliminin V_{dc} 'ye eşit olduğu kabul edilir. Dolayısıyla rezonans kondansatörü gerilimi V_{dc} 'ye eşit ve akımı sıfırdır. S_1 ve S_2 transistörlerinin ilettime girmesiyle, bu transistörler L_2 endüktansı ile seri olduğundan rezonans hat kondansatörü C için bir deşarj yolu meydana gelir. Bu arada i_2 akımı başlangıçta sıfır olduğundan S_1 ve S_2 anahtarlarının ilettime girmesi ZCS hali altında oluşur. Hat gerilimi düşerken C'de depolanan enerji L_2 'ye aktarılır. Bunun sonucu olarak da endüktans akımı artar.

Rezonans hat kondansatörü sıfıra kadar deşarj olduğunda i_2 akımı maksimum olur. Fakat L_1 uçlarına tam DC hat gerilimi uygulanana kadar i_1 akımı i_2 akımının artışını devam ettirir. Bu süre boyunca S_1 ve S_2 anahtarlarının konumu devam ettirilirse sıfır gerilim aralığı sürdürülür ve i_1 sabit bir oranla artmaya devam eder. Sıfır gerilim elde edilir edilmez dönüştürücü anahtarlarının durum değişiklik komutları ayarlanır. Dönüştürücünün serbest geçiş diyotları iletimde olduğu sürece rezonans hat gerilimi sıfırdır ve i_{DF} pozitifdir. Sıfır gerilim aralığının süresi güvenli işlem yapmak için uygun bir değere ayarlanır. Bununla birlikte, sıfır gerilim aralığının çok uzun sürmesi, L_1 'den çok yüksek akımların geçmesine neden olur. Bu ise sadece yüksek kayıplara neden olmaz aynı zamanda rezonans devresinde yüksek miktarda enerji depolanmasına da neden olur.

S_1 ve S_2 anahtarları iletimden çıktığında i_2 akımı bu anahtarlardan D_1 ve D_2 diyotlarına aktarılır. Bu değişim ZVS altında meydana gelmektedir. L_2 bobininde depolanan enerji C kondansatörüne aktarılır. Bu da rezonans hat geriliminin artmaya başladığını gösterir. Kondansatör gerilimi L_1/L_3 dönüştürme oranı tarafından belirlenen bastırma seviyesi $K.V_{dc}$ değerinde bastırılır. Burada K bastırma faktörü için,

$$K = 1 + \frac{N_1}{N_3} = 1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_3}} \quad (2.3)$$

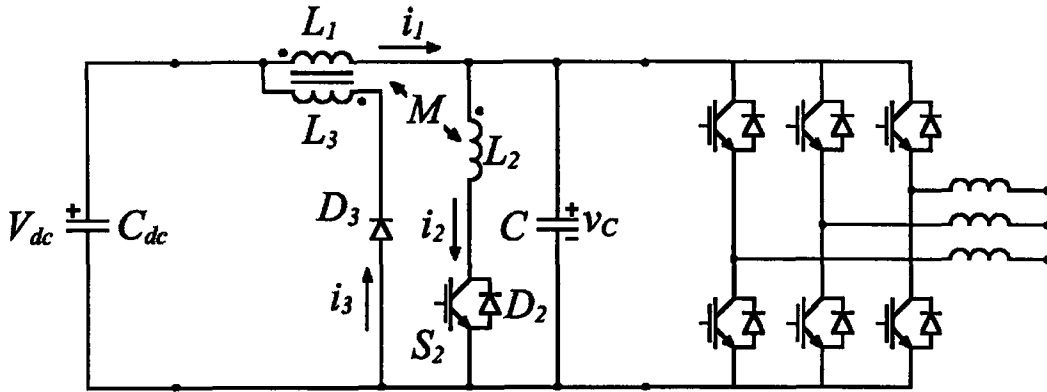
eşitliği geçerlidir. Bu ifadede de N_1 ve N_3 sırasıyla bastırma transformatörünün primer ve sekonder sargı sarım sayılarıdır. Bastırma işlemi bastırma transformatörü sekonder tarafı gerilimi V_{dc} 'ye eşit olduğunda meydana gelir. Bastırma transformatörü primerinde depolanan ilave rezonans enerjisi bastırma transformatörünün sekonder sargısı L_3 'e aktarılır.

Rezonans DC hat elemanlarının uçlarındaki gerilim bastırma aralığı boyunca sabittir.

Bastırma aralığı boyunca i_3 akımı bastırma transformatörünün self endüktansı L_3 tarafından belirlenen bir oranda azalır. i_3 akımı sıfıra düştüğünde bu aralık biter. Bastırma aralığının süresi aralığın başındaki ek rezonans enerjisinin değeri tarafından belirlenir. Bununla birlikte, eğer bastırma aralığı tamamlanmazsa transformatörün sekonder tarafında depolanan enerji primer tarafa aktarılır ve bunun sonucunda yüksek değerli bir rezonans endüktans akımı oluşur. Rezonans aralığının bitmesinden sonra sürekli halde devre L_1 ve C 'den meydana gelir. Bu da osilasyonun devam ettiğini gösterir. Bastırma faktörünün 1,2 seçilmesi durumunda DC hat gerilimi 0,8 ila 1,2 arasında değişir. Bu rezonans geçişli dönüştürücü için uygun bastırma faktörü 1,1 ila 1,3 arasındadır. Bir önceki bölümde anlatılan pasif bastırmalı temel rezonanslı DC hatlı dönüştürücü için gerekli olan değerden oldukça düşüktür. S_1 ve S_2 anahtarlarının eşzamanlı olarak ilettime girmesiyle, C kondansatörünün L endüktansı üzerinden tam olarak boşalması ve hat geriliminin sıfıra inmesi garanti edilir.

2.3.2 Bir anahtarlı pasif bastırmalı temel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü

2.3.1'de anlatılan iki anahtarlı pasif bastırmalı temel rezonans geçişli DC hat devresi biraz daha geliştirilerek yardımcı eleman sayısı azaltılmış ve bir anahtarlı pasif bastırmalı temel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü elde edilmiştir. Şekil 2.8'de gösterilen devrede bulunan L_2 bobininin bastırma transformatörü L_1/L_3 ile aynı nüveyi paylaşması sağlanarak yeni devre elde edilmiştir. Bu işlemi yapmanın gözle görülür en önemli avantajı bir nüveye ihtiyaç duyulmasıdır. Diğer bir avantajı ise, sadece bir adet rezonans anahtarına ihtiyaç olmasıdır. Bu devrenin dönüştürücü ile kullanılmış devre şeması Şekil 2.10'da verilmiştir.



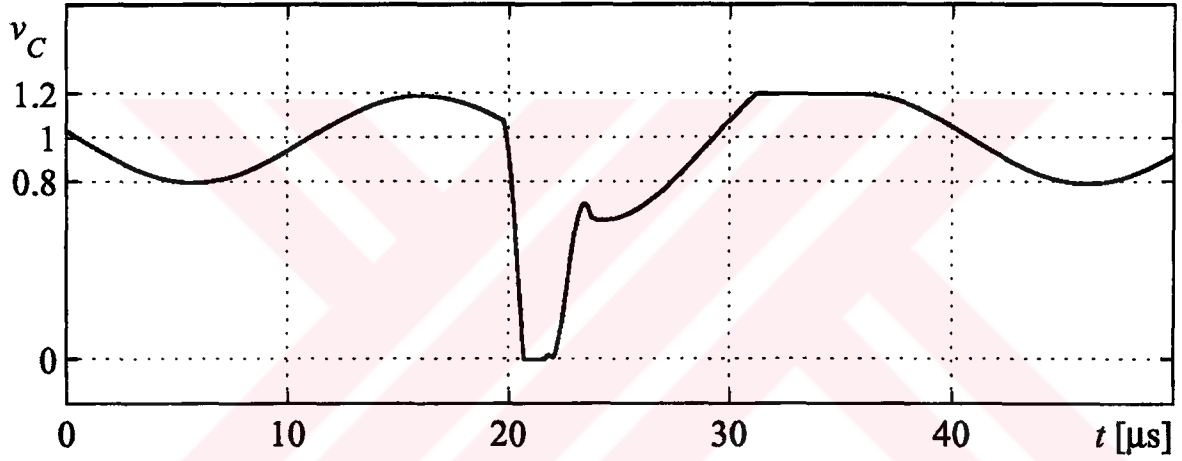
Şekil 2.10 Bir anahtarlı pasif bastırmalı rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.

Şekilde L_1/L_3 ve L_2 arasına konulan M harfi manyetik bağlantıyı gösterir. Karşılıklı endüktans;

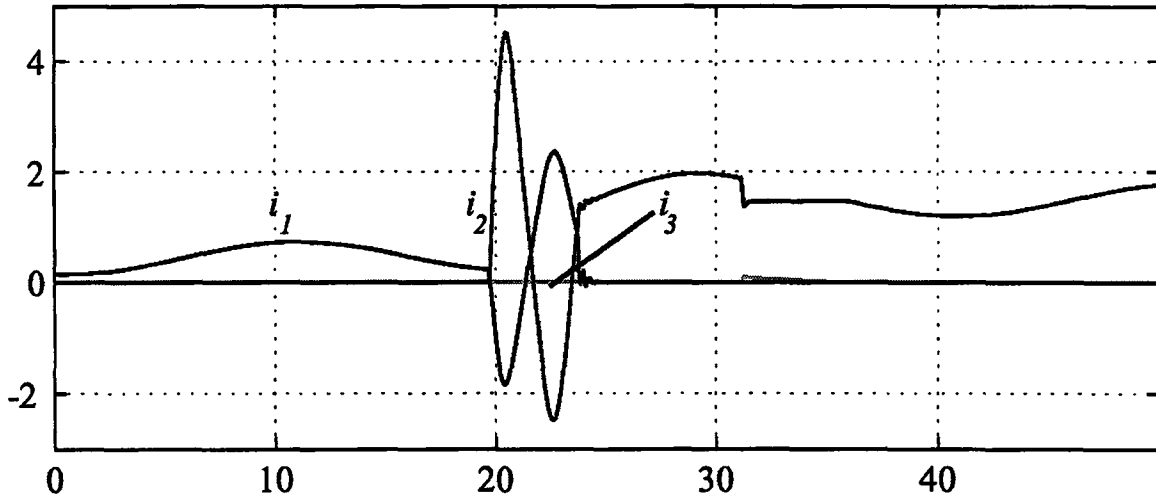
$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (2.4)$$

olarak ifade edilir. Burada k primer ve sekonder sargılar için manyetik bağlantı faktörüdür. Bu devrede L_2 ile bastırma transformatörü arasındaki uygun manyetik kuplaj oranı 0.75 ile 0.95 arasındadır.

Şekil 2.11'de bu devreye ait normalize edilmiş dalga şekilleri görülmektedir. Rezonans hat gerilimi v_c DC hat gerilimi V_{dc} 'ye göre ve rezonans akımları ise rezonans hat çıkış akımı i_0 'ın maksimum değerine göre normalize edilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 2.11 Normalize edilmiş rezonans dalga şekilleri. (a) hat gerilimi ve (b) bobin akımları.

Rezonans endüktans akımının büyük değeri olduğu görülür. Bu akımın değeri çıkış akımının birkaç katından daha büyüktür ve bundan dolayı rezonans hat yarı iletken elemanlarının akım değerleri oldukça büyük olur. Ayrıca rezonans periyodunun sonunda bastırma aralığının kısa bir süre sürdüğü görülür. Bastırma aralığı boyunca düşük bastırma transformatör akımı i_3 geçer.

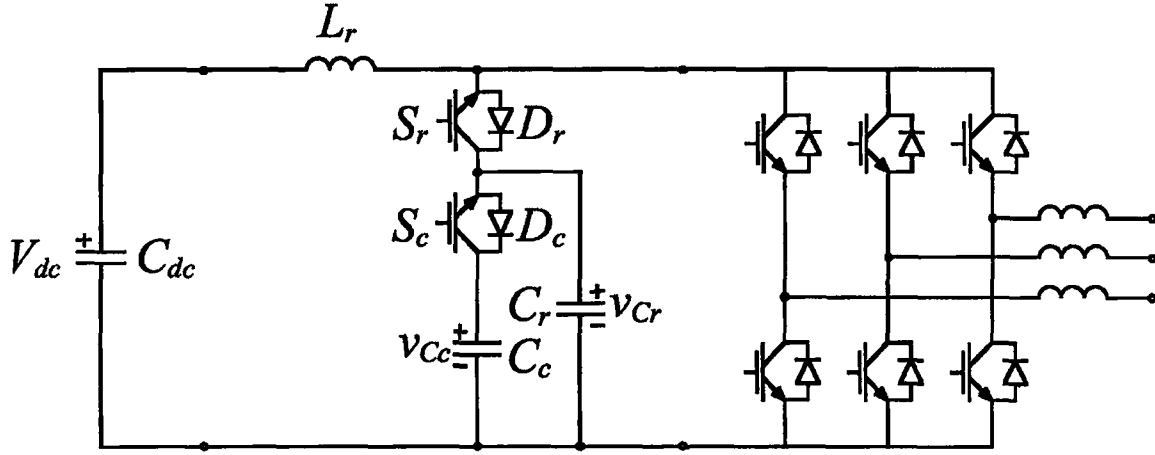
Aslında bu devre 2.3.1’de anlatılan devrenin çalışmasına benzer biçimde çalışır. Rezonans hat gerilimi düşme aralığı S_2 rezonans transistörünün ilettime girmesiyle başlar ve hat gerilimine eşit olan kondansatör gerilimi azalarak sıfıra düşer. Rezonans hat geriliminin sıfıra düşmesiyle dönüştürücünün yeni anahtar durumları modulatör komutlarına göre ayarlanır. Fakat temel olarak sıfır gerilim aralığında iki anahtarlı olana göre bazı farklılıklar vardır. İlk olarak, L_2 ve L_1/L_3 arasındaki manyetik bağdan dolayı i_2 akımı sıfır gerilim aralığı boyunca sabit değildir. İkinci olarak da sıfır gerilim aralığı S_2 anahtarı tarafından devam ettirilmez. Bu aralık ana devre serbest geçiş diyotları tarafından sağlanır. Bu devre için sıfır gerilim aralığının süresi anahtarlama anında DC hattan dönüştürücüye aktarılan akımın değişmesiyle belirlenir. Daha önce de söylendiği gibi sıfır gerilim aralığı boyunca i_2 akımı sabit değildir. Sıfır gerilim aralığı i_{DF} ’nin sıfıra düşmesiyle yani rezonans akımının dönüştürücü serbest geçiş diyotları yerine C üzerinden devresini tamamlamaya başlamasıyla biter. Rezonans endüktans akımı i_2 sıfır gerilim aralığında işaret değiştirir ve negatif olur. D_2 diyodu i_2 akımını üstlenir ve S_2 transistörü doğal olarak iletimden çıkar. Rezonans akımının C’den geçmeye başlaması ile birlikte rezonans gerilimi artış aralığı başlar. Bu aralık iki kısımdan oluşur. Rezonans akımı, birinci kısımda sıfırdan farklı ve ikinci kısımda ise sıfırdır. i_2 akımı sıfır olduğunda kondansatör akımı sıfırdan büyük değilse rezonans hat gerilimi bir miktar düşmeye başlar. Rezonans hat gerilimi artış aralığı bastırma gerilimi seviyesine ulaştığında biter. Bu durumda kondansatör uçlarındaki gerilim $K.V_{dc}$ ‘dir. D_3 diyodu ileri yönde kutuplandığında bastırma işlemi meydana gelir. Bastırma faktörü K primer ve üçüncü sargı sarım oranı ile aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$K = 1 + \frac{N_1}{N_3} = 1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_3}} \quad (2.5)$$

Fazlalık manyetik enerji primerde depolanır ve üçüncü sargıya aktarılır. i_3 sıfır olduğunda bastırma aralığı biter. İki anahtarlıda olduğu gibi rezonans çalışmanın bitmesinden sonra rezonans hat gerilimi osilasyona devam eder.

2.4 Aktif Bastırmalı Temel Rezonans Geçişli DC Hatlı Dönüştürücü

Bu kısımda aktif bastırmalı rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü olarak adlandırılan dönüştürücü devresi incelenmiştir. Bu yeni rezonanslı DC hat devresinin dönüştürücü ile birleştirilmiş devre şeması Şekil 2.12’de gösterilmiştir.

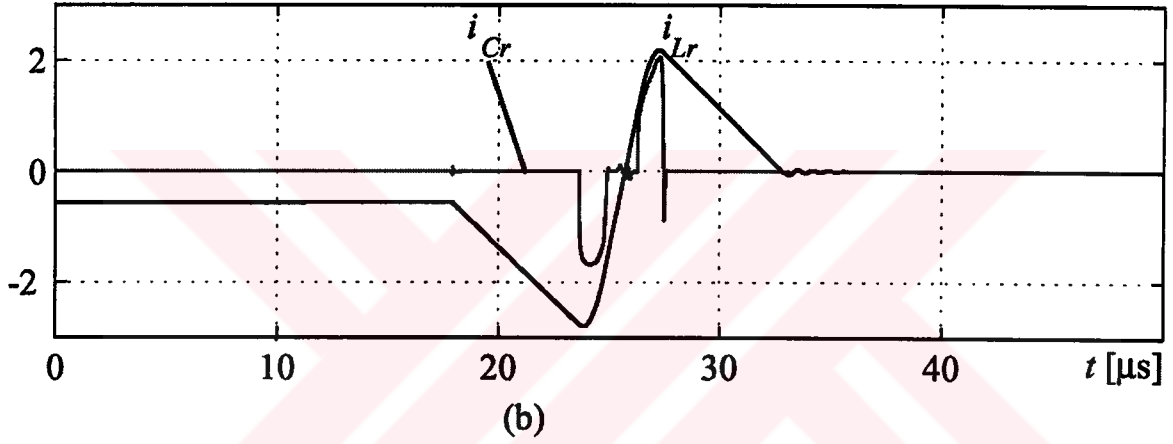
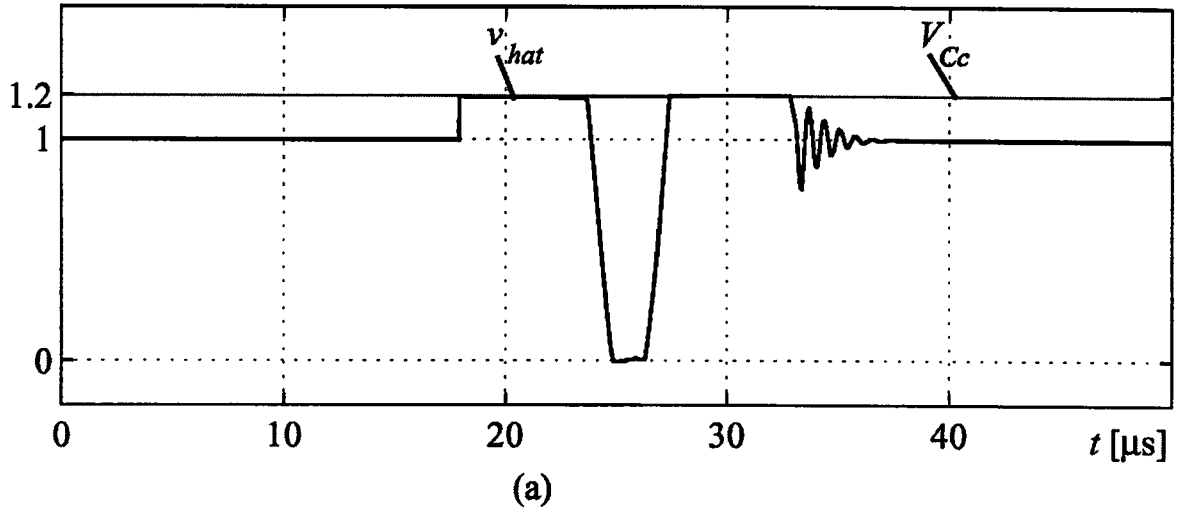


Şekil 2.12 Aktif bastırmalı rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.

Rezonans geçiş işlemini sağlamak için iki adet transistör-diyot çifti, S_r/D_r ve S_c/D_c ve bir bastırma kondansatörü C_c esas rezonans devresine eklenmiştir. Bastırma kondansatörü kullanılarak bastırma geriliminin sabit kalması sağlanır. Bastırma faktörü 1.2 seçildiğinde C_c uçlarındaki gerilim $1.2V_{dc}$ 'ye eşit olur. Ayrıca rezonans hat kondansatörü C_r rezonans anahtarları ile negatif bara arasına bağlanmıştır. Şekil 2.13'te bu devreye ait bazı değişimlerin bastırma faktörünün 1,2 olması halinde normalize edilmiş dalga şekilleri verilmiştir.

Rezonans periyodu rezonans hat transistörleri S_r ve S_c 'nin birlikte iletme girmesiyle başlar ve dönüştürücü yarı köprülerinin uçlarındaki gerilim ani olarak artar. Bastırma kondansatör gerilimi DC hat geriliminden %20 büyük olduğundan lineer olarak artan bir rezonans akımı L_r bobininden geçmeye başlar.

Bobin akımının rezonans kısmı önceden hesaplanan dolaşım akım seviyesi I_{r1} değerine ulaştığında S_c transistörü ZVS altında iletimden çıkarılır. Böylece C_r rezonans kondansatörü deşarj olmaya başlar ve rezonans hat gerilimi de düşmeye başlar. Bu çalışma için C_r 'nin kapasitansı C_c 'nin kapasitansına göre oldukça küçük olmalıdır yoksa bastırma gerilimi sabit kalmaz. Dolaşım akımı yeterli büyüklükte ise, rezonans kondansatörünün tam olarak deşarjı sağlanır ve böylece dönüştürücü köprü uçlarında sıfır gerilim elde edilmiş olur.



Şekil 2.13 Normalize edilmiş dalga şekilleri. (a) rezonans hat gerilimi $v_{\hat{h}}$ ve bastırma gerilimi V_{C_c} , (b) rezonans bobin akımı ve rezonans kondansatör akımı.

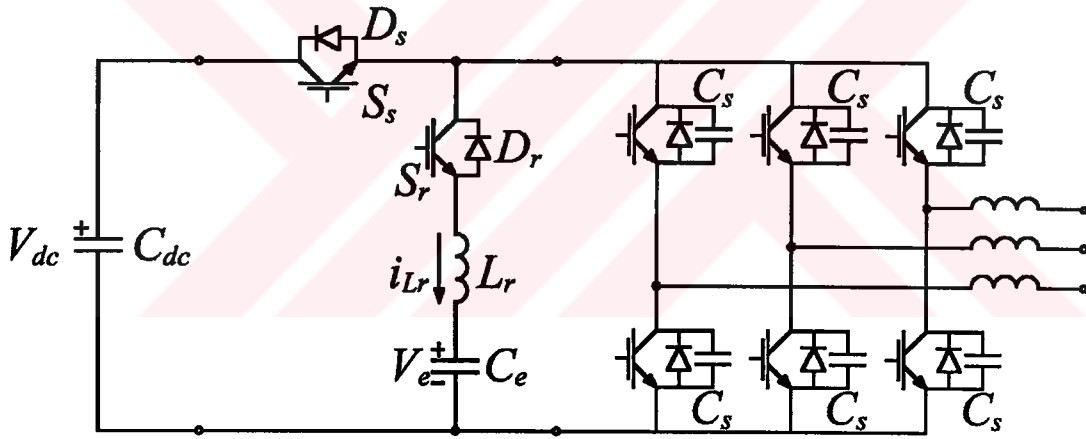
Hat gerilimi sıfıra ulaştığında, L_r 'den geçen akım C_r yerine serbest geçiş diyotlarından akmaya başlar ve rezonans gerilimi sıfıra bastırılmış olur. Bu noktada dönüştürücü anahtar durumları modulatör komutlarına göre ayarlanır. Sonunda rezonans akım yönü değişir ve yeni anahtar durumlarına göre belirlenen seviyeye ulaşır. Bu olay meydana geldiğinde hat gerilimi serbest geçiş diyotları ile uzun süre bastırılmaz. Rezonans akımı D_r 'den geçerek C_r 'yi şarj etmeye başlar. Bunun sonucu olarak da rezonans hat gerilimi artmaya başlar. Rezonans hat gerilimi bastırma gerilimi seviyesine yaklaştığında D_c iletme girer. C_c 'nin kapasitans değeri C_r 'nin kapasitans değerinden büyük olduğundan rezonans hat gerilimi C_c 'nin gerilimi tarafından belirlenen seviyede bastırılır.

Bastırma aralığında, gerilim artış aralığından sonra L_r 'de kalan fazla enerji bastırma kondansatörü C_c 'ye aktarılır. Bu ifadeden de bastırma geriliminin her rezonans periyodundan sonra biraz artacağı anlaşılır. Sonuç olarak C_c 'nin kapasitansı gerilimin artmasını önlemek

için uygun bir değerde olmalıdır. Diğer yandan her rezonans periyodunun başında C_c belli bir değere kadar deşarj olur. Bastırma aralığı, rezonans bobini akımının çıkış akımına eşit olduğu ana kadar çalışır ve bu aralık bittiğinde rezonans hat gerilimi ani olarak V_{dc} 'ye düşer.

2.5 Paralel Rezonans Geçişli DC Hatlı Dönüştürücü

Şekil 2.14'de paralel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü devresi verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi bu devrede gerçek bir bastırma devresi yoktur, fakat bunun yerine S_s transistörü ve ters paralel D_s diyodundan oluşan bir anahtar DC hat ile rezonans devresi arasına bağlanır. Ayrıca burada rezonans kondansatörü, inverterin ana devre anahtarlarına bölünmüş olan bastırma kondansatörlerinden oluşur. Bu nedenden dolayı rezonans hat sadece dönüştürücü transistörlerinin ilettime girmesi için işlem yapar. Bütün bu transistörlerin ilettime girmesi aynı anda meydana gelir. İnverter transistörleri iletimden çıkarken akım serbest geçiş diyotlarından geçer ve bastırma kondansatörleri sayesinde yumuşak iletimden çıkma sağlanır.

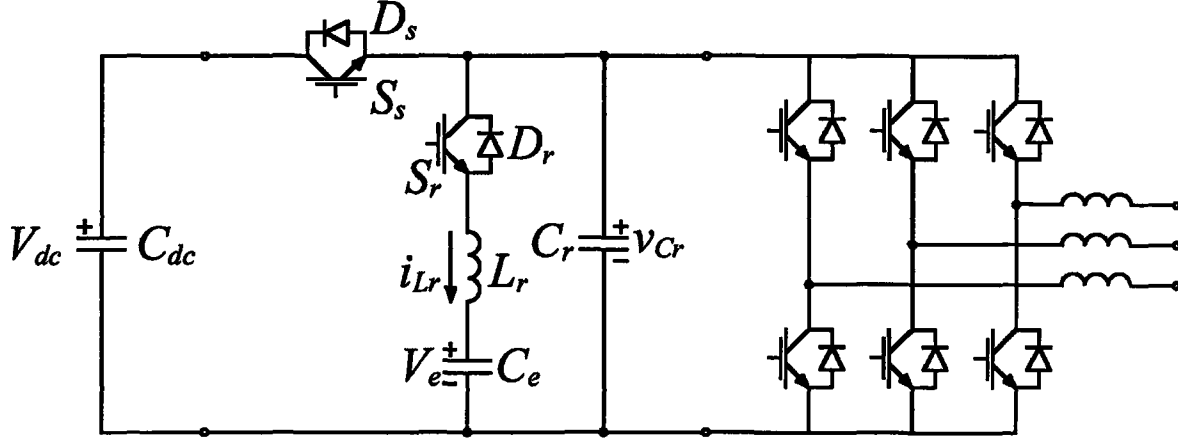


Şekil 2.14 Paralel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.

PWM kontrolü gereği ilettime girmesi gereken inverter transistörleri eşzamanlı olarak ilettime sokulurlar fakat her transistör ayrı ayrı iletimden çıkarılır. Bastırma kondansatörleri ile yumuşak iletimden çıkma sağlanır. Eşdeğer paralel rezonans kondansatörünün değeri,

$$C_r = 3C_s \quad (2.6)$$

olur.



Şekil 2.15 Eşdeğer rezonans kondansatörü ile paralel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücü.

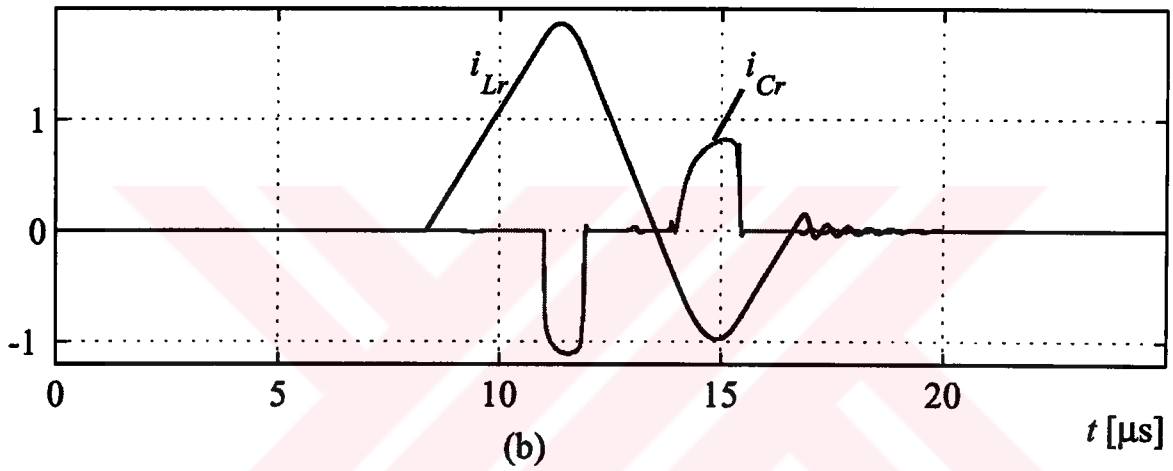
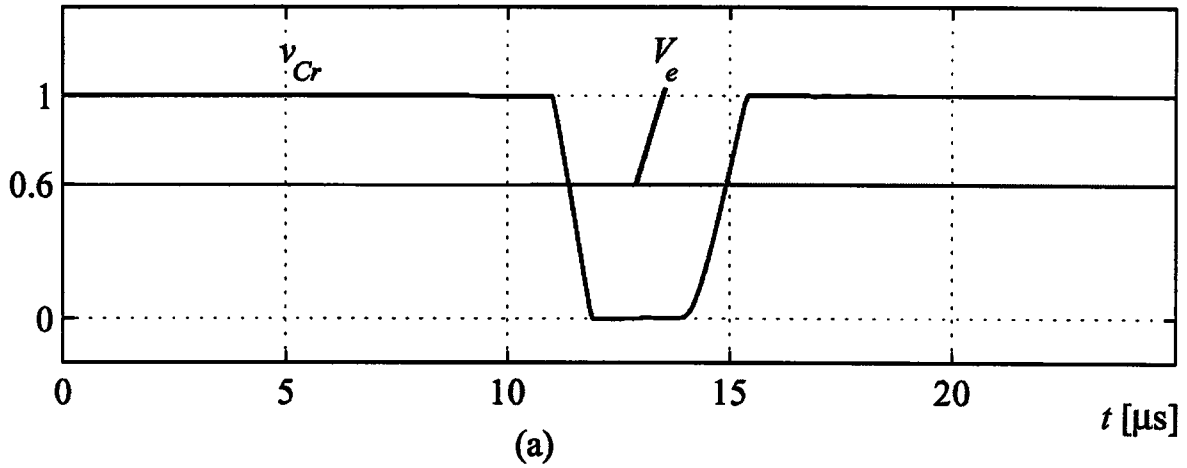
Şekil 2.15 paralel rezonans geçişli DC hatlı dönüştürücünün bastırma kondansatörleri yerine eşdeğer rezonans hat kondansatörü ile tanımlanması durumundaki devre şeması gösterilmiştir. C_e kondansatörü geriliminin yaklaşık olarak,

$$V_e = 0,6.V_{dc} \quad (2.7)$$

değerinde tutulması gereklidir. Bunun nedeni ise rezonans hat geriliminin rezonans periyodundan sonra V_{dc} 'ye dönmesini sağlamaktır. Şekil 2.16'da rezonans hat gerilimi ve akımının normalize edilmiş değişimleri görülmektedir.

Rezonans periyodu, rezonans transistörü S_r 'nin ilettime girmesiyle başlar. S_r 'nin ilettime girmesinden önce i_{Lr} akımı sıfıra eşittir ve bu işlem ZCS altında meydana gelir. Rezonans akımı önceden belirlenen I_{r1} değerine ulaştığında ZVS altında S_s transistörü iletimden çıkarılır. S_s transistörünün iletimden çıkarılmasıyla birlikte rezonans hat eşdeğer kondansatörü deşarj olmaya başlar ve bara gerilimi sıfıra iner. Sıfır gerilim elde edildiğinde rezonans akımı i_{Lr} dönüştürücü serbest geçiş diyotlarından geçer ve böylece rezonans hat gerilimi serbest geçiş diyotları ile sıfırda tutulmuş olur.

Sıfır hat gerilimi elde edildiğinde sırası gelen ana devre transistörleri eşzamanlı olarak ilettime sokulur. DC hat gerilimi, konverter serbest geçiş diyotları ve dönüştürücü transistör eşdeğeri ile sıfırda tutulur. Rezonans akımı i_{Lr} 'nin yönü değiştiğinde rezonans akımına D_r ile yeni bir yol sağlanır. Rezonans akımı ikinci dolaşım akım seviyesi I_{r2} 'ye ulaşana kadar azalmaya devam eder.



Şekil 2.16 Normalize edilmiş dalga şekilleri. (a) rezonans hat gerilimi v_{Cr} ve dc bastırma kondansatör gerilimi V_e ile (b) rezonans endüktansı akımı i_{Lr} ve rezonans kondansatör akımı i_{Cr} .

Bu seviyede yeni anahtar durumları ayarlanır. Bunun sonucu olarak da transistörler tarafından sağlanan rezonans akım yolu kesilir ve rezonans akımı rezonans hat eşdeğer kondansatörünü şarj etmeye başlar. Sonuç olarak da rezonans hat gerilim artmaya başlar.

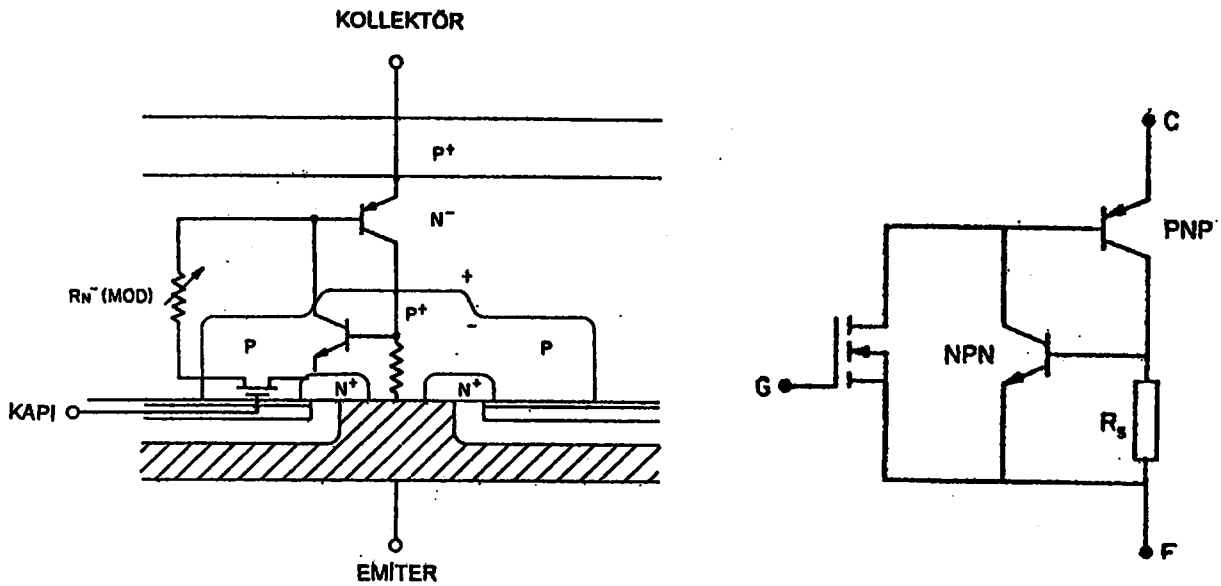
Rezonans hat gerilimi DC hat gerilim seviyesi V_{dc} 'ye ulaşana kadar bu artış aralığı devam eder. V_{dc} değerine ulaştığında D_s iletme girer ve fazla rezonans enerjisi DC hat kondansatörüne geri aktarılır. D_s iletme girdiğinde S_s anahtarı ZVS ve ZCS halleri altında iletme sokulur. Rezonans devresinin aktif olmadığı sürede yük akımı S_s transistörü üzerinden DC kaynaktan sağlanır. C_e kondansatörünün değeri, bir gerilim kaynağı kabul edilebilecek kadar büyük olmalıdır. Ayrıca, C_e geriliminin istenen değerde tutulabilmesi için enerji dengesi sağlanmalıdır. Temel rezonanslı DC hatlarda rezonans periyodundan sonra DC barada oluşan dalgalanma bu devrede oluşmaz ve DC hat gerilimi tam olarak V_{dc} de tutulur.

3. İZOLE KAPILI BİPOLAR TRANSİSTÖRLER

3.1 Yapısı ve Özellikleri

Son zamanlara kadar dönüştürücülerde anahtarlama elemanı olarak çoğunlukla BJT ve Güç MOSFET'leri kullanılmaktaydı. İletim durumundaki gerilim düşümlerinin düşük olması sebebiyle, IGBT 'lerin yüksek akım ve gerilimler için uygun olmasına rağmen, yüksek frekanslı çalışmalar için IGBT 'lerin anahtarlama hızları yetersiz kalmaktadır. MOSFET'lerin ise, anahtarlama hızları yüksek ve anahtarlama kayıpları düşüktür. Fakat iletim durumundaki gerilim düşümleri yüksek olduğundan, yüksek gerilim ve akımlar için uygun MOSFET türleri halen geliştirilememiştir.

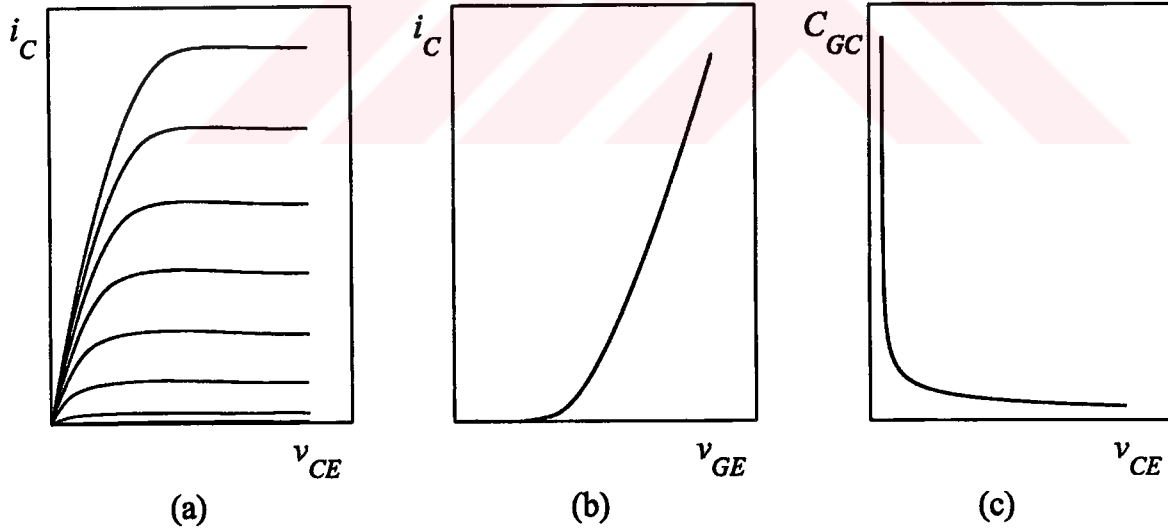
Günümüzde, düşük iletim direncine sahip olan ve çok az kapı sürme gücüne gerek duyan izole Kapılı Bipolar Transistörler (IGBT), dönüştürücülerde daha fazla kullanılmaya başlamıştır. IGBT'nin yapısı ve eşdeğer devresi Şekil 3.1'de gösterilmiştir. IGBT , BJT ve MOSFET'in iyi özellikleri birleştiren MOS kapılı yeni bir yüksek akım ve gerilim anahtarlama elemanıdır. Bu elemanda, BJT'nin yüksek akım ve gerilim anahtarlama kapasitesi ile MOSFET'in yüksek anahtarlama hızının birleştirilmesi hedeflenmiştir. BJT akım ile sürülürken, IGBT MOSFET ' te olduğu gibi gerilim kontrollüdür.



Şekil 3.1 IGBT'nin yapısı ve eşdeğer devresi.

IGBT 'nin iletim karakteristikleri BJT'ye benzer. Bu nedenle, iletimdeki gerilim düşümü, eşdeğer bir MOSFET'in 1/10'u kadardır ve sıcaklığa daha az bağlıdır. Ayrıca MOSFET 'e benzeyen kapı karakteristiklerinden dolayı, BJT'de olduğu gibi iletime girmede bir gecikme göstermez. MOSFET'e göre IGBT'nin en büyük dezavantajı, iletimden çıkmadaki anahtarlama süresinin uzunluğudur. Ancak eşdeğer bir BJT ile karşılaştırıldığında, iletimden çıkma süresi daha kısadır. IGBT ve BJT gibi bipolar elemanlar, frekans sınırını belirleyen bir depolama süresine sahiptir. Ayrıca IGBT, anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olan bir kuyruk akımı özelliği gösterir. Bu akım, IGBT'nin iletimden çıkmadaki karakteristiğini belirleyen en önemli etkidir. IGBT'nin iletimden çıkma karakteristikleri, BJT ve MOSFET gibi diğer anahtarlama elemanlarının yerini alacağı uygulama alanlarını belirler.

Şekil 3.2'de IGBT 'nin tipik akım–gerilim karakteristikleri görülmektedir. IGBT'nin çıkış karakteristikleri, kapı-emiter gerilimleri parametre olmak üzere kollektör akımının kollektör-emiter geriliminin fonksiyonu olarak değişimini göstermektedir. Transfer karakteristiği ise, IGBT aktif bölgede iken kollektör akımının kapı-emiter geriliminin fonksiyonu olarak gösterilir.



Şekil 3.2 IGBT'ye ait bazı karakteristikler. (a) Düşük kollektör-emiter gerilimleri için çıkış karakteristikleri, (b) Transfer karakteristiği, (c) Kapı-kollektör kapasitesinin kollektör-emiter gerilimine bağlı değişimi.

IGBT yapı olarak, kanal tarafına P+ tabakası eklenen bir MOSFET'e benzer. Şekil 3.1.'de görüldüğü gibi sadece MOSFET'in kanal bölgesindeki N+ tabakası, kollektördeki P+ tabakası ile yer değiştirmiştir. Bu nedenle MOSFET'ten farklı olarak bir P-N jonksiyonu vardır. Bu

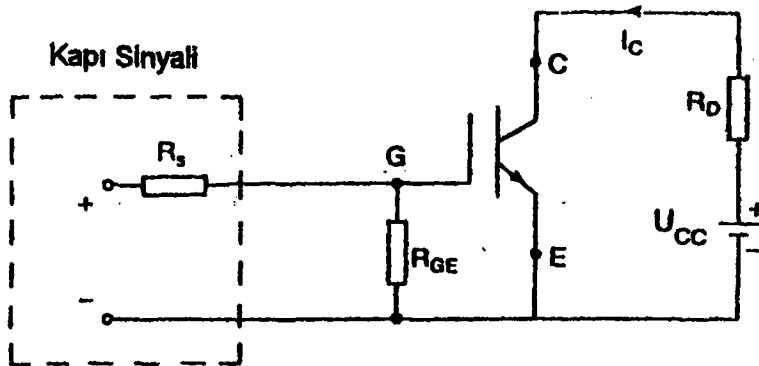
jonksiyon, iletim durumunda, azınlık taşıyıcıları kollektöre enjekte eder. Böylece iletimdeki güç kaybı büyük oranda düşer.

Şekil 3.1'deki ideal eşdeğer devre şemasından görüldüğü gibi IGBT, içerisinde darlington bağlı bir BJT ile bir MOSFET bulunan yekpare bir Bi-MOS transistördür. Yapı FET girişli ve PNP transistör çıkışlı bir darlingtona benzemektedir. BJT'nin aksine IGBT gerilim kontrollü olduğundan, MOSFET gibi kapasitif kapı-emiter karakteristiği gösterir. Kapı ile emiter arasına pozitif bir gerilim uygulandığında MOSFET iletime girer. Bu durumda R_{MOD} direnci üzerinden geçen akım PNP transistörünü iletime sokar. Böylece IGBT iletime geçmiş olur. Kapı-emiter gerilimi sıfır (veya negatif) olduğunda MOSFET iletimden çıkar. Baz akımı kesildiği için PNP transistörü de kesime geçer. Böylece IGBT iletimden çıkmış olur.

İleride birçok uygulamada BJT'nin yerinin IGBT'nin alması beklenmektedir. Düşük anahtarlama kayıpları ve yüksek akım kapasitesi sebebiyle IGBT'ler, birkaç kW'tan birkaç yüz kW'a kadar orta güç ve 70 kHz'e kadar orta frekans uygulamalarında kullanılan dönüştürücüler için ideal bir anahtarlama elemanıdır. Güç kapasitesi ve performansı sürekli olarak geliştirilmekte olan IGBT, sürme devresi basit olduğundan gelecekteki dönüştürücülerin hacminin ve ağırlığının azaltılmasında önemli bir rol oynayacaktır. Ayrıca yüksek anahtarlama frekansı sebebiyle yüksek güçlü ac sürücüler akustik gürültü olmaksızın dizayn edilebileceklerdir.

3.2 Sürme Devresi

IGBT 'nin sürülmesi tamamen MOSFET gibidir. Bu nedenle MOSFET'ler için kullanılan pek çok sürme devresi, IGBT'leri sürmek için de kullanılabilir. Şekil 3.3'te IGBT'nin sürme devresinin prensip bağlantı şeması görülmektedir.



Şekil 3.3 IGBT'nin sürme devresinin prensip bağlantı şeması.

Ancak IGBT'de kapı-emiter arasında kapasitif giriş empedansına ilave olarak bir de eşik gerilimi vardır. Eğer eşik geriliminden daha büyük ve hızlıca yükselen bir gerilim sinyali kapı-emiter arasına uygulanırsa, cihaz hemen ilettime girer. İletim durumundaki kollektör emiter gerilimini düşük tutmak için, yüksek bir kapı-emiter gerilimi uygulanmalıdır. IGBT'nin iletimden çıkması ise, prensip olarak kapı-emiter geriliminin sıfıra düşürülmesi veya negatif yapılmasıyla gerçekleşir. Kapı sinyal kaynağını iç direncinin yeterli olmadığı yerlerde, kapıya en az 10Ω 'luk bir direcin seri bağlanması gerekir. Pratikte kapı-emiter dayanma gerilimi sınırlamaları dikkate alınarak kapı gerilimi için 15 V tavsiye edilmektedir. Ayrıca bir koruma tedbiri olarak kapı-emiter arasına bir zener diyot bağlanır.

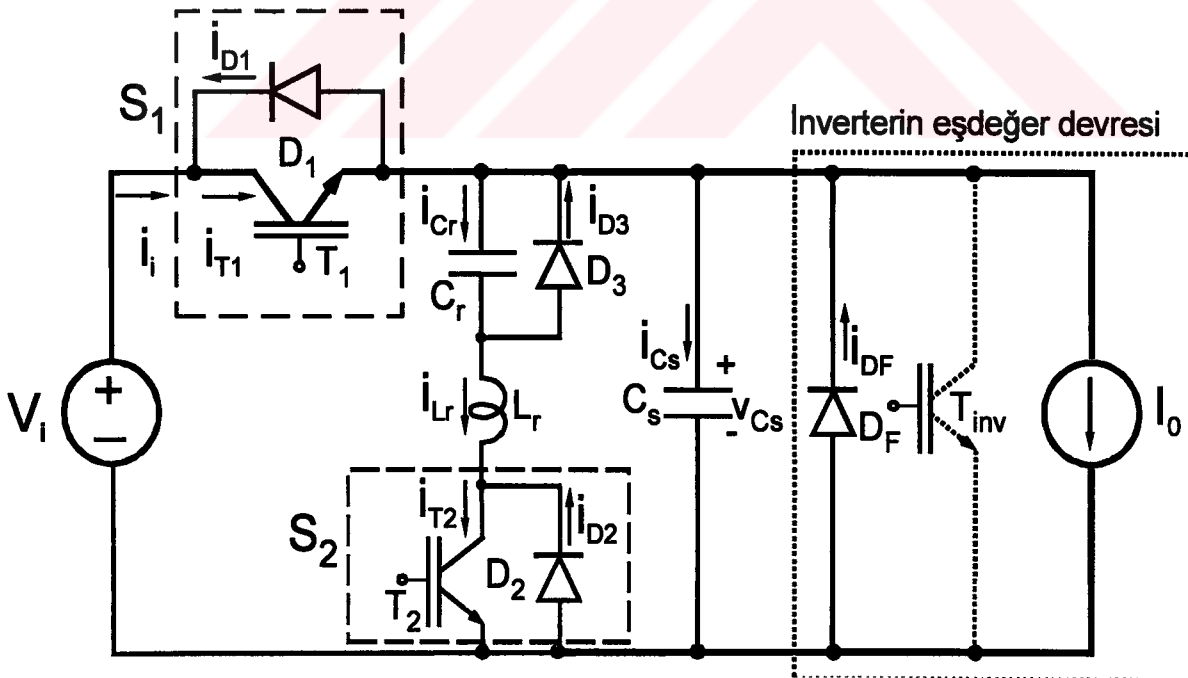


4. GELİŞTİRİLEN AKTİF BASTIRMALI PARALEL REZONANS GEÇİŞLİ DC HAT

Bu bölümde, yumuşak anahtarlama invertörler için bu çalışmada geliştirilen bir aktif bastırmalı paralel rezonans geçişli dc hat (ACQPRDCL) devresi etrafı olarak incelenir.

4.1 Tanımlar ve Kabuller

Bu çalışmada sunulan aktif bastırmalı paralel rezonans geçişli dc hat devresi Şekil 4.1’de görülmektedir. Bu devre temel olarak ana akım yolundaki bir anahtar ve kısa süreli bir rezonans geçişiyle dc bara gerilimini yumuşak bir şekilde sıfıra düşüren bir yardımcı devreden oluşur. Ana anahtar, D_1 dahili diyoduna sahip bir T_1 transistöründen (IGBT) ibarettir. Yardımcı devre ise, D_2 dahili diyotlu bir T_2 yardımcı transistörü ile bir L_r rezonans endüktansı, bir C_r rezonans kondansatörü ve bir D_3 yardımcı diyodundan oluşur. C_s kondansatörü, invertörün eşdeğer bastırma kondansatörüdür ve aslında invertöre ait olduğu söylenebilir. Doğal olarak, T_2 yardımcı transistörün güç değeri ana transistör değerinden çok küçüktür ve ondan çok daha hızlıdır. D_F , T_{inv} ve I_0 elemanları, motor sürücüsü olarak kullanılan bir inverteri sembolize eden eşdeğer elemanlardır.



Şekil 4.1 Teklif edilen aktif bastırmalı paralel rezonans geçişli dc hattın devre şeması.

Şekil 4.1’de verilen devrenin bir çalışma periyodu esnasındaki kararlı durum analizini kolaylaştırmak için aşağıdaki kabuller yapılır.

1. Giriş gerilimi V_i sabittir.
2. Çıkış veya yük akımı sabittir.
3. Rezonans devresi idealdir.
4. Yarı iletken elemanların gerilim düşümü ihmal edilir.
5. Yarı iletken elemanların parazitik kondansatörleri ihmal edilir.
6. Diyotların ters toparlanma süreleri ihmal edilir.

4.2 Çalışma Aralıkları

Geliştirilen ACQPRDCL devresinin bir anahtarlama periyodu içerisindeki kararlı durum çalışmasında dokuz kademe veya aralık oluşur. Bu çalışma aralıklarının eşdeğer devre şemaları sırasıyla Şekil 4.2(a)-(i)’de ve bu aralıklarla ilgili temel dalga şekilleri Şekil 4.3’te görülmektedir.

Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$: Şekil 4.2(a)]

$t=t_0$ anında, T_1 ana transistörü iletimde ve I_0 çıkış akımını geçirmekte iken, T_2 yardımcı transistör kapısına iletim sinyalinin uygulanması ile bu aralık başlar.

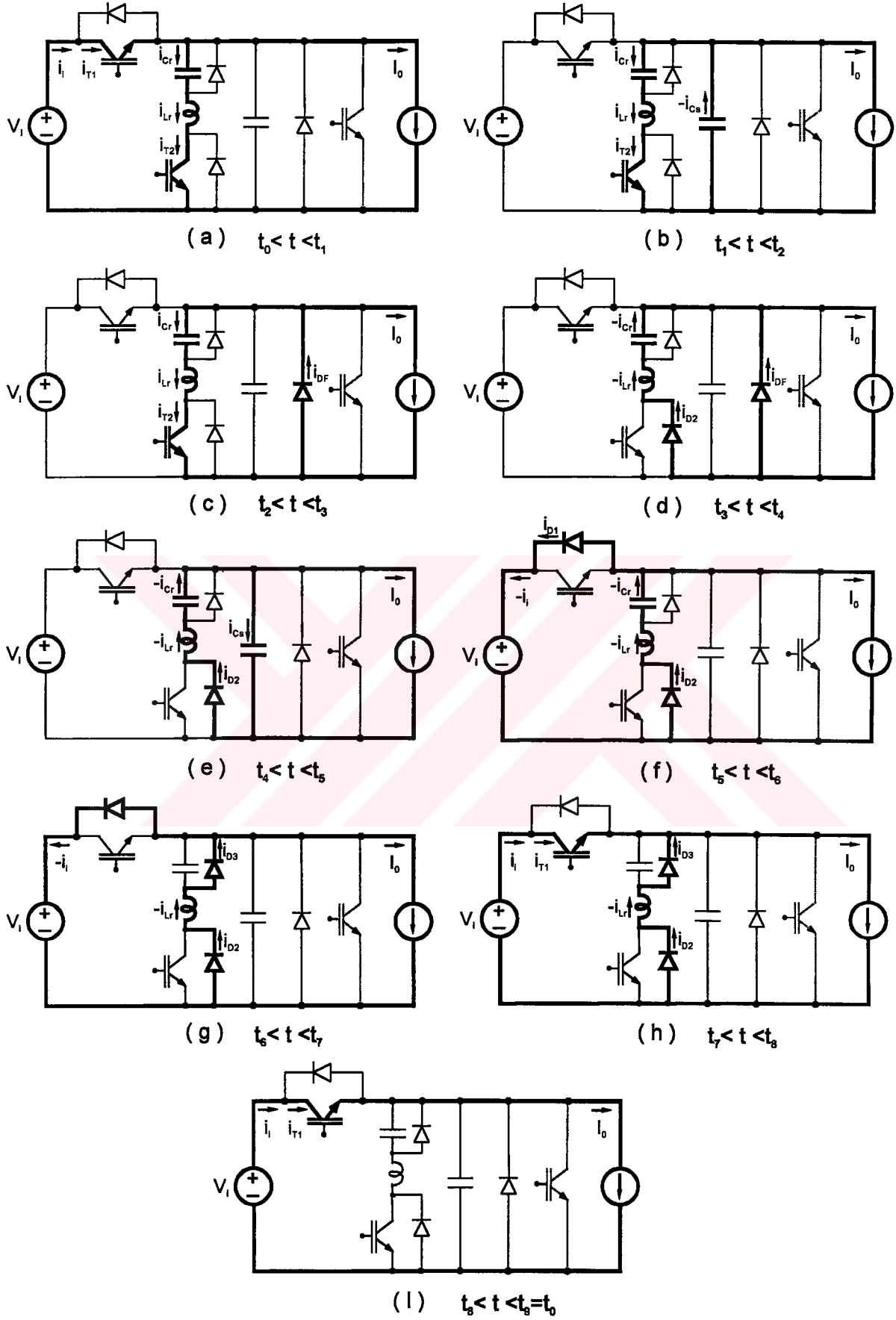
Kademe başında, $i_i=I_0$, $i_{T1}=I_0$, $i_{T2}=0$, $i_{DF}=0$, $v_{Cr}=0$ ve $v_{Cs}=V_i$, eşitlikleri mevcuttur.

T_2 yardımcı transistörün iletime girmesiyle, L_r rezonans endüktansı ve C_r rezonans kondansatörü arasında, $V_i - T_1 - C_r - L_r - T_2$ yolu ile seri bir rezonans oluşur. Burada L_r seri endüktansı, T_2 transistörünün yaklaşık olarak sıfır akımda anahtarlama (ZCS) altında iletime girmesini sağlar. Bu seri rezonans için,

$$i_{Lr} = \frac{V_i}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_0)) \quad (4.1)$$

$$v_{Cr} = V_i - V_i \cos(\omega_1(t - t_0)) \quad (4.2)$$

bağıntıları çıkarılır. Bu bağıntılarda,



Şekil 4.2 Sunulan aktif bastırmalı paralel rezonans geçişli DC hatta çalışma aralıklarının eşdeğer değişimleri.

$$\omega_1 = 1/\sqrt{L_r C_r} \quad (4.3)$$

$$Z_1 = \sqrt{L_r / C_r} \quad (4.4)$$

eşitlikleri geçerlidir.

L_r rezonans endüktansından geçen akım, $t=t_1$ anında, istenen bir pozitif eşik akımı değerine eriştiğinde, T_1 'in iletim sinyali kesilerek bu aralık bitirilir. Bu durumda aralık sonu için,

$$I_{Lr1} = i_{Lr}(t_1) \quad (4.5)$$

$$V_{Cr1} = v_{Cr}(t_1) \quad (4.6)$$

$$t_{01} = t_1 - t_0 = (\arcsin(Z_1 I_{Lr1} / V_i)) / \omega_1 \quad (4.7)$$

eşitlikleri oluşur. Bu aralığa, “rezonans endüktansı akımının veya enerjisinin ilk şartlandırma aralığı” denilir. Endüktansta bu aralıkta biriken enerji, bundan sonraki aralıkta rezonans enerji kayıplarını karşılayabilmeli ve DC bara geriliminin sıfıra inmesini sağlayabilmelidir.

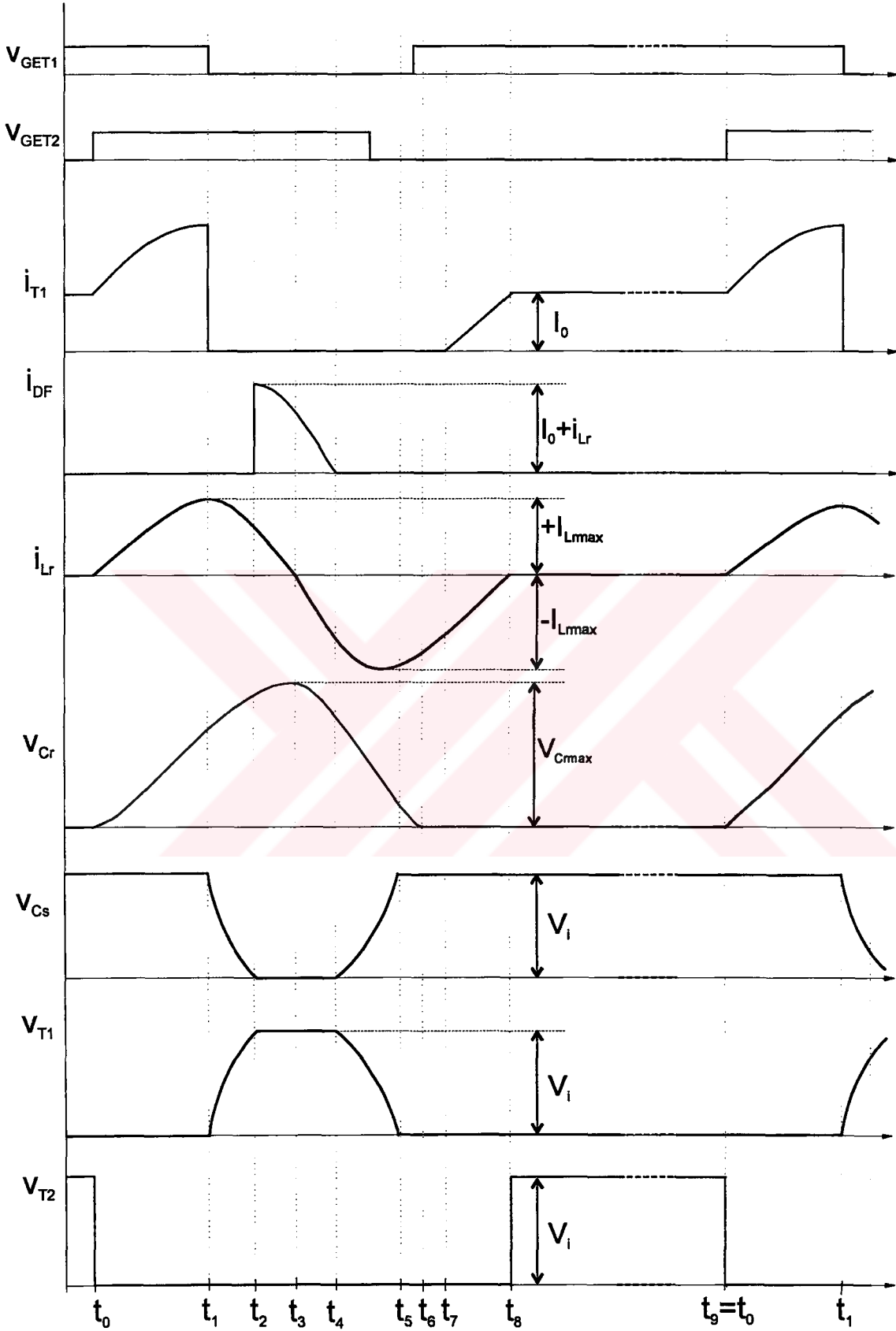
Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$: Şekil 4.2(b)]

Bu kadame öncesinde, T_1 transistörü $I_0 + I_{Lr1}$ ve T_2 transistörü I_{Lr1} akımını geçirmekte iken, $t=t_1$ anında, T_1 transistörünün iletim sinyalinin kesilmesiyle bu aralık başlar.

$t=t_1$ anında, L_r rezonans endüktansı ile C_r rezonans kondansatörü ve C_s bastırma kondansatörü arasında, sabit I_0 akımı altında $C_r - L_r - T_2 - C_s$ - yolu ile paralel bir rezonans oluşur. Bu rezonans için,

$$i_{Lr} = (I_{Lr1} + \frac{C_e}{C_s} I_0) \cos(\omega_2 (t - t_1)) + \frac{V_i - V_{Cr1}}{Z_2} \sin(\omega_2 (t - t_1)) - \frac{C_e}{C_s} I_0 \quad (4.8)$$

$$v_{Cr} = -\frac{C_e}{C_r} \left[(V_i - V_{Cr1}) \cos(\omega_2 (t - t_1)) - Z_2 (I_{Lr1} + \frac{C_e}{C_s} I_0) \sin(\omega_2 (t - t_1)) - (V_i - V_{Cr1}) \right] - \frac{I_0}{C_s + C_r} (t - t_1) + V_{Cr1} \quad (4.9)$$



Şekil 4.3 Sunulan aktif bastırmalı paralel rezonans geçişli DC hatta çalışma aralıklarıyla ilgili temel dalga şekilleri.

$$v_{Cs} = \frac{C_e}{C_s} \left[(V_i - V_{Cr1}) \cos(\omega_2(t - t_1)) - Z_2 \left(I_{Lr1} + \frac{C_e}{C_s} I_0 \right) \sin(\omega_2(t - t_1)) - (V_i - V_{Cr1}) \right] - \frac{I_0}{C_r + C_s} (t - t_1) + V_i \quad (4.10)$$

ifadeleri çıkarılır. Bu ifadelerde,

$$C_e = \frac{C_r C_s}{C_r + C_s} \quad (4.11)$$

$$\omega_2 = 1/\sqrt{L_r C_e} \quad (4.12)$$

$$Z_2 = \sqrt{L_r / C_e} \quad (4.13)$$

eşitlikleri mevcuttur.

$t=t_2$ anında, C_s uçlarındaki v_{Cs} geriliminin sıfıra düşmesi ve D_F diyodunun ilettime girmesiyle bu aralık biter. Böylece kademe sonunda,

$$I_{Lr2} = i_{Lr}(t_2) \quad (4.14)$$

$$V_{Cr2} = v_{Cr}(t_2) \quad (4.15)$$

$$t_{12} = t_2 - t_1 \quad (4.16)$$

eşitlikleri oluşur. Bu aralıkta, oluşan rezonansla DC bara gerilimi yavaş yavaş sıfıra düşer, böylece T_1 ana transistörünün yaklaşık olarak sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) altında kesime girmesi sağlanır. Bu aralığa “DC bara geriliminin sıfıra düşme aralığı” denilir.

Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$: Şekil 4.2(c)]

Aralık başında, $i_i=0$, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=I_{Lr2}$, $i_{DF}=0$, $v_{Cr}=V_{Cr2}$ ve $v_{Cs}=0$ eşitlikleri mevcuttur.

$t=t_2$ anında, D_F diyodunun ilettime girmesiyle, L_r ve C_r arasında $C_r - L_r - T_2 - D_F$ yolu üzerinden bir seri rezonans başlar. Bu rezonans için,

$$i_{Lr} = I_{Lr2} \cos(\omega_1(t - t_2)) - \frac{V_{Cr2}}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_2)) \quad (4.17)$$

$$v_{Cr} = V_{Cr2} \cos(\omega_1(t - t_2)) + Z_1 I_{Lr2} \sin(\omega_1(t - t_2)) \quad (4.18)$$

bağıntıları çıkarılır.

$t=t_3$ anında, endüktans akımının sıfır olmasıyla, T_2 transistörü kesime ve D_2 diyodu ilettime girer ve bu kademe biter. Bu kademe sonunda,

$$I_{Lr3} = i_{Lr}(t_3) = 0 \quad (4.19)$$

$$V_{Cr3} = V_{Crmax} = v_{Cr}(t_3) \quad (4.20)$$

$$t_{23} = t_3 - t_2 = (\arctan(Z_1 I_{Lr2} / V_{Cr2})) / \omega_1 \quad (4.21)$$

eşitlikleri oluşur. Bu kademe sonunda D_2 diyodunun ilettime girmesi ile T_2 transistörünün ZVS altında kesime girmesi sağlanır. Kademe boyunca DC bara gerilimi sıfırda kalır. Kademe sonunda, L_r endüktansının akımı ve enerjisi sıfıra düşer, C_r kondansatörünün gerilimi ve enerjisi maksimum seviyeye erişir. C_r kondansatöründe biriken bu enerji, bundan sonraki aralıklarda rezonans kayıplarını karşılamalı ve DC bara geriliminin tekrar V_i kaynak gerilimine erişmesini sağlamalıdır.

Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$: Şekil 4.2(d)]

Kademe başında, $i_i=0$, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=0$, $i_{DF}=I_0$, $v_{Cr}=V_{Crmax}$ ve $v_{Cs}=0$ eşitlikleri mevcuttur.

$t=t_3$ anında, D_2 diyodunun ilettime girmesiyle, L_r ve C_r arasında bundan önceki aralıkta başlayan seri rezonans, endüktans akımının L_r - C_r - D_F - T_2 -yolu ile negatif olarak salınmaya devam eder. Bu aralık için,

$$i_{Lr} = -\frac{V_{Crmax}}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_3)) \quad (4.22)$$

$$v_{Cr} = V_{Crmax} \cos(\omega_1(t - t_3)) \quad (4.23)$$

ifadeleri yazılabilir.

$t=t_4$ anında, endüktans akımının $-I_0$ değerine erişmesi ve D_F diyodunun yaklaşık olarak ZVS altında kesime girmesiyle bu aralık tamamlanır. Bu aralığın sonunda,

$$I_{Lr4} = i_{Lr}(t_4) = -I_0 \quad (4.24)$$

$$V_{Cr4} = v_{Cr}(t_4) \quad (4.25)$$

$$t_{34} = t_4 - t_3 = (\arcsin(Z_1 I_0 / V_{Crmax})) / \omega_1 \quad (4.26)$$

eşitlikleri oluşur. Bu kademe boyunca da DC bara gerilimi sıfırda kalır. Kademe sonunda, endüktans akımı istenen bir negatif eşik değerine erişir. Endüktansta biriken enerji, bundan sonraki aralıklarda, rezonans kayıplarını karşılamalı ve C_r kondansatörünün geriliminin sıfıra inmesini veya resetlenmesini sağlamalıdır.

DC bara geriliminin sıfırda kaldığı 3. ve 4. aralıkların toplamına, “endüktans akımının yön değiştirme ve yükselme aralığı” denilir. Burada, endüktans akımının $-I_0$ değerine erişmesi yeterli görülmüştür. Gerektiğinde, inverterin bütün transistörlerini sembolize eden T_{inv} transistörü iletimde tutularak, bu negatif eşik akımı değeri yükseltilebilir. Ayrıca, bu aralıkta bütün inverter transistörlerinin ZVS altında anahtarlanması sağlanır.

Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$: Şekil 4.2(e)]

İnverterin serbest geçiş diyotlarını sembolize eden D_F diyodunun iletimden çıkması ile, $t = t_4$ anında bu aralık başlar.

Aralık başında, $i_i = 0$, $i_{T1} = 0$, $i_{T2} = 0$, $i_{DF} = 0$, $v_{Cr} = V_{Cr4}$ ve $v_{Cs} = 0$ eşitlikleri mevcuttur.

$t = t_4$ anında, L_r ile C_r ve C_s arasında, $L_r - C_r - C_s - D_2$ yolu ile sabit I_0 akımı altında, negatif olarak yeni bir paralel rezonans başlar. Bu rezonans için,

$$i_{Lr} = -\left(1 - \frac{C_e}{C_s}\right)I_0 \cos(\omega_2(t - t_4)) - \frac{V_{Cr4}}{Z_2} \sin(\omega_2(t - t_4)) - \frac{C_e}{C_s}I_0 \quad (4.27)$$

$$v_{Cr} = -\frac{C_e}{C_r} \left[-V_{Cr4} \cos(\omega_2(t - t_4)) + Z_2 \left(1 - \frac{C_e}{C_s}\right)I_0 \sin(\omega_2(t - t_4)) + V_{Cr4} \right] - \frac{I_0}{C_r + C_s}(t - t_4) + V_{Cr4} \quad (4.28)$$

$$v_{Cs} = \frac{C_e}{C_s} \left[-V_{Cr4} \cos(\omega_2(t - t_4)) + Z_2 \left(1 - \frac{C_e}{C_s}\right)I_0 \sin(\omega_2(t - t_4)) + V_{Cr4} \right] - \frac{I_0}{C_r + C_s}(t - t_4) \quad (4.29)$$

bağıntıları elde edilir.

$t = t_5$ anında, C_s bastırma kondansatörü veya DC bara gerilimi tekrar V_i kaynak gerilimine erişmesi ve D_1 diyodunun iletime girmesiyle bu kademe biter. Böylece kademe sonunda,

$$I_{Lr5} = i_{Lr}(t_5) < 0 \quad (4.30)$$

$$V_{Cr5} = v_{Cr}(t_5) \quad (4.31)$$

$$V_{Cs5} = v_{Cs}(t_5) = V_i \quad (4.32)$$

$$t_{34} = t_5 - t_4 \quad (4.33)$$

eşitlikleri oluşur. Bu aralıkta, oluşan rezonansla DC bara gerilimi tekrar V_i kaynak gerilimine yükselir. Bu aralığa “DC bara geriliminin kaynak gerilimine yükselme aralığı” denilir.

Aralık 6 [$t_5 < t < t_6$:Şekil 4.2(f)]

DC bara geriliminin V_i kaynak gerilimine erişmesi, C_s kondansatörünün devre dışı kalması ve D_1 diyodunun ilettime girmesiyle, $t=t_5$ anında bu kademe başlar.

Bu aralık başında, $i_i = I_{Lr5} + I_0$, $i_{T1} = 0$, $i_{T2} = 0$, $i_{DF} = 0$, $v_{Cr} = V_{Cr5}$ ve $v_{Cs} = V_i$ eşitlikleri mevcuttur.

$t=t_5$ anında, D_1 diyodunun ilettime girmesiyle, L_r ve C_r arasında $L_r - C_r - D_1 - V_i - D_2$ yolu ile bir seri rezonans başlar. Bu rezonans için,

$$i_{Lr} = I_{Lr5} \cos(\omega_1(t - t_5)) + \frac{V_i - V_{Cr5}}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_5)) \quad (4.34)$$

$$v_{Cr} = -(V_i - V_{Cr5}) \cos(\omega_1(t - t_5)) + Z_1 I_{Lr5} \sin(\omega_1(t - t_5)) + V_i \quad (4.35)$$

bağıntıları çıkarılır.

C_r kondansatörünün gerilimi sıfır olduğunda, D_3 diyodu ZVS altında ilettime girer ve C_r kondansatörü devre dışı kalır. Böylece bu aralık biter. Aralık sonunda,

$$I_{Lr6} = i_{Lr}(t_6) < 0 \quad (4.36)$$

$$V_{Cr6} = v_{Cr}(t_6) = 0 \quad (4.37)$$

$$t_{56} = t_6 - t_5 \quad (4.38)$$

eşitlikleri oluşur. Bu aralığın sonunda C_r kondansatörü tamamen boşalır veya resetlenir.

Aralık 7 [$t_6 < t < t_7$:Şekil 4.2(g)]

Bu aralığın başında, $i_i = I_{Lr6} + I_0$, $i_{T1} = 0$, $i_{T2} = 0$, $i_{DF} = 0$, $v_{Cr} = 0$ ve $v_{Cs} = V_i$ eşitlikleri mevcuttur.

$t=t_6$ anında, D_3 diyodunun ilettime girmesi ile başlayan bu aralık için,

$$i_{Lr7} = \frac{V_i}{L_r} t + I_{Lr6} \quad (4.39)$$

bağıntısı yazılabilir.

Bu aralıkta negatif olan endüktans akımının mutlak değeri I_0 çıkış akımına düştüğünde, D_1 diyodunun kesime ve T_1 transistörünün ilettime girmesiyle, $t=t_7$ anında bu aralık biter. Böylece, bu aralığın sonunda,

$$I_{Lr7} = i_{Lr}(t_7) = -I_0 \quad (4.40)$$

$$t_{67} = t_7 - t_6 \quad (4.41)$$

eşitlikleri oluşur.

Aralık 8 [$t_7 < t < t_8$:Şekil 4.2(h)]

D_1 diyodunun kesime ve T_1 transistörünün ilettime girmesiyle bu aralık başlar. Hemen şunu belirtmek gerekir ki, D_1 diyodu iletimde iken T_1 transistörünün sinyali başlatılmalıdır. Böylece, T_1 transistörü ZVS altında ilettime ve D_1 diyodu ZVS altında kesime girer.

$$i_{Lr8} = \frac{V_i}{L_r} t - I_0 \quad (4.42)$$

eşitlikleri geçerlidir. Bu kademe, $t=t_8$ anında, L_r endüktans akımının sıfır olması ve D_2 ile D_3 diyotlarının kesime girmesiyle son bulur. Kademe sonunda,

$$I_{Lr8} = i_{Lr}(t_8) = 0 \quad (4.43)$$

$$t_{78} = t_8 - t_7 = I_0 L_r / V_i \quad (4.44)$$

eşitlikleri geçerlidir. Kademe sonunda, L_r endüktansıda resetlenir.

Burada şunu da belirtmek gerekir ki, 6., 7. ve 8. aralıklarda rezonans elemanlarında biriken enerjiler gerilim kaynağı ve yüke transfer edilir. Bu aralıkların toplamı “resetleme aralığı” olarak tanımlanır. Kondansatörün bu aralıklardan herhangi birisinde resetlenmesi

mümkündür.

Aralık 9 [$t_8 < t < t_9$: Şekil 4.2(i)]

Bu aralık, yükün T_1 ana transistörü üzerinden gerilim kaynağı ile beslendiği aralıktır. Bu aralık için,

$$i_{T1} = I_0 \quad (4.45)$$

$$t_{89} = t_9 - t_8 = 1/f_p - t_{08} \quad (4.46)$$

$$t_{08} = t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{34} + t_{45} + t_{56} + t_{67} + t_{78} \quad (4.47)$$

eşitlikleri yazılabilir. Bu aralık, “serbest besleme aralığı” olarak tanımlanır ve toplam çalışma periyodunun çok büyük bir kısmıdır. Çalışma periyodunun kalan kısmı ise, t_{08} ile gösterilen diğer bütün aralıkların toplamıdır ve “anahtarlama geçiş aralığı” şeklinde tanımlanır.

$t = t_9 = t_0$ anında, bir çalışma periyodu tamamlanır ve T_2 yardımcı transistörüne iletim sinyalinin uygulanması ile yeni bir çalışma başlar.

4.3 Sunulan Devrenin Özellikleri

Geliştirilen yeni aktif bastırmalı paralel rezonans geçişli dc hat (ACQPRDCL) devresinin özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

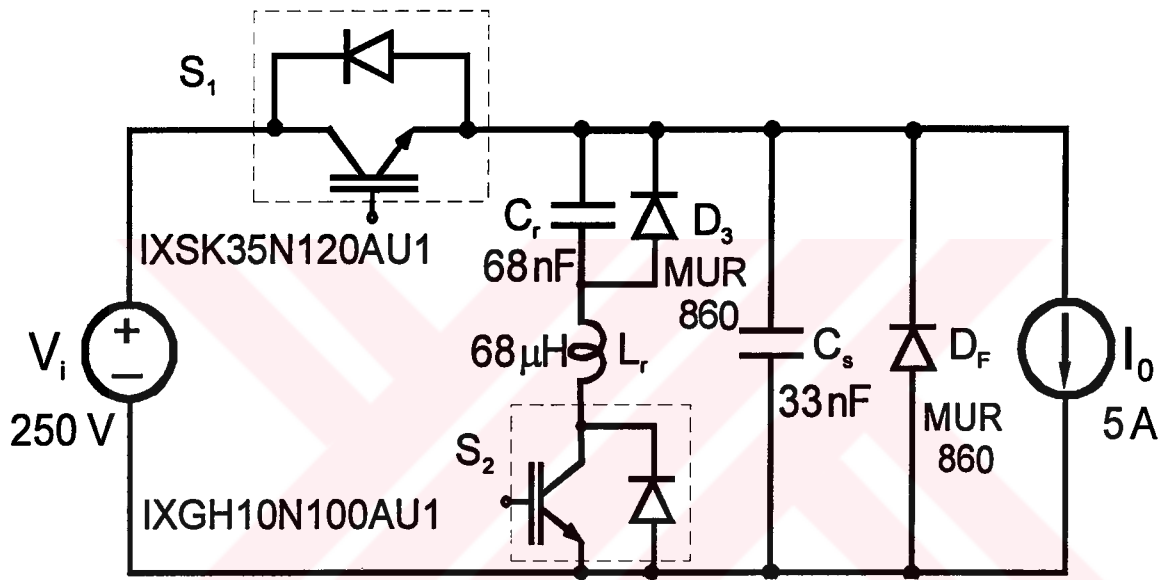
1. Devredeki bütün yarı iletken elemanlar, tam veya yaklaşık olarak sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve/veya sıfır akımda anahtarlama (ZCS) altında kapanır ve açılır. Ana transistör T_1 , mükemmel olarak tam ZVS altında kapanır ve yaklaşık olarak ZVS ile açılır. Yardımcı transistör T_2 , yaklaşık ZCS altında kapanır ve tam olarak ZVS ile açılır. D_F ve D_1 diyotları, ZVS altında kapanır ve açılır. Diğer diyotlar D_2 ve D_3 ise, ZVS altında iletme ve yaklaşık ZCS altında kesime girer.
2. Devre basit yapılı ve ucuz kabul edilebilir. Diğer benzer devrelerin çoğunun üç kontrollü elemanla gerçekleştirildiği ve burada sunulan devrenin özellikleri dikkate alındığında, bu sonuç kolayca görülebilir.
3. Devrenin kontrolü oldukça kolaydır. Benzer devrelerin çoğunun aksine, bu devrenin çalışması inverter elemanlarının anahtarlama durumlarına bağlı değildir.

4. Sirkülasyon enerjisi ve ek kayıplar oldukça düşüktür. Önceden sunulan devrelerin çoğunda rezonans olayının peryot boyunca veya peryodun büyük bir kısmında sürmesine karşılık, bu devrede rezonans olayı peryodun çok küçük bir aralığında etkilidir.
5. Ana ve yardımcı transistörlerde hiçbir ek gerilim stresi oluşmaz. Bu gerilimler tam dc kaynak geriliminde tutulur.
6. Ana ve yardımcı elemanların akım stresleri de oldukça makul seviyelerdedir. Bu akımlar hem düşük değerli hem de kısa sürelidir.
7. DC bara gerilimi de tam olarak dc kaynak geriliminde sınırlanır. Böylece, inverterde kullanılan bütün yarı iletken elemanlar sadece dc kaynak gerilimine maruz kalır. Bu çok önemli bir avantajdır.
8. Sunulan devre geniş bir yük akımı aralığında çalışır. Maksimum yük akımı için dizayn edilen devrenin çalışması, yük akımı değişimlerinde bozulmaz.
9. DC bara geriliminin yumuşak bir şekilde sıfıra inmesi ve tekrar dc kaynak gerilimine yükselmesi garanti edilir. Böylece, inverterin yumuşak anahtarlama ile çalışması sağlanır ki bu da çok önemli bir özelliktir.
10. Geliştirilen DC hat devresi, inverterde PWM kontrol tekniğinin kullanılmasına imkan sağlar. Bu, çok arzu edilen ve inverterler için çok yararlı bir özelliktir.

5. LABORATUVAR ÇALIŞMASI

5.1 Giriş

Dördüncü bölümde sunulan ACQPRDCL devresinin teorik analizini doğrulamak için, Şekil 5.1’de verilen 250 V, 1250 W ve 40 kHz’lik IGBT’li ACQPRDCL prototipi gerçekleştirilmiş ve çeşitli deneyler yapılmıştır. Bu deneylerden elde edilen sonuçlar aşağıda sunulmuştur.



Şekil 5.1 Deneysel ACQPRDCL devresi.

Gerçekleştirilen devrede kullanılan yarı iletken elemanların üretici kataloglarında yer alan bazı nominal değerleri Çizelge 5.1’de verilmiştir. Çizelge 5.2’de ise, devrede kullanılan diğer büyüklükler görülmektedir.

Çizelge 5.1 Devrede kullanılan yarı iletken elemanların bazı nominal değerleri.

ELEMANNIN KODU		V (V)	I (A)	t_r (ns)	t_f (ns)	t_{π} (ns)
S ₁	T ₁	1200	35	150	700	-
	D ₁	1200	35	-	-	50
S ₂	T ₂	1000	10	100	500	-
	D ₂	1000	10	-	-	50
D _F , D ₃		600	8	-	-	60

Çizelge 5.2 Devrede kullanılan diğer büyüklükler.

DC kaynak (giriş) gerilimi	V _i	250 V	Rezonans endüktansı	L _r	68 µH
DC yük (çıkış) akımı	I ₀	5 A	Rezonans kondansatörü	C _r	68 nF
Çalışma (anahtarlama) frekansı	f _p	40 kHz	Bastırma kondansatörü	C _s	33 nF

5.2 Hesap Örneği

Laboratuvarda uygulaması gerçekleştirilen ve Şekil 5.1’de verilen devrede kullanılan gerilim ve akım ile eleman değerleri için, teorik analizde elde edilen bağıntılara göre yapılan etraflı bir hesap örneği aşağıda sunulmuştur.

Genel

$$C_e = 22,22 \text{ nF} \quad (4.11)$$

$$C_r + C_s = 101 \text{ nF}$$

$$C_e / C_s = 0,673$$

$$C_e / C_r = 0,327$$

$$\omega_1 = 0,465 \cdot 10^6 \text{ rd/s} \quad (4.3)$$

$$Z_1=31,62 \, \Omega \quad (4.4)$$

$$\omega_2=0,814 \cdot 10^6 \, \text{rd/s} \quad (4.12)$$

$$Z_2=55,32 \, \Omega \quad (4.13)$$

Aralık 1 ($t_0 < t < t_1$)

$$i_{Lr}=7,91 \sin(\omega_1(t-t_0)) \quad (4.1)$$

$$v_{Cr}=-250 \cos(\omega_1(t-t_0))+250 \quad (4.2)$$

$I_{Lr1}=7,91 \, \text{A}$ seçilirse,

$$V_{Cr1}=250 \, \text{V} \quad (4.6)$$

$$t_{01}=3,38 \, \mu\text{s} \text{ olur} \quad (4.7).$$

Aralık 2 ($t_1 < t < t_2$)

$$i_{Lr}=11,28 \cos(\omega_2(t-t_1))-3,37 \quad (4.8)$$

$$v_{Cr}=204 \sin(\omega_2(t-t_1))-49,5 \cdot 10^6(t-t_1)+250 \quad (4.9)$$

$$v_{Cs}=-420 \sin(\omega_2(t-t_1))-49,5 \cdot 10^6(t-t_1)+250 \quad (4.10)$$

$t_{12}=670 \, \text{ns}$ 'de $V_{Cs}=0$ olur ve

$V_{Cr2}=323 \, \text{V}$ ve $I_{Lr2}=6,27 \, \text{A}$ olur.

Aralık 3 ($t_2 < t < t_3$)

$$i_{Lr}=6,27 \cos(\omega_1(t-t_2))-10,2 \sin(\omega_1(t-t_2)) \quad (4.17)$$

$$v_{Cr}=323 \cos(\omega_1(t-t_2))+198 \sin(\omega_1(t-t_2)) \quad (4.18)$$

$t_{23}=1,183 \, \mu\text{s}$ 'de $i_{Lr}=0$ olur ve

$V_{Cr3}=V_{Cr\text{max}}=379 \, \text{V}$ ve olur.

Aralık 4 ($t_3 < t < t_4$)

$$i_{Lr} = -11,99 \sin(\omega_1(t-t_3)) \quad (4.22)$$

$$v_{Cr} = 379 \cos(\omega_1(t-t_3)) \quad (4.23)$$

$t_{34} = 925 \text{ ns}$ 'de $I_{Lr4} = -5 \text{ A}$ olur ve

$V_{Cr4} = 344 \text{ V}$ olur.

Aralık 5 ($t_4 < t < t_5$)

$$i_{Lr} = -1,635 \cos(\omega_2(t-t_4)) - 6,22 \sin(\omega_2(t-t_4)) - 3,365 \quad (4.27)$$

$$v_{Cr} = 112 \cos(\omega_2(t-t_4)) - 30 \sin(\omega_2(t-t_4)) - 112 - 49,5 \cdot 10^{+6}(t-t_4) + 344 \quad (4.28)$$

$$v_{Cs} = -232 \cos(\omega_2(t-t_4)) + 61 \sin(\omega_2(t-t_4)) + 232 - 49,5 \cdot 10^{+6}(t-t_4) \quad (4.29)$$

$t_{45} = 2,35 \text{ } \mu\text{s}$ 'de $V_{Cs5} = 250 \text{ V}$ olur ve

$I_{Lr5} = -8,68 \text{ A}$ ve $V_{Cr5} = 50 \text{ V}$ olur.

Aralık 6 ($t_5 < t < t_6$)

$$i_{Lr} = -8,68 \cos(\omega_1(t-t_5)) + 6,33 \sin(\omega_1(t-t_5)) \quad (4.34)$$

$$v_{Cr} = -200 \cos(\omega_1(t-t_5)) - 274 \sin(\omega_1(t-t_5)) + 250 \quad (4.35)$$

$t_{56} = 430 \text{ ns}$ için $V_{Cr6} = 0$ ve $I_{Lr6} = -7,25 \text{ A}$

$t_{56} = 980 \text{ ns}$ için $I_{Lr6} = -5 \text{ A}$ ve $V_{Cr6} = -50 \text{ V}$ olur.

Bu durumda $t_{56} = 430 \text{ ns}$ alınır. C_r devre dışı kalır; D_3 iletime girer.

Aralık 7 ($t_6 < t < t_7$)

$$i_{Lr} = 3,676 \cdot 10^{+6}(t-t_6) - 7,25 \quad (4.39)$$

$t_{67} = 610 \text{ ns}$ 'de $I_{Lr7} = -5 \text{ A}$ olur.

Aralık 8 ($t_7 < t < t_8$)

$$i_{Lr} = 3,676 \cdot 10^{+6} (t - t_7) - 5 \quad (4.42)$$

$t_8 = 1,36 \mu s$ 'de $I_{Lr8} = 0$ olur.

Aralık 9 ($t_8 < t < t_9 = t_0$)

Aralık boyunca, $I_{Lr} = 0$, $V_{Cr} = 0$, $V_{Cs} = V_i$ ve $i_{T1} = I_0$ 'dır.

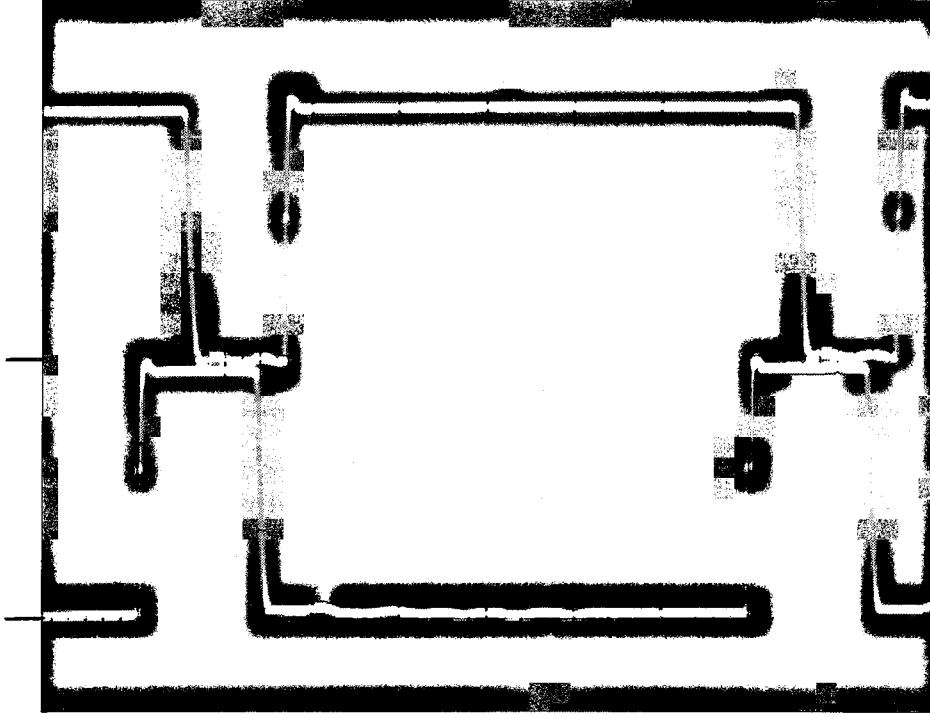
5.3 Deneysel Sonuçlar

Devrede bulunan T_1 ana ve T_2 yardımcı IGBT'lerinin izoleli sürme sinyallerinin osiloskoptan alınan görüntüleri Şekil 5.2(a) ve (b)'de görülmektedir.

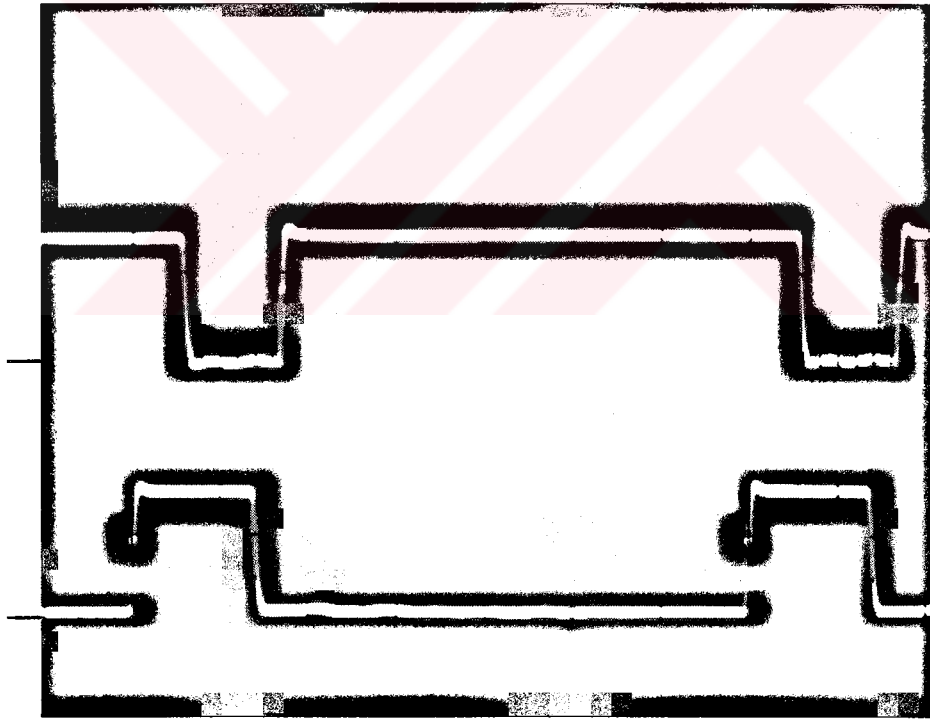
Ana ve yardımcı transistörün birlikte iletimde kaldıkları süre yaklaşık olarak $3 \mu s$ 'dir. Ana transistörün sinyali kesildikten sonra yardımcı transistörün sinyali yaklaşık olarak $4 \mu s$ daha devam eder ve yardımcı transistörün sinyali kesildikten $1,5 \mu s$ sonra tekrar ana transistörün sinyali verilir. Böylece, ana transistör sinyalinin kesim süresi $5,5 \mu s$, yardımcı transistörün sinyal süresi $7 \mu s$ ve iki sinyalin kesişme süresi $3 \mu s$ civarındadır.

Ana transistör T_1 ve serbest geçiş diyodu D_F 'in sert anahtarlama durumunda çalışması hali için, elemanların gerilim ve akım değişimleri sırasıyla Şekil 5.3 ve Şekil 5.4'te görülmektedir. Eş zamanlı olarak ana elemanın ilettime ve serbest geçiş diodunun kesime girmesi esnasında kısa süreli çok yüksek değerli bir kısa devre akımı elemanlardan geçer. Bundan dolayı devrede sert anahtarlama durumunda çalışmada yüksek miktarlarda kayıplar meydana gelmektedir.

Şekil 5.5 ve Şekil 5.6'da sırasıyla ana anahtarın ve yardımcı anahtarın osiloskoptan alınan gerilim ve akım değişimleri gösterilmiştir. Şekil 5.7 ve Şekil 5.8'de ise rezonans kondansatörü ve bastırma kondansatörüne ait gerilim ve akım değişimleri verilmiştir. Şekil 5.9'da serbest geçiş diodunun gerilim ve akım değişimleri görülmektedir. Son olarak ise, yük uçlarındaki gerilimin ve yük akımının değişimleri Şekil 5.10'da verilmiştir.

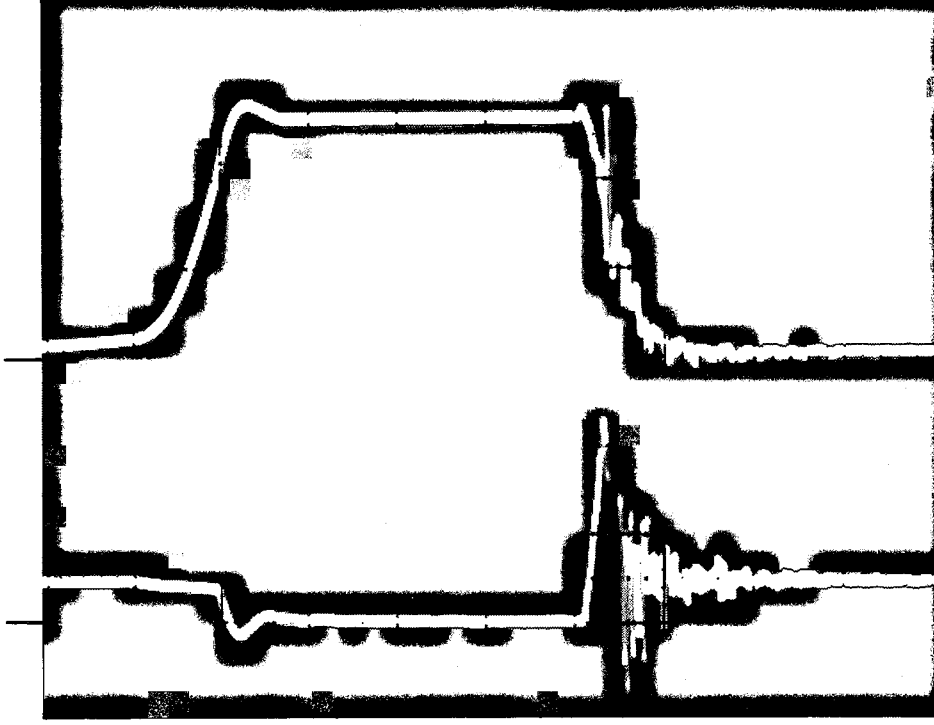


(a)

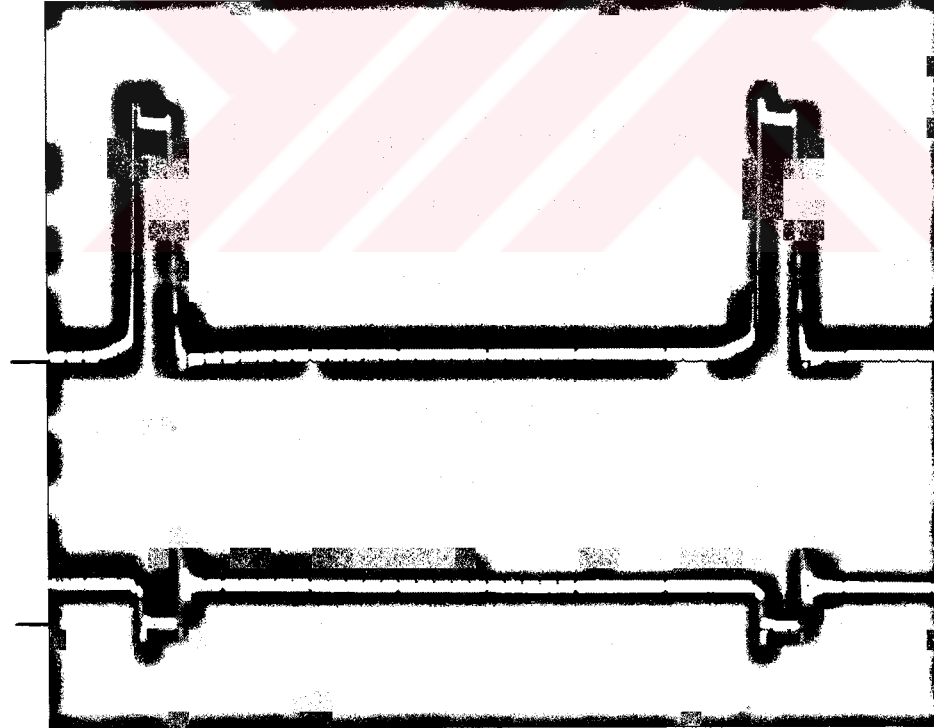


(b)

Şekil 5.2 (a) 5 V/kare ve 5 μ s/kare, (b) 10 V/kare ve 5 μ s/kare olmak üzere, ana transistör (üstte) ve yardımcı transistör (altta) kontrol sinyallerinin değişimleri.

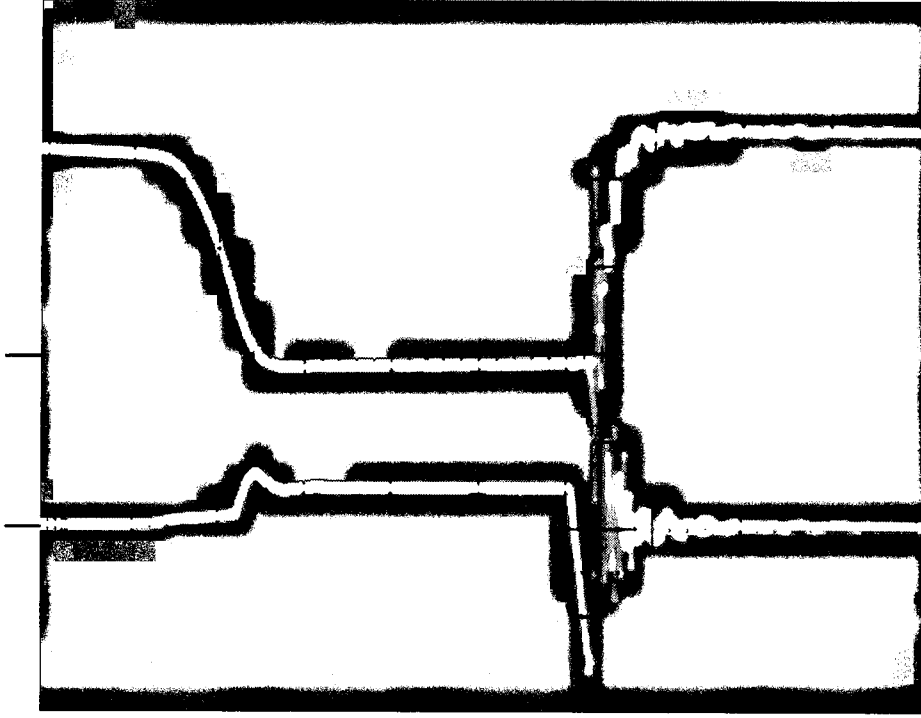


(a)

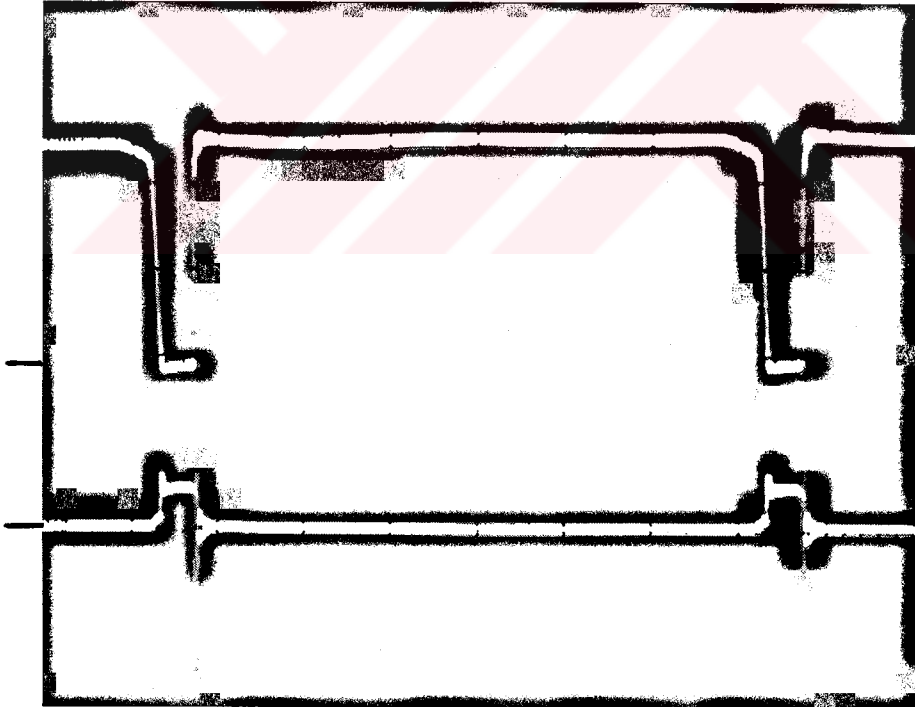


(b)

Şekil 5.3 Ana transistörün sert anahtarlama durumunda çalışması hali için osiloskoptan alınan gerilim (üstte) ve akım (altta) dalga şekilleri. 100 V/kare, 10 A/kare ve 5 μ s/kare ölçekleri mevcuttur.

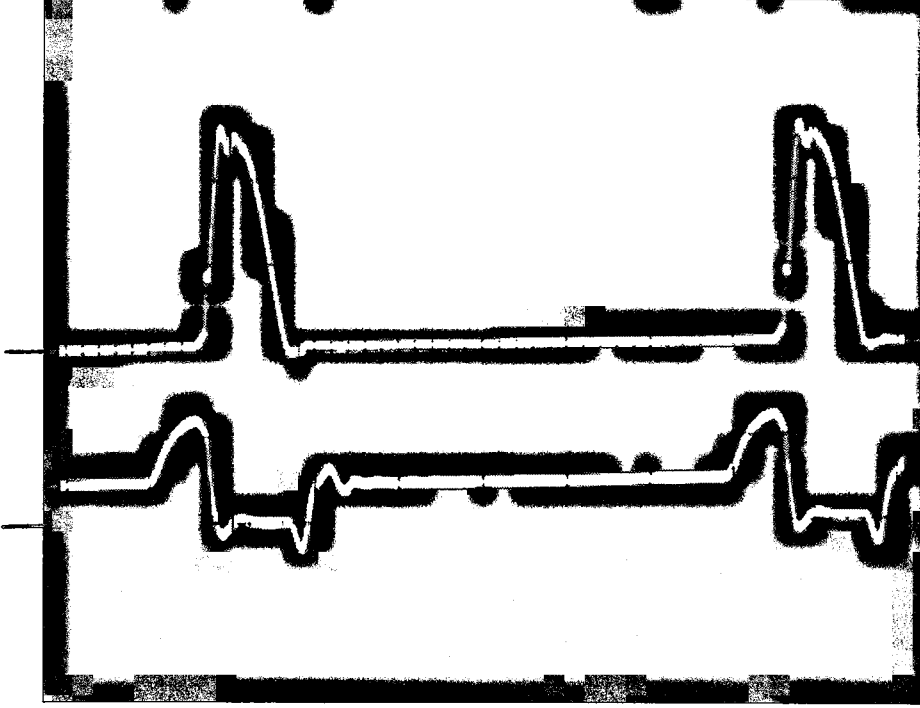


(a)

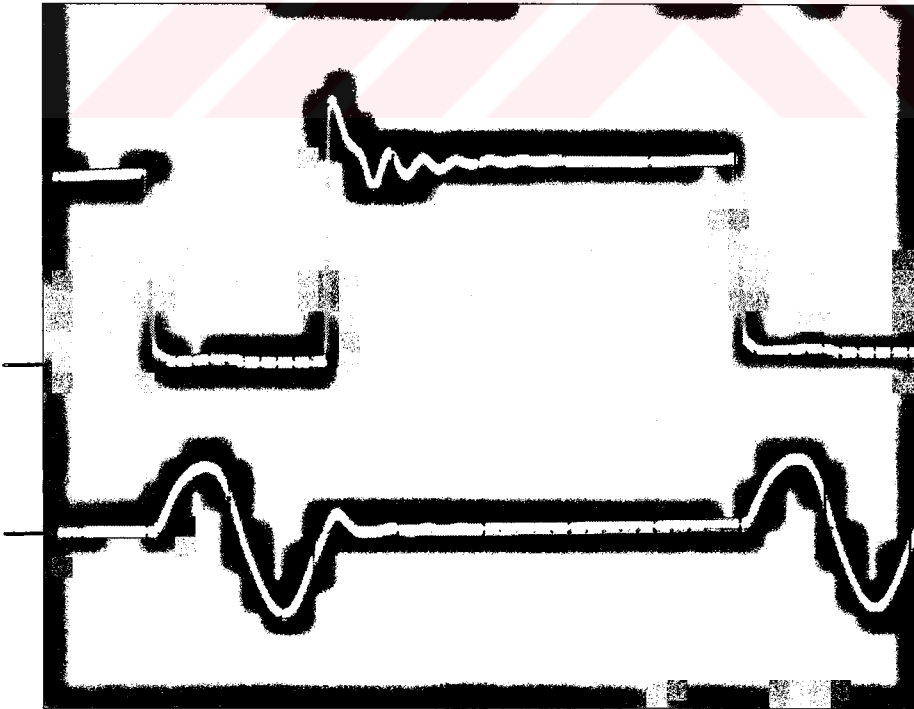


(b)

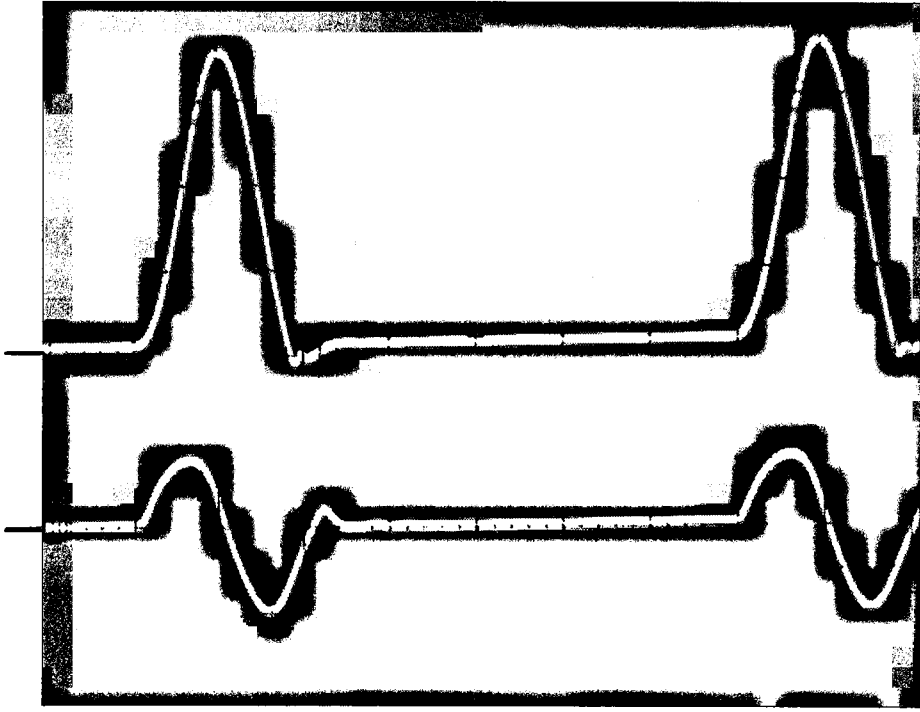
Şekil 5.4 Serbest geçiş diyodunun sert anahtarlama durumunda çalışması hali için osiloskoptan alınan gerilim (üstte) ve akım (altta) dalga şekilleri. 100 V/kare, 10 A/kare ve 5 μ s/kare ölçekleri mevcuttur.



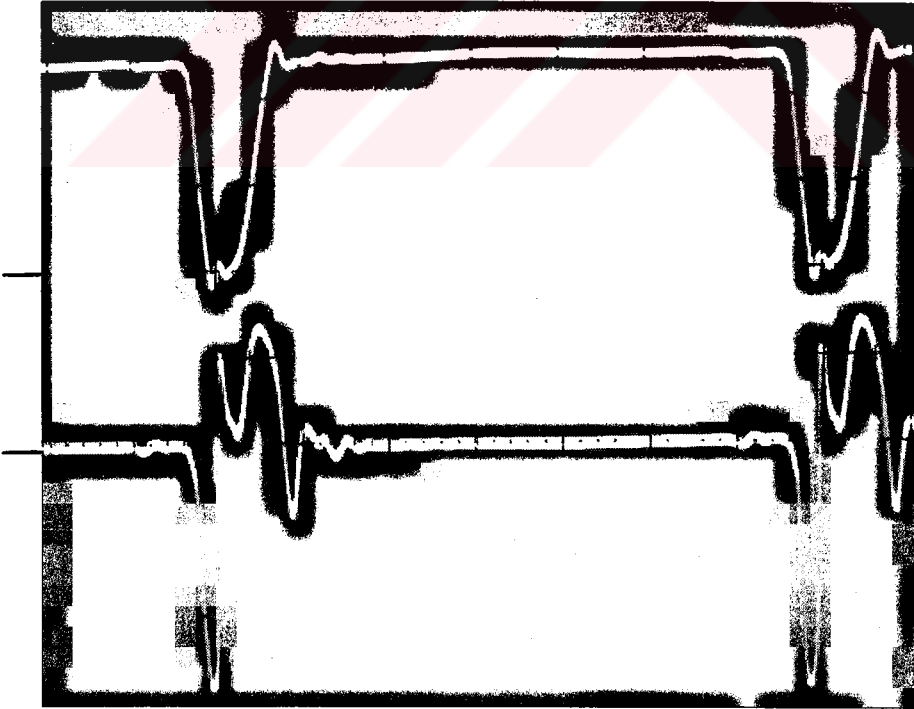
Şekil 5.5 Ana anahtarın osiloskoptan alınan gerilim (üstte) ve akım (altta) değişimleri.
100V/kare, 10A/kare ve 5 μ s/kare ölçekleri mevcuttur.



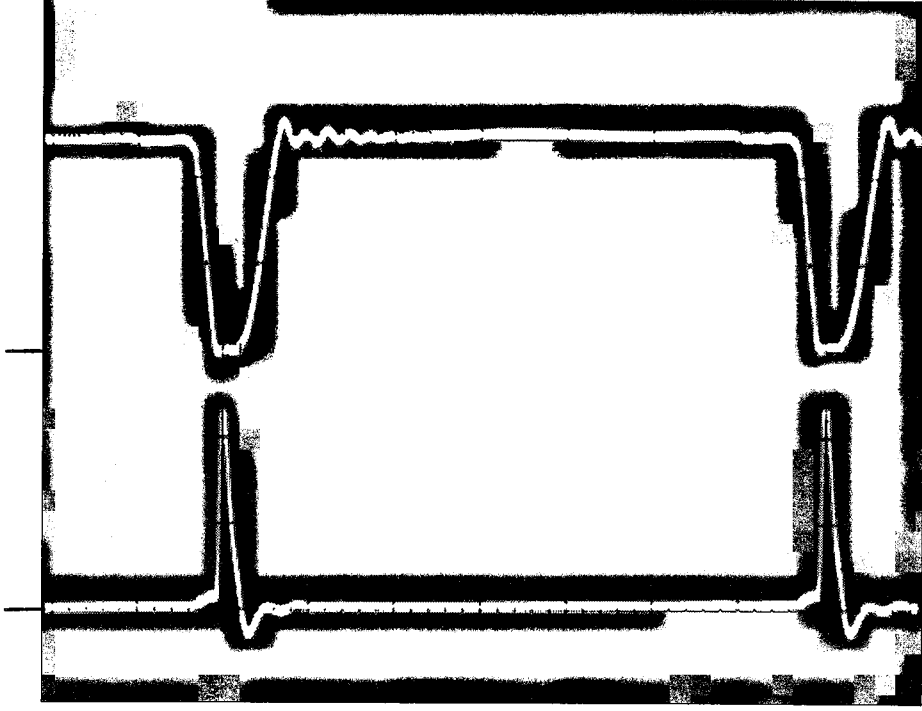
Şekil 5.6 Yardımcı anahtarın osiloskoptan alınan gerilim (üstte) ve akım (altta) değişimleri.
100V/kare, 10A/kare ve 5 μ s/kare ölçekleri mevcuttur.



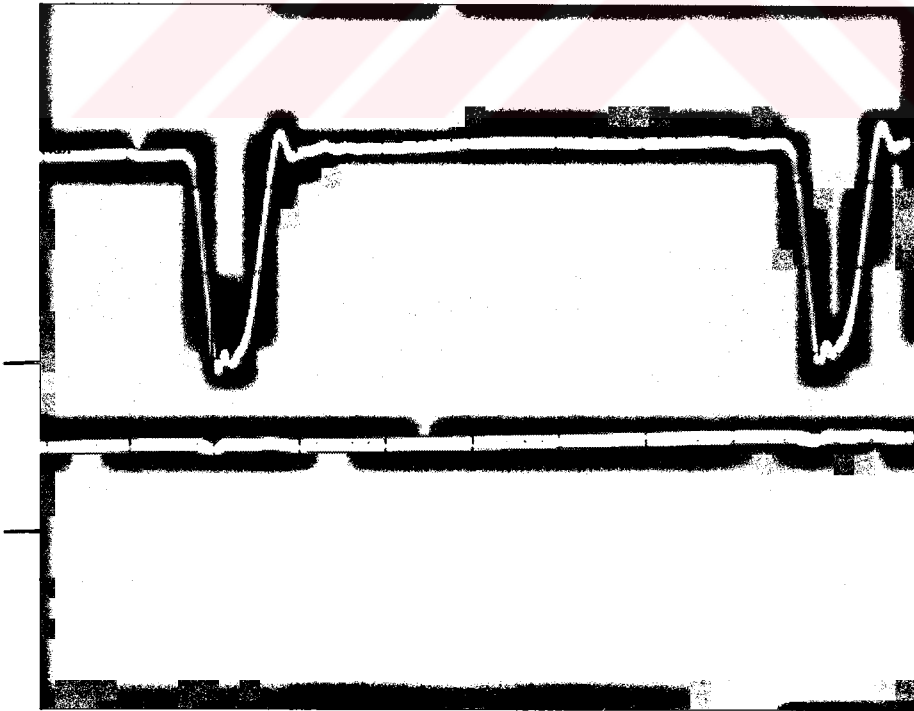
Şekil 5.7 Rezonans kondansatörünün osiloskoptan alınan gerilim (üstte) ve akım (altta) değişimleri. 100V/kare, 10A/kare ve 5 μ s/kare ölçekleri mevcuttur.



Şekil 5.8 Bastırma kondansatörünün osiloskoptan alınan gerilim (üstte) ve akım (altta) değişimleri. 100V/kare, 5A/kare ve 5 μ s/kare ölçekleri mevcuttur.



Şekil 5.9 Serbest geçiş diyodunun osiloskoptan alınan gerilim (üstte) ve akım (altta) değişimleri. 100V/kare, 5A/kare ve 5 μ s/kare ölçekleri mevcuttur.



Şekil 5.10 Yüke ait gerilim (üstte) ve akım (altta) değişimleri. 100V/kare, 5A/kare ve 5 μ s/kare ölçekleri mevcuttur.

Verilen osilogramlardan, rezonans devresinin çalışma periyodunun çok küçük bir aralığında çalıştığı görülür. Ana transistörün yaklaşık olarak sıfır gerilim altında iletimden çıktığı ve sıfır gerilim altında iletime girdiği görülmektedir. Yardımcı transistörün ise sıfır akım altında iletime girdiği ve yaklaşık olarak sıfır gerilim altında kesime girdiği görülür. Aynı şekilde serbest geçiş diyodunun sıfır gerilim altında iletime girdiği ve iletimden çıktığı görülmektedir. D_2 ve D_3 diyotlarının ise sıfır gerilim altında kapandığı ve yaklaşık olarak sıfır akım altında açıldığı görülmektedir.

Tüm elemanların tam veya yaklaşık olarak sıfır gerilim ve/veya akım altında iletime girmesi veya iletimden çıkması nedeniyle anahtarlama kayıpları yaklaşık olarak sıfırdır. Fakat teorik analizde ihmal edilen elemanların parazitik kondansatörlerinden dolayı biraz anahtarlama kayıpları meydana gelir.

Ayrıca, DC bara geriliminin yumuşak bir şekilde ve tam olarak sıfıra indiği görülür. Doğal olarak bütün inverter elemanlarının bu sıfırda kalma süresi içinde anahtarlama gerekir. Sıfırda kalma süresinin sonunda bara geriliminin tekrar artmaya başladığı ve tam olarak dc kaynak gerilimi ile sınırlandırıldığı görülür. Yine yük akımının kesintisiz ve sabit kaldığı görülmektedir.

Çizelge 5.3’de, ana elemanın sert ve yumuşak anahtarlama çalışması durumunda, oluşan kayıplar ve devrenin toplam verimi özetlenmiştir.

Çizelge 5.3 Ana elemanın sert ve yumuşak anahtarlama altında çalışması halinde yarı iletken elemanların kayıpları ve devrenin toplam verimi.

$V_i=250\text{ V}$ $I_0=5\text{ A}$ $f_p=40\text{ kHz}$									
	KAYIP GÜÇLER (W)						P_i (W)	P_0 (W)	η (%)
	$T_1(+D_1)$	$T_2(+D_2)$	D_3	D_F	EK	TOP.			
Sert Anahtarlama	42,25	-	-	1,75	9,00	53	1303	1250	95,9
Yumuşak Anahtarlama	20,25	4,50	0,25	0,50	4,50	30	1280	1250	97,7

Deneysel sonuçlar, transistörler ve diyotların sıcaklık artışları ile devrenin giriş ve çıkış akım ve gerilim değerleri ölçülerek hesaplanmıştır. Ayrıca, burada şunu da belirtmek gerekir ki bu devrenin belirtilen frekansta sert anahtarlama ile çalışması imkansız olduğundan, sert anahtarlama devre düşük frekanslarda çalıştırılarak deneysel sonuçlar alınmıştır. Daha sonra kıyas yolu ile normal çalışma frekansındaki kayıplar elde edilmiştir.

Sonuç olarak, bu çalışmada sunulan ACQPRDCL devresi için öngörülen çalışma prensibi ve teorik analizin hesap örneğinde deneysel sonuçlarla tam olarak doğrulandığı görülmüştür. Devrede bütün yarı iletken elemanların tam veya yaklaşık olarak sıfır gerilimde anahtarlama ve/veya sıfır akımda anahtarlama altında iletime girdiği ve iletimden çıktığı, ana eleman ve dc bara geriliminin DC kaynak gerilimi ile sınırlandırıldığı, DC bara geriliminin tam olarak sıfıra indiği gözlemlenmiştir.

Ayrıca, Çizelge 5.3'ten de görüldüğü gibi, ana anahtarın sert anahtarlama altında çalışması durumuna göre, sunulan devrede ana anahtar kaybının %52 ve toplam kaybın %43 civarında azaldığı görülmüştür. Bu devrenin asıl amacının inverter kayıplarını azaltmak olduğu da dikkate alınmalıdır.

6. SONUÇLAR

Bu çalışmada, BRDCL devrelerinin problemlerinin çoğunu çözen ve sadece iki kontrollu elemanla gerçekleştirilen, yeni bir ACQPRDCL devresi sunulmuştur. Devre oldukça basit yapılı ve kolay kontrolludur.

Sunulan devrede, bütün yarı iletken elemanlar yumuşak anahtarlama altında çalışır, sirkülasyon enerjisi ve ek kayıplar oldukça düşüktür, ana anahtar ve yük üzerinde bir ek gerilim stresi oluşmaz, DC bara geriliminin sıfıra düşmesi garanti edilir. Devre geniş bir yük akımı aralığında çalışır ve inverterde PWM tekniğinin kullanılmasına imkan sağlar.

Devre etraflı olarak analiz edilmiştir. Bu analiz 250 V, 1250 W ve 40 kHz'lik IGBT'li bir prototip ile laboratuvarında gerçekleştirilmiştir. Uygulama devresinden alınan sonuçlar ve hesap örneği ile teorik sonuçların tam olarak uyum içinde olduğu görülmüştür. Bütün yarı iletken elemanların yumuşak anahtarlama ile çalıştığı, DC bara geriliminin tam olarak sıfıra düştüğü ve DC kaynak gerilimi ile sınırlandığı gözlenmiştir.

Ana anahtarın sert anahtarlama durumuna göre sunulan devrede ana anahtar kaybının %52 ve toplam kaybın %43 civarında azaldığı görülmüştür. Bu devrenin asıl amacının inverter kayıplarını azaltmak olduğu da düşünülmelidir.

KAYNAKLAR

- Chen S., Lipo T.A., (1996), "A Novel Soft-Switched PWM Inverter for AC Motor Drives", IEEE Trans. on Power Electron., vol.11, no.4, pp.653-659, July1996.
- Chen Y., (1998), "A New Quasi-Parallel Resonant DC Link for Soft-Switching PWM Inverters", IEEE Trans. on Power Electron., vol.13, no.3, pp.427-433, May1998.
- Divan D.M., Venkataramanan G., (1993), "Design Methodologies for Soft Switched Inverters", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.29, no.1, pp.126-135, January/February 1993.
- Divan D.M., Malesani L., Tenti P., Toigo V., (1993), "A Synchronized Resonant DC Link Converter for Soft-Switched PWM", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.29, no.5, pp.940-948, September/October 1993.
- Deshpande V.V., Doradla S.R., (1996), "A New Topology for Parallel Resonant DC Link with Reduced Peak Voltage", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.32, no.2, pp.301-307, March/April 1996.
- Deshpande V.V., Doradla S.R., Divan D.M., (1997), "A Current-Prediction Scheme for the PRDCL Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Power Electron., vol.12, no.1, pp.64-69, January1997.
- Deshpande V.V., Doradla S.R., (1998), "A Detailed Study of Losses in the Reduced Voltage Resonant Link Inverter Topology", IEEE Trans. on Power Electron., vol.13, no.2, pp.337-344, March 1998.
- He J., Mohan N., Wold B., (1993), "Zero-Voltage-Switching PWM Inverter for High-Frequency DC-AC Power Conversion", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.29, no.5, pp.959-968, September/October 1993.
- Jung Y.C., Liu H.L., Cho G.H., (1996), "Soft Switching Space Vector PWM Inverter Using a New Quasi-Parallel Resonant DC Link", IEEE Trans. on Power Electron., vol.11, no.3, pp.503-510, May 1996.
- Johnson C.M., Pickert V., (1999), "Three-Phase Soft-Switching Voltage Source Converters for Motor Drives. Part 2: Fundamantel Limitations and Critical Assessment", IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol.146, no.2, pp.155-162, March 1999.
- Malesani L., Tenti P., Tomasin P., Toigo V., (1995), "High Efficiency Quasi-Resonant DC Link Three-Phase Power Inverter for Full-Range PWM", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.31, no.1, pp.141-147, January/February 1995.
- Pickert V., Johnson C.M., (1999), "Three-Phase Soft-Switching Voltage Source Converters for Motor Drives. Part 1: Overview and Analysis", IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol.146, no.2, pp.147-154 March 1999.
- Venkataramanan G., Divan D.M., (1993), "Pulse Width Modulation with Resonant DC Link Converters", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.29, no.1, pp.113-120, January/February 1993.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	02.01.1977	
Doğum yeri	Almanya	
Lise	1990-1994	Yenimahalle Anadolu Teknik Lisesi
Lisans	1995-1999	Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1999-2001	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği
Çalıştığı kurum	1999-	YTÜ Elektrik Müh. Böl. Araştırma Görevlisi

