

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

YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİLERİN İNCELENMESİ



HASAN OKUMUŞ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
PROF. DR. HACI BODUR**

İSTANBUL, 2016

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİLERİN İNCELENMESİ

Hasan OKUMUŞ tarafından hazırlanan tez çalışması 22.04.2016 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. A. Hülya OBDAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Yaşar BİRBİR
Marmara Üniversitesi

ÖNSÖZ

Yumuşak anahtarlama üç seviyeli eviriciler, endüstride gerek motor kontrolü gerekse enerji iletimi gibi uygulamalarda oldukça önemli bir yeri olan eviricilerin geliştirilmesi amacıyla ortaya çıkarılmış alternatiflerindedir ve hala üzerinde çalışılmakta olan dönüştürücülerdir. Tezimde çok seviyeli eviriciler ve yumuşak anahtarlama tekniklerinin önemine değinerek, yumuşak anahtarlama üç seviyeli eviricileri tanıtmak amacıyla üç topolojiyi örnek olarak açıkladım, bir topolojinin ise tam analizini ve simülasyonunu sundum.

Çalışmamda hem bilgi hem moral olarak destekleyen çok değerli hocam Prof. Dr. Hacı BODUR'a, tezi titizlikle inceleyen ve hazırlama aşamasında büyük emeği olan hocam Arş. Gör. Erdem AKBOY'a, manevi destekleri için anne – babama ve aynı dönemde, beraber tez çalışması yapma şansını yakaladığım kardeşime teşekkür etmeyi borç bilirim.

Nisan, 2016

Hasan OKUMUŞ

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vii
KISALTMA LİSTESİ.....	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT.....	xiv
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Hipotez	3
BÖLÜM 2	
EVİRİCİLER	4
2.1 Gerilim Kaynaklı Evirici.....	6
2.2 Akım Kaynaklı Evirici	6
2.3 Değişken Baralı Evirici	6
BÖLÜM 3	
ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİLER	7
3.1 Çok Seviyeli Eviriciler	7
3.2 Çok Seviyeli Evirici Topolojileri	8
3.2.1 Diyot Kenetlemeli Eviriciler	8
3.2.2 Kondansatör Kenetlemeli Eviriciler	11
3.2.3 Kaskat Bağlı Tam Köprü Eviriciler	13
3.3 Çok Seviyeli Eviricilerin Avantaj ve Dezavantajları	15

3.4	Üç Seviyeli Eviriciler	16
BÖLÜM 4		
ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİLERDE KULLANILAN DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (DGM) TEKNİKLERİ		
		18
4.1	Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (S-DGM).....	18
4.2	Harmonik Eliminasyonlu Darbe Genişlik Modülasyonu(HE-DGM)	19
4.3	Uzay-Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu(UV-DGM)	21
BÖLÜM 5		
YUMUŞAK ANAHTARLAMA		
		22
5.1	Güç Elemanlarının Çalışması ve Kayıpları	22
5.1.1	İletim Kayıpları	22
5.1.2	Anahtarlama Kayıpları	23
5.2	Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı.....	24
5.3	Yumuşak Anahtarlama Teknikleri	25
5.3.1	Sıfır Akımda Anahtarlama (SAA - ZCS)	25
5.3.2	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (SGA - ZVS)	26
5.3.3	Sıfır Akımda Geçiş (SAG - ZCT)	27
5.3.4	Sıfır Gerilimde Geçiş (SGG - ZVT)	27
5.4	Bastırma Hücrelerinin Karşılaştırılması	27
BÖLÜM 6		
PASİF BASTIRMA HÜCRELİ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİ.....		
		29
6.1	Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı.....	29
6.2	Komütasyon Durumları	30
6.3	V_1 'in Kesime, V_3 ve D_3 'ün İletime Girmesi	31
6.4	V_1 'in İletime, V_3 ve D_3 'ün Kesime Girmesi	33
6.5	Yumuşak Anahtarlama Üç Seviyeli Eviricinin Özellikleri	35
6.6	di/dt Sınırlaması	35
6.7	Deney Devresi ve Deneysel Sonuçlar.....	36
6.8	Sonuçlar	37
6.8.1	Yeni Yumuşak Anahtarlama Eviricinin Avantajları.....	37
6.8.2	Yeni Yumuşak Anahtarlama Eviricinin Dezavantajları	38
BÖLÜM 7		
SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI ÜÇ SEVİYELİ KONDANSATÖR KENETLEMELİ EVİRİCİ ..		
		39
7.1	Ana Devre Modülasyon Stratejisi ve Sunulan ZVS Topolojisi	39
7.2	Sunulan ZVS Anahtarlama Evirici Şeması ve Çalışma Aralıkları	42
7.3	Sonuçlar	48

BÖLÜM 8

ÜÇ SEVİYELİ AKTİF NÖTR NOKTASI KENETLEMELİ SIFIR AKIM GEÇİŞLİ EVİRİCİ	49
8.1 Sunulan ZCT Topolojisi	50
8.2 Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları	51
8.3 Deneysel Sonuçlar	55
8.4 Sonuçlar	57

BÖLÜM 9

ÜÇ SEVİYELİ TAM KÖPRÜ SIFIR GERİLİM VE SIFIR AKIM (ZVZCS) ANAHTARLAMALI, BASİTLEŞTİRİLMİŞ KONTROL DÜZENLİ EVİRİCİNİN ANALİZ VE SİMÜLASYONU	58
9.1 Sunulan ZVZCS Dönüştürücü.....	59
9.2 Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları	62
9.3 Dönüştürücünün Tasarımı	66
9.4 Dönüştürücünün Kayıpları	67
9.5 Yumuşak Anahtarlama Aralığı.....	69
9.6 Deneysel Sonuçlar	70
9.7 Simülasyon	74
9.8 Sonuçlar	76

BÖLÜM 10

SONUÇLAR VE ÖNERİLER	77
KAYNAKLAR	79
ÖZGEÇMİŞ	81

SİMGE LİSTESİ

m	Çıkış gerilimi seviye sayısı
V_{dc}	DC bara giriş gerilimi
C	DC bara gerilim bölücü kondansatörü (Bulk kondansatörü)
P_{CON}	İletim güç kaybı
P_{SW}	Anahtarlama güç kaybı
P_{TOT}	Toplam güç kaybı
f_p	Darbe (anahtarlama) frekansı
di/dt	Akım yükselme hızı
du/dt	Gerilim yükselme hızı
U_d	DC giriş gerilimi
I_{Load}	Yük akımı
C_m	Kenetleme kondansatörü
L_r	Rezonans endüktansı
C_r	Rezonans kondansatörü
L_k	Kaçak endüktans
I_r	Rezonans akımı
R_{Load}	Yük eşdeğer direnci
L_f	Çıkış filtresi endüktansı
C_0	Çıkış filtresi kondansatörü
I_p	Transformatör primer akımı
I_0	Çıkış akımı
C_{ss}	Kenetleme kondansatörü
C_{dc}	DC bara gerilimi bölücü kondansatör

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
EMI	Elektro Manyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
RFI	Radyo Frekansı Girişimi (Radio Frequency Interference)
HS	Sert Anahtarlama (Hard Switching)
SS	Yumuşak Anahtarlama (Soft Switching)
THD	Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion)
ÇSE	Çok Seviyeli Evirici
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş (Zero Voltage Transition)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZCT	Sıfır Akımda Geçiş (Zero Current Transition)
ZVZCS	Sıfır Gerilim ve Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Voltage-Zero Current Switching)
3L	Three Level (Üç Seviyeli)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
MOSFET	Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)
IGCT	Entegre Kapı Kontrollü Tristör (Integrated-Gate Commutated Thyristor)
DNPC	Diyot-Nötr Noktası Kenetlemeli (Diode-Neutral Point Clamped)
ANPC	Aktif Nötr Noktası Kenetlemeli (Active-Neutral Point Clamped)

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 3.1 Temel frekansta anahtarlanmış 3 seviyeli, 5 seviyeli ve 7 seviyeli evirici çıkış dalga şekilleri[3].....	8
Şekil 3.2 Diyot kenetlemeli çok seviyeli evirici devre topolojileri a) 3 seviyeli b) 5 seviyeli[4].....	9
Şekil 3.3 Kondansatör kenetlemeli çok seviyeli evirici devre topolojileri a) 3 seviyeli b) 5 seviyeli[4].....	11
Şekil 3.4 Bir tam köprü eviriciye ait anahtarlama durumları ve buna karşılık gelen gerilim seviyeleri[11].....	14
Şekil 4.1 S-DGM Tekniği İçin Dalga Şekilleri ($M=0,8$, $f_1=50\text{Hz}$, $f_s=1\text{kHz}$)[9].....	20
Şekil 4.2 HE-DGM Tekniği İçin Anahtarlama Açılarının Tanımlanması[9].....	20
Şekil 4.3 Üç Seviyeli Eviricinin Uzay Vektör Diyagramı[9].....	21
Şekil 5.1 Bir güç elemanının bir periyot içerisindeki çalışma durumları ve bu durumlara ait akım ve güç değişimleri[1].....	23
Şekil 5.2 Bir DC anahtarlama örneğinde, a) prensip devre şeması ile b) anahtarlama türlerine ait temel dalga şekilleri[1].....	26
Şekil 6.1 Yumuşak anahtarlama üç seviyeli evirici şematik gösterimi[15].....	30
Şekil 6.2 $V_1 \rightarrow D_3$, V_3 komütasyonu aşamaları[15].....	31
Şekil 6.3 $V_1 \rightarrow D_3$, V_3 komütasyonu simülasyon sonuçları ($U_d/2=100$, $I_{\text{Load}}=100$) [15].....	34
Şekil 6.4 D_3 , $V_3 \rightarrow V_1$ (V_1 'in iletme girmesi; sol) $V_1 \rightarrow D_3$, V_3 (V_1 'in kesime girmesi; sağ) (mavi: i_{V1} [10A/div], kırmızı: u_{V1} [200V/div], zaman: $4\mu\text{s}/\text{div}$) [15].....	37
Şekil 6.5 $V_1 \rightarrow D_3$, V_3 komütasyonu (mavi: i_{V1} [10A/div], kırmızı: u_{V1} [100V/div], zaman: $400\text{ns}/\text{div}$) [15].....	38
Şekil 6.6 Yük akımına göre verim eğrisi (25 kHz anahtarlama frekansında) [15].....	38
Şekil 7.1 Yarım köprü üç seviyeli kondansatör kenetlemeli eviricinin temel devresi. S_2 ve S_3 birinci anahtarlama hücreyi S_1 ve S_4 ikinci anahtarlama hücreyi oluşturur[16].....	40
Şekil 7.2 Bir anahtarlama hücresinden (S_1 , S_2) ve yardımcı koldan (S_{a1} , S_{a2}) oluşan yumuşak anahtarlama şeması[16].....	41
Şekil 7.3 Sunulan eviricinin ana devre modülasyon stratejisi ve kenetleme kondansatörü akım ve gerilim dalga formları[16].....	41
Şekil 7.4 Sunulan eviriciye ait devre şeması[16].....	42

Şekil 7.5 Sunulan PWM kutuplu eviricinin bütün bir periyot boyunca teorik komütasyon dalga şekilleri[16].....	44
Şekil 7.6 Birinci örnekleme periyoduna ait adım aralığı diyagramları [16].....	45
Şekil 8.1 3L-ANPC dönüştürücü ana devre şeması [17]	50
Şekil 8.2 3L-ANPC ZCT dönüştürücü ana devre şeması [17]	51
Şekil 8.3 3L-ANPC ZCT dönüştürücüye ait Vdc/2 ile 0 komütasyonu için kontrol zamanları a) ILoad > 0 b) ILoad < 0 [17].....	51
Şekil 8.4) ILoad < 0 iken, D2 ve T3 arasındaki komütasyona ait bir anahtarlama periyodundaki dalga şekilleri [17].....	52
Şekil 8.5 T3 ve D2 anahtarlarının ILoad < 0 iken Vdc/2 ile 0 arası komütasyonunda oluşan çalışma aralıklarına ait eşdeğer devreler a) 1. aralık (t0 öncesi) b) 2. aralık (t0 –t2) c) 3. Aralık (t2 –t3) d) 4. aralık (t3 –t4) e) 5. aralık (t4 –t5) f) 6. aralık (t5 –t7) g) 7. aralık (t7 –t8) h) 8. aralık (t8 –t9) i) 9. aralık (t9 –t10) j) 10. aralık (t10 sonrası) [17]	54
Şekil 8.6 Anahtar ve rezonans tankının ölçülmüş akım ve gerilim değerlerine ait bir periyottaki dalga şekilleri (süre = 1 ms/kare) [17].....	56
Şekil 8.7 3L-ANPC dönüştürücüde T3 ve D2 arasındaki ZCT komütasyon ölçümleri (zaman 1 µs/kare) a) T3'ün kesime girmesi b) T3'ün ilettime girmesi [17]	56
Şekil 8.8 3L-ANPC dönüştürücüde T2 ve D3 arasındaki ZCT komütasyon ölçümleri (zaman 1 µs/kare) a) T2'nin kesime girmesi b) T2'nin ilettime girmesi [17]	57
Şekil 9.1 Üç seviyeli tam köprü (3L FB) ZVZCS Dönüştürücü a) Devre şeması, b) Dalga şekilleri [18].....	60
Şekil 9.2 Üç seviyeli tam köprü (3L FB) ZVZCS dönüştürücü çalışma aralıkları eşdeğer şemaları a)t0-t1 b)t1-t2 c)t2-t3 d)t3-t4 e)t4-Tsw/2 f)t = Tsw/2 [18]	64
Şekil 9.3 Çalışma dalga şekilleri a) tam yük (10 A) b) hafif yük (1 A); Ch. 1 = uge S1 - 20 V/kare; Ch. 2 = uge S2 - 25 V/kare; Ch. 3 = Ip – [a) 10 A/kare] b) 1 A/kare; Ch. 4 = uPrimary - 200 V/kare[18]	70
Şekil 9.4 İki seviyeli ZVZCS bir dönüştürücüdeki dalga şekilleri a) Si diyot ile b) SiC diyot ile; Ch. 1 = ux f m r S,P -100 V/kare; Ch. 2 = ux f m r S –x 100 V/kare; Ch. 3 = udrec4 - 100 V/kare; Ch. 4 = ixfmrS - 5 A/kare [18].....	71
Şekil 9.5 S8 anahtarının ZVS ile kesime girmesi a) Hafif yükte b) tam yükte; Ch. 1 = uge S8 -20 V/kare; Ch. 2 = uce S8 - 100 V/kare; Ch. 4 = Ie,S8 a) 0,5 A/kare ve b) 5 A/kare [18]	72
Şekil 9.6 S8 anahtarının ZVS ile ilettime girmesi a) Hafif yükte b) tam yükte; Ch. 1 = uge S8 -20 V/kare; Ch. 2 = uce S8 - 100 V/kare; Ch. 4 = Ie,S8 a) 0,5 A/kare ve b) 5 A/kare [18]	73
Şekil 9.7 S2 anahtarının ZCS ile ilettime girmesi a) Hafif yükte b) tam yükte; Ch. 1 = uge S2 -20 V/kare; Ch. 2 = uce S2 - 100 V/kare; Ch. 4 = Ie,S2 a) 0,5 A/kare ve b) 5 A/kare [18]	73
Şekil 9.8 S2 anahtarının ZCS ile kesime girmesi a) Hafif yükte b) tam yükte; Ch. 1 = uge S2 -20 V/kare; Ch. 2 = uce S2 - 100 V/kare; Ch. 4 = Ie,S2 a) 0,5 A/kare ve b) 5 A/kare [18]	74
Şekil 9.9 Devrenin sürekli halde, primer akım ve gerilim dalga şekilleri (PSIM sonuçları)	74
Şekil 9.10 S1 anahtarının ZVS ile kesime girmesi	75
Şekil 9.11 S4 anahtarının ZVS ile ilettime girmesi	75
Şekil 9.12 S2 anahtarının ZCS ile anahtarlama işlemleri	76

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3.1 Üç seviyeli diyot kenetlemeli bir eviricinin çıkış gerilimlerine göre anahtarlama durumları.....	10
Çizelge 3.2 Üç seviyeli bir kondansatör kenetlemeli eviricinin anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri.....	12
Çizelge 3.3 Beş seviyeli bir kondansatör kenetlemeli eviricinin çıkış gerilimlerine göre anahtarlama durumları [9]	12
Çizelge 3.4 Üç seviyeli bir kaskat bağlı tam köprü eviricinin anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri.....	14
Çizelge 6.1 Üç seviyeli eviricinin anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri ve kondansatör gerilimleri.....	30
Çizelge 6.2 Üç seviyeli eviricinin çıkış gerilimine göre anahtarlama durumları ve kondansatör gerilimleri.....	31
Çizelge 6.3 Deney Devresine Ait Akım ve Güç Değerleri	36
Çizelge 9.1 Üç seviyeli eviricinin anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri ve kondansatör gerilimleri [18]	59

YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİLERİN İNCELENMESİ

Hasan OKUMUŞ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hacı BODUR

Malzeme teknolojisinde kaydedilen ilerlemelerle beraber güç elektroniği devrelerinin maliyet ve boyutları da iyileştirilmiş ve solid-state dönüştürücüler enerji sistemlerinin vazgeçilmez donanımları haline gelmiştir. Motor güçlerinin de çağa uygun olarak büyümesiyle yüksek güçlü sürücü sistemlerinin ihtiyacı artmış, bunun sonucu olarak da motor sürücüleri olarak kullanılan eviriciler geliştirilerek çok seviyeli evirici topolojisi geliştirilmiştir. Az sayıda devre elemanı kullanılarak oluşturulması, kontrol kolaylığı ve diğer bariz üstünlükleri olması sebebiyle de özellikle üç seviyeli eviriciler önemli bir alternatif haline gelmiştir.

Güç elektroniği topolojilerinde güç yoğunluğunun artırılması amacıyla yüksek anahtarlama frekansına sahip uygulamalar yaygınlaşmaktadır. Ancak frekansla orantılı olarak artan anahtarlama kayıpları, devre verimini düşürmektedir. Bu sebeple yumuşak anahtarlama teknikleri geliştirilmiş ve tüm topolojilere uygulanmaya başlanmıştır. Yumuşak anahtarlama üç seviyeli eviriciler, yakın bir tarihte gündeme gelmiş ve kısa süre içerisinde üzerinde oldukça önemli çalışmaların yapıldığı, uygulamalar için ideal topolojilerden birisi haline gelmektedir. İlave eleman ve kontrol zorluğuna sebep olmayan bastırma hücrelerinin geliştirilmesi sonucu, devre gücü ve frekansını etkin şekilde yükselten tasarımlar gerçekleştirilmektedir.

Bu tez çalışmasında öncelikle çok seviyeli ve üç seviyeli eviriciler, yumuşak anahtarlama ve kontrol teknikleri hakkında bilgi verilmiş, ardından literatürde yer alan üç seviyeli

evirici topolojileri tanıtım amacıyla incelenmiş ve son olarak üç seviyeli ZVZCS bir eviricinin tam analizi verilerek PSIM simülasyonu yapılmıştır.

Bu konunun seçilmesindeki amaç, motor kontrolü gibi endüstriyel uygulamaların yanı sıra, başta güneş enerjisi santralleri olmak üzere alternatif enerjili sistemlerde yaygın bir şekilde kullanımı olan eviricilerde yüksek verim ve frekanslarda çalışabilme olanağı sağlayan yumuşak anahtarlama üç seviyeli eviricilerin tanıtılmasıdır.

Anahtar Kelimeler: Üç Seviyeli Evirici, Yumuşak Anahtarlama, Yumuşak Anahtarlama Üç Seviyeli Evirici.



ANALYSIS OF THE SOFT SWITCHING THREE-LEVEL INVERTERS

Hasan OKUMUŞ

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Prof. Hacı BODUR

Developments on material science provided great advantages to the solid-state converters such as minimized size and lower costs. As a result, solid-state converters have become indispensable devices for energy systems. Thus, in accordance with the increased motor powers, high-power driver systems have become the most important and most-preferred motor drive systems. So, lots of inverter topologies have been developed and still there are lots of ongoing studies. Usage of a few component, easy control and the other advantages of three-level (3L) inverters make them an important alternative between converters.

High frequency studies in order to obtain higher power density became widespread. However, higher frequency causes higher switching losses and lower the efficiency of topology. Thus, soft switching techniques were developed and they have been applied to all topologies. Soft switching three level inverters (S3L) have come up in recent times and become one of the most worked-on topologies. By using active auxiliary circuits which does not require an additional control signal or passive auxiliary circuits, frequency and output power of circuits are increased effectively.

This study presents a general knowledge about multi-level and three-level inverters, soft switching and control techniques and then analysis of three level inverters those exist

in the literature. At last, a zero-voltage-zero-current-switching (ZVZCS) three level inverter is fully analyzed and simulated on PSIM.

The aim of working on this subject is to introduce soft switching three level inverters which are an important alternative for alternative (especially solar) energy systems in addition to high-power industrial systems.

Keywords: Three Level Inverter, Soft Switching, Soft Switching Three Level Inverter, S3L.



1.1 Literatür Özeti

Yüksek güçlü motor sürücüler ve alternatif enerji kaynaklarına olan ilginin artmasına bağlı olarak yüksek güç, frekans ve verimde eviriciler gittikçe artan bir öneme sahip olmaktadır. Yüksek frekanslarda anahtarlama kayıplarını azaltmak ve devre frekansını yükseltebilmek için, ilave devreler olan bastırma hücrelerinden faydalanılmaktadır [1].

Yapılan çalışmalarda, çok seviyeli eviricilerin kontrol yöntemleri dışında devre topolojisinde yapılan geliştirmelerle birlikte devre gücü ve harmonik elemesi açısından oldukça etkin iyileştirmeler sağladığı görülmektedir [2-4]. Başta kaskat evirici ve çok seviyeli eviriciler, farklı gerilim seviyelerinin üretilmesine olanak tanıdığından, solar ve hibrid sistemlerde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Ancak mevcut eviricilerin çoğu düşük frekans ve yüksek kayıpla çalışmaktadır. Bu durum yumuşak anahtarlama çok seviyeli evirici fikrinin geliştirilmesini sağlamıştır [5].

Çok seviyeli evirici terimi, 1981'de Nabae tarafından sunulan nötr noktası kenetlemeli üç seviyeli evirici ile tanınmıştır [6]. Nabae tarafından sunulan bu ilk çok seviyeli evirici topolojisinin ardından, son olarak 1992 yılında kondansatör kenetlemeli eviriciler sunulmuştur [8]. Bu temel topolojilere dayanarak, anahtarlama elemanı sayısını minimuma indirip aynı zamanda seviye sayısını da olabilecek maksimuma çıkarabilmek için yoğun çalışmalar yapılmaktadır [7].

Çok seviyeli evirici konusunda ayrıca kullanılan kontrol teknikleri üzerinde çalışmalar yapılmaktadır. Topolojilerin, diğer topolojilere göre fark yaratan temel özelliklerinden

faýdalanılarak yeni kontrol teknikleri ve algoritmaları oluşturulmaktadır. Eviricinin kontrol esnekliği sağlaması, uygulanabilirliği açısından büyük önem teşkil etmektedir [9].

Son yıllarda alternatif enerji kaynaklarına olan ilginin artması, eviricilere olan ilginin artmasını ve bu konu üzerinde yoğun çalışmalar yapılmasına olanak sağlamaktadır. Fotovoltaik sistemlerde yüksek verimli dönüştürücü kullanımının önemli bir etken olması sebebiyle, (özellikle kaskat bağlı eviricinin) kullanımına yönelik çalışmalar yapılmaktadır [10-12].

Literatürde yeni geliştirilen dönüştürücü ve kontrol sistemlerinin yanı sıra, inceleme ve karşılaştırma yapılan çalışmalar da görölmektedir. Yüksek güçlü motor sürücöleri gibi endüstriyel uygulamalarda, iki seviyeli eviriciler ile üç seviyeli eviricilerin karşılaştırıldığı görölmektedir [13].

Genel olarak devrenin güç yoğunluğu ve anahtarlama frekansının arttırılmasında yumuşak anahtarlama tekniklerinden faydalanılmaktadır. Yumuşak anahtarlama eviriciler, fotovoltaik sistemler ile yüksek güçlü motor sürücöleri sistemlerinde ve dönüştürücölerde düşük kayıplar ile yüksek frekanslarda çalışma olanağı sağlamaktadır. Literatürde çok seviyeli ve özellikle üç seviyeli eviriciler üzerinde yumuşak anahtarlama tekniklerinden faydalanılan çalışmalar olduğu görölmektedir [15-18].

Bütün güç elektroniği dönüştürücölerinde olduğu gibi üç seviyeli eviricilerde de devrenin basit bir yapı ve kontrol şemasına sahip olması, ilave elemanlar gerektirmemesi devrenin uygulanabilirliği açısından büyük önem arz etmektedir. Üç seviyeli eviriciler, kontrol ve devre basitliği açılarından iki seviyeli eviricilerle tamamen aynı avantajlara sahiptir. Buna ek olarak iki seviyeli eviricilere göre aynı güç seviyesi için daha düşük güçlü anahtar kullanma imkanı sağlamaları, üç seviyeli eviricileri iki seviyeli eviricilerden daha avantajlı hale getirmektedir. Transformatör kullanımı gereksinimini ortadan kaldıran çok seviyeli evirici mantığı sayesinde transformatörsüz tasarımlar yapılırken, transformatörlü tasarımlar yapılması da mümkündür [18]. Literatürde genel olarak ZVS, ZVT ve ZVZCS dönüştürücölere rastlanırken ZCT ile yumuşak anahtarlama sağlayan dönüştürücölere de rastlanmaktadır [17]. Bunlara ilave olarak literatürde rezonanslı üç seviyeli ve ZCS ile yumuşak anahtarlama sağlayan dönüştürücölerle ilgili çalışmalar olduğu da görölmektedir.

1.2 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında alternatif enerji kaynakları, hibrid enerji kaynakları ve büyük güçlü motorların kontrol sistemleri gibi enerji ve endüstri alanlarında önemli kullanım yeri olan eviricilere dair, güncel çalışmalardan olan yumuşak anahtarlamalı üç seviyeli eviriciler açıklanmıştır. Aynı zamanda bir topolojinin teorik analizi yapılarak simülasyon çalışması ile devrenin doğrulanmıştır. Pasif ve aktif bastırma hücreli topolojiler sunularak, pasif bastırma hücreli ZVZCS bir dönüştürücü detaylı olarak incelenmiş ve simüle edilmiştir.

1.3 Hipotez

Yumuşak anahtarlamalı üç seviyeli eviriciler, üç seviyeli evirici topolojisinin doğal yapısından kaynaklanan daha düşük harmonik üretimi ve daha yüksek güç ve frekanslara çıkabilme özellikleri taşımaktadır. Bunun yanında, ana devreye ilave edilen basit yapıli yardımcı devreler ile yumuşak anahtarlamının sağlanmasıyla birlikte klasik üç seviyeli eviricilerin de üstünde bir güç ve frekansa sahip olmaktadır. Böylece daha düşük seviyeli güç anahtarlarının kullanılmasına da olanak sağlamaktadır. Burada incelemeleri sunulan devreler ile tam analizi sunulan devre bu açılardan incelenmiştir.

BÖLÜM 2

EVİRİCİLER

Eviriciler(DC-AC dönüştürücüler veya inverterler), DC giriş geriliminden, istenilen genlikte ve frekansta bir AC çıkış gerilimi elde edilmesini sağlayan dönüştürücülerdir. Eviricinin çalışma prensibi, DC gerilimin pozitif ve negatif yönlerde yüke uygulanmasına dayalıdır [1].

AC çıkış gerilimi, değişken bir DC giriş gerilimi kullanılarak istenilen değere ayarlanabilmektedir. Giriş geriliminin sabit olduğu ve kontrollü olmadığı durumlarda ise seçilecek devre tipi ve kontrol metodundan faydalanılarak çıkış gerilimi, sabit veya değişken frekans altında ayarlanabilmektedir. Eviricilerde yaygın olarak AC-PWM (Pulse Width Modulation) kontrol yöntemi kullanılmaktadır.

Yük kontrolü hassasiyetine ve devre elemanlarının ömrüne doğrudan etkisi olması sebebiyle harmoniksiz bir çıkış gerilimi elde edebilmek gittikçe artan bir öneme sahip olmaktadır. Harmonik içeriği yüksek bir çıkış enerjisi hem motor kontrolü gibi durumlarda salınımlı bir tork elde edilmesine ve salınımlı çalışmaya hem de Elektro Manyetik Girişimlere (EMI) ve/veya Radyo Frekans Girişimlerine (RFI) sebep olabilir. Elektromanyetik gürültülerin oluşması sonucu, (dönüştürücünün kendi kontrol sistemi dahil) yüksek frekansta çalışan diğer devrelerin olumsuz etkilenerek hatalı çalışması ve büyük arızalara sebep olması muhtemeldir. Bu sebeple bir evirici çıkışından alınmak istenen gerilim, ideal durumda harmoniksiz, saf sinüs şeklinde bir gerilimdir. Ancak temel olarak bir eviricinin çıkış gerilimi kare dalga veya kısmi kare dalga biçimindedir. Harmoniksiz veya minimum harmonik içeriğe sahip çıkış geriliminin sağlanabilmesi için,

PWM kontrol teknikleri yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Böylece temel harmonik bileşenin dışındaki harmonikler azaltılarak, çıkışta sinüs dalgasına yakın bir gerilim dalga şeklinin elde edilmesi amaçlanmaktadır. Kontrol tekniklerinin yanında, devre topolojileri de geliştirilerek harmonik probleminin azaltılması mümkündür.

Eviriciler hem bir fazlı hem de üç fazlı sistemlerde kullanılabilir. Üç fazlı eviriciler, faz başına bir adet bir fazlı dönüştürücünün kullanılmasıyla, toplamda üç adet bir fazlı evirici kullanılarak kolaylıkla elde edilebilir. Başlıca endüstriyel uygulama alanları,

- AC motor kontrolü
- Kesintisiz güç kaynakları
- Anahtarlama güç kaynakları
- Endüksiyonla ısıtma
- Elektronik balastlar
- AC gerilim kaynakları ve regülatörleridir [1].

Panel verimlerinin kayda değer seviyelere ulaşmış olması sebebiyle, alternatif bir enerji kaynağı olan güneş enerjisi santralleri de bugün eviricilerden en çok faydalanılan uygulama alanlarından birisi olmuştur. Rüzgar ve güneş enerji santrallerinin birleştirildiği hibrid enerji kaynakları ise önemi gittikçe artan bir diğer uygulama türüdür. Yüksek gerilimli DC enerji nakil hatlarından tekrar AC şebekeye geçiş yapılırken de yine yüksek güçlü eviricilerden faydalanılmaktadır.

Eviricilerde hem çıkış akımı hem de çıkış gerilimi negatif değerler alabilir ve kaynak tarafının desteklemesi durumunda dört bölgeli (regeneratif) çalışma sağlanabilir. Bu sayede enerjinin geri dönüşümü önemli ölçüde arttırılabilir.

Eviriciler akımın kendiliğinden sıfır olmaması sebebiyle zorlamalı komütasyonlu devreler olarak bilinir. Eviriciler giriş kaynağı türüne, devre topolojisine, kontrol tekniğine ve çıkış gerilimi seviyesine göre sınıflandırılmaktadır. Giriş kaynağı türüne göre temel olarak,

- Gerilim kaynaklı evirici,
- Akım kaynaklı evirici,

- Değişken baralı evirici,

olmak üzere üç gruba ayrılırlar.

2.1 Gerilim Kaynaklı Evirici

Evirici sabit bir DC gerilim ile besleniyorsa, bu eviriciye gerilim kaynaklı evirici adı verilir. Giriş tarafında kullanılan kondansatör düzgün bir DC gerilim ve sürekli akım sağlar.

Akümülatörler ve güneş pillerinin DC gerilim kaynağı olarak kullanıldığı uygulamalar, gün geçtikçe yaygınlaşmaktadır. [1].

2.2 Akım Kaynaklı Evirici

Evirici sabit bir DC akım ile besleniyorsa, bu eviriciye akım kaynaklı evirici adı verilir. Akım kaynaklı eviriciler harmonik içerikler sebebiyle giriş ve çıkış tarafında filtre kullanılmasını gerektirir. Giriş akımı piklerini azaltma amacıyla kullanılan endüktans aynı zamanda enerji depolama görevi de üstlendiği için büyük değerlerde olmaktadır.

Gerilim kaynaklı evirici akım kontrol modunda kullanılabileceği gibi, akım kaynaklı evirici de gerilim kontrol modunda kullanılabilir.

2.3 Değişken Baralı Evirici

Evirici kontrol edilebilir bir DC gerilim ile besleniyorsa, bu eviriciye değişken baralı evirici adı verilir. Değişken baralı evirici, bara tarafında bir DC-DC dönüştürücü kullanılarak elde edilebilir.

Uygulamalarda yaygın olarak gerilim ve akım kaynaklı eviriciler kullanılmaktadır. Gerilim kaynaklı eviriciler genel olarak kullanım kolaylığı açısından, akım kaynaklı eviriciler ise tristörlerin komütasyon işlemleri için sağladığı avantajlar sebebiyle tercih edilmektedir.

ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİLER

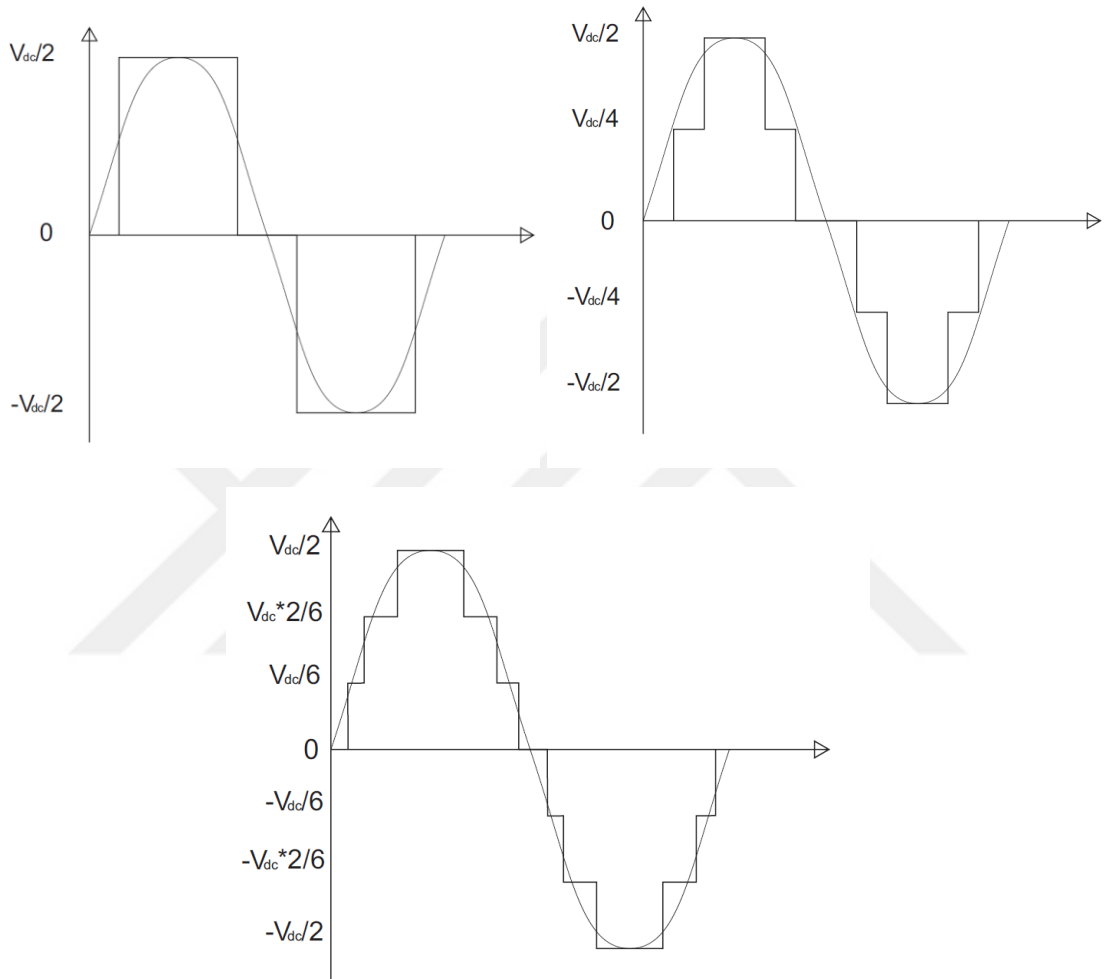
3.1 Çok Seviyeli Eviriciler

Evirici çıkış geriliminin sinüzoidal forma yaklaştırılması amacıyla yapılan çalışmalar sonucu çok seviyeli evirici topolojisi elde edilmiştir. Çok seviyeli eviriciler anahtarlama frekansında değişiklik yapılmaksızın veya çıkış gücünde bir azalma olmaksızın harmoniklerin azaltılmasına yardımcı olması sebebiyle oldukça dikkat çekmektedir.

Klasik iki seviyeli eviriciler harmoniklerin azaltılabilmesi amacıyla PWM ile birlikte kullanılmakta ve gücün yüksek olduğu uygulamalar için izoleli tam köprü topolojisi tercih edilmektedir. Transformatör sayesinde izole bir çıkış gerilimi elde edilebilse de, güç yükseldikçe bu transformatörün büyümesinin maliyet açısından sorun yaratacağı da düşünülmelidir. Ayrıca kare dalgadaki yüksek du/dt değerleri akım piklerinin oluşmasına sebep olmaktadır. Çok seviyeli eviricilerin çıkış gerilimi ise sinüse benzer basamak şeklinde kare dalgalardan (kısmi kare dalga olarak da adlandırılır) oluştuğu için, devre yapısı hem doğal olarak düşük du/dt sağlamakta ve dolayısıyla akım pikleri düşürmekte hem de harmonikler önemli ölçüde azalmaktadır. Bunun yanı sıra seri olarak bağlanmış anahtarlama elemanları sayesinde elemanların du/dt oranı azalırken, devre gücü ve/veya gerilimi de eleman dayanımlarının yüksek olmaması durumunda bile önemli ölçüde yükselir [3]. Bu sayede aynı gerilim seviyesi için daha düşük gerilim ve akım değerlerine sahip anahtarlama elemanlarının kullanılabilmesi veya aynı anahtarlama elemanlarıyla daha yüksek çıkış gerilimi seviyelerine çıkabilme olanakları elde edilir. Orta gerilim seviyelerinde (1 kV ve üstü) ve megawatt mertebelerinde güçlü AC sürücülerin

kullanım ihtiyacının artması çok seviyeli eviricileri daha cazip hale getirmektedir [4]. Şekil 3.1'den görülebileceği üzere çıkış geriliminin seviye sayısı arttıkça dalga şekli sinüzoidal forma daha da yaklaşmaktadır.

Çok seviyeli eviriciler esas olarak, alternatif enerji kaynaklarına olan ilginin artmasıyla yeniden ilgi görmeye başlamıştır.



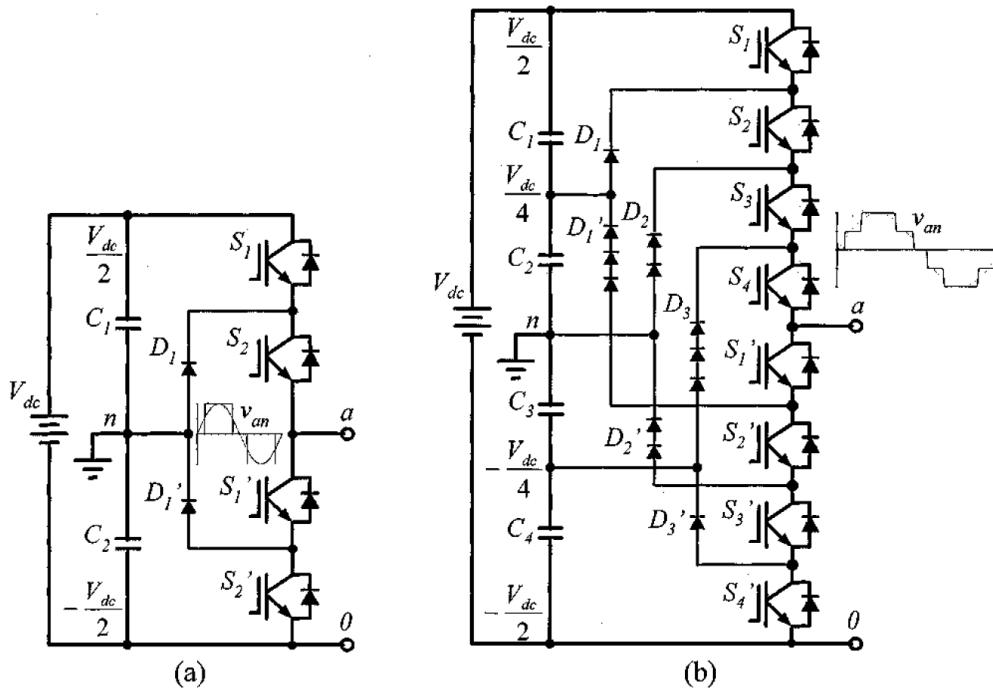
Şekil 3.1 Temel frekansta anahtarlanmış 3 seviyeli, 5 seviyeli ve 7 seviyeli evirici çıkış gerilimi dalga şekilleri [3]

3.2 Çok Seviyeli Evirici Topolojileri

3.2.1 Diyot Kenetlemeli Eviriciler

Çok seviyeli evirici terimi 1981'de ilk defa Nabae tarafından tanıtılan diyot kenetlemeli üç seviyeli evirici ile kullanılmaya başlanmıştır [4]. Şekil 3.2'de örnek olarak üç ve beş seviyeli diyot kenetlemeli eviriciler gösterilmiştir.

Diyot kenetlemeli eviricilerde DC giriş gerilimi seri bağlı giriş kondansatörleri ile bölünür. Bu eviricilerde m seviyeli bir çıkış gerilimi elde edilmesi için $m - 1$ adet kondansatöre ihtiyaç vardır. Topolojinin gerçekleştirilebilmesi için gerekli diyot sayısı ise $(m-1)(m-2)$ tanedir [6]. Şekil 3.2(a)'daki üç seviyeli eviricide C_1 ve C_2 kondansatörleri arası, Şekil 3.2(b)'deki beş seviyeli eviricide ise C_2 ve C_3 kondansatörleri arasındaki orta nokta, nötr noktası olarak kabul edilir. Çıkış gerilimi V_{an} 'in üç durumu vardır: $V_{dc}/2$, 0 , $-V_{dc}/2$. $V_{dc}/2$ seviyesi için S_1 ve S_2 anahtarları, $-V_{dc}/2$ seviyesi için S_1' ve S_2' anahtarları ve 0 seviyesi için de S_2 ve S_1' anahtarları iletimde olmalıdır. S_1 - S_1' ve S_2 - S_2' anahtarları tümleyen anahtar çiftleridir ve aynı çifti oluşturan anahtarlar daima birbirinin tersi şekilde çalışmalıdır.



Şekil 3.2 Diyot kenetlemeli çok seviyeli evirici devre topolojileri a) 3 seviyeli b) 5 seviyeli[4]

Bu topolojiyi geleneksel iki seviyeli eviriciden ayıran temel özellik D_1 ve D_1' diyotlarıdır. Bu diyotlar, anahtar gerilimlerini DC bara geriliminin yarısına kilitler. S_1 ve S_2 anahtarları aynı anda iletime geçtiğinde, a ve 0 noktaları arasında $V_{a0} = V_{dc}$ gerilimi görülür. Bu durumda C_1 kapasitesinin gerilimini tutan S_1' ve C_2 kapasitesinin gerilimini tutan S_2' anahtarlarının gerilim dağılımı dengesi, D_1' diyodu tarafından sağlanır. Burada V_{an} çıkış geriliminin AC ve V_{a0} çıkış geriliminin DC olduğuna dikkat edilmesi gerekir. V_{an} ve V_{a0} gerilimleri arasındaki fark, $V_{dc}/2$ 'ye eşit olan C_2 kondansatörü gerilimidir. Eğer a ve 0

noktaları arasından çıkış alınır, devre çıkış gerilim seviyeleri V_{dc} , $V_{dc}/2$ ve 0 olan bir DC-DC dönüştürücü olarak çalışır [4].

Üç seviyeli diyot kenetlemeli bir eviricinin çıkış gerilimlerine göre anahtarlama durumları, Çizelge 3.1’de gösterilmiştir.

Çizelge 3.1 Üç seviyeli diyot kenetlemeli bir eviricinin anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri

V_{an} çıkışı	Anahtarlama durumları			
	S_1	S_2	S_1'	S_2'
$V_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-V_{dc}/2$	0	0	1	1

Diyot Kenetlemeli Eviricilerin Avantajları

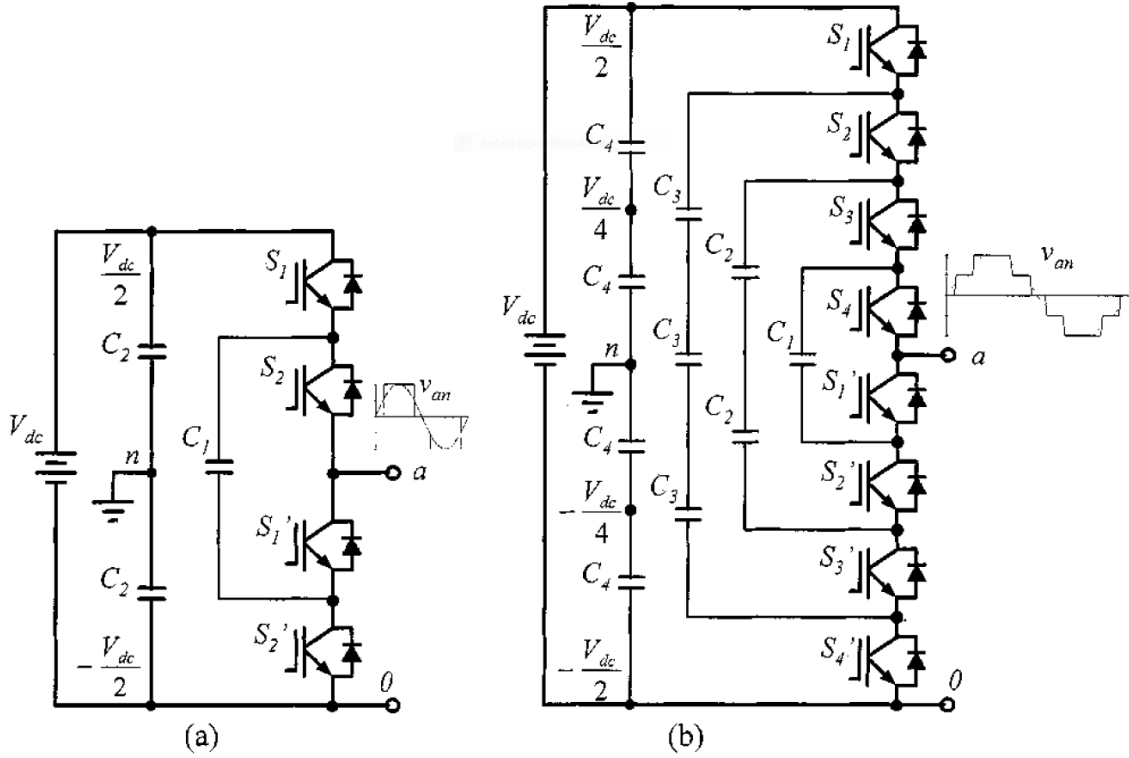
- Basit devre yapısı sebebiyle kontrolü kolaydır.
- Devre gücü ve gerilimi seri bağlı anahtarlar sebebiyle klasik iki seviyeli eviricilere göre ciddi seviyede yüksektir. Böylece transformatörsüz kullanılabilir.
- Anahtarlar, klasik eviriciye göre daha düşük gerilim ve du/dt dayanımı seviyelerinde seçilebilir.
- Çıkış gerilimi seviyesi arttıkça harmonik içerikler önemli derecede azalır.
- Tüm seviye modülleri tek DC bara geriliminden beslenir.

Diyot Kenetlemeli Eviricilerin Dezavantajları

- Seviye sayısı arttıkça kontrol zorlaşır.
- Her gerilim seviyesi için sadece bir anahtarlama alternatifi vardır.
- Yüksek seviyelerde bulk kondansatörleri arası gerilim dengesi ve nötr noktasının korunamaması sorunları oluşması sebebiyle, uygulamalar genellikle üç seviyeli eviricilerle sınırlıdır.

3.2.2 Kondansatör Kenetlemeli Eviriciler

Çok seviyeli eviricilerde, kondansatör kenetlemeli eviriciler, ilk defa 1992’de önerilmiştir. Bu topolojide diyot kenetlemeli eviricideki kenetleme diyotları kaldırılmış ve yerine kondansatörler konulmuştur [8]. Diyot kenetlemeli eviricilere benzer şekilde burada da DC bara gerilimini bölmek için $(m - 1)$ adet kondansatör kullanılır. Ek olarak, $(m - 1)(m - 2)/2$ adet yardımcı kondansatör ile anahtar gerilimlerinin, DC girişte kullanılan bir bulk kondansatörün geriliminde kalması sağlanır [4]. Şekil 3.3’te kapasite kenetlemeli üç ve beş seviyeli evirici topolojileri gösterilmiştir. Kondansatör kenetlemeli eviriciler, çıkış geriliminin elde edilmesi konusunda diyot kenetlemeli eviricilere göre daha fazla kontrol esnekliğine sahiptir. Çizelge 3.2’de kondansatör kenetlemeli üç seviyeli bir eviricinin, anahtarlama durumlarına göre elde edilecek çıkış gerilimleri verilmiştir.



Şekil 3.3 Kondansatör kenetlemeli çok seviyeli evirici devre topolojileri a) 3 seviyeli b) 5 seviyeli [4]

Çizelge 3.2’de sıfır gerilim seviyesi için iki anahtarlama alternatifi olduğu görülmektedir. C_1 kondansatörü, sıfır gerilim seviyesi için S_1 ve S_1' anahtarları kullanıldığında şarj olmakta, S_2 ve S_2' anahtarları kullanıldığında ise deşarj olmaktadır. C_1 kondansatörünün

gerilim dengesi, bu iki anahtarlama alternatifinin uygun bir şekilde sıralanmasıyla sağlanmaktadır.

Çizelge 3.2 Üç seviyeli bir kondansatör kenetlemeli eviricinin anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri

V_{an} çıkışı	Anahtarlama durumları			
	S_1	S_2	S_1'	S_2'
$V_{dc}/2$	1	1	0	0
0	1	0	1	0
	0	1	0	1
$-V_{dc}/2$	0	0	1	1

Çizelge 3.3'te ise, kondansatör kenetlemeli beş seviyeli bir eviricinin, anahtarlama durumlarına göre elde edilecek çıkış gerilimleri verilmiştir.

Çizelge 3.3 Beş seviyeli bir kondansatör kenetlemeli eviricinin anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri [9]

V_{an} çıkışı	Anahtarlama durumları							
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_1'	S_2'	S_3'	S_4'
$V_5 = V_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_4 = V_{dc}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1
$V_3 = 0$	1	0	1	1	0	0	1	0
	0	1	0	1	0	1	1	0
	1	0	1	0	1	0	1	0
	0	1	0	1	0	1	0	1
	1	0	1	0	1	0	1	0
	0	1	0	1	0	1	0	1
$V_2 = -V_{dc}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
	0	0	0	1	0	1	1	1
	0	0	1	0	1	0	1	1
$V_1 = -V_{dc}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

Kondansatör Kenetlemeli Eviricilerin Avantajları

- Diyot kenetlemeli eviricilerdeki gerilim dağılımı dengesizliklerinin önüne geçilmiştir.
- Diyot kenetlemeli eviricilerin aksine çıkış gerilimlerinin elde edilmesinde birden fazla anahtarlama kombinasyonu kullanılabilir.

- Çok miktarda kondansatör kullanımı ile devrede ek bir filtre kullanmadan çıkış geriliminin dv/dt oranı sınırlandırılmakta ve düzgün bir çıkış gerilimi elde edilmesi sağlanmaktadır.
- Aktif ve reaktif güç akışı kontrolü imkanı sağlamaktadır [10].

Kondansatör Kenetlemeli Eviricilerin Dezavantajları

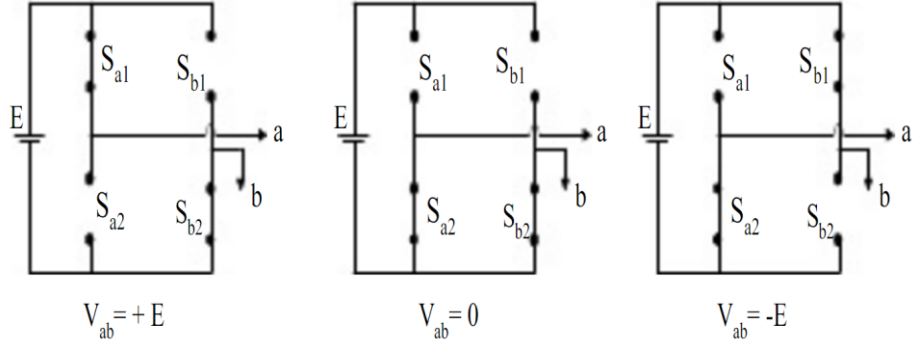
- Bulk kondansatörleri haricinde kullanılan kondansatör sayısı, seviye sayısı ile orantılı olarak artmaktadır.
- Fazla miktarda kondansatör kullanımı, kondansatörlerin şarj ve deşarjları esnasında kontrol zorluğu meydana getirmektedir [10].
- Seviyenin artmasıyla orantılı olarak artan kondansatör sayısı maliyet açısından da dezavantaj oluşturmaktadır.

3.2.3 Kaskat Bağlı Tam Köprü Eviriciler

Kaskat bağlı çok seviyeli evirici topolojisi, birbirinden bağımsız bir fazlı eviricilerin seri bağlanması mantığı ile oluşmaktadır. Çıkış gerilimi, seri bağlanan eviricilerde üretilen gerilimler aracılığıyla elde edilir. Her tek fazlı tam köprü eviricinin çıkışı $+V_{dc}$, 0 ve $-V_{dc}$ olmak üzere üç farklı gerilim seviyesine sahiptir [4]. Farklı DC kaynaklı ve çok seviyeli kaskat eviricilerde farklı değerlerde DC giriş gerilimi oluşturmak için, birden fazla sekondere sahip trafo, akümülatör, yakıt hücreleri veya güneş pillerinden elde edilen DC gerilimden faydalanılır. Kaskat bağlı tam köprü eviriciler, geliştirilen ilk çok seviyeli evirici topolojisi olmasına rağmen, uygulamalarda alternatif enerji kaynaklarının popüleritesinin artmasıyla yeniden yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. Son zamanlarda bu yapı, AC güç kaynakları ve sürücü sistemlerinde de sıkça kullanılmaya başlanmıştır [11]. Şekil 3.4'te verilmiş olan anahtarlama durumları, çizelge halinde Çizelge 3.4'te verilmiştir. Çizelge 3.4'te, sıfır gerilim seviyesi için iki farklı anahtarlama alternatifinin bulunduğu görülmektedir.

Kaskat Bağlı Eviricilerin Avantajları

- Tek fazlı tam köprü eviriciler basit yapılarından dolayı kolayca modül haline getirilebilmektedir.



Şekil 3.4 Bir tam köprü eviriciye ait anahtarlama durumları ve buna karşılık gelen gerilim seviyeleri [11]

Çizelge 3.4 Üç seviyeli bir kaskat bağlı tam köprü eviricinin anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri

V_{ab} çıkışı	Anahtarlama durumları			
	S_{a1}	S_{a2}	S_{b1}	S_{b2}
E	1	0	0	1
0	1	0	1	0
	0	1	0	1
-E	0	1	1	0

- Tam köprü modüllerinin kolaylıkla seri olarak bağlanmasıyla istenen seviyede çıkış gerilimi elde edilebilmektedir.
- En az DC giriş gerilimi seviyesinde AC çıkış gerilimi elde edilebilmektedir [11].
- Gerilim kenetleme için diyot ve kondansatörlere ihtiyacı olmaması, diğer iki topolojiye göre devre yapısının daha sade ve maliyetinin daha düşük olmasını sağlamaktadır.
- Girişte orta uçlu DC kaynak gerektirmemesi, kondansatörler arası gerilim dengesizlikleri gibi sıkıntıların oluşmamasını sağlamaktadır.
- Farklı ve izole DC kaynak gerektiren yapısı sebebiyle alternatif enerji kaynağı sistemlerinde çokça tercih edilen bir dönüştürücü haline gelmektedir.

Kaskat Bağlı Eviricilerin Dezavantajları

- Farklı ve izole DC kaynak ihtiyacı devrenin uygulamasını zorlaştırmaktadır.

- Fotovoltaik sistemler gibi doğal olarak DC kaynağın sağlanabildiği uygulamalar dışında farklı ve izole DC kaynağı elde etmek için birden fazla sekondere sahip transformatör kullanılması gerekmektedir. Bu durum da devrenin maliyetini yükseltmektedir.

3.3 Çok Seviyeli Eviricilerin Avantaj ve Dezavantajları

PWM kontrollü iki seviyeli eviricilere ciddi bir alternatif olan çok seviyeli eviricilerin avantajları ve dezavantajlarının göz önüne alınarak bir seçim yapılması gerekir. Bunun için bu avantaj ve dezavantajları aşağıdaki gibi ifade etmek mümkündür.

Seri ve paralel bağlı anahtarlama elemanları sayesinde anahtarlama elemanları üzerindeki akım ve gerilim stresleri iki seviyeli eviricilere göre düşürülürken, devrenin yüksek güçlü uygulamalarda kullanılması sağlanır. Seviye artışı, devre topolojisine bağlı olmakla beraber gayet kolay şekilde sağlanmakta ve seviye sayısı arttıkça temel frekansta sinüse çok yakın bir çıkış gerilimi elde edilmektedir. Öte yandan çıkış geriliminin seviyesinin artmasıyla birlikte anahtar sayısının artmasından kaynaklı kontrol zorlukları ve eleman sayısının fazla olması sebebiyle maliyet sorunları oluşmaktadır. Bununla beraber seviye sayısının artması, gerilim dengesizliği sorununu da beraberinde getirmektedir.

Anahtar sayısının fazla oluşu, iki seviyeli eviricilere göre açık bir dezavantajdır. Ancak kullanılan anahtarların gerilim seviyelerinin daha düşük olması, maliyet açısından önemli bir fark oluşturmamaktadır. Öte yandan, fazla sayıda anahtar için gerekli sürme devreleri kontrolün zor ve devre yapısının daha karmaşık olmasına neden olmaktadır [11].

Çıkış geriliminin kare dalga basamakları şeklinde oluşu, gerilim piklerinin doğal olarak azaltılmasını sağlar. Devre topolojisine bağlı olarak anahtar gerilimleri düşük seviyede tutulurken yüksek çıkış gerilimi elde edilmesi mümkündür [7]. Giriş katında kullanılan izoleli DC kaynaklar ve orta uçlu DC gerilim kaynağı önemli bir dezavantajdır. İzole gerilim kaynaklarının uygulanması ve seri kondansatörlerin dengesizliği sirkülasyon akımlarına neden olarak, seviye yükseldikçe devrenin düzgün çalışmasını daha da zor hale getirir.

Kaskat bağlı çok seviyeli eviricilerde, seviye sayısı tam köprü evirici devresi istenen sayıda modüller halinde seri bir şekilde birbirine bağlanarak istenildiği gibi arttırılabilir. Aynı

zamanda girişte kullanılan DC gerilim kaynakları birbirinden farklı gerilim seviyelerinde olabilmektedir. Tam köprü devre yapısının sade olması ve modüller arasında ilave elemanlar gerektirmemesi sebebiyle basit yapıda çok seviyeli bir evirici kolaylıkla oluşturulabilir. Kaskat bağlı eviricilerin bu avantajlarına rağmen temel sorunu, izole DC kaynak gerektirmesidir. Bu sorun giriş DC gerilim kaynağı sekonderi çok sargılı bir kullanılarak giderilebilir. Aynı zamanda bu dezavantaj, güneş panellerinin farklı sayılarda gruplandırılmasıyla gayet kolay ve kullanışlı bir şekilde avantaja dönüştürülebilir. Bu durum, anahtarların dengeli bir şekilde akımı üstlenmesi, akım stresinin olmaması ve kontrol kolaylığı sağlaması açısından önemlidir.

Diyot kenetlemeli eviricilerde orta uçlu bir DC gerilim kaynağı gerekmektedir. Kullanılan gerilim kenetleme diyotları, anahtar gerilimlerinin kaçak endüktans etkisiyle yüksek değerlere ulaşmasını önlemek sağlamak amacıyla kullanılır [5]. Kondansatör kenetlemeli devreye göre daha az sayıda kondansatör kullanılmasına rağmen, üç seviyeden yukarı çıkılmasıyla gerilim dengesizliklerinin yükselmesi sebebiyle uygulamalarda genellikle üç seviyeli evirici topolojisi kullanılmaktadır. Kontrol yöntemi olarak PWM (Pulse Width Modulation) yönteminin kullanılmasıyla, diyotların ters toparlanma akımları da problem oluşturmaktadır [4].

Kondansatör kenetlemeli eviricilerde gerilim kenetleme diyotları yerine kondansatörler kullanılır. Bu durum hem gerilim dengesizliğinin önlenmesini, hem de devrede du/dt sınırlandırması sağlamaktadır. Seviye sayısı yükseldikçe kullanılması gereken kondansatörlerin sayısı dezavantaj oluşturmakla birlikte, kaskat bağlı evirici gibi kondansatör kenetlemeli eviricilerde de çıkış geriliminin elde edilmesi için birden fazla kombinasyon mümkündür.

3.4 Üç Seviyeli Eviriciler

Çok seviyeli evirici yapısı, üç seviyeden itibaren başlamaktadır. Çok seviyeli eviricilerde seviye yükseldikçe, sinüse daha yakın bir çıkış gerilimi elde edilmektedir. Kontrol zorluğu ve yüksek maliyet gibi zorluklar sebebiyle pratikte çıkış geriliminin seviyesi sınırlı derecede yükseltilebilmektedir. Böylece en az devre elemanı ile en yüksek sayıda çıkış seviyesi elde etme çalışmalarına olan ilgi artmaktadır. Üç seviyeli eviriciler, iki seviyeli eviricilerle yakın sayıda devre elemanı kullanırken aynı zamanda anahtar gerilim

dayanımları ve devre gücü açısından önemli avantajlar sağlamaktadır. Böylece pratik uygulamalarda üç seviyeli eviriciler iki seviyeli eviriciler kadar yaygın kullanım alanına sahiptir. Bu sebeple özellikle fotovoltaik sistemleri içeren tasarımlarda (örneğin fotovoltaik sistemlerle bütünleşik motor kontrolü gibi) kullanım avantajlarını içeren araştırmalar mevcuttur [12].

Sabit mıknatıslı senkron motorun farklı frekanslarda uzay-vektör PWM kontrolünde, üç seviyeli eviricinin kullanılması durumunda, motorun tork sıçramalarında ortalama %30 ve bakır kayıplarında ortalama %9,57 gibi bir azalma gözlenmiştir [13].

Topolojilerinin daha az sayıda eleman gerektirmesi ve kayda değer avantajları sebebiyle üç seviyeli eviriciler, çok seviyeli eviriciler arasında öne çıkmaktadır. Bu sebeple üç seviyeli eviricilerde verimi ve güç yoğunluğunu arttırmak için, yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanımı üzerine çalışmalara olan ilgi gün geçtikçe artmaktadır.

ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİLERDE KULLANILAN DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (DGM) TEKNİKLERİ

Çok seviyeli eviricilerde (ÇSE), harmonik bileşenlerin azaltılması ve sinüs dalga şekline yakın bir çıkış geriliminin elde edilmesi amacıyla darbe genişlik modülasyonu (DGM) kontrolünden faydalanılır. Bu yöntemle çıkış geriliminin harmonik içeriğinin azaltılması, lineer modülasyon aralığının genişletilmesi ve anahtarlama kayıplarının azaltılması amaçlanır [9].

Çok seviyeli eviricilerde kullanılan DGM teknikleri iki seviyeli eviricilerde kullanılan DGM tekniklerinin geliştirilmiş halidir. Çok seviyeli eviricilerde en çok kullanılan DGM teknikleri şöyle sıralanabilir.

- Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (S-DGM, S-PWM)
- Harmonik Eliminasyonlu Darbe Genişlik Modülasyonu (HE-DGM, HV-PWM)
- Uzay-vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UV-DGM, SV-PWM)

4.1 Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (S-DGM)

S-DGM tekniği bilinen en eski tekniklerden birisidir. Bu teknikte, taşıyıcı işaret ile referans işaretler karşılaştırılarak evirici devresindeki anahtarlar için gerekli olan kontrol sinyalleri elde edilmektedir.

Çok seviyeli eviriciler için kullanılan S-DGM teknikleri, iki seviyeli eviriciler için kullanılan S-DGM tekniklerinin geliştirilmiş halidir. Burada referans işaretler aynı kalmak şartıyla

taşıyıcı işaretlerin sayısı eviricinin seviyesine bağlı olarak artırılmaktadır. Eviricinin seviye sayısı m alınırsa genliği ve frekansı birbirine eşit $m-1$ tane taşıyıcı işaret gerekir. Bu taşıyıcı işaretler her faz için referans olan sinüs dalgalar ile karşılaştırılmaktadır. Örneğin, bir beş seviyeli çok seviyeli evirici için taşıyıcı işaretlerin sayısı dört olacaktır [9]. ÇSE'lerde modülasyon indeksi ve frekans indeksi sırasıyla şu şekilde belirtilir [2].

$$M = \frac{A_1}{(m-1)A_s} \quad (4.1)$$

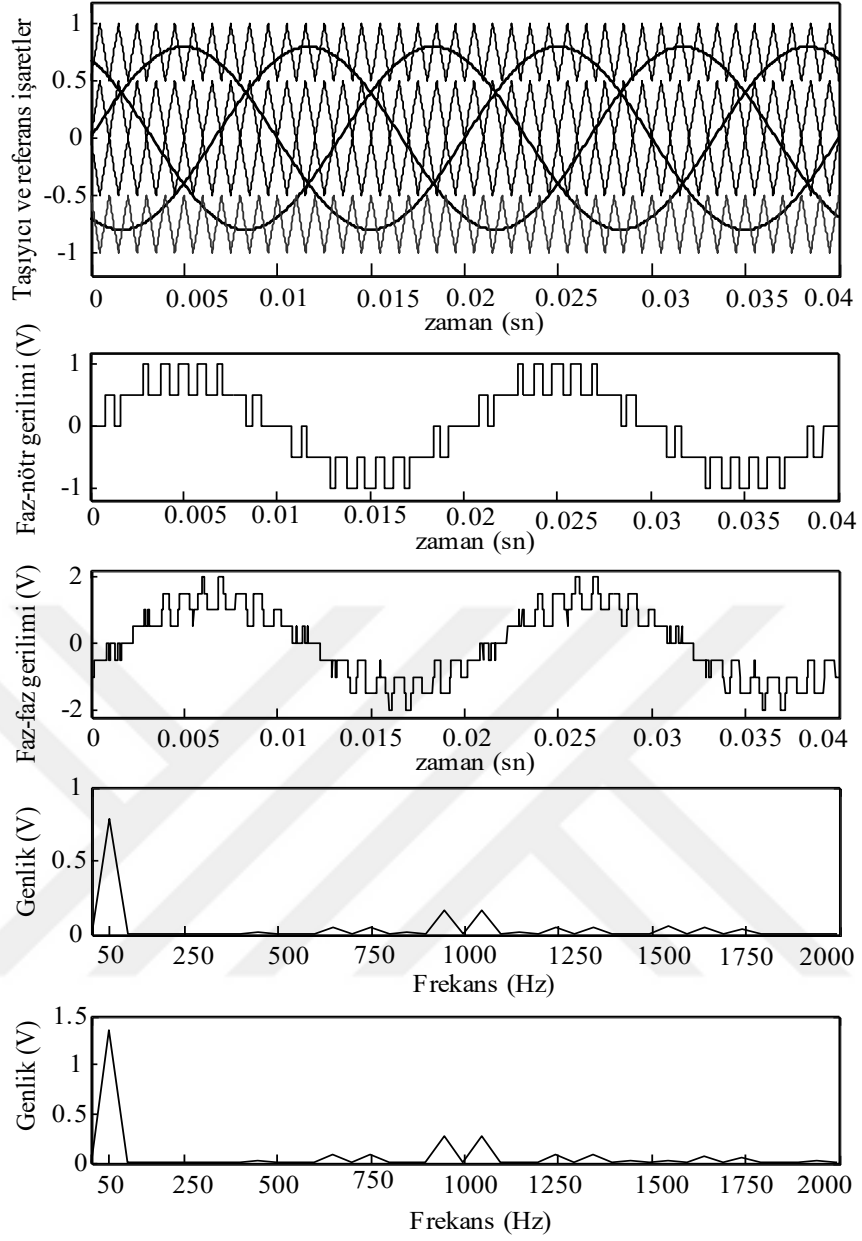
$$M_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (4.2)$$

Burada A_1 , referans işaretin genliği, A_s taşıyıcı işaretin genliği, f_1 referans işaretin frekansı ve f_s ise taşıyıcı işaretin frekansdır. Şekil 4.1'de $M=0,8$, $f_1=50\text{Hz}$ ve $f_s=1\text{kHz}$ durumunda taşıyıcı işaretlerin dağılımı için örnek bir dalga şekli verilmiştir.

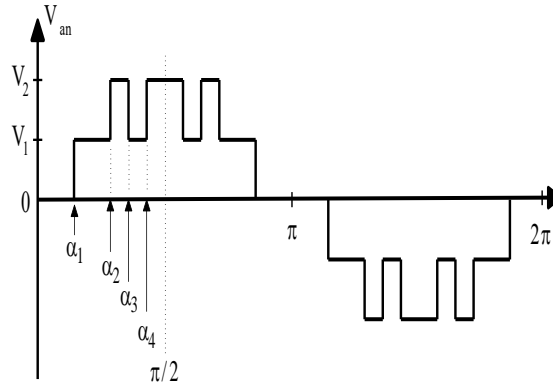
4.2 Harmonik Eliminasyonlu Darbe Genişlik Modülasyonu(HE-DGM)

HE-DGM tekniği anahtarlama açılarının önceden hesap edilip, bu açılara göre işaret üretilmesine dayanan bir tekniktir. Anahtarlama açıları değiştirilerek eviricinin çıkış dalga şeklinde istenmeyen belirli sayıdaki harmonik bileşenler elenebilir ve temel harmonik bileşenin genliğinin kontrolü sağlanabilmektedir.

Çok seviyeli HE-DGM tekniği, diğer DGM teknikleri ile karşılaştırıldığında düşük anahtarlama frekanslarında daha yüksek çıkış gücü elde edilmesini sağlamaktadır. Şekil 4.2'de örnek bir beş seviyeli evirici için çıkış geriliminin dalga şekli görülmektedir [9].



Şekil 4.1 S-DGM Tekniği İçin Dalga Şekilleri ($M=0,8$, $f_1=50\text{Hz}$, $f_p=1\text{kHz}$) [9]



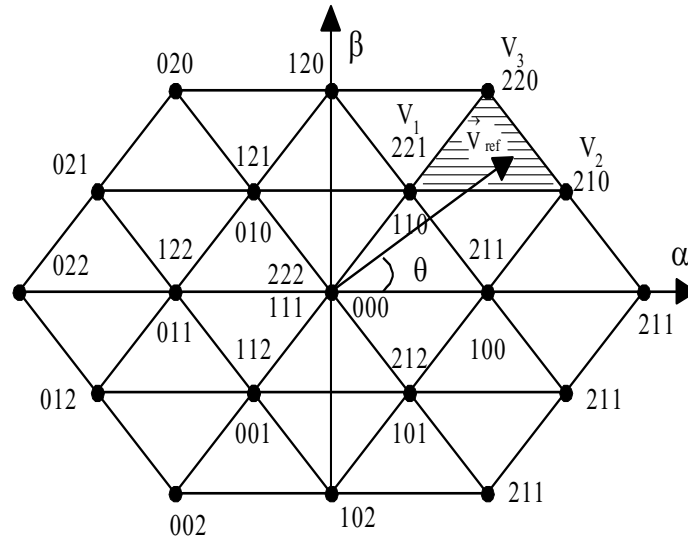
Şekil 4.2 HE-DGM tekniği için anahtarlama açılarının tanımlanması [9]

4.3 Uzay-Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu(UV-DGM)

UV-DGM tekniği kullanılarak iki seviyeli ve çok seviyeli evirici çıkışlarında istenilen genlik ve frekansta üç fazlı gerilimler elde edilebilmektedir. UV-DGM tekniği, çok iyi harmonik performansı, modülasyon indeksi aralığının genişletilmesi, DC giriş geriliminin optimum kullanımı ve düşük akım dalgalanması gibi avantajlara sahiptir. Doğrudan programlama tekniği olduğundan sayısal gerçekleştirmeler için oldukça uygun olmaktadır [9].

UV-DGM yöntemi, sistemin matematiksel olarak modellenmesi yöntemine dayanmaktadır. Üç fazlı referans gerilimler, "Clarke" dönüşümü kullanılarak α - β uzayında bir gerilim uzay vektörü ile temsil edilmektedir. Vektörün uzunluğu ve faz açısı bu üç-fazlı büyüklüklerin anlık değerleri ile saptanır. Eğer üç-fazlı büyüklükler sinüzoidal ve dengeli ise vektör, sabit bir açısal hızla dönecektir ve sabit bir genliğe sahip olacaktır. Başka bir deyişle dönen bir gerilim vektörü oluşacaktır [9].

UV-DGM tekniğinin dezavantajı; eviricinin seviye sayısı arttıkça anahtarlama durumlarının sayısında artış olması ve beraberinde bu anahtarlama durumlarından bir seçim yapmak zorluğu oluşmasıdır [9]. Şekil 4.3'te üç seviyeli eviricinin uzay-vektör diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.3 Üç Seviyeli Eviricinin Uzay Vektör Diyagramı [9]

YUMUŞAK ANAHTARLAMA

5.1 Güç Elemanlarının Çalışması ve Kayıpları

Bir güç elemanı, kapısına uygulanan kontrol sinyali ile kontrol edilir ve bir periyot içerisinde iletim, kesim ve anahtarlama olmak üzere üç durumda çalışabilir. Güç elemanının çalışması esnasında kontrol, iletim, kesim ve anahtarlama kayıpları oluşur. Kontrol veya kapı akımı ile kesimdeki sızıntı akımı çok küçük olduğundan, kontrol kayıpları ile kesim durumundaki kayıplar daima ihmal edilir. Böylece, bir güç elemanının toplam güç kaybı, iletim ve anahtarlama kayıplarının toplamı olarak kabul edilir ve aşağıdaki gibi ifade edilir [1].

$$P_{TOT} = P_{CON} + P_{SW} \quad (5.1)$$

Bu durum Şekil 5.1'de gösterilmiştir.

5.1.1 İletim Kayıpları

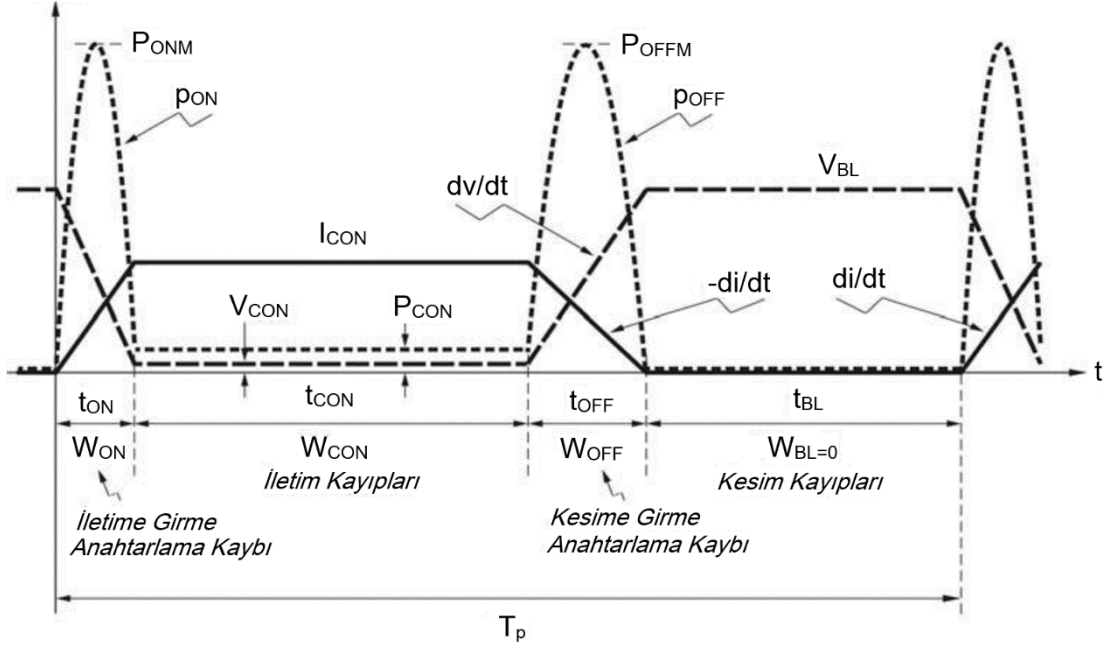
İletim kaybı, iletim veya doyum durumunda elemandan geçen akım ile elemanın gerilim düşümüne bağlıdır. İletim güç kaybı aşağıda verilen denkleme göre hesaplanır.

$$P_{CON} = \frac{1}{T_p} \int v_{CON} i_{CON} dt \quad (5.2)$$

Burada

v_{CON} = İletim durumunda elemanın üzerindeki gerilim düşümü

i_{CON} = İletim esnasında güç elemanından geçen akımdır [1].



Şekil 5.1 Bir güç elemanın bir anahtarlama periyodu içerisindeki çalışma durumları ve bu durumlara ait akım, gerilim ve güç değişimleri [1]

5.1.2 Anahtarlama Kayıpları

Bir periyot içerisinde, iletim ve kesime girme olmak üzere iki anahtarlama durumu oluşur. İletim ve kesime girme işlemlerindeki anahtarlama enerji kayıpları aşağıdaki gibidir.

$$W_{ON} = \int_0^{T_{ON}} v_{ON} i_{ON} dt \quad (5.3)$$

$$W_{OFF} = \int_0^{T_{OFF}} v_{OFF} i_{OFF} dt \quad (5.4)$$

$$W_{SW} = W_{ON} + W_{OFF} \quad (5.5)$$

Yine burada da

W_{ON} = İletime girme anahtarlama enerji kaybı,

W_{OFF} = Kesime girme anahtarlama enerji kaybı,

W_{SW} = Toplam anahtarlama enerji kaybıdır.

Bir saniyedeki enerji kaybı güç olarak tanımlandığına göre, güç elemanının güç kaybı, anahtarlama frekansına bağlı olarak

$$P_{SW} = f_p W_{SW} = f_p (W_{ON} + W_{OFF}) \quad (5.6)$$

şeklinde ifade edilebilir. Şekil 5.1’de görüldüğü gibi anahtarlama güç kaybının ani değeri, iletim kaybına göre oldukça yüksektir. Ortalama anahtarlama güç kaybı, frekans ile doğru orantılı olarak artar [1].

5.2 Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı

Güç elektroniği devrelerinde, yarı iletken elemanların ilave bir düzen kullanılmadan doğal olarak gerçekleşen anahtarlamalarına sert anahtarlama (HS) denilmektedir. Sert anahtarlamaadaki anahtarlama problemlerinin çözülmesine yönelik çalışmalar sonucu yumuşak anahtarlama (SS) kavramı ortaya çıkmıştır.

Yumuşak anahtarlama temel olarak, anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişimin (EMI) özel düzenlerle yok edilmesi veya en aza indirilmesi şeklinde tanımlanır. Yumuşak anahtarlama amacıyla geliştirilen ve dönüştürücünün temel bir parçası olmayan ilave devrelere ise bastırma hücreleri denilmektedir. Devrelerin güç yoğunluğunun artırılması için anahtarlama frekansı yükseltilirken oluşan EMI, gürültü ve anahtarlama kayıplarının düşürülmesi de bastırma hücreleri ile yapılan yumuşak anahtarlama teknikleri ile gerçekleştirilmektedir.

Yumuşak anahtarlama beklenen fonksiyonlar genel olarak aşağıda listelenmiştir.

- Anahtarlama anlarında akım ve gerilimin üst üste binmesini azaltarak anahtarlama kayıplarını minimuma indirmek veya tamamen yok etmek,
- Akım ve gerilimin yükselme hızlarını sınırlayarak EMI ve RFI (radyo frekansı girişi) gürültülerini bastırmak,
- Yük hattı akım ve gerilim değişimlerini düzenlemek,
- Anahtarlama enerjilerini geri kazanmak,
- Çalışma frekansını yükseltmek,
- Periyodun büyük bir kısmında PWM çalışmayı korumak,
- Devrenin boyut ve maliyetini düşürmek,
- Hafif yüklerde de yumuşak anahtarlama sürdürmek [14],
- Ana elemanlar için ilave akım ve gerilim stresleri oluşturmamak,

- İlave kayıplara sebep olmamaktır.

5.3 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri

Yumuşak anahtarlama teknikleri temel olarak klasik ve modern bastırma hücreleri ile gerçekleştirilir. Klasik yöntemlerde akım ve gerilimin yükselme hızı temel olarak, sırasıyla elemana seri bağlı bir bobin ve paralel bağlı bir kondansatör aracılığıyla sınırlandırılmaktadır. Modern tekniklerde ise kısmi rezonanstan faydalanılarak anahtarların sırasıyla sıfır akım ve gerilim altında ilettime veya kesime girmesi sağlanmaktadır.

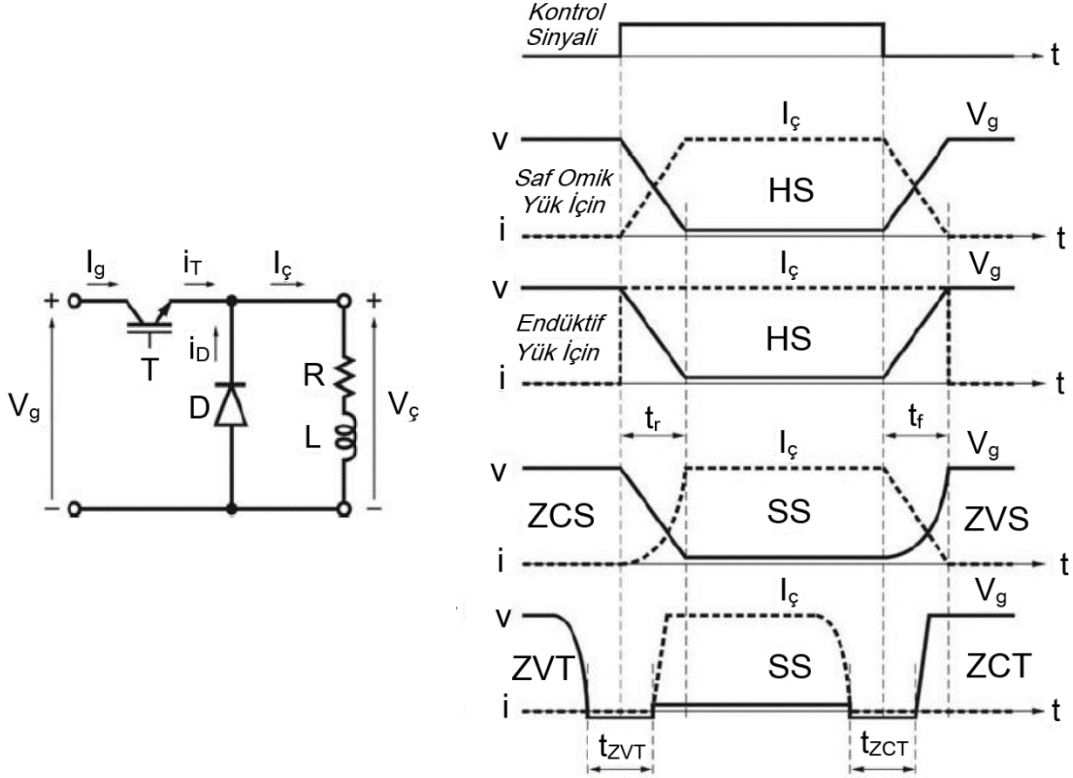
Temel olarak yumuşak anahtarlama teknikleri,

- Sıfır Akımda Anahtarlama (SAA - ZCS),
- Sıfır Gerilimde Anahtarlama (SGA - ZVS),
- Sıfır Akımda Geçiş (SAG - ZCT),
- Sıfır Gerilimde Geçiş (SGG - ZVT)

olmak üzere dört gruba ayrılır. Bu anahtarlama türlerine ait dalga şekilleri, örnek bir DC-DC dönüştürücü üzerinden Şekil 5.2'de gösterilmiştir.

5.3.1 Sıfır Akımda Anahtarlama (SAA - ZCS)

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



Şekil 5.2 Bir DC anahtarlama örneğinde prensip devre şeması ile anahtarlama türlerine ait temel dalga şekilleri [1]

5.3.2 Sıfır Gerilimde Anahtarlama (SGA - ZVS)

Sıfır Gerilimde Anahtarlama veya zero voltage switching (SGA - ZVS), kesime girme işleminde gerçekleştirilen bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu teknikte temel olarak güç anahtarına küçük değerli bir kondansatör paralel bağlanarak, kesime girme işleminde elemanın uçlarında oluşan gerilimin yükselme hızı sınırlanır. Böylece, iletimden çıkma işleminde akım ile gerilimin üst üste binmesi azaltılarak anahtarlama enerji kaybı azaltılır ve anahtarlama enerjisi kondansatöre aktarılır. Kondansatördeki bu enerji, modern hücrelerde geri kazanılır.

ZCS ve ZVS tekniklerinde anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilememektedir. Bu nedenle, bu tekniklere yaklaşık ZCS ve yaklaşık ZVS teknikleri de denilmektedir. Genel olarak, ZCS'de kullanılan endüktans seri bastırma elemanı ve ZVS'de kullanılan kondansatöre paralel bastırma elemanı denilir. Genel olarak, seri endüktans güç elemanı üzerinde ilave bir gerilim stresine ve paralel kondansatör ise ilave bir akım stresine

neden olur. Seri endüktansın neden olduğu ek gerilim stresinin önlenemediği kabul edilmektedir.

5.3.3 Sıfır Akımda Geçiş (SAG - ZCT)

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

5.3.4 Sıfır Gerilimde Geçiş (SGG - ZVT)

Sıfır Gerilimde Geçiş veya zero-voltage transition (SGG - ZVT), iletme girme işleminde uygulanan ileri bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu teknikte, güç anahtarı uçlarındaki gerilim kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve bu gerilim sıfırda tutulurken kontrol sinyali uygulanır. Böylece, anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir. Gerilimin sıfıra düşmesi ileri alınarak gerçekleştirilen bu teknikte de hem ZCS hem de ZVS'nin sağlandığı söylenebilir. Anahtarlama enerjisinin geri kazanıldığı bu teknik modern hücrelerle elde edilir ve ilave bir anahtar gerektirir.

Burada, sadece bu teknikle güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj enerjisinin geri kazanılabildiği de belirtilmelidir. Yüksek değerlerde parazitik kondansatörlere sahip olan MOSFET güç elemanlarında bu yumuşak anahtarlama tekniği büyük önem taşımaktadır [14].

5.4 Bastırma Hücrelerinin Karşılaştırılması

Temel olarak klasik hücreler rezonansız ve kayıplı, modern hücreler ise kısmi rezonanslı ve kayıpsız hücrelerdir.

Klasik bastırma hücrelerinde,

- Akım ve gerilimin yükselme değerleri anahtara seri bağlanan bir endüktans ve paralel bağlanan bir kondansatör ile sınırlanır.
- İletime girilmede ZCS ve kesime girilmede ZVS sağlanır. Bu hücreler kullanıldığında anahtarlama enerjileri bu endüktans ve kondansatör üzerinde depolanırken, geri kazanılamaz ve bir direnç üzerinde harcanırlar.
- Güç anahtarı üzerinde ZVS'de ilave bir akım stresi ve ZCS'de ilave bir gerilim stresi oluşur.
- Endüktans ve kondansatörün şarj olması hat gerilimine ve yük akımına doğrudan bağlıdır. Bu sebeple değişen yük şartları altında da aynı yumuşak anahtarlamanın sağlanması oldukça zordur.
- Anahtarlama enerji kayıplarının büyük ölçüde bastırılması, ucuz ve basit yapıli devreler olmaları sebebiyle oldukça kullanışlıdır.

Modern bastırma hücrelerinde ise,

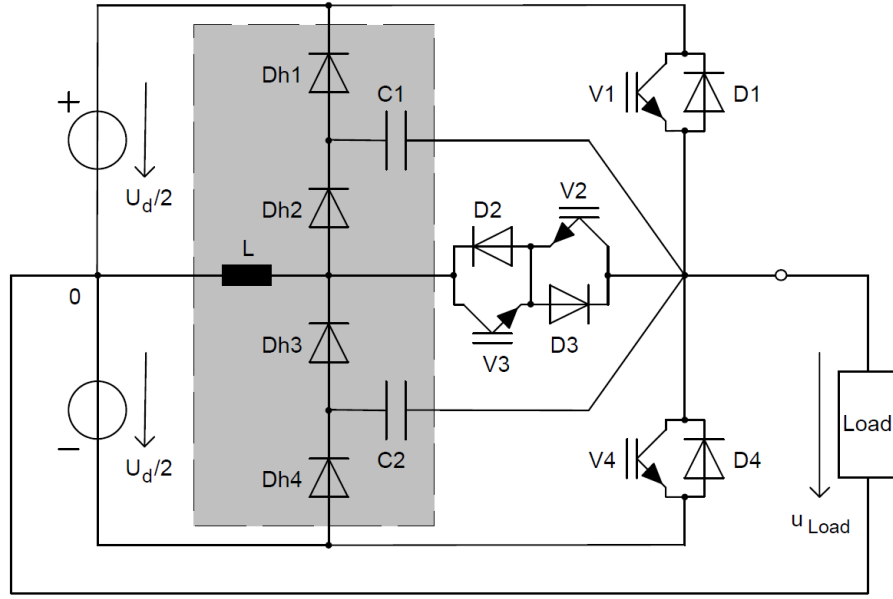
- ZCT ve ZVT yöntemler kullanılarak anahtarlama enerjisi kısmi rezonans devresine aktarılır. Bu enerji pasif hücre kullanılan uygulamalarda büyük oranda, aktif hücre kullanılan uygulamalarda ise tamamen geri kazanılır.
- Anahtarların ilettime girmesinde ZCS, kesime girmesinde ZVS sağlanır.
- Genel olarak pasif hücrelerin kullanılması durumunda ilave stresler oluşabilirken, aktif hücreler kullanıldığında güç anahtarları üzerinde hiçbir ilave stres oluşmamaktadır.
- Yük akımı ve hat gerilimine bağıllık pasif uygulamalarda epeyce mevcutken, aktif uygulamalarda ise bu bağıllık oldukça azaltılabilir hatta yok edilebilir.
- Ayrıca aktif olanlarda yardımcı anahtar için de yumuşak anahtarlamanın sağlanması oldukça önemlidir.
- Parazitik kondansatörün deşarj enerji kaybının yok edilmesi ve geri kazanılması, sadece ZVT yöntemi ile mümkün olmaktadır. Bu yöntem özellikle MOSFET'ler için oldukça önemlidir [14].

PASİF BASTIRMA HÜCRELİ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİ

Bu bölümde elektrik motoru sürücüleri, kesintisiz güç kaynakları ve ana beslemeler için üç seviyeli gerilim kaynaklı bir evirici sunulmuştur. Klasik sert anahtarlama topolojilerden farklı olarak, bu evirici tamamen yumuşak anahtarlama olarak uygulanmıştır. Mevcut topolojiye çok basit yapılı ve sadece birkaç pasif elemandan oluşan yeni bir bastırma hücresi eklenmiştir. Bu bastırma hücresi teorik olarak tamamen kayıpsız çalışmaktadır. Üç seviyeli gerilim kaynaklı eviricideki tüm anahtarlama teorik olarak kayıpsızdır. Bu sebeple, ekonomik ve standart IGBT'ler kullanılarak anahtarlama frekansı 40 kHz civarına ve verim %98 ve üstüne çıkarılabilmektedir. IGCT'lerin kullanımıyla, IGCT üzerinde ilave bir gerilim stresi oluşturmaksızın etkili bir di/dt sınırlaması elde edilebilir.

6.1 Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı

Tasarımı yapılan bastırma hücresi ve üç seviyeli evirici Şekil 6.1'de gösterilmiştir. Temel üç seviyeli evirici yapısı, devre şemasında V_1-V_4 olarak gösterilen dört adet IGBT'den ve D_1-D_4 olarak gösterilen dört adet diyottan oluşmaktadır. Bilindiği gibi, çıkış gerilimi pozitif, negatif veya sıfır değerlerini alabilir. Bu üç anahtarlama durumu değişimine göre komütasyon tasarlanmalıdır. Uygun bir kontrol düzeneği ile (sinüzoidal PWM gibi) istenen frekans ve genlikte yaklaşık sinüzoidal bir yük gerilimi ve akımı elde edilebilir.



Şekil 6.1 Yumuşak anahtarlama üç seviyeli evirici devre şeması [15]

Temel üç seviyeli eviriciye, Dh_1 - Dh_4 olmak üzere dört diyot, C_1 ve C_2 kondansatörleri ve L endüktansından oluşan bastırma hücresi ilave edilmiştir. Anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri, Çizelge 6.1'de verilmiştir. Çalışma modu aralıkları Şekil 6.2'de verilmiştir.

Çizelge 6.1 Üç seviyeli eviricinin anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri ve kondansatör gerilimleri

U_{Load}	İletimde olanlar:	V_1	V_2	V_3	V_4	U_{C1}	U_{C2}
$U_d/2$	V_1 veya D_1	1	0	1	0	0	$-U_d$
0	V_2 ve D_2 V_3 ve D_3	0	1	1	0	0	0
$-U_d/2$	V_4 veya D_4	0	1	0	1	$-U_d$	0

6.2 Komütasyon Durumları

Devrenin incelenmesinde öncelikle oluşacak komütasyon durumlarına bakılmalıdır. Burada sunulan devre için pozitif yük akımında altı komütasyon durumu oluşur. Çizelge 6.2'de komütasyon durumları ve devrede olan bastırma hücresi kondansatörleri gösterilmiştir.

Örnek olarak $V_1 - V_3, D_3$ komütasyonu üzerinden kesime ve ilettime girme aralıkları aşağıda ele alınmıştır. Aralıklara ait devre şekilleri, Şekil 6.2'de verilmiştir.

$$i_{V1} = I_{Load} \quad (6.1)$$

$$u_{V1} = 0 \quad (6.2)$$

$$u_{C2} = -U_d \quad (6.3)$$

$$i_{L0} = 0 \quad (6.4)$$

Komütasyon işlemi V_1 anahtarının sinyalinin kesilmesiyle başlar. Eşzamanlı olarak V_2 anahtarı sinyal verilerek ilettime geçirilir. V_3 anahtarı iletimde, V_4 anahtarı ise kesimde kalmaya devam eder. Bu komütasyon işleminde iki zaman aralığı oluşur.

1. Aralık ($t_0 < t < t_1$): $C_2, D_2, V_2, L, U_d/2$ ve D_{h4} üzerinden bir rezonans devresi oluşur. Aynı anda C_2 , yük, U_d giriş geriliminin nötr noktası, U_d geriliminin alt yarım kısmı ($-U_d/2$) ve D_{h4} üzerinden akım akar. İki akım üst üste biner (Şekil 6.2b). Burada önemli olan nokta, V_1 üzerinden akan akımın hızla sifıra düşerken, V_1 anahtarı üzerine düşen gerilimin ise rezonansla deşarj olan olmasıdır. Böylece anahtar üzerindeki akım ve gerilimi kesişmesi (ya da güç kaybı) minimuma inmektedir. Böylece V_1 anahtarı kesime ZVS ile girer. Bu aralık için geçerli denklemler ise aşağıdaki gibidir.

$$i_{V1} = 0 \quad (6.5)$$

$$u_{V1} = \frac{U_d}{2} - \frac{U_d}{2} \cos \omega(t - t_0) + \sqrt{L/C_2} I_{Load} \sin \omega(t - t_0), \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC_2}} \quad (6.6)$$

$$u_{C2} = -\frac{U_d}{2} - \frac{U_d}{2} \cos \omega(t - t_0) + \sqrt{L/C_2} I_{Load} \sin \omega(t - t_0) \quad (6.7)$$

$$i_L = -\frac{U_d/2}{\sqrt{L/C_2}} \sin \omega(t - t_0) - I_{Load} \cos \omega(t - t_0) + I_{Load} \quad (6.8)$$

2. Aralık ($t_0 < t < t_1$): C_2 kondansatörünün deşarj olup D_4 diyodunun ilettime girmesiyle 1. aralık sona erer. Hemen hemen aynı anda L üzerinden akan akım sifıra düşer. D_2 kesime girerken V_3 ve D_3 ilettime girer (Şekil 6.2c). Bu zaman aralığı boyunca L endüktansına sabit bir U_d gerilimi uygulanır ve böylece L endüktansının akımı lineer olarak yükselirken, D_4 diyodundan akan akım da lineer olarak azalır. Bu aralığa ait başlangıç değerleri aşağıdaki gibidir.

$$i_{V3} = -\frac{U_d/2}{L}(t - t_1) \quad (6.9)$$

$$u_{V3} = 0 \quad (6.10)$$

$$u_{C2} = 0 \quad (6.11)$$

$$i_L = \frac{U_d/2}{L}(t - t_1) \quad (6.12)$$

D_4 akımının değeri sıfıra iner inmez ve eşzamanlı olarak L endüktansından akan akım da yük akımı değerine ulaşır ve komütasyon işlemi tamamlanır. D_4 kesimde, V_3 ve D_3 ise iletimde ve yük akımını taşımaktadır. C_2 gerilimi sıfırdır. Komütasyon sonu değerler,

$$i_{V3} = I_{Load} \quad (6.13)$$

$$u_{V3} = 0 \quad (6.14)$$

$$u_{C2} = 0 \quad (6.15)$$

$$i_L = I_{Load} \quad (6.16)$$

V_2 , D_2 , V_3 ve D_3 elemanlarının hepsi için L endüktansı sayesinde sınırlandırılmış di/dt sağlanmaktadır. Bu sebeple V_3 anahtarının iletme girme işlemi kayıpsız kabul edilebilir ve enerji kaybı çok düşük seviyededir. Belirgin bir diğer durum ise D_4 diyodu akımının lineer olarak düşmesidir. Akımın bu şekilde sıfırlanması, ters toparlanma akımının yükselme değerini ve bu akımdan meydana gelecek kayıpları önemli derecede düşürür.

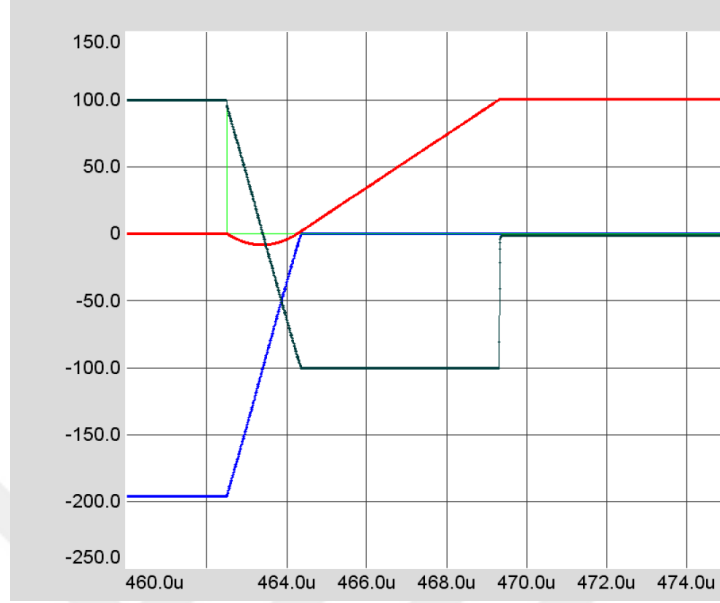
Bu komütasyonda Dh_1 , Dh_2 diyotları ve C_1 kondansatörü devrede değildir. Komütasyonun simülasyon sonuçları Şekil 6.3'te verilmiştir.

Bunlardan başka, yeterince büyük bir yük akımının olması durumunda V_2 anahtarının iletme geçirilmemesi mümkündür. Bu durumda rezonans devresinden vazgeçilebilir ve C_2 'nin deşarjı yük akımı üzerinden yapılabilir. Ancak bu zaman aralığı yük akımının değerine bağlı olacaktır ve düşük yük akımlarında çok uzun sürede tamamlanabileceği için, V_2 anahtarı iletme geçirilir. Böylece C_2 'nin deşarj akımı rezonans devresi üzerinden taşınır ve C_2 'nin deşarj süresi rezonans devresi periyodunun maksimum yarı süresinde tamamlanacak şekilde sınırlanır.

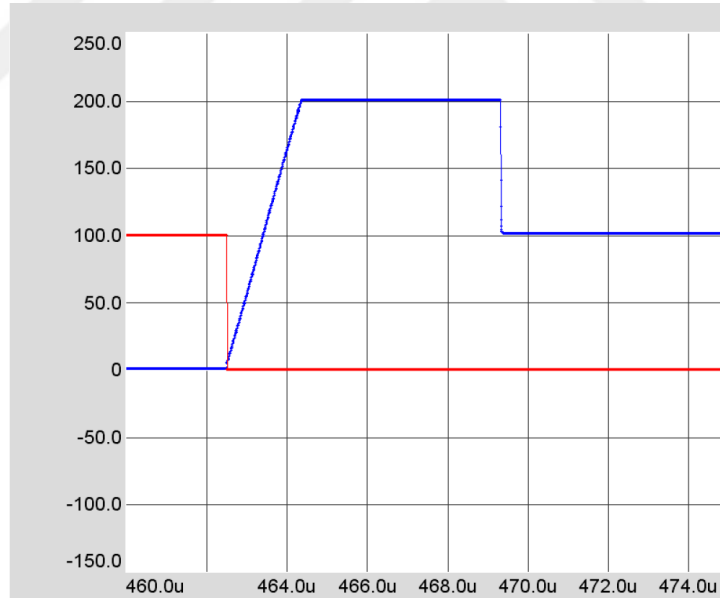
6.4 V_1 'in İletime, V_3 ve D_3 'ün Kesime Girmesi

Komütasyon işleminin başlamasından önce, V_3 ve D_3 elemanları pozitif yük akımını (I_{Load}) taşımaktadır. V_1 anahtarına iletim sinyali verilmesiyle komütasyon başlar. V_2 bu ana

kadar genellikle iletimdedir ve V_1 'e iletim sinyali verilmesiyle V_2 'nin sinyali de kesilir. V_3 iletimde, V_4 ise kesimde kalmaya devam eder.



Kırmızı: i_L , mavi: u_{c2} , siyah: u_{Load}



Kırmızı: i_{v1} , mavi: u_{v1}

Şekil 6.3 $V_1 \rightarrow D_3, V_3$ komütasyonu simülasyonu sonuçları ($U_d/2=100, I_{Load}=100$) [15]

Bu komütasyonda yük akımı tekrar V_1 anahtarına aktarılırken C_2 kondansatörü de tekrar U_d gerilimine şarj olur. Seri endüktans L' den dolayı V_1 anahtarının akım yükselme hızı di/dt sınırlandırılmıştır. Bu sebeple V_1 anahtarının iletime girmesi işleminde anahtarlama

kayıpları minimuma indirilmiştir. C_2 kondansatörü, giriş geriliminin üst yarısı ($+U_d/2$), V_1 , C_2 ; Dh_3 ve L' 'den oluşan rezonans devresi üzerinden şarj olur.

C_2 kondansatörü, rezonans devresinin kalite faktörü sebebiyle tamamen U_d değerine şarj olmaz. Bu problem iki şekilde aşılabilir. Bu durum kabul edilerek V_1 'den V_3 ve D_3 'e yapılacak olan sonraki komütasyonun tamamen anahtarlama kayıpsız olmayacağı göz önünde bulundurulabilir. Diğer bir yol olarak rezonans devresindeki kayıpların kompanze edilmesidir. Bu da örneğin V_2 'nin de V_1 iletimdeyken kısa bir süre iletime geçirilmesiyle sağlanabilir. Bu şekilde iki anahtarın da iletimde olmasıyla, bastırma hücrelerinde kayıplarını kompanze edebilecek değerde bir enerji depolanmış olur.

Komütasyon proseslerinin dışında kalan zaman aralıkları için, Çizelge 6.1'de kondansatör gerilimleri ve kontrol sinyalleri görülebilir[15].

6.5 Yumuşak Anahtarlama Üç Seviyeli Eviricinin Özellikleri

Klasik sert anahtarlama eviricilere kıyasla, üç seviyeli eviriciler kontrol bakımından bazı avantajlara sahiptir. İki seviyeli eviricilerde iletime ve kesime girme anahtarlama arasında "ölü zaman" denilen kısa bir bekleme aralığı olmalıdır. Bu ölü zaman üç seviyeli eviricilerde sadece kaldırılmakla kalmayıp, daha ileri gidilerek bir "ters ölü zaman" oluşturmak dahi mümkündür. Ters ölü zaman durumunda iki anahtarın aynı anda iletimde olması ve iletim zamanlarının üst üste gelmesi durumu olur. Bu çalışma durumuyla bastırma hücrelerinin kayıplarını kompanze edecek enerjiyi depolayabilmek için gerekli zaman sağlanmış olurken, bastırma hücresi kondansatörünün de tam olarak yeniden şarj olması sağlanmış olur. Ancak yüksek ve düşük gerilim seviyelerinin anahtarları aynı anda iletime geçirilmemesi konusuna dikkat edilmesi gerekir.

6.6 di/dt Sınırlaması

IGCT ile oluşturulan genel evirici devrelerinde iletime girme durumu için etkili bir di/dt sınırlaması gerekmektedir. Bu da klasik olarak anahtara seri bağlanan bir endüktans ile sağlanmaktadır. Seri endüktanslı çözüm, anahtar üzerinde endüktanstan kaynaklanan ilave bir gerilim stresi olacağı anlamına gelmektedir. Bu sebeple giriş geriliminin

üstünde bir gerilim değerinde dayanıma sahip olan bir IGCT seçilmesi gerekecektir. Ayrıca endüktans sebebiyle ısı kayıpları da oluşacaktır.

Burada sunulmuş olan üç seviyeli eviricide ise yumuşak anahtarlama devresi elemanı L ile tüm anahtarlar için etkili bir di/dt sınırlaması sağlanmıştır. Anahtarlara ilave bir seri endüktans bağlanması ihtiyacı ve anahtarlar üzerinde bu endüktanstan kaynaklı bir aşırı gerilimin oluşması durumu söz konusu değildir. Seri endüktans L 'nin giriş gerilimi nötr noktasına seri bağlanmış olması sebebiyle, yüksek ve düşük gerilim seviyelerindeki anahtarlara L endüktansının endüktansından kaynaklanan ilave bir gerilim stresi gelmez. Sadece orta seviye (nötr noktası hattına bağlı) anahtarlar üzerinde ilave bir gerilim stresi oluşur. Bu hat üzerindeki anahtarların tasarımında, bu gerilim zorlaması durumunun da göz önünde bulundurulması gerekmektedir.

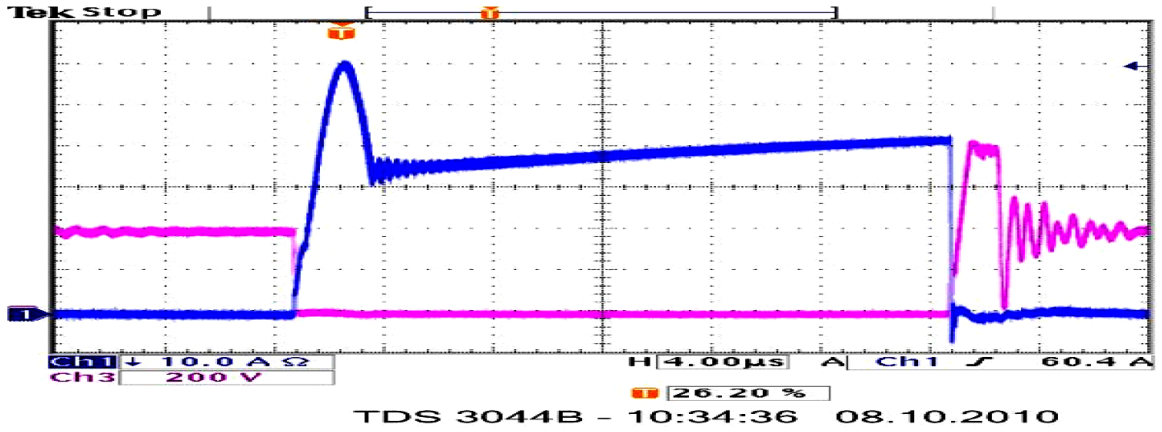
6.7 Deney Devresi ve Deneysel Sonuçlar

Devre iki aşamada oluşturulmuştur. Önce bir fazlı yarım köprü bir dönüştürücü oluşturulmuş ve bu devre incelendikten sonra üç seviyeli evirici tasarlanmıştır. Yarım köprü devre gerçekleştirilerek sonuçlar incelenmiştir. Oluşturulmuş devrelerin değerleri Çizelge 6.3'te verilmiştir.

Şekil 6.4'te daha önce çalışma aralıklarında incelenmiş olan komütasyon işlemlerinin deneysel sonuçları görülmektedir. Burada tüm akım ve gerilim değerlerinin beklenildiği gibi gerçekleştiği gözlemlenmiştir. Sadece V_1 'den V_3 ve D_3 'e olan komütasyonun sonunda 1 MHz frekans civarında bir osilasyon oluşmuştur. Bu osilasyonun sebebi, deney devresinin büyük yüzeyli olmasından kaynaklı kaçak endüktans ve kondansatörler ile açıklanabilir.

Çizelge 6.3 Yarım Köprü Deney Devresine Ait Akım ve Güç Değerleri

	Yarım Köprü	Üç Faz
Anma Gücü	6,7 kVA	20 kVA
Anma Akımı	29A RMS	29A RMS
Frekans	50 Hz	0-100 Hz
DC Gerilim	700-1000V	700-1000V
Darbe Frekansı	25 kHz	25 kHz



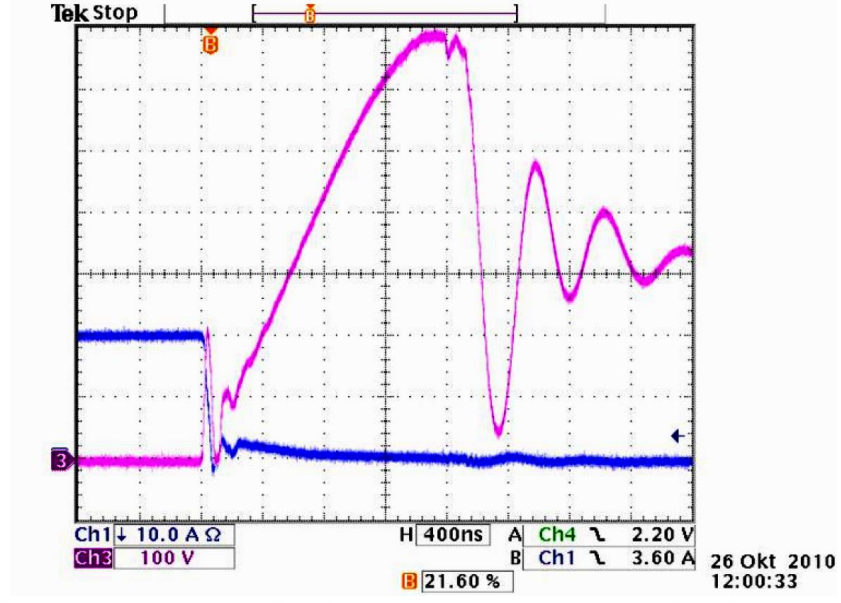
Şekil 6.4 $D_3, V_3 \rightarrow V_1$ (V_1 'in iletime girmesi; sol) $V_1 \rightarrow D_3, V_3$ (V_1 'in kesime girmesi; sağ)
(mavi: i_{V1} [10A/kare], kırmızı: u_{V1} [200V/kare], zaman: $4\mu\text{s/kare}$) [15]

6.8 Sonuçlar

Bilinen bir gerilim kaynaklı üç seviyeli evirici tasarımına, basit yapıları bir bastırma hücresi eklenmiştir. Sadece birkaç pasif elemandan oluşan bu bastırma hücresi tüm yarı iletken elemanların yumuşak anahtarlama ile çalışmasını sağlamış, kayıpları düşürmüş ve verimi yükseltmiştir.

6.8.1 Yeni Yumuşak Anahtarlama Eviricinin Avantajları

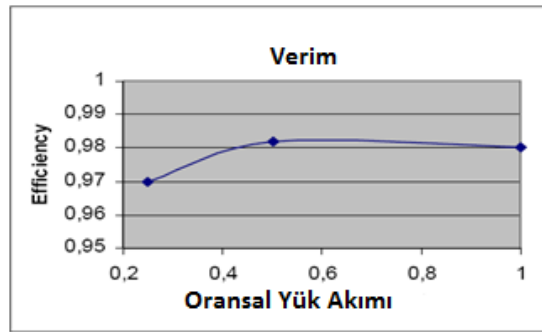
- Tüm anahtarlama işlemleri kayıpsız olarak, di/dt ve/veya dv/dt sınırlamaları sağlanarak gerçekleşmektedir.
- Bastırma hücresi teoride kayıpsız olarak çalışmaktadır. Bu sebeple %98 ve üzeri verim elde etmek mümkündür.
- di/dt sınırlaması sayesinde kaçak endüktanslardan kaynaklanan gerilim pikleri çok düşüktür. Böylece çalışma geriliminin üzerinde tasarlanması gereken anahtar dayanım gerilimleri, sert anahtarlama eviricilere göre oldukça düşüktür.
- di/dt ve dv/dt hızlarının etkili bir şekilde düşük seviyelerde tutulması, elektromanyetik girişimleri (EMI) ve filtre gereksinimini önemli derecede düşürür.



Şekil 6.5 $V_1 \rightarrow D_3, V_3$ komütasyonu (mavi: i_{V1} [10 A/kare], kırmızı: u_{V1} [100V/kare], zaman: 400ns/kare) [15]

6.8.2 Yeni Yumuşak Anahtarlama Eviricinin Dezavantajları

- Tüm güç anahtarları giriş gerilimi U_d 'ye göre tasarlanmaktadır.
- Bastırma hücresi düşük yüklerde ilave kayıplara sebep olmaktadır. Bu sebeple yük akımının düşük olduğu durumlarda devrenin toplam verimi sert anahtarlama eviriciye göre daha düşüktür. Bu sorunun önüne geçilmesi, daha detaylı kontrol teknikleriyle hafif yük durumlarında bastırma hücresinin devreden çıkarılmasıyla mümkün olabilir. Şekil 6.6'da farklı yük akımlarında ölçülmüş olan verim eğrisi verilmiştir.



Şekil 6.6 Yük akımına göre verim eğrisi (25 kHz anahtarlama frekansında) [15]

SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI ÜÇ SEVİYELİ KONDANSATÖR KENETLEMELİ EVİRİCİ

Bu bölümde, sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) üç seviyeli kondansatör kenetlemeli PWM kontrollü bir evirici sunulmuştur. Sunulan topolojide ana güç anahtarlarının ZVS ile çalışması, ZCS ile anahtarlama yapan kayıpsız ve ana güç elemanları için hiçbir ilave akım ve gerilim stresi oluşturmayan bir yardımcı devreyle sağlanmıştır. Söz konusu yardımcı devre kayıpsızdır ve ilave bir kontrol zorluğu getirmemektedir. Bunların sonucu olarak sunulan ZVS'li üç seviyeli kondansatör kenetlemeli evirici, klasik anahtarlama haline göre daha yüksek frekanslarda ve güçlerde çalıştırılabilir. 700V giriş gerilimine sahip ve 3 kW gücünde yarım köprü kondansatör kenetlemeli bir devre ile tasarlanan devrenin uygulaması yapılmıştır.

7.1 Ana Devre Modülasyon Stratejisi ve Sunulan ZVS Topolojisi

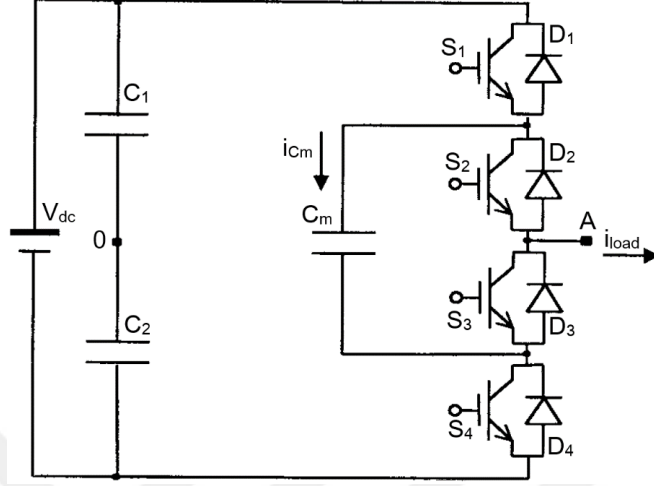
Yarım köprü üç seviyeli kondansatör kenetlemeli evirici ana devresi Şekil 7.1'de gösterilmiştir. Şekil 7.1'deki devre, iki ayrı iki seviyeli anahtarlama hücresi olarak düşünülebilir. Sunulan devrede S_2 ve S_3 ile S_1 ve S_4 anahtar grupları olup, her bir gruptaki anahtarlar birbirinin tersi olarak çalışmaktadır.

Şekil 7.1'de verilen temel üç seviyeli yarım köprü kondansatör kenetlemeli eviricinin devre performansı aşağıda sıralanan kriterlere bağlıdır.

- Kenetleme kondansatörü gerilimi V_{cm} 'nin sürekli halde dengesinin sağlanması,
- Çıkış gerilimi V_{AO} 'ın harmonik içeriği,

- Kenetleme kondansatörünün dinamik hal dengeliliği.

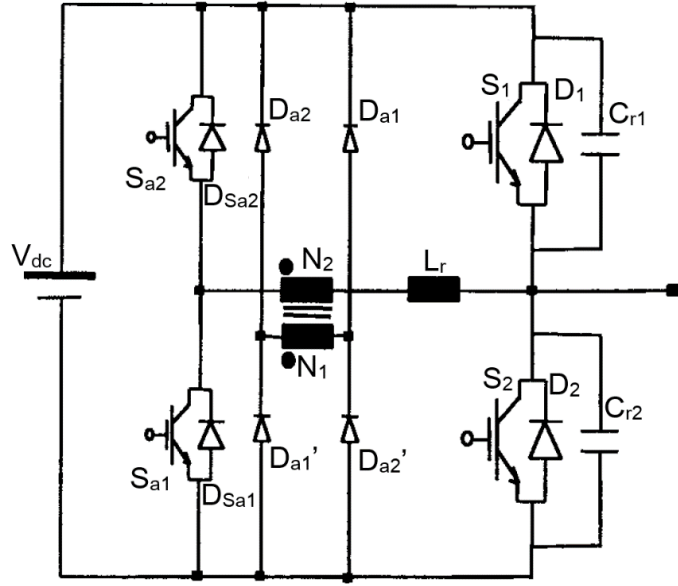
Bu etkiler detaylı olarak daha önceki çalışmalarda incelenmiştir. S_2 ve S_3 birinci anahtarlama hücrelerini, S_1 ve S_4 ise ikinci anahtarlama hücrelerini oluşturur [16].



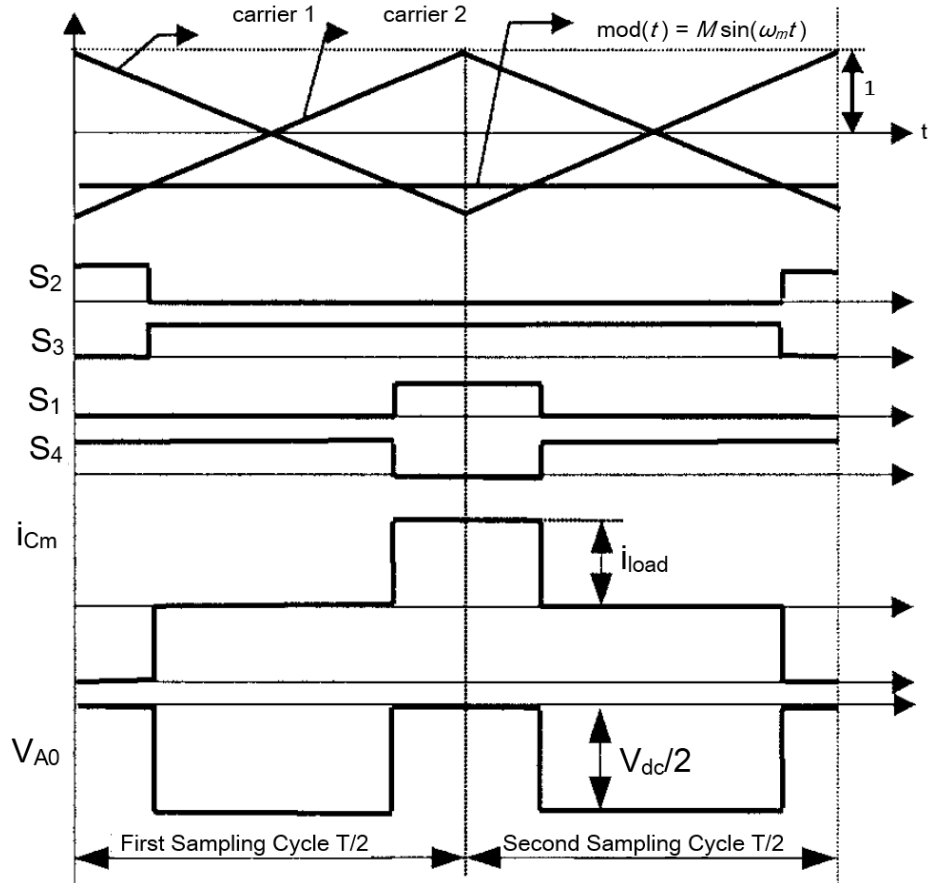
Şekil 7.1 Yarı köprü üç seviyeli kondansatör kenetlemeli eviricinin temel devre şeması [16]

Sunulan ZVS eviriciye ait bir anahtar grubu ve bu anahtar grubuna yardımcı koldan oluşan devre şeması Şekil 7.2’de görülmektedir. Şekil 7.1’de verilen temel üç seviyeli kondansatör kenetlemeli devrenin çalışmasına ait temel dalga şekilleri Şekil 7.3’te verilmiştir.

İki anahtarlama hücresi için kullanılan üçgen taşıyıcı dalgalar arasında 180° faz farkı vardır ve kontrol sinyalleri sinüzoidal modülasyon sinyali ile üçgen taşıyıcı dalgalar karşılaştırılarak elde edilmektedir.



Şekil 7.2 Bir anahtar grubundan (S_1, S_2) ve yardımcı koldan (S_{a1}, S_{a2}) oluşan devre şeması [16]



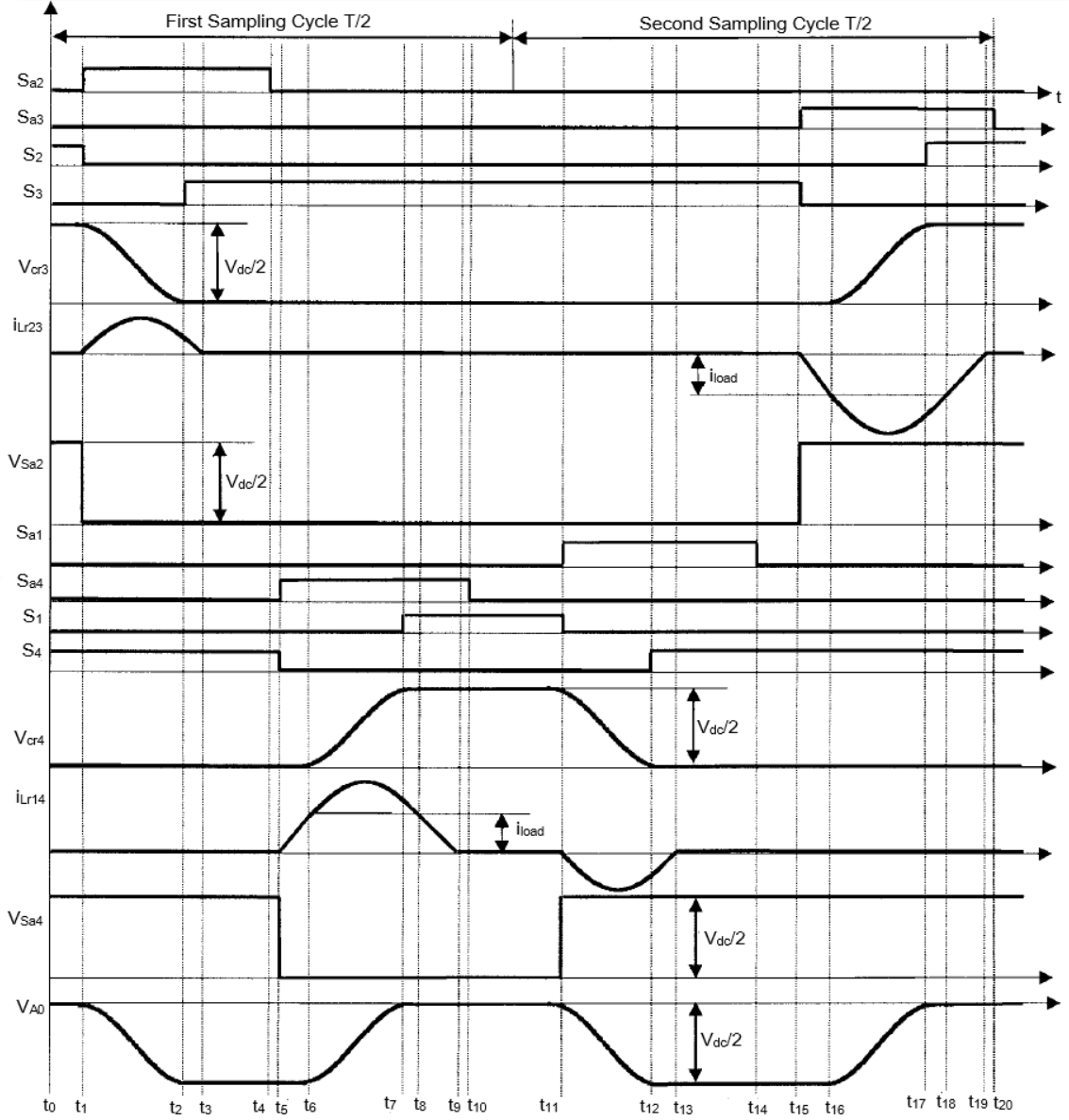
Şekil 7.3 Sunulan eviricinin kontrol gerilimleri, anahtarlama sinyalleri ve kenetleme kondansatörü akım ve gerilim dalga şekilleri [16]

- Ana güç anahtarının kesime girmesiyle yardımcı anahtarın ilettime girmesi Şekil 7.3'te belirlenmiş olduğu şekilde aynı anda gerçekleşir. Aynı zamanda ana güç anahtarının ilettime girmesi, anahtar üzerindeki gerilim sıfırın altına düşene kadar sürer.
- Yardımcı anahtarın iletim aralığı maksimum komütasyon süresini kapsayacak şekilde tüm durumlarda sabittir.

Şekil 7.5'te, diyot-anahtar komütasyonu ($D_4 - S_1$) ve anahtar-diyot komütasyonu ($S_1 - D_4$) komütasyonu sırasıyla $t_5 - t_9$ ve $t_{11} - t_{13}$ zaman aralıklarında gösterilmiştir.

Şekil 7.5'te verilen bir anahtarlama periyodu boyunca elemanların dalga şekilleri ve Şekil 7.6'daki çalışma durumları referans alınarak, yarım köprü eviricinin ilk örnek periyodundaki komütasyon prosesi aşağıdaki adımlarda açıklanmıştır.

- 1. Aralık ($t_0 - t_1$) :** Devre sürekli haldedir. Kenetleme kondansatörü yük akımı ile D_4 ve S_2 üzerinden deşarj olmaktadır. Çıkış gerilimi $V_{A0} = 0$ 'dır.
- 2. Aralık ($t_1 - t_2$) :** $t = t_1$ anında S_2 sinyali kesilir ve S_{a2} anahtarına iletim sinyali verilir. Böylece L_{r23} , C_{r2} , C_{r3} arasında bir rezonans başlar. S_{a2} 'nin ilettime girmesiyle ve D_{a2} ile D_{a2}' diyotlarının ilettime geçmesiyle N_2 sargısında $k \cdot V_{dc}/2$ gerilimi görülür. C_{r2} şarj, C_{r3} ise deşarj olur.
- 3. Aralık ($t_2 - t_3$) :** $t = t_2$ anında C_{r2} gerilimi $V_{dc}/2$ değerine ulaşır ve D_3 diyodu ilettime girer. Aynı zamanda S_3 anahtarına iletim sinyali verilerek sıfır gerilimde ilettime geçmesi sağlanır. D_3 diyodunun ilettime girmesi anında kaçak endüktanslardan kaynaklı gerilimde ve akımda salınımlar oluşabilir.
- 4. Aralık ($t_3 - t_5$) :** i_{Lr23} akımı, $t = t_3$ anında sıfıra inerek $t = t_4$ anında S_{a2} anahtarının kesime girmesini sağlar. D_4 ve D_3 diyotları yük akımını taşır. Kenetleme kondansatörü C_m dengededir. Çıkış gerilimi $V_{A0} = -V_{dc}/2$ 'dir.
- 5. Aralık ($t_5 - t_6$) :** $t = t_5$ anında S_4 kesime, S_{a4} ve S_{a4}' 'ün etkisiyle de D_{a4} ile D_{a4}' ise ilettime geçer. N_2' sargısında $k \cdot V_{dc}/2$ gerilimi görülür ve bu gerilim $V_{dc}/2$ gerilimi ile beraber D_4 diyodunun akımını düşmeye zorlar.



Şekil 7.5 Sunulan PWM eviricinin bir anahtarlama periyodu boyunca teorik dalga şekilleri [16]

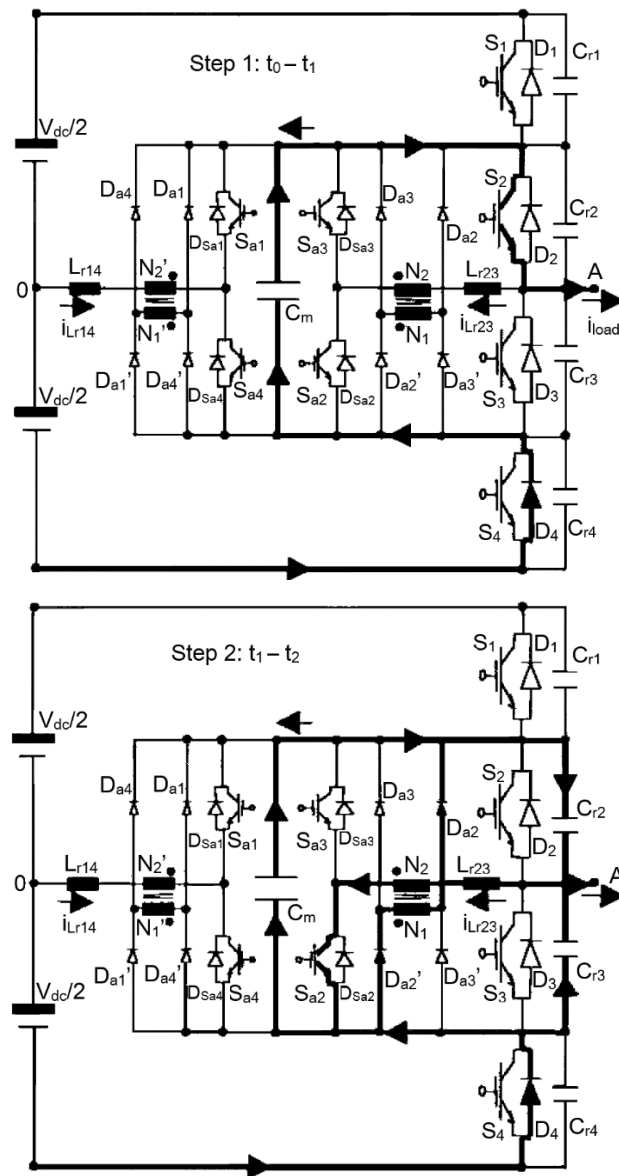
6. Aralık ($t_6 - t_7$) : i_{Lr14} akımı $t = t_6$ anında yük akımı değerine yükselerek D_4 diyodunun iletimini engeller. L_{r14} , C_{r4} ve C_{r1} arasında bir rezonans başlar. C_{r4} şarj olurken C_{r1} deşarj olur. D_4 'ün toparlanma akımı şarj akımını yükseltir ve komütasyon işlemini kolaylaştırır.

7. Aralık ($t_7 - t_8$) : V_{Cr4} gerilimi $t = t_7$ anında $V_{dc}/2$ değerine ulaşarak D_1 diyodunu iletime geçirir. Bunun ardından S_1 anahtarı sıfır gerilim altında iletime geçer. C_{r4} ve C_{r1} ile D_1 arasındaki komütasyonun hızlı olması durumunda salınım oluşabilir.

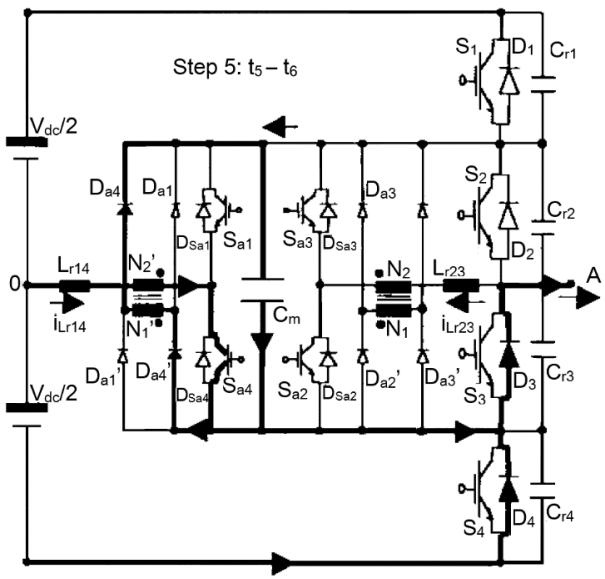
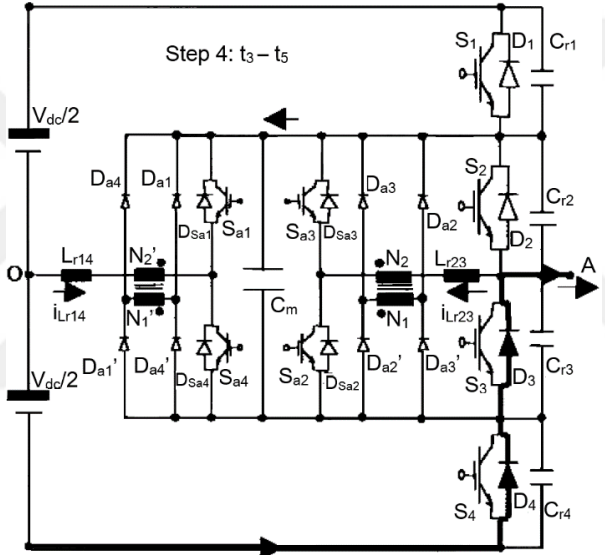
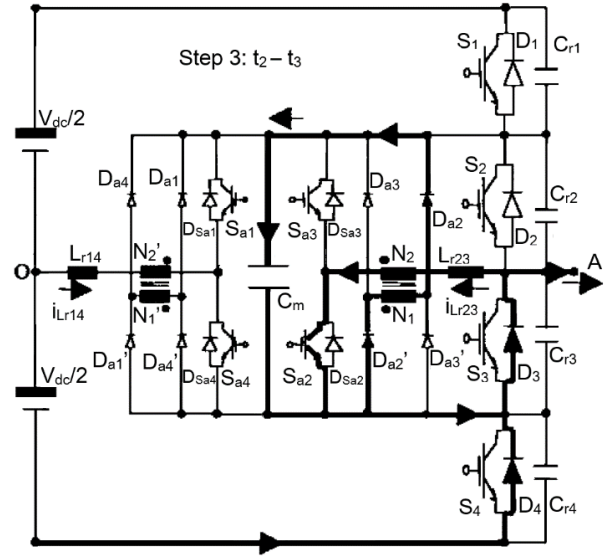
8. Aralık ($t_8 - t_9$) : i_{Lr14} akımı $t = t_8$ anında yük akımı değerine düşer. D_1 akım iletmeyi keser ve S_1 anahtarı akım taşımaya başlar.

9. Aralık ($t_9 - t_{11}$) : i_{Lr14} akımı t_9 anında söner ve S_{a4} böylece t_{10} anında kesime girer. Devre sürekli hal durumuna ulaşır. S_1 ve D_3 elemanları, kenetleme kondansatörü C_m 'yi şarj eden yük akımını taşır. Çıkış gerilimi $V_{A0} = 0$ 'dır. İkinci örnekleme periyodundaki komütasyonlar da (D_3 'ten S_2 'ye ve S_1 'den D_4 'e) benzer şekilde olmaktadır.

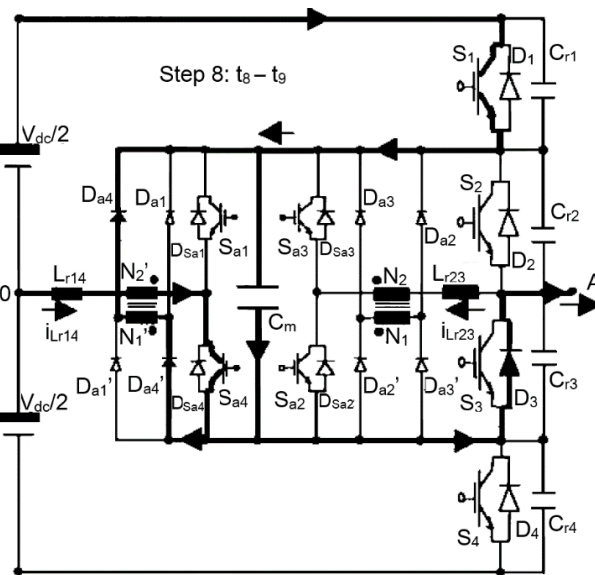
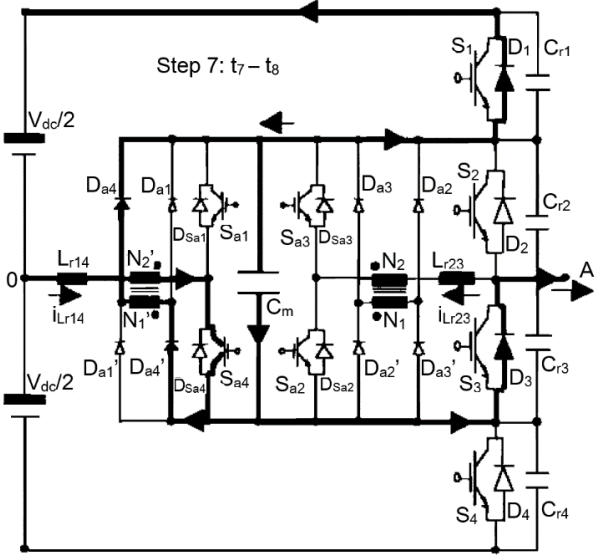
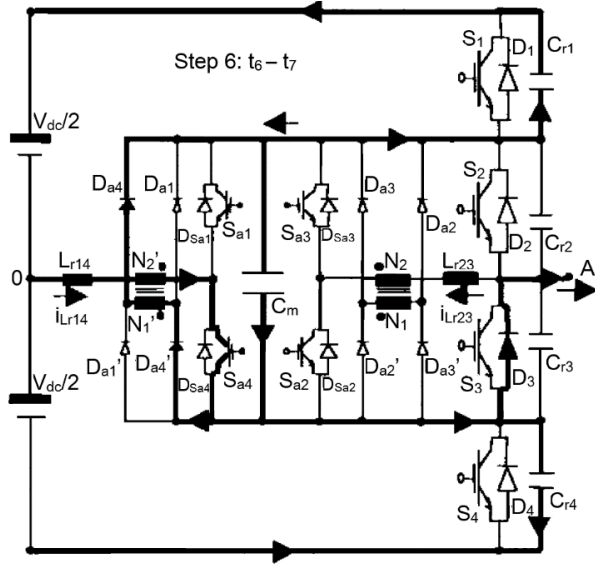
Özet olarak, ana güç anahtarı yumuşak iletme girme ve yumuşak kesime girme ile çalışırken, ana serbest dolaşım diyotları ise sert iletme girme ve yumuşak kesime girme ile çalışırlar. Ana güç anahtarının yumuşak kesime girme kaybı, rezonans kondansatörünün buna göre tasarlanmasıyla minimize edilebilir. Ayrıca ileri toparlanma özelliklerine bağlı olarak, diyotların sert komütasyonu ciddi bir kayıp oluşturmaz.



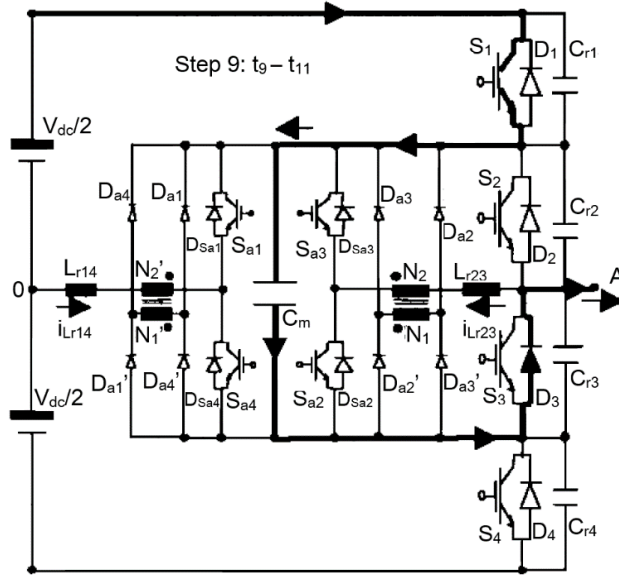
Şekil 7.6 Birinci örnekleme periyoduna ait adım aralığı diyagramları [16]



Şekil 7.6 Birinci örnekleme periyoduna ait adım aralığı diyagramları [16] (devamı)



Şekil 7.6 Birinci örnekleme periyoduna ait adım aralığı diyagramları [16] (devamı)



Şekil 7.6 Birinci örnekleme periyoduna ait adım aralığı diyagramları [16] (devamı)

Sunulan topolojide bütün yardımcı elemanlar yumuşak kesime girme ile çalışır. Yine de sadece ters yardımcı anahtarın iletme girmesi sırasında bir gerilim uygulanır. Ayrıca köprü konfigürasyonuna rağmen, yardımcı anahtarın iletme geçmesi zıt serbest dolaşım diyodunun bir başlangıç akımı taşınamaması ve böylece ters toparlanmasının da ihmal edilebilir olması sebebiyle, rezonans endüktansının etkisiyle sönümlü olarak gerçekleşir. Transformatör uyarıtımı her komütasyondan sonra sıfırlandığı için manyetik bir depolama oluşmaz.

7.3 Sonuçlar

Devre ile ilgili sonuçlar aşağıdaki gibi özetlenebilir.

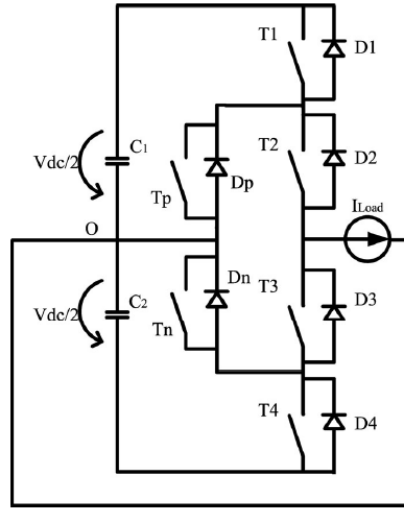
- Sunulmuş olan yöntem, basit bir yardımcı devre aracılığıyla üç seviyeli kondansatör kenetlemeli eviricinin ana elemanlarında sıfır gerilimde komütasyon sağlar ve bunun sağlanması esnasında ana elemanlarda herhangi bir ilave pik veya kontrol devresinde ilave bir karmaşa gerektirmez.
- Sunulmuş olan yöntemde geleneksel bastırma hücresine kıyasla önemli bir kontrol modülasyonu sınırlamasının olmadığı kabul edilmiştir.
- Sunulan yöntem güç kaybının azaltılması, daha yüksek çalışma frekansı ve geniş yük aralığı gibi avantajları sebebiyle yüksek güçlü uygulamalar için uygundur.

ÜÇ SEVİYELİ AKTİF NÖTR NOKTASI KENETLEMELİ SIFIR AKIM GEÇİŞLİ EVİRİCİ

Yenilenebilir enerji kaynaklarının geniş bir alanda kullanılması yüksek güçlü, yüksek verimli ve geniş kontrol aralığına sahip dönüştürücülere olan ilgiyi arttırmaktadır. Burada, enerji dönüşüm sistemleri için tasarlanmış üç seviyeli aktif nötr noktası kenetlemeli sıfır akım geçişli (3L-ANPC ZCT) bir dönüştürücü sunulmuştur. Sunulan çok seviyeli yumuşak anahtarlama topolojisi, kesime girme kayıplarını neredeyse tamamen ortadan kaldırarak ve iletme girme kayıplarını büyük ölçüde azaltarak devrenin verim ve anahtarlama frekansını etkin şekilde yükseltmektedir. Ana güç anahtarları için yumuşak anahtarlama, iki yardımcı anahtar ve bir *LC* rezonans tankından oluşan basit bir yardımcı devre ile sağlanmaktadır. Yardımcı anahtarların maruz kaldıkları gerilim seviyesi ana güç anahtarları ile aynı olup, DC giriş geriliminin yarısına eşittir. Buna karşın yardımcı anahtarların akım dayanımları çok daha düşük seviyededir. Aynı zamanda, yardımcı anahtarlar da sıfır akım geçişli olarak (ZCT ile) anahtarlama yapar ve bu sebeple anahtarlama kayıpları yoktur. Üç seviyeli diyot nötr noktası kenetlemeli sıfır akım geçişli (3L-DNPC ZCT) dönüştürücü ile kıyaslandığında, yardımcı devrede kullanılan eleman sayısı yarı yarıya daha azdır ve bu sayede devrenin hacmi ile maliyeti açısından avantaj sağlanmaktadır. Ayrıca 3L-DNPC ZCT dönüştürücüde, kaçak endüktanslar sebebiyle istenmeyen serbest akım dolaşimleri oluşmakta ve ZCT işleminin gerçekleşmesi güçleşmektedir. Burada sunulmuş olan dönüştürücüde ise, nötr noktası kenetleme elemanlarının aktif olması sayesinde oluşabilecek serbest akım dolaşimleri engellenmekte ve daha iyi bir ZCT performansı elde edilmektedir [17].

8.1 Sunulan ZCT Topolojisi

Literatürde diyot nötr noktası kenetlemeli (3L_DNPC) ve aktif nötr noktası kenetlemeli (3L-ANPC) olmak üzere iki tür üç seviyeli nötr noktası kenetlemeli evirici bulunmaktadır. Gerilim, 3L-DNPC dönüştürücüde diyotlar ile, 3L-ANPC türde ise anahtarlar ile kenetlenmektedir. Böylece 3L-DNPC'deki dengesiz kayıp dağılımı sorununun çözülmesi ve maksimum çıkış gücünün elde edilmesi amaçlanmaktadır. Şekil 8.1'de 3L-ANPC dönüştürücüye ait ana devre şeması verilmiştir.

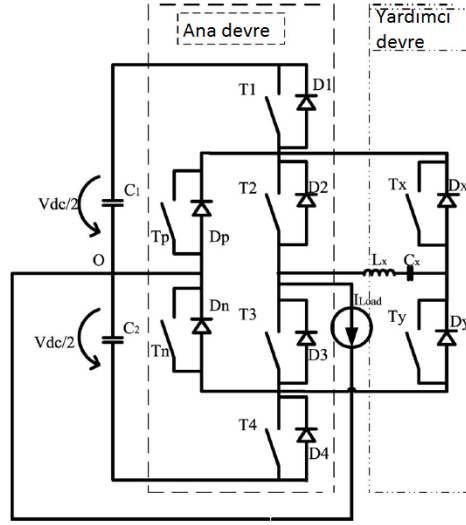


Şekil 8.1 3L-ANPC dönüştürücü ana devre şeması [17]

Sunulan topolojinin öne çıkan özellikleri;

- Tüm ana anahtarlarda sıfır akımda kesime girmenin sağlanması,
- Kesime girme kayıpları yok edilirken ilettime girme kayıplarının da azaltılması,
- Yardımcı anahtarlarda anahtarlama kayıplarının olmaması,
- Bütün anahtarların gerilim stresleri DC giriş geriliminin yarısına kenetlenirken, yardımcı anahtarların akım seviyelerinin ana anahtarlara göre çok daha düşük seviyede olması,
- Kontrol modülasyonunun iki seviyeli yapılar ile aynı kolaylıkta olması ve ilave bir sensör gerektirmemesi,
- Yükselen frekans sayesinde LC çıkış filtresi ve soğutma sisteminin küçültülmesidir.

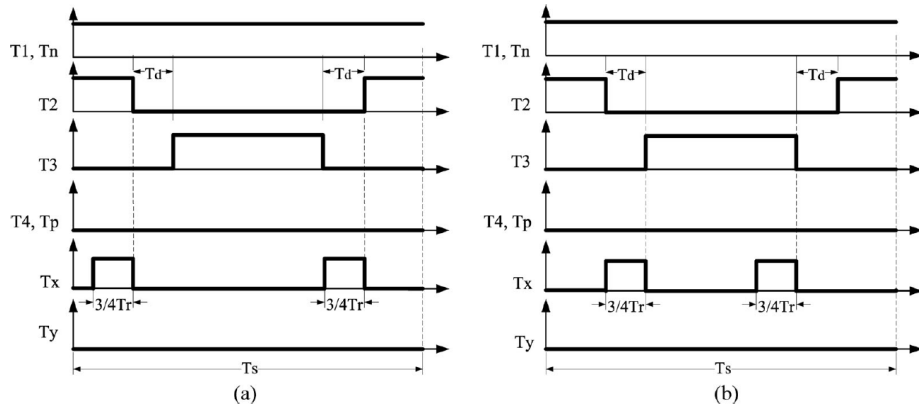
3L-ANPC ZCT dönüştürücünün temel devre şeması Şekil 8.2'de verilmiştir.



Şekil 8.2 3L-ANPC ZCT dönüştürücü ana devre şeması [17]

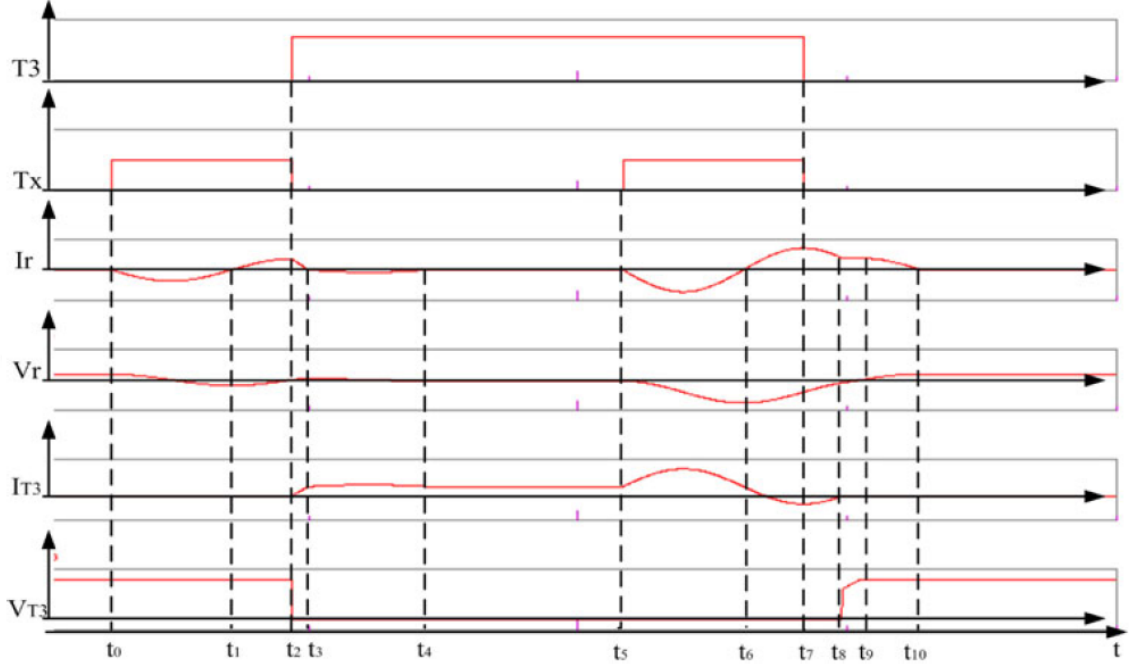
8.2 Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları

Çalışma aralıkları analizi için, bir anahtarlama periyodu boyunca yük akımının sabit olduğu kabul edilmiştir. Örnek olarak yük akımının sıfırdan küçük olduğu ($I_{Load} < 0$) durumda $V_{dc}/2$ 'den 0 seviyesine yapılan komütasyon incelenmiştir. Yük akımı sıfırdan büyükken ($I_{Load} > 0$) T_y yardımcı anahtarı, T_2 anahtarının yumuşak anahtarlama komütasyonlarına yardımcı olması için rezonans periyodunun (T_r) $3/4$ 'ü süresi kadar ilettime geçirilir. Yük akımı sıfırdan küçükken ise ($I_{Load} < 0$) yardımcı anahtar T_x , anahtar T_3 'ün yumuşak anahtarlama işleminden sorumludur. Pozitif ve negatif yük akımları için kullanılan kontrol zamanları Şekil 8.3'te gösterilmiştir.



Şekil 8.3 3L-ANPC ZCT dönüştürücüye ait $V_{dc}/2$ ile 0 komütasyonu için kontrol zamanları
a) $I_{Load} > 0$ b) $I_{Load} < 0$ [17]

T_2 anahtarının ZCT komütasyonu T_3 ile tamamen simetrik olduğu için sadece T_3 'e ait komütasyon süreci açıklanmıştır. Bir anahtarlama periyoduna ait dalga şekilleri Şekil 8.4'te, anahtarlama periyodu çalışma aralıklarına karşılık gelen eşdeğer devre gösterimleri ise Şekil 8.5'te verilmiştir.



Şekil 8.4) $I_{Load} < 0$ iken, D_2 ve T_3 arasındaki komütasyona ait bir anahtarlama periyodundaki dalga şekilleri [17]

- 1. Aralık (t_0 öncesi) :** $t = t_0$ anından önce çıkış gerilim seviyesi $V_{dc}/2$ 'dir ve yük akımı I_{Load} , D_1 ve D_2 elemanları üzerinden akar.
- 2. Aralık ($t_0 - t_2$) :** $t = t_0$ anında, yardımcı anahtar T_x 'e iletim sinyali verilir. L_x ile C_x arasında oluşan rezonansa bağlı olarak I_r akımı yükselmeye başlar. Yarım rezonans periyodu sonunda I_r akımı yön değiştirir. ve $t = t_2$ anında I_r akımı negatif maksimum değerine ulaşır. Rezonans işleminde bir kayıp olmadığı kabul edilirse maksimum akım değerinin I_r 'ye ulaşması ve D_2 'den akan akımın da bu anda sıfır olması beklenir. Böylece, T_3 anahtarı $t = t_2$ anında sıfır akım altında iletime geçerken D_2 'ye ait ters toparlanma kayıpları da önlenmiş olur. T_x anahtarı sıfır akımda (ZC) ve D_x diyodunun iletimde olması sebebiyle yaklaşık sıfır gerilimde (ZV) kesime geçer.
- 3. Aralık ($t_2 - t_3$) :** T_3 'ün iletime ve D_2 'nin kesime girmesinden sonra D_n , T_3 , L_r , C_r , D_x , D_1 ve C_1 'den oluşan bir rezonans başlar. T_3 akımı düşerken I_r akımı yükselir.

4. Aralık ($t_3 - t_4$) : $t = t_3$ anında rezonans akımı sıfıra düşer. Böylece D_x ters toparlanma kaybı olmadan doğal olarak kesime geçer ve yük akımını T_3 taşımaya başlar. Rezonans kondansatöründeki gerilim sebebiyle D_y ilettime girer ve bunun sonucu olarak D_y, C_r, L_r ve T_3 elemanlarının dahil olduğu bir rezonans başlar. Yarım rezonans periyodu sonra I_r akımı tekrar sıfıra düşer ve D_y diyodu doğal olarak kesime geçer.

5. Aralık ($t_4 - t_5$) : $t = t_4$ anından sonra D_n ve T_3 yük akımını taşımaya başlar. T_3 anahtarının yumuşak anahtarlama ile ilettime girme sağlanmış olur.

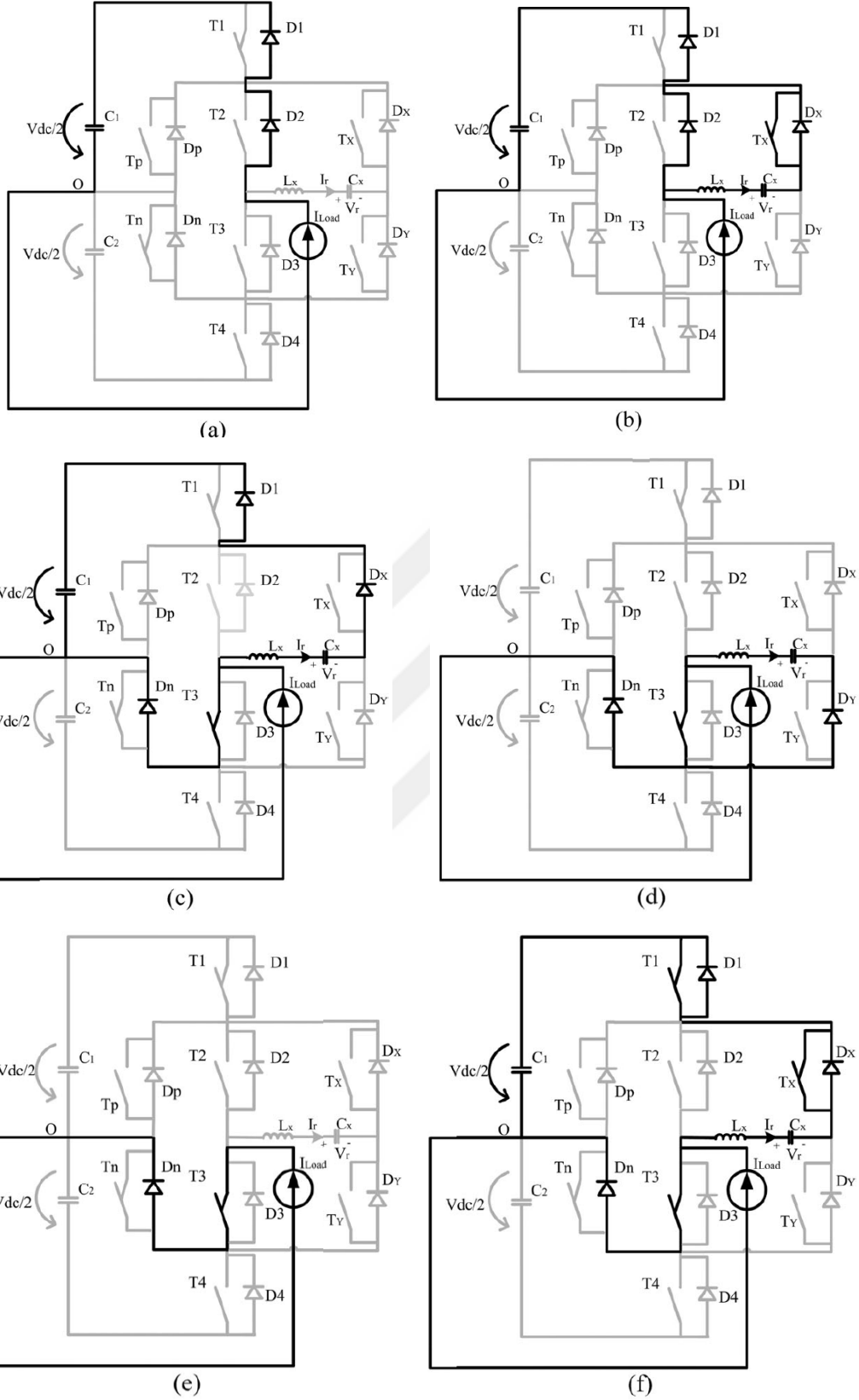
6. Aralık ($t_5 - t_7$) : T_3 anahtarının ZCT ile kesime girme işlemi $t = t_5$ anında T_x anahtarının ilettime girmesiyle başlar. $t = t_5$ anından $t = t_7$ anına kadar sürecek, $T_1 (D_1), T_x (D_x), C_r, L_r, T_3 (D_3), D_n (T_n)$ ve C_1 elemanlarından oluşan bir rezonans devresi oluşur. Rezonans akımı I_r , $t = t_6$ anında yön değiştirir ve $t = t_6$ anından sonra T_3 anahtarı akımının sıfıra düşmesiyle, yük akımı I_{Load} D_x ve D_1 anahtarları üzerinden akmaya başlar. I_r akımı pik değerine yükselip I_{Load} akımını aştığında olduğunda T_3 ve D_3 'ten akan fazlalık akım da sıfıra düşer.

7. Aralık ($t_7 - t_8$) : Bu aralıkta D_3 hala iletimdedir, bu sebeple T_3 anahtarı sıfır akımda (ZC) ve yaklaşık sıfır gerilimde (ZV) kesime girer. Aynı zamanda, I_r akımı D_x diyodu üzerinden akar ve bu sebeple ZC ve yaklaşık ZV ile kesime girer.

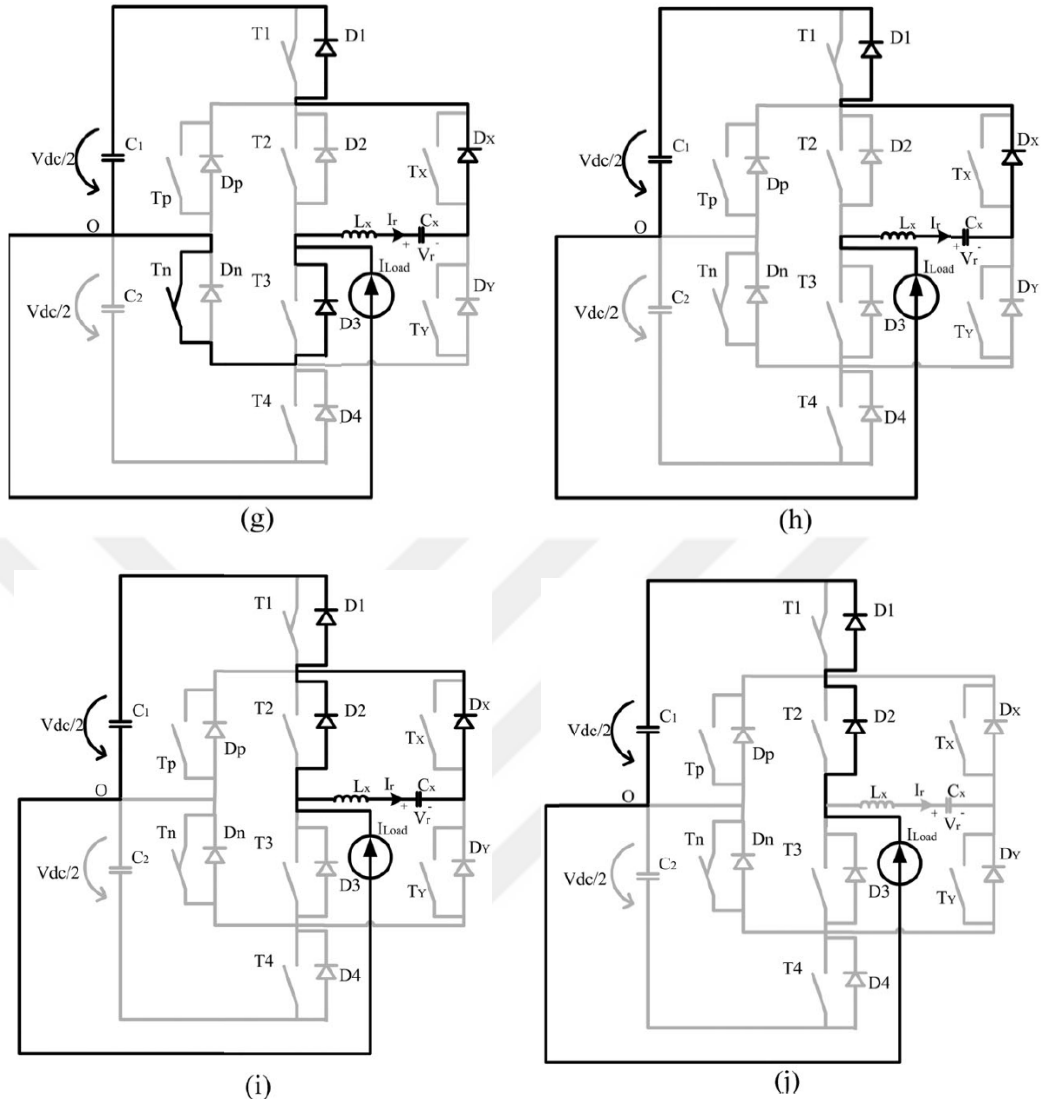
8. Aralık ($t_8 - t_9$) : T_3 anahtarının kesime girmesi ve D_2 anahtarının da ters kutuplanması sebebiyle bu aralıkta yük akımının geçebileceği tek yol L_r, C_r, D_x, D_1 ve C_1 elemanlarından oluşan devredir. Bu periyotta yük akımı rezonans kondansatörleri C_r 'yi lineer olarak şarj eder.

9. Aralık ($t_9 - t_{10}$) : $t = t_9$ anında, rezonans kondansatörü pozitif olarak şarj olur ve D_2 ilettime başlar. I_r akımı D_2 ve D_x üzerinden serbest olarak dolaşır, yarım rezonans periyodu sonra $t = t_{10}$ anında D_x diyodu doğal olarak kesime girer.

10. Aralık (t_{10} sonrası) : t_{10} anından sonra yardımcı devrenin çalışması sona erer, tam yük akımı D_1 ve D_2 üzerinden akar ve T_3 ZCT ile kesime girme komütasyonunu tamamlar.



Şekil 8.5 T_3 ve D_2 anahtarlarının $I_{Load} < 0$ iken $V_{dc}/2$ ile 0 arası komütasyonunda oluşan çalışma aralıklarına ait eşdeğer devreler a) 1. aralık (t_0 öncesi) b) 2. aralık ($t_0 - t_2$) c) 3. Aralık ($t_2 - t_3$) d) 4. aralık ($t_3 - t_4$) e) 5. aralık ($t_4 - t_5$) f) 6. aralık ($t_5 - t_7$) g) 7. aralık ($t_7 - t_8$) h) 8. aralık ($t_8 - t_9$) i) 9. aralık ($t_9 - t_{10}$) j) 10. aralık (t_{10} sonrası) [17]



Şekil 8.5 T_3 ve D_2 anahtarlarının $I_{Load} < 0$ iken $V_{dc}/2$ ile 0 arası komütasyonunda oluşan çalışma aralıklarına ait eşdeğer devreler a) 1. aralık (t_0 öncesi) b) 2. aralık ($t_0 - t_2$) c) 3. Aralık ($t_2 - t_3$) d) 4. aralık ($t_3 - t_4$) e) 5. aralık ($t_4 - t_5$) f) 6. aralık ($t_5 - t_7$) g) 7. aralık ($t_7 - t_8$) h) 8. aralık ($t_8 - t_9$) i) 9. aralık ($t_9 - t_{10}$) j) 10. aralık (t_{10} sonrası) [17] (devamı)

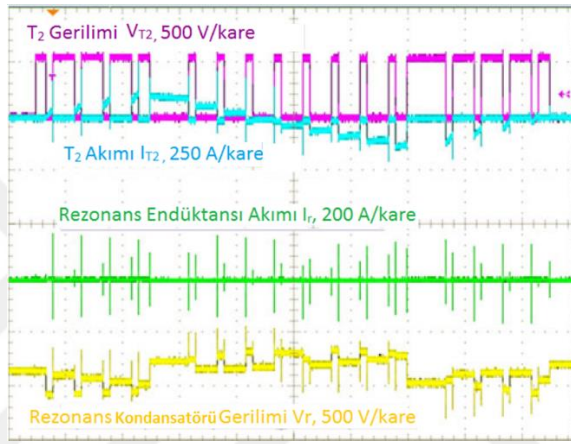
8.3 Deneysel Sonuçlar

Sunulan dönüştürücüyü ve sağladığı avantajları doğrulamak için yarım köprü bir deney düzeneği kurulmuştur. Dönüştürücü 1200V DC giriş gerilimi ve 150A maksimum çıkış akımına göre tasarlanmıştır. Rezonans tankı elemanları L_r ve C_r , rezonans empedansı $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ ve $T_r = 2\pi\sqrt{L_r C_r}$ formüllerine göre, maksimum rezonans akımının yük akımına ulaşması ve rezonans periyodunun yumuşak anahtarlama şartlarını sağlayabilecek kadar uzun olması durumları düşünülerek tasarlanmıştır. Buna göre

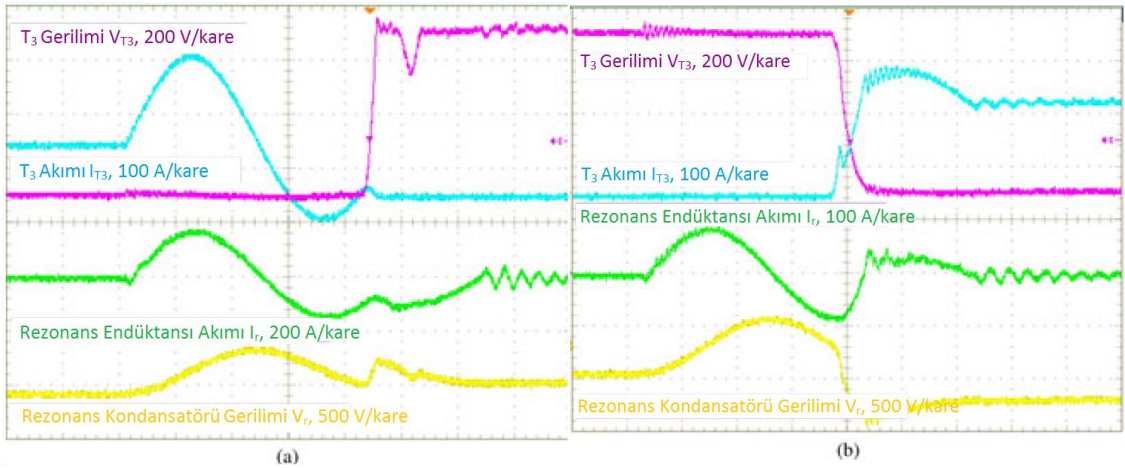
rezonans pik akımı 210A olarak belirlenmiş, tank elemanları ise $L_r = 2 \mu H$ ve $C_r = 0,25 \mu F$ olarak seçilmiştir.

Şekil 8.6'da 3L-ANPC dönüştürücüye ait deney sonuçları gösterilmiştir. Burada rezonans tankının sadece ana güç anahtarlarının iletim ve kesime girme anlarında çalıştığı görülmektedir. Bu sayede yardımcı devre anahtarları ana güç anahtarlarına göre çok daha düşük akım seviyesinde seçilebilmektedir.

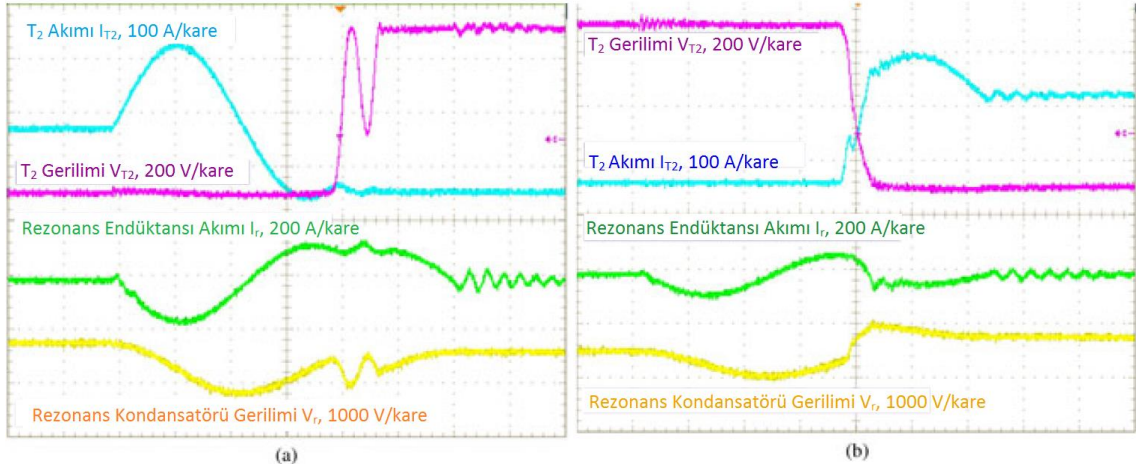
T_3 ve T_2 anahtarlarının kesime girme işlemine ait dalga şekilleri sırasıyla Şekil 8.7 ve Şekil 8.8'de verilmiştir. Bu şekillerden her iki anahtar için de tam bir ZC altında kesime girme



Şekil 8.6 Anahtar ve rezonans tankının ölçülmüş akım ve gerilim değerlerine ait bir periyottaki dalga şekilleri (süre = 1 ms/kare) [17]



Şekil 8.7 3L-ANPC dönüştürücüde T_3 ve D_2 arasındaki ZCT komütasyon ölçümleri (zaman $1 \mu s/kare$) a) T_3 'ün kesime girmesi b) T_3 'ün iletime girmesi [17]



Şekil 8.8 3L-ANPC dönüştürücüde T_2 ve D_3 arasındaki ZCT komütasyon ölçümleri (zaman $1 \mu\text{s/kare}$) a) T_2 'nin kesime girmesi b) T_2 'nin iletme girmesi [17]

sağlandığı ve iletme girme esnasındaki diyotların ters toparlanma kaybının neredeyse tamamen önlediği görülmüştür [17].

8.4 Sonuçlar

Sürdürülebilir enerji kaynaklarında yüksek güçlü dönüştürücülerin yaygın olarak kullanılması için yüksek verimli, geniş kontrol ve çalışma aralıklı, düşük anahtarlama kayıplı ve böylece yüksek frekanslı dönüştürücüler tasarlanması üzerinde ilgi gün geçtikçe artmaktadır. Burada sürdürülebilir enerji sistemleri için 3L-ANPC bir dönüştürücü sunulmuştur. Sunulan dönüştürücü sadece iki yardımcı anahtar ve L_r ve C_r elemanlarından oluşan bir yardımcı devre ile ana güç anahtarlarında tamamen sıfır akımda (ZC) kesime ve iletme girmesini sağlarken, yardımcı devre anahtarları da ZC ile kayıpsız olarak anahtarlansaktadır. Bu nedenle, anahtarlama kayıpları ve anahtar gerilim stresleri sert anahtarlama dönüştürücüye göre önemli ölçüde azaltılmıştır ve anahtarlama frekansının yükseltilebilmesinin yanı sıra daha yüksek verim, daha küçük boyutlu pasif devre elemanlarının ve soğutma sisteminin kullanılabilmesi gibi avantajlar elde edilmiştir. Deneysel sonuçlar sunulan dönüştürücünün verimini ve avantajlarını doğrulamıştır [17].

ÜÇ SEVİYELİ TAM KÖPRÜ SIFIR GERİLİM VE SIFIR AKIM (ZVZCS) ANAHTARLAMALI, BASİTLEŞTİRİLMİŞ KONTROL DÜZENLİ EVİRİCİNİN ANALİZ VE SİMÜLASYONU

Yüksek frekanslı transformatörler ile oluşturulan çok seviyeli DC-DC dönüştürücüler, elektrik güç dağıtım sistemleri için en uygun sistemlerdir. Daha yüksek devre gücü, elemanlar için daha düşük akım ve gerilim değerleri gibi avantajları sebebiyle çok seviyeli evirici topolojileri, DC-DC dönüştürücü sistemleri için de oldukça önemli hale gelmektedir. Yumuşak anahtarlama tekniklerinin verim, güç ve anahtarlama frekansının artırılması amacıyla, mevcut topolojilere uygulanması üzerine yoğun bir şekilde çalışılmaktadır. Bu çalışmalarda ilave akım streslerine neden olmadıkları için genel olarak ZVS ve ZVZCS tekniklerinden faydalanılmaktadır. Aynı zamanda, daha geniş bir yük aralığında yumuşak anahtarlama sağlaması sebebiyle ZVZCS dönüştürücüler daha ön plana çıkmaktadır.

Bu bölümde tüm ana güç elemanları için sıfır gerilim ve akımda anahtarlama sağlanmış, kolay ve basit kontrol düzenine sahip, diyot kenetlemeli üç seviyeli tam köprü evirici yapısının kullanıldığı bir DC-DC dönüştürücü sunulmuştur. Sunulan devrenin temel çalışma aralıkları ve tasarım eşitlikleri verilmiş ve simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır.

9.1 Sunulan ZVZCS Dönüştürücü

Tasarımın hedefi, tüm ana güç anahtarlarında yumuşak anahtarlama sağlayan, tüm ana güç anahtarları üzerindeki gerilim stresini azaltan ve tam köprü dönüştürücünün sekonder gerilimini düşürücü bir trafo gibi kontrol eden bir DC-DC dönüştürücü üretmektir. Şekil 9.1'de sunulan dönüştürücüye ait devre şeması ve çalışma dalga şekilleri görülmektedir. Burada R_{Load} direnci, eşdeğer yük direncidir ve evirici arayüzlü bir dağıtım sistemi için yükü temsil etmektedir. Üç seviyeli eviricilerde genellikle orta uçlu giriş gerilimi bulunur. Böylece, çıkış geriliminin sinüs formuna daha yakın ve az harmonikli olarak elde edilmesi sağlanır. Ancak burada sunulan eviricinin yük tarafındaki gerilim V_o , evirici giriş gerilimi orta noktasından daha yüksek olmaktadır. Böylece orta giriş gerilimi seviyesinin kullanılması, doğrultucu köprüsünün iletme girememesine ve yüke enerji aktarılamamasına sebep olmaktadır. Bu sebeple orta giriş gerilimi seviyesi, sunulan DC-DC dönüştürücüde kullanılamamaktadır [18].

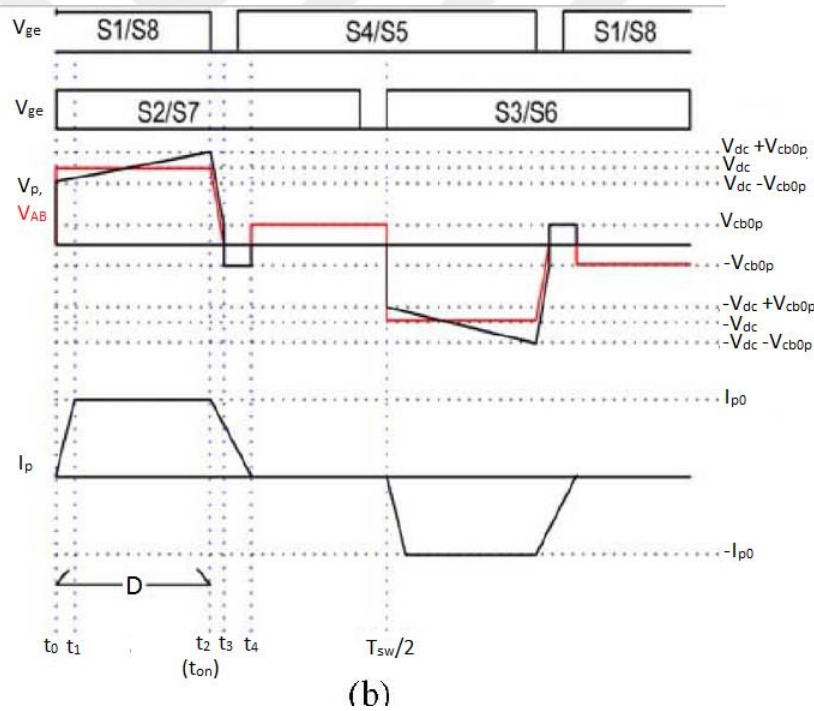
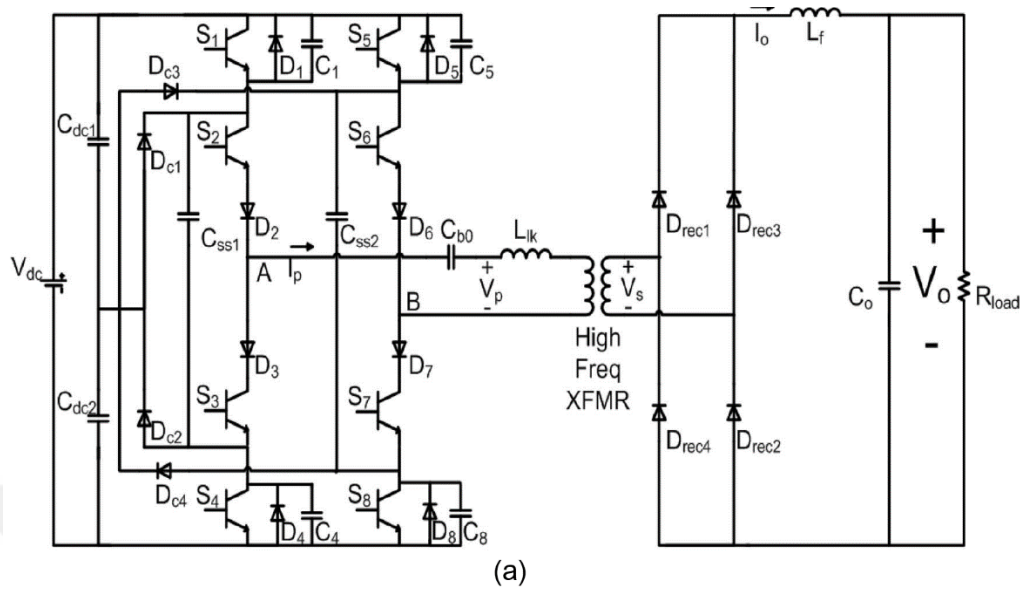
Çizelge 9.1'de önerilen anahtarlama durumları ve her anahtarlama durumu için trafonun çıkış gerilimi V_s 'nin seviyesi gösterilmektedir.

Çizelge 9.1 Üç seviyeli eviricinin anahtarlama durumlarına göre çıkış gerilimleri ve kondansatör gerilimleri [18]

Anahtarlama Durumu	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	$V_{XFMR,S}$
1	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	V_{DC}/n
2	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	0
3	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	0
4	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0
5	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	$-V_{DC}/n$
6	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	0
7	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	0
8	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	0

Anahtarlama frekansı önceden ayarlanmış olup, her bir anahtar yarım anahtarlama periyodu boyunca iletimdedir. Burada her anahtarın iletim ve kesime girme zamanları kontrol edilerek, DC bara gerilimi transformatöre istenen sürede faz kaydırmalı DGM kontrol yöntemiyle uygulanır. Çizelge 9.1'den, sistemin bir düşürücü DC-DC dönüştürücü ile aynı çalışma aralıklarına ve aynı matematiksel eşitliklere sahip olacağı anlaşılmaktadır. Orta giriş gerilimi seviyesi kullanılamasa da, devrenin teorik incelemesi

bölümünde de görüleceği gibi tüm ana elemanlar için yumuşak anahtarlama şartlarını sağlamaktadır.



Şekil 9.1 Üç seviyeli tam köprü (3L FB) ZVZCS Dönüştürücü a) Devre şeması, b) Dalga şekilleri [18]

Doğrultma diyotları $D_{rec-1} - D_{rec4}$, transformatör tarafından çıkış filtresine transformatörün polaritesine bakılmaksızın pozitif bir gerilim uygulanmasını sağlamaktadır. Böylece, dönüştürücünün çalışması çıkış filtresi $L_f - C_o$ üzerinde görülen akım ve gerilimin yarım periyotları ile açıklanabilir. Her yarım periyot için aynı değerler

görülmektedir. D , 0 ile 1 arasında bir oran olan doluluk oranını ifade etmek üzere, eğer dönüştürücü $D \times T_{sw}/2$ çalışma süresi boyunca Anahtarlama Durumu 1'de çalışmaktaysa, çıkış gerilimi V_{out} için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$V_0 = \frac{D \times V_{dc}}{n} \quad (9.1)$$

Burada n , transformatör dönüştürme oranıdır. Böylece istenen DC bara gerilimi sağlanabilir ve sistem transformatörlü bir düşürücü dönüştürücü gibi çalışır.

Çizelge 9.1 ve Şekil 9.1 dikkate alındığında, çapraz köşegenlerde bulunan anahtarların (S_1 - S_8 , S_2 - S_7 gibi) aynı anahtarlama sinyallerine sahip olduğu görülmektedir. Anahtarlama şeması, anahtarların çiftler halinde kontrol edilmesiyle sadeleştirilebilmekte, böylece her çift (S_1 ve S_8 , S_2 ve S_7 , S_3 ve S_6 , S_4 ve S_5) aynı kontrol sinyali ile kontrol edilmektedir. Anahtarlama sıra ve süresi, iki seviyeli tam köprü faz kaydırmalı PWM ile aynıdır. Bu sebeple mevcut faz kaydırmalı PWM kontrol üniteleri burada sunulan dönüştürücünün kontrolünde kullanılabilir. Bu durum, kontrol karmaşası oluşturan farklı tam köprü yumuşak anahtarlama üç seviyeli eviriciler düşünüldüğünde, bir avantajdır. İki seviyeli tam köprü eviricide kullanılan anahtarlama elemanları, üç seviyeli eviricide kullanılan anahtarlama elemanlarından iki kat fazla gerilime maruz kalmaktadır. Böylece, aynı gerilim dayanım seviyelerinde eleman kullanmak şartıyla, iki seviyeli tam köprü eviricinin çıkışa verebileceği gerilim, üç seviyeli tam köprü eviricinin yarısı kadar olmaktadır. Ayrıca, üç seviyeli yarım köprü evirici topolojisinde de DC giriş geriliminin yarısı çıkışa uygulanabilmektedir. Üç seviyeli tam köprü evirici, anahtarlama elemanları üç seviyeli yarım köprü evirici ile aynı seviyede gerilime maruz kalırken, transformatöre tam giriş gerilimi V_{dc} 'yi uygulama avantajına sahiptir. Böylece sunulan üç seviyeli tam köprü dönüştürücü, standart iki seviyeli dönüştürücünün ve üç seviyeli yarım köprü dönüştürücünün iki katı güçte çalışmaktadır. Sunulan dönüştürücü, hibrid çok seviyeli topolojilere göre DC bara gerilimini tüm çalışma aralığı boyunca yüke uygulama avantajına sahiptir. Sunulan dönüştürücü ayrıca, sadece ZVS sağlayan üç seviyeli tam köprü eviricilere karşı da, ZVZCS'li dönüştürücülerin ZVS'li dönüştürücülere göre daha geniş bir yumuşak anahtarlama aralığı sağlaması avantajına sahiptir. Sonuç olarak sunulan dönüştürücü tüm ana güç anahtarlarında yumuşak anahtarlama sağlayan, anahtarlara uygulanan gerilim stresini azaltan, elemanların daha yüksek anahtarlama

hızlarında çalıştırılmasını sağlayan ve mevcut kontrol sistemlerinin kullanılmasına olanak vermesiyle kontrol karmaşası yaratmayan, yüksek güç ve gerilim çıkışı veren bir çözüm meydana getirmektedir.

9.2 Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları

Şekil 9.2’de on çalışma aralığının ilk beşine ait eşdeğer devreler verilmiştir. Son beş çalışma aralığı da ilk beş aralıkla benzer şekilde çalışmaktadır. Yapılan analizde anahtarların ideal, çıkış filtresinin bütün çalışma periyodu boyunca sabit bir akım kaynağı gibi davranacak kadar büyük ve tıkama kondansatörünün akım resetlenirken sabit bir gerilim kaynağı olarak davranacak kadar büyük olduğu varsayılmıştır.

1. Aralık ($t_0 - t_1$): S_1 ve S_8 anahtarları uzun süredir iletimdedir ve C_{b0} kondansatörü $-V_{cb0p}$ gerilimine şarj olmuştur. $t = t_0$ anında S_2 ve S_7 anahtarları iletime başlar ve transformatörün primer tarafına $(V_{dc} - V_{cb0p})$ gerilimi uygulanır. Bu aralıkta v_{cb0} gerilimi sabit kabul edilmiştir. Bunun sonucu olarak primer akımı lineer olarak artar.

$$I_{p0} = \frac{I_o}{n} \quad (9.2)$$

I_{p0} transformatörün primer tarafından akan akımın maksimum değeri, I_o L_f üzerinden akan akım, n ise transformatörün dönüştürme oranıdır. Bu periyotta transformatör kaçak endüktansı L_{1k} ’ya uygulanan gerilim $V_{dc} - (-V_{cb0}) = V_{dc} + V_{cb0}$ ve bu periyodun süresi,

$$t_1 - t_0 = t_1 = \frac{L_{1k} \times I_{p0}}{V_{dc} + V_{cb0}} \quad (9.3)$$

Sekonder tarafta $D_{rec1} - D_{rec4}$ diyotları iletimde olup, serbest dolaşım aralığı oluşmaktadır.

2. Aralık ($t_1 - t_2$): Primer akımı $t = t_1$ anında I_{p0} değerine ulaştığında serbest dolaşım modu sona erer ve $D_{rec3} - D_{rec4}$ diyotları kesime girer. Bu aralıkta, DC baradan yüke güç aktarımı gerçekleşir. Bu aralığın süresi, doluluk oranı ile transformatör gerilim dönüştürme oranına bağlıdır ve eşitliği aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{D}{n} = \frac{(t_{ON}) / (T_{sw}/2)}{n} = \frac{(t_2 - t_1) / (T_{sw}/2)}{n} \quad (9.4)$$

t_1 aralığı çok kısa olduğu için, t_{ON} süresi t_2 olarak alınabilir ve

$$D = \frac{t_2}{(T_{sw}/2)} \quad (9.5)$$

olarak hesaplanır. Bu aralıkta tıkama kondansatörü I_{p0} akımı ile $-V_{cb0p}$ 'den $+V_{cb0p}$ gerilimine şarj olur.

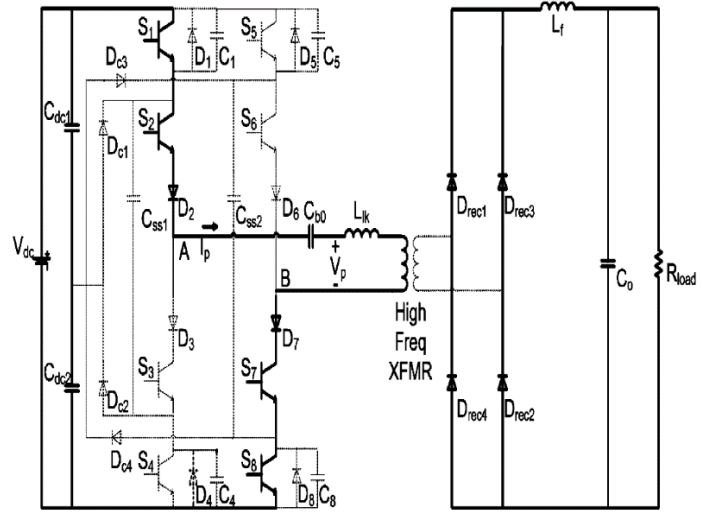
3. Aralık ($t_2 - t_3$): $t = t_2$ anında S_1 ve S_8 anahtarları kesime girer. C_1 ve C_8 kondansatörleri i_p akımıyla şarj olurken C_4 ve C_5 kondansatörleri de i_p akımıyladeşarj olur. i_p akımı çıkış akımına bağlı olarak bu aralıkta da I_{p0} değerinde sabit olarak tutulur. t_3 anında C_4 ve C_5 kondansatörleri tamamendeşarj olduğunda, primer akımı S_2 ve S_7 anahtarları ile D_{c1} ve D_{c4} diyotları üzerinden akmaya başlar. S_4 ve S_5 anahtarları t_3 anından sonra istenen anda ZVS ile ilettime geçirilebilirler. Bu aralık da çok kısa olduğu için, U_{cb0} geriliminin U_{cb0p} değerinde sabit kaldığı kabul edilmiştir. Her paralel kondansatör bu aralık boyunca $I_{p0}/2$ akımını iletir ve $V_{dc}/2$ kadar bir gerilim değişimi yaşar. C_1, C_4, C_5 ve C_8 kondansatörleri için ortak bir C_r değeri kullanılarak, bu aralığın süresi aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$t_3 - t_2 = C_r \times \frac{V_{dc}}{I_{p0}} \quad (9.6)$$

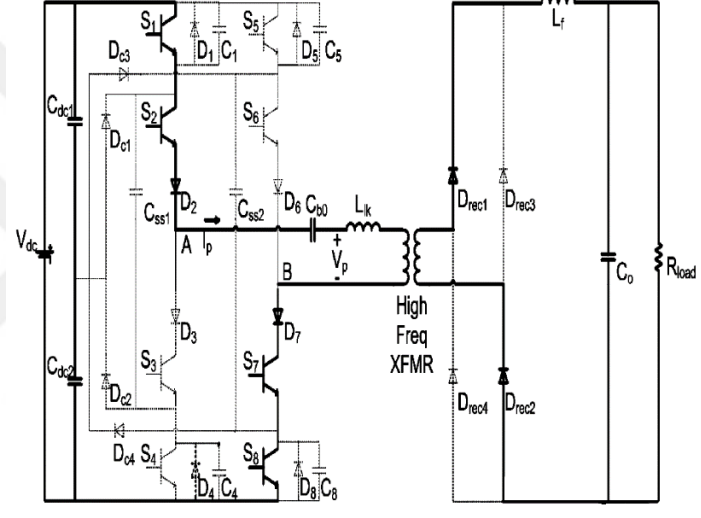
4. Aralık ($t_3 - t_4$): Primer akımı S_2, S_7, D_{c1} ve D_{c4} elemanları üzerinden akarken tıkama kondansatörü gerilimi V_{cb0p} , transformatör primerine uygulanır ve primer akımı düşmeye başlar. Primer akımı I_{p0} değerinin altına düşer düşmez, çıkış akımı çıkış doğrultucu diyotları üzerinden serbest olarak dolaşmaya başlar ve transformatör primerini yük tarafından ayırarak, transformatör mıknatıslanma endüktansını kısa devre eder. Bu sebeple, resetleme süresi kaçak endüktansın değerine bağlıdır.

$$T_{reset} = t_4 - t_3 = L_{1k} \times \frac{I_{p0}}{V_{cb0p}} \quad (9.7)$$

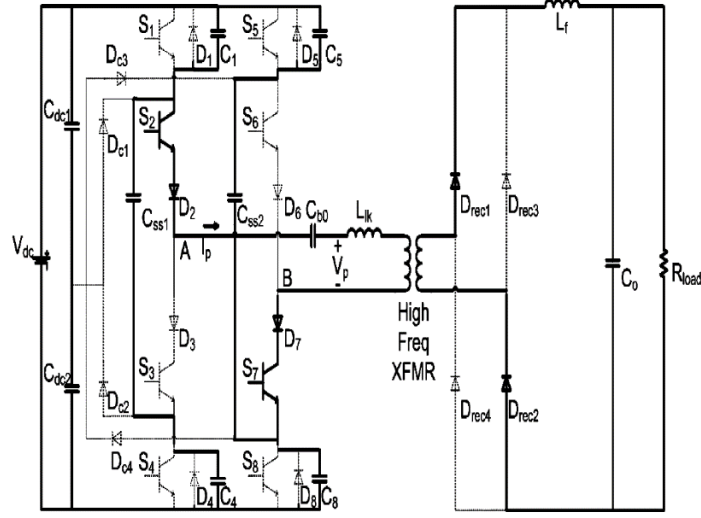
5. Aralık ($t_4 - T_{sw}/2$): Akımın sıfıra ulaşmasından sonra, negatif yönde akması D_2 ve D_7 diyotlarıyla engellenir. Çıkış akımı çıkış doğrultucu diyotları üzerinden serbest dolaşıma devam eder. Trafonun primerinde V_{cb0p} gerilimi görülür. Bu sebeple akımı S_1 ve S_8 anahtarları $(V_{dc} + V_{cb0p})/2$ gerilimini tutmak zorundadır. $T_{sw}/2$ anında S_2 ve S_7 anahtarları ZCS altında kesime girer ve kısa süre sonra S_3 ve S_6 anahtarları ZCS altında ilettime girer. S_4 ve S_5 zaten iletim sinyali aldığı için S_3 ve S_6 ilettime geçer ve $(-V_{dc} + V_{cb0p})$ gerilimi transformatörün primer tarafına uygulanarak 6. aralık başlar. 6-10. çalışma aralıkları ters akım ve gerilim sinyalleri dışında 1-5. aralıklarla aynıdır.



(a)

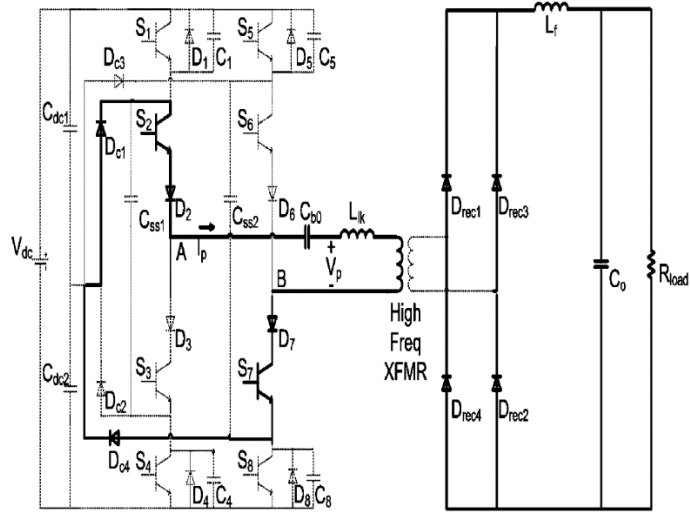


(b)

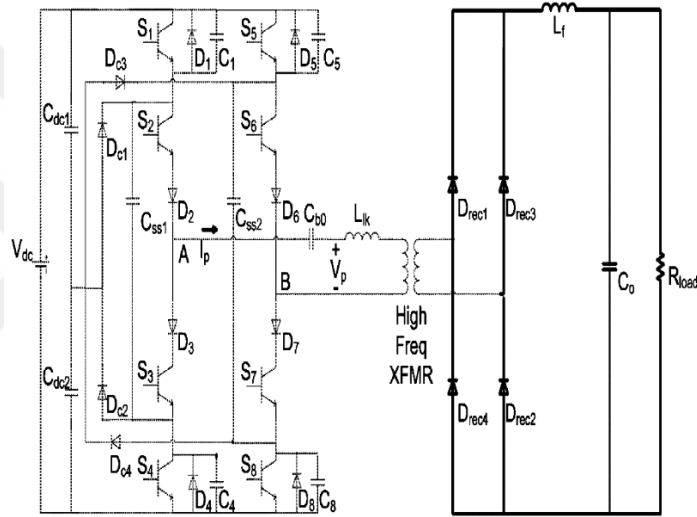


(c)

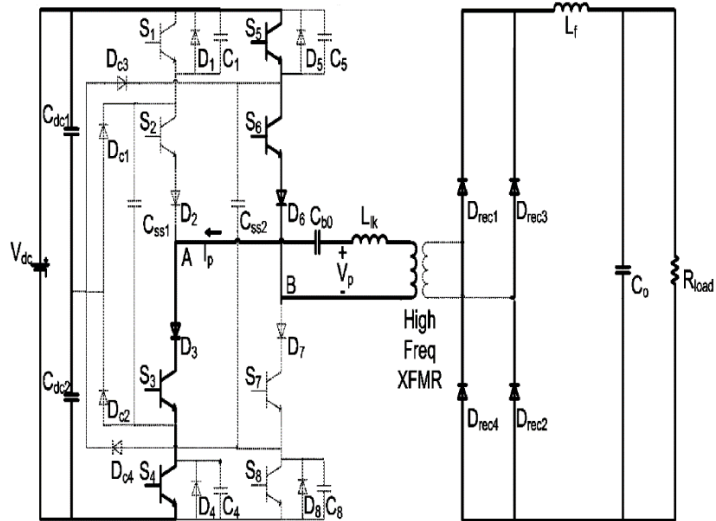
Şekil 9.2 Üç seviyeli tam köprü (3L FB) ZVCS dönüştürücü çalışma aralıkları eşdeğer şemaları a) t_0-t_1 b) t_1-t_2 c) t_2-t_3 d) t_3-t_4 e) $t_4-T_{sw}/2$ f) $t = T_{sw}/2$ [18]



(d)



(e)



(f)

Şekil 9.2 Üç seviyeli tam köprü (3L FB) ZVZCS dönüştürücü çalışma aralıkları eşdeğer şemaları a) t_0-t_1 b) t_1-t_2 c) t_2-t_3 d) t_3-t_4 e) $t_4-T_{sw}/2$ f) $t = T_{sw}/2$ [18] (devamı)

9.3 Dönüştürücünün Tasarımı

Devrenin tasarım hesapları C_{dc1} , C_{dc2} , C_{ss1} , C_{ss2} , C_1 , C_4 , C_5 , C_8 , C_{b0} L_{1k} , değerleri ile çıkış filtresinin hesaplanmasını kapsar. Çıkış filtresi anahtarlama periyodu T_{sw} boyunca yük akımını sağlayacak kadar büyük olmalıdır.

Transformatör kaçak endüktansı ise, transformatör reset zamanını en kısa sürede tutabilmek için mümkün olduğunca küçük olmalıdır. Sınırlamalara ek olarak, transformatör ve filtre tasarım ölçütlerine de uyulmalıdır [19-20].

C_{dc1} , C_{dc2} kondansatörleri anahtarlama elemanları arasında düzgün bir gerilim bölünmesi için çok önemlidir. Bu sebeple bu kondansatörler az bir tolerans payı kullanılarak aynı değerde seçilmelidir. Pratikte, DC bara kondansatörlerinin kaçak endüktanslar sebebiyle DC giriş geriliminde oluşabilecek değişimleri tolere etmeleri beklenir ve bu sebeple büyük değerlerde seçilirler. İyi yüksek frekans cevaplı, daha küçük kondansatörlerin kullanılmasıyla kaçak bileşenlere bağlı yüksek frekanslı pikler daha etkin bir şekilde önlenir.

C_{ss1} , C_{ss2} kondansatörleri de birbiriyle aynıdır. Şekil 9.2’de bu kondansatörlerin 3. çalışma aralığı ile onun ikinci yarı periyottaki karşılığı olan 8. çalışma aralığında iletimde oldukları görülmektedir. Bu kondansatörler bütün periyot boyunca hemen hemen sabit bir gerilimi sağlamak zorundadır, bu sebeple de 3. çalışma aralığında %5’ten daha fazla bir gerilim değişimine müsaade etmeyecek şekilde tasarlanmaları gerekmektedir. 3. çalışma aralığında her bir kondansatör $I_{p0}/2$ kadar bir akım iletir ve nominal gerilimi $V_{dc}/2$ kadardır. Böylece, %5 tolerans düşünülerek kondansatör değeri

$$C_{ss} = \frac{I_{p0} \times (t_3 - t_2)}{0,05 \times V_{dc}} \quad (9.8)$$

olarak hesaplanabilir. Denklem (9.6) kullanılarak aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir.

$$C_{ss} = \frac{C_r}{0,05} = 20 \times C_r \quad (9.9)$$

Paralel kondansatörler C_r ’lerin kapasiteleri, kesime girme sırasında ZVS’nin sağlanması için gerekli minimum değere göre belirlenir. Anahtarın ZVS ile kesimi sağlanması için bu kondansatör, anahtarın akım düşme süresi t_{fi} boyunca gerilimini sıfıra yakın tutmalıdır.

t_{fi} süresi güç anahtarına ait teknik dokümandan bulunabilir [21]. Bu süre belirlendikten sonra C_r değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$C_r = \frac{t_{fi} \times I_{p0}}{V_{dc}} \quad (9.10)$$

4. aralıkta primer akımının hızlı bir şekilde resetlenebilmesi için büyük bir V_{cbp0} değeri istenir, ancak kesimde olan anahtarlar 2. aralığın sonunda $(V_{dc} + V_{cbp0})/2$ gerilimini görürler. Bu sebeple V_{cbp0} gerilimi, anahtarlar üzerindeki gerilimin sınırlandırılması için V_{dc} 'nin %20'si değerini aşmamalıdır. C_{b0} kondansatörü 2. aralıkta I_{p0} değerinde bir i_p akımıyla $-V_{cbp0}$ 'dan $+V_{cbp0}$ değerine şarj olur. Tıkama kondansatörü en yüksek değerine, dönüştürücü maksimum anma gücünü aktarırken ve i_p akımı $I_{p0,max}$ değerindeyken ulaşır. Daha önce belirtilen gerilim sınırlandırmalarına uymak için C_{b0} kondansatörü aşağıdaki gibi seçilmelidir.

$$C_{b0} = \frac{5 \times I_{p0,max} \times D_{max}}{4 \times f_{sw} \times V_{dc}} \quad (9.11)$$

$I_{p0,max}$ primer akımının sürekli haldeki maksimum değeridir. D_{max} maksimum güç aktarımı doluluk oranı ve f_{sw} de anahtarlama frekansdır. V_{cbp0} I_{p0} akımıyla doğru orantılı olduğundan, i_p akımının $I_{p0,max}$ 'tan küçük her değeri için V_{cbp0} gerilimi $V_{dc}/5$ 'ten daha küçük bir değer olacaktır. i_p akımının $I_{p0,max}$ 'tan küçük her değeri veya D_{max} 'tan küçük her D değeri için V_{cbp0} gerilimi aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$V_{CbP0} = \frac{I_{p0} \times D}{4 \times f_{sw} \times C_{b0}} \quad (9.12)$$

9.4 Dönüştürücünün Kayıpları

Tam köprü dönüştürücüdeki kayıplar iki bileşene ayrılabilir: anahtarlama kayıpları ve iletim kayıpları. Geri faz kolundaki anahtarların (S_2, S_3, S_6, S_7) anahtarlama kayıpları ZCS ile anahtarlama yaptıkları için ihmal edilebilir. Benzer şekilde, ileri faz kolundaki anahtarların (S_1, S_4, S_5, S_8) iletime girme kayıpları, iletime girme öncesinde anahtarlar üzerindeki gerilim sıfıra indirildiği için ihmal edilebilir. İleri faz koluna ait anahtarların kesime girme kayıplarıysa paralel kondansatörlere bağlıdır. Anahtar akımı sıfıra düşerken, anahtar akımı ve primer akımı arasındaki fark kadar bir akım paralel kondansatörden akar ve gerilimde bir yükselmeye sebep olur. Bu sebeple anahtarda bir

miktar anahtarlama kaybı oluşur. Her bir ZVS ile kesime girme durumu için oluşan enerji kaybı

$$E_{ZVS,OFF} = \frac{I_{p0}^2 \times t_{fi}^2}{48 \times C_r} \quad (9.13)$$

şeklinde ifade edilir. S_1, S_4, S_5, S_8 anahtarları her anahtarlama periyodunda bir defa ZVS ile kesime girer. Bu durumda ZVS ile kesime girme kayıpları

$$P_{ZVS,OFF} = 4 \times E_{ZVS,OFF} \times f_{sw} \quad (9.14)$$

şeklinde dir. 1. çalışma aralığı çok kısa sürdüğü için, yüke güç aktarımı esnasındaki iletim kayıpları hesaplanırken, 2. çalışma aralığı ile 1. çalışma aralığı birlikte düşünülebilir. Bu periyotta $S_1, S_2, S_7, S_8, D_2, D_7$ ve C_{b0} primer akımı I_{p0} değerini iletirler. Bu elemanlar için bu aralıklar için iletim kayıpları

$$P_{1,2} = [(2 \times V_{ON,Diode} + 4 \times V_{ON,IGBT}) \times I_{p0} + R_{ESR,Cb0} \times I_{p0}^2] \times D/2 \quad (9.15)$$

3. aralık ZVS geçişi olduğu için S_1, S_4, S_5, S_8 anahtarlarına ait bu aralıktaki kayıplar (9.13) ve (9.14) denklemleriyle ifade edilebilir. S_2, S_7, D_2, D_7 ve C_{b0} elemanları da bu aralıkta iletimdedir ve kayıplar aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$P_3 = [(2 \times V_{ON,Diode} + 2 \times V_{ON,IGBT}) \times I_{p0} + R_{ESR,Cb0} \times I_{p0}^2] \times C_r \times f_{sw} \times (V_{dc}/I_{p0}) \quad (9.16)$$

4. aralık boyunca $S_2, S_7, D_2, D_7, C_{b0}, D_{c1}$ ve D_{c4} elemanları akım resetlenirken iletimdedir. Bu aralıktaki kayıplar

$$P_4 = [(4 \times V_{ON,Diode} + 2 \times V_{ON,IGBT}) \times (I_{p0}/2) + R_{ESR,Cb0} \times (I_{p0}^2/3)] \times \frac{2 \times f_{sw}^2 \times L_{1k} \times C_{b0}}{D} \quad (9.17)$$

şeklinde dir. 5. aralıkta tam köprüden akan akım sıfır olduğu için bir iletim kaybı yoktur. 6. ve 7. aralıklara ait iletim kayıpları denklemi, 1. ve 2. aralıklara ait (9.15)'te verilen kayıplarla aynıdır. Benzer şekilde, 8. ve 9. aralıklara ait kayıplar da sırasıyla (9.16) ve (9.17)'de verilen kayıplar ile aynıdır. 10. Aralıkta 5. aralığa benzer şekilde iletim kaybı yoktur. ZVZCS dönüştürücüye ait toplam kayıplar aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$P_T = P_{ZVS,OFF} + 2 \times (P_{1,2} + P_3 + P_4) \quad (9.18)$$

9.5 Yumuşak Anahtarlama Aralığı

3. aralıkta paralel kondansatörlerin I_{p0} akımıyla deşarjı sırasında ZVS sağlanır. Ölü zaman olarak adlandırılan 3. aralığın uzunluğu kontrolcü tarafından kontrol edilen maksimum doluluk oranını sınırlar ve buna bağlı olarak sekonder tarafı gerilimi ve yük aktarılabilecek güç de sınırlanır. ZVS ve ölü zaman periyodu yarım periyotta iki defa gerçekleştiği için maksimum doluluk oranı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$D_{max} = 1 - 2 \times \frac{t_{dead}}{T_{sw}/2} \quad (9.19)$$

Ölü zamanın belirlenmesiyle, ZVS'nin sağlanabilmesi için gerekli minimum yük akım değerinin hesaplanması gerekir. Bu minimum akımın altına düştüğünde, ileri faz anahtarları, paralel kondansatörler tamamen deşarj edilmeden anahtarlanır.

$$I_{p0,min} = C_r \times \frac{V_{dc}}{t_{dead}} \quad (9.20)$$

Ölü zaman sadece ZVS'nin sağlanacağı maksimum yük akımı aralığını sağlayacak şekilde değil, aynı zamanda doluluk oranındaki azalmayı da minimuma indirecek şekilde ayarlanmalıdır. Kesin ölü zaman değeri uygulamanın ihtiyaçlarına göre değişecektir (örneğin yüksek doluluk oranı ihtiyacı veya yüksek yumuşak anahtarlama aralığı ihtiyacı olan uygulamalar gibi).

Tıkama kondansatörü gerilimi primer akımını $T_{sw}/2$ anındaki çalışma modu değişiminden önce resetleyebilirse ZCS sağlanır. Akım resetlenmeye $t_2 = D \times T_{sw}/2$ anında başlar. Buna göre akımın resetlenmesi için kullanılabilir toplam zaman

$$T_{reset,max} = (1 - D) \times \frac{T_{sw}}{2} \quad (9.21)$$

Denklem (9.7)'de belirtilen resetleme periyodu, $T_{reset,max}$ değerinden küçükse ZCS sağlanır. V_{cb0p} değeri için denklem (9.12)'den faydalanılarak

$$\frac{4 \times f_{sw} \times C_{b0} \times L_{lk}}{D} \leq (1 - D) \times \frac{T_{sw}}{2} \quad (9.22)$$

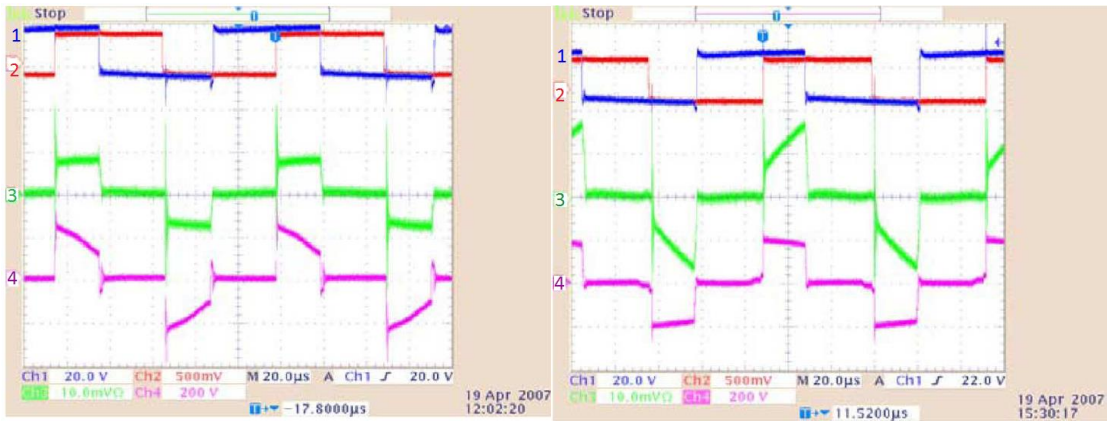
Bu eşitlikten ZCS'nin sağlanmasının yük akımından bağımsız olduğu, yine de primer akımının denklem (9.10)'da tıkama kondansatörünün hesabında kullanılan maksimum yük akımı değerini geçerse C_{b0} üzerindeki gerilimin oldukça yükselebileceği görülür. ZCS'nin sağlandığı aralıklar için bulunan genişlik sınırlaması, aşağıda verilmiştir.

$$\frac{1 - \sqrt{1 - 32 \times f_{sw}^2 \times C_{b0} \times L_{1k}}}{2} \leq D \leq \frac{1 + \sqrt{1 - 32 \times f_{sw}^2 \times C_{b0} \times L_{1k}}}{2} \quad (9.23)$$

9.6 Deneysel Sonuçlar

Sunulan devrenin deneysel olarak gösterilmesi için 200V:48V, 480W ve 10 kHz için prototip devre kurulmuştur. DC bara kondansatörleri C_{dc} 2,2 μ F, C_1 , C_4 , C_5 , C_8 kondansatörleri 4,7 nF, C_{ss1} kenetleme kondansatörü 1 μ F seçilmiştir. Çıkış filtresi endüktans ve kondansatörü, tasarım aşamasında da tartışıldığı gibi ideal akım kaynağı olarak davranabilecek şekilde seçilmiştir. Buna göre çıkış filtresi 1,7 mH ve çıkış kondansatörü 710 μ F olarak belirlenmiştir.

Şekil 9.3'te tam yük akımı (10A) ve hafif yük akımı (1A) için deneysel çalışma dalga şekilleri gösterilmiştir. DC bara geriliminin transformatöre uygulandığı anlarda hem primer hem sekonder tarafın akımlarında büyük pikler görülmektedir. Bu piklere doğrultucu diyotları iki şekilde neden olmuştur. İlki, 1. aralıkta doğrultucu diyotları trafonun sekonder tarafını kısa devre ettiği için tam kaynak gerilimi V_{dc} 'nin kaçak endüktansa uygulanmış olmasıdır. Akımın taşındığı periyotta iletimde olmayan diğer iki doğrultucu diyodu (pozitif yarı periyot için D_{rec3} ve D_{rec4}), kaynak tarafından sağlanan akım yük akımına eşit olduğunda kesime geçerler, ancak bu kesime girme olayı ani olarak gerçekleşmez.



(a)

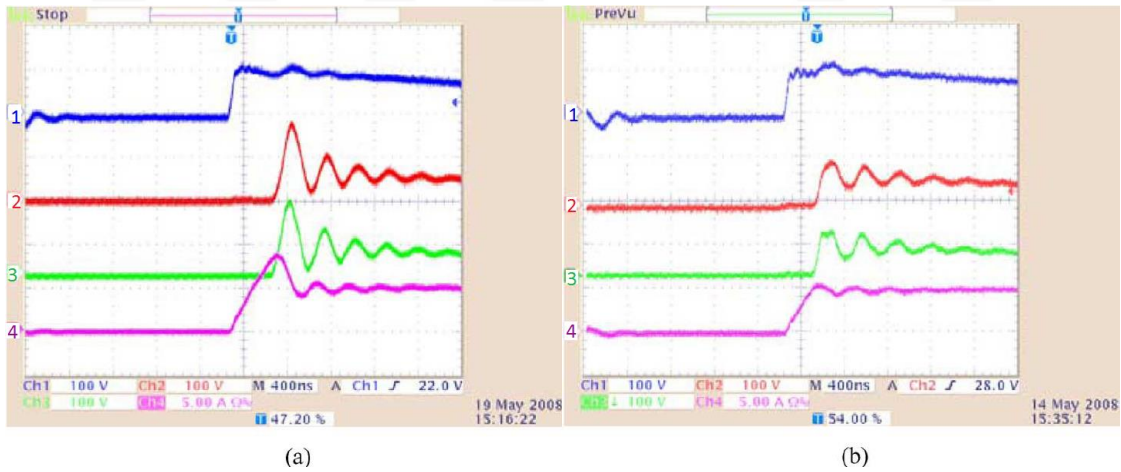
(b)

Şekil 9.3 Çalışma dalga şekilleri a) tam yük (10 A) b) hafif yük (1 A); Ch. 1 = $u_{ge S_1}$ - 20 V/kare; Ch. 2 = $u_{ge S_2}$ - 25 V/kare; Ch. 3 = I_p - [a) 10 A/kare] b) 1 A/kare; Ch. 4 = $U_{Primary}$ - 200 V/kare[18]

Diyotlar kesime girdiğinde DC bara gerilimi V_{dc} , kaçak endüktansa uygulanmaya devam etmektedir ve bunun sonucu olarak, diyot ters toparlanma akımlarına bir akım piki daha ilave olur. Diyotlardan kaynaklanan ikinci akım piki bu şekilde oluşmaktadır.

Diyotların kesime girmesinden sonra akım, L_f tarafından I_{p0} değerine düşmeye zorlanır. L_{lk} üzerinden akan akımın aniden değişmesi sebebiyle bir gerilim piki oluşur. Bu geçici hal sona erene kadar akım ve gerilimde bir osilasyon görülür ve bu osilasyonun kaynağı temel olarak transformatör kaçak endüktansı ile diyot kapasiteleri arasında oluşur [18]. Burada akım pikleri, hızlı ve daha iyi ters toparlanma performansına sahip (SiC Schottky diyot gibi) diyot kullanımıyla azaltılabilir.

Şekil 9.4'te iki seviyeli ZVZCS bir dönüştürücünün doğrultucu köprüsünde Si ve SiC diyot kullanıldığında elde edilen çalışma eğrileri verilmiştir. Üstteki dalga şekli primer tarafı gerilimini ve ikinci dalga şekli sekonder gerilimini, üçüncü dalga şekli D_{rec4} üzerindeki gerilimi, en alttaki dalga şekli de transformatör sekonderine yansıyan akımı göstermektedir. Karşılaştırma yapıldığında SiC diyot kullanıldığında daha az pik oluşacağı ve primer ile sekonder gerilimlerinin yükselmesinde daha az bir gecikme farkı oluşacağı görülmektedir.

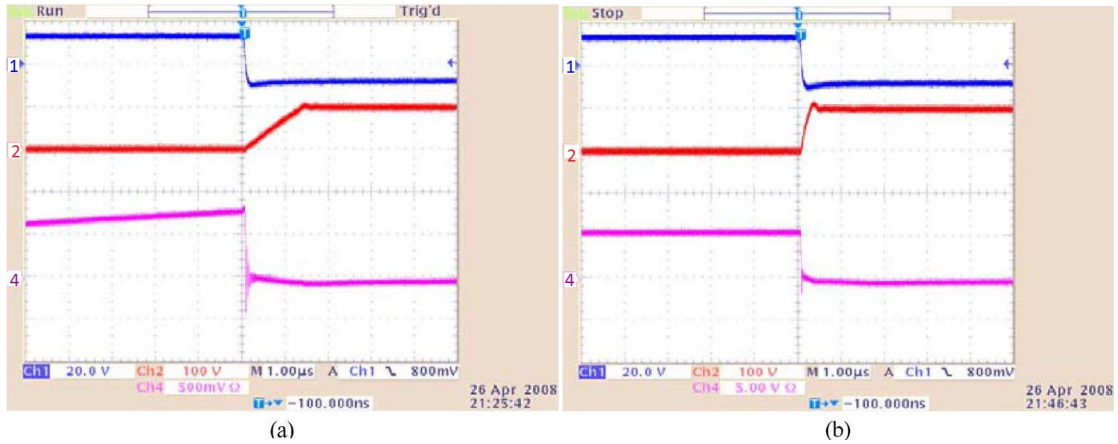


Şekil 9.4 İki seviyeli ZVZCS bir dönüştürücüdeki dalga şekilleri a) Si diyot ile b) SiC diyot ile; Ch. 1 = $U_{xfmrs,P} - 100$ V/kare; Ch. 2 = $U_{xfmrs} - x 100$ V/kare; Ch. 3 = $U_{drec4} - 100$ V/kare; Ch. 4 = $i_{xfms} - 5$ A/kare [18]

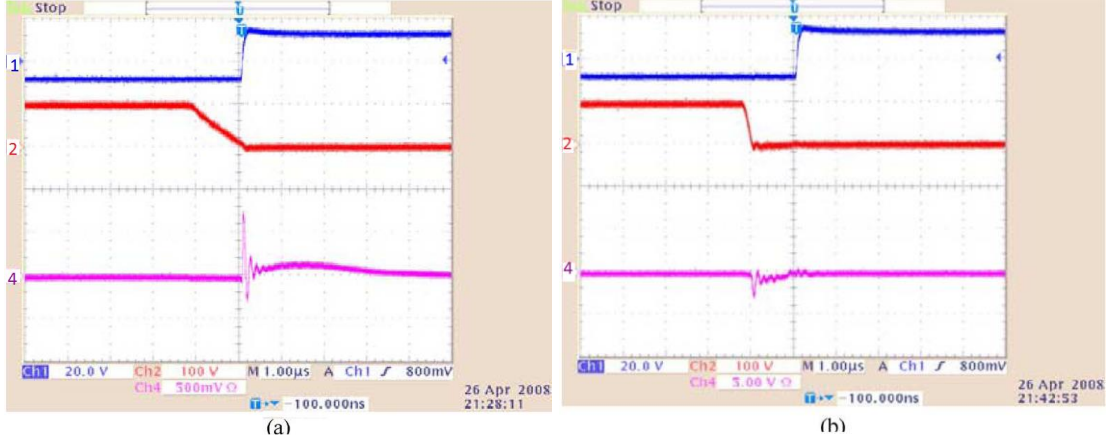
Primer geriliminde görülen eğim, V_{AB} gerilimine ilave edilen tıkama kondansatörü geriliminden kaynaklanır. Tıkama kondansatörü yüksek akımda daha yüksek gerilimlere şarj olacağı için, gerilimdeki eğim yüksek akımlarda daha belirgin olur. Akımdaki eğim ise

çıkış filtresi endüktansının pik yapmasından kaynaklanır ve 1A civarındadır. Bu pik nominal ve düşük yükte aynı olur.

Şekil 9.5-8'de elemanların yumuşak anahtarlama durumları gösterilmiştir. Şekil 9.5 S_8 anahtarının tam yük ve hafif yük durumlarında ZVS ile kesime girmesini göstermektedir. Hafif yüklerde akım daha düşük olduğu için, kondansatör gerilimi anahtar kesime girdiğinde daha düşüktür ve bu durum azaltılmış bir kesim kaybına yol açar. Aynı durum S_8 üzerinde görülen gerilimin hafif yüklerde daha uzun sürede sifıra düştüğü Şekil 9.6'da da görülmektedir. Bu durum ZVZCS dönüştürücünün ileri faz anahtarları için ZVS'yi sağlayamayacağı sınır olan denklem (9.20)'deki değerde daha belirgindir. Burada 4,7 nF değerinde C_r kullanılan sistemde I_{p0} akımının limiti 0,47 A'dir. Şekil 9.5a'da dönüştürücü $I_{p0} = 1 A$ 'de çalışmaktadır. Bu değerdeki çalışma ZVS şartının sınırına yakındır ve güç anahtarı iletme geçtiğinde kondansatör üzerinde hala bir miktar gerilim olacağı için ölü zamanın sonlarına doğru bir miktar kayıp olacaktır. Bunun ardından akım bir sonraki çalışma aralığı için yükselmeye başlar. Bu kayıplar primer akımı düştükçe yükselir ve bu durum paralel kondansatörleri deşarj etmek için yeterli akımdan daha düşük bir primer akımına kadar sürer. Kesim halinde emiter-kollektör gerilimi 100 V'a (veya DC bara geriliminin yarısına) sınırlandırılmıştır.

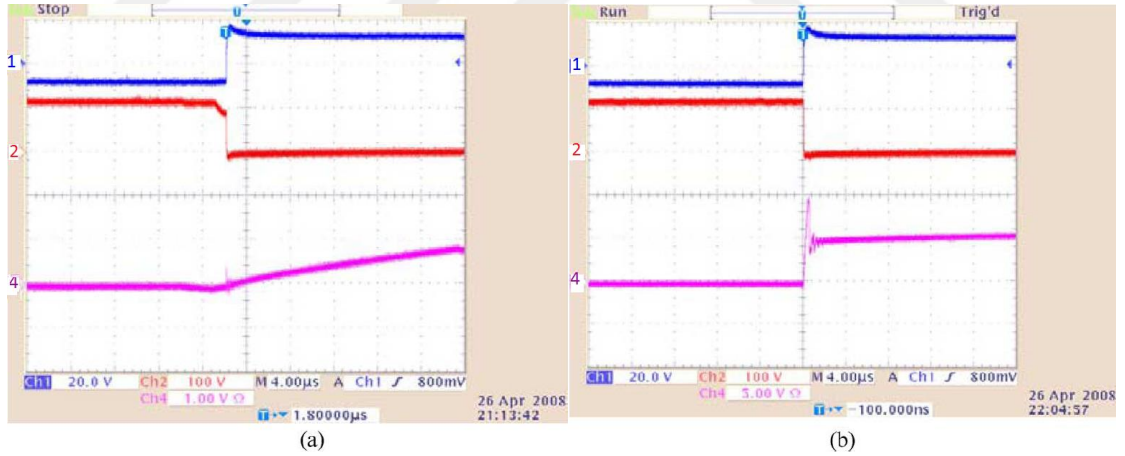


Şekil 9.5 S_8 anahtarının ZVS ile kesime girmesi a) Hafif yükte b) tam yükte; Ch. 1 = $u_{ge} S_8$ -20 V/kare; Ch. 2 = $u_{ce} S_8$ - 100 V/kare; Ch. 4 = $I_{e,S8}$ a) 0,5 A/kare ve b) 5 A/kare [18]



Şekil 9.6 S_8 anahtarının ZVS ile iletme girmesi a) Hafif yükte b) tam yükte; Ch. 1 = U_{ge, S_8} -20 V/kare; Ch. 2 = U_{ce, S_8} - 100 V/kare; Ch. 4 = I_{e, S_8} a) 0,5 A/kare ve b) 5 A/kare [18]

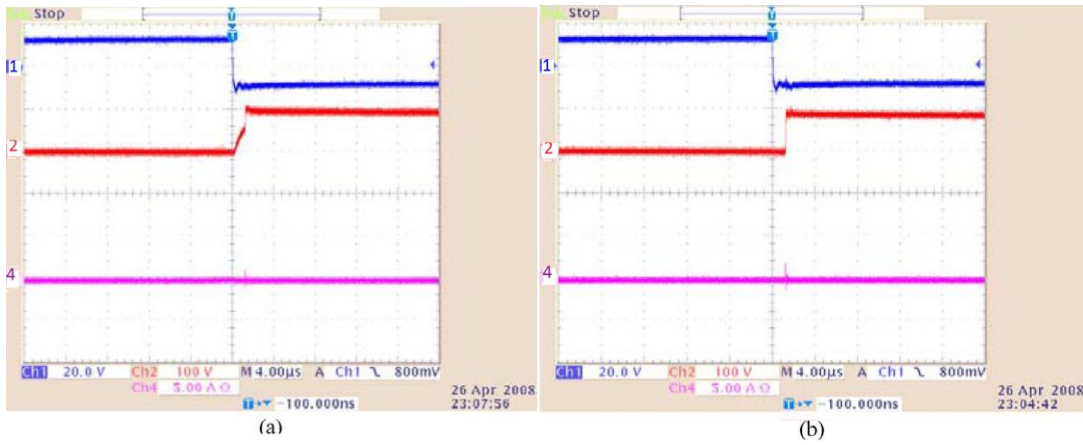
Şekil 9.7'de S_2 anahtarının ZCS ile iletme geçme durumu gösterilmiştir. Gerilim hem nominal hem hafif yükte hızlıca yükselirken, akım nominal yükte daha hızlı yükselir. Akımın düşme anındaki hızıysa her iki yük durumu için de hemen hemen aynıdır. İletime girmedeki akım yükselme hızı uygulana gerilimin büyüklüğüyle bağlantılıdır. Yine de her iki durumda da akım anahtar gerilimi sıfır oluncaya kadar yükselmez. Bu sayede yumuşak anahtarlama her durumda sağlanmış olur.



Şekil 9.7 S_2 anahtarının ZCS ile iletme girmesi a) Hafif yükte b) tam yükte; Ch. 1 = U_{ge, S_2} -20 V/kare; Ch. 2 = U_{ce, S_2} - 100 V/kare; Ch. 4 = I_{e, S_2} a) 0,5 A/kare ve b) 5 A/kare [18]

Şekil 9.8'de S_2 anahtarının ZCS ile kesime girmesi gösterilmiştir. S_2 üzerinden akan akım, anahtar kesime girmeden oldukça önce sıfıra düşer ve böylece her yük koşulunda ZCS ile kesime girme sağlanmış olur. Akım resetleme süresi yaklaşık $1,4 \mu s$ 'dir ve sonuçlarda da böyle olduğu görülmüştür. Daha düşük yük akımlarında tıkama kondansatörü de daha düşük gerilimlere şarj olur ve bunun sonucu olarak da I_p akımı tam yükteki kadar yüksek

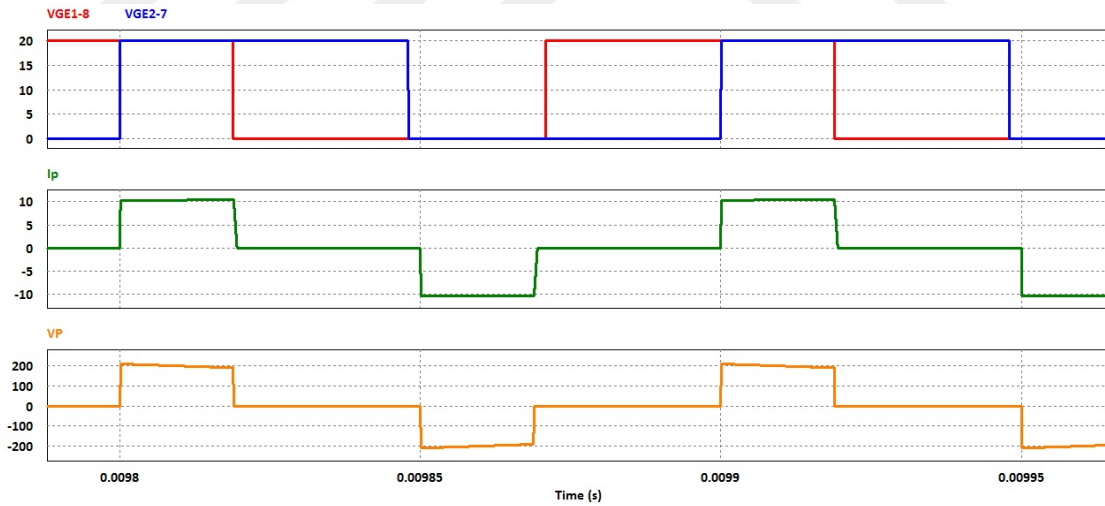
bir di/dt hızına yükselmez. Resetlenmesi gereken akımın değeri de düşeceği için toplam resetleme süresi yaklaşık olarak sabittir [18].



Şekil 9.8 S_2 anahtarının ZCS ile kesime girmesi a) Hafif yükte b) tam yükte; Ch. 1 = $u_{ge} S_2$ -20 V/kare; Ch. 2 = $u_{ce} S_2$ - 100 V/kare; Ch. 4 = i_{e,S_2} a) 0,5 A/kare ve b) 5 A/kare [18]

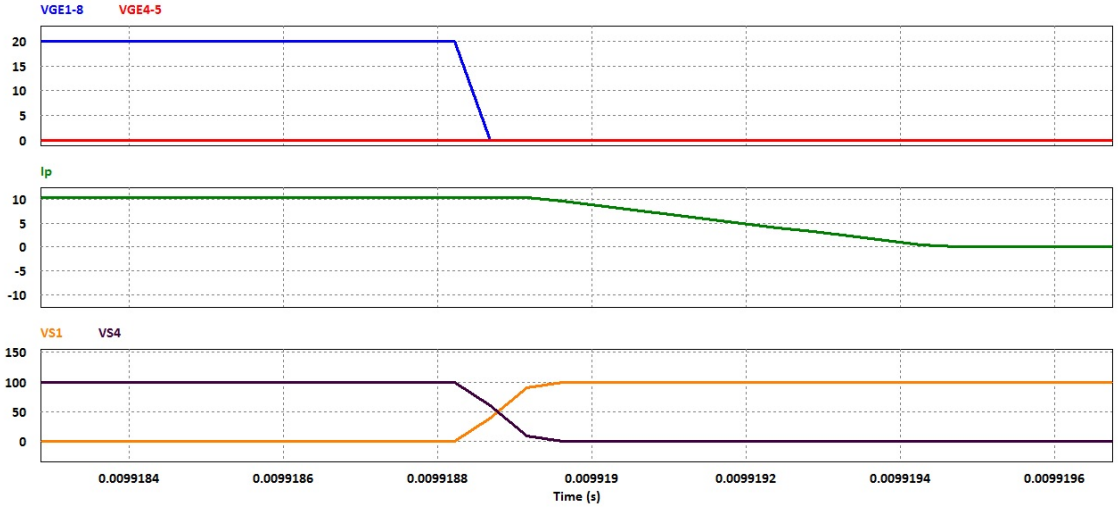
9.7 Simülasyon

Sunulmuş olan dönüştürücü, deney devresine sadık kalınarak PSIM programıyla simüle edilmiştir. Simülasyon devresi sonuçları, Şekil 9.9'da gösterilmiştir.



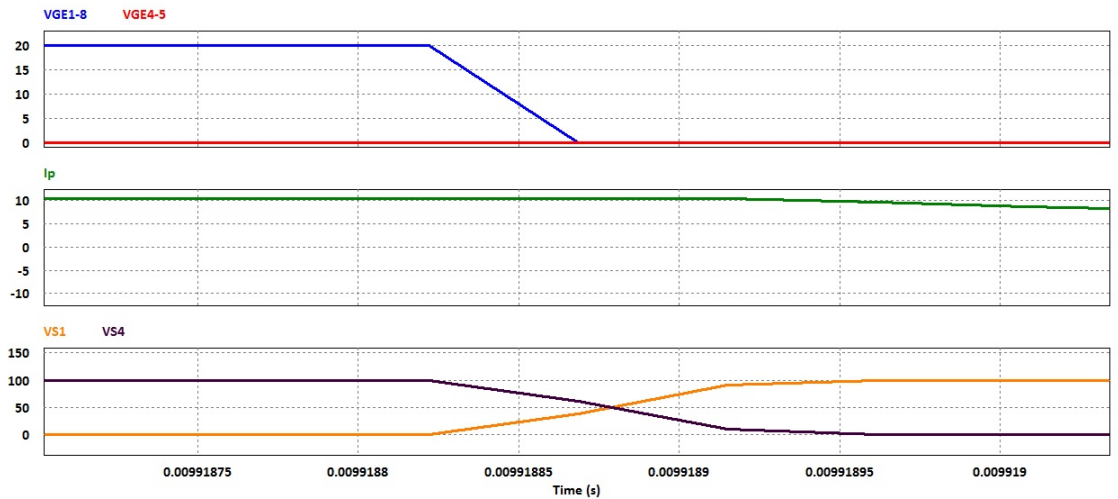
Şekil 9.9 Devrenin sürekli halde, primer akım ve gerilim dalga şekilleri (PSIM sonuçları) Simülasyon dalga şekilleri, deney devresinde elde edilen eğrilerle birebir örtüşmektedir. Sadece deney devresinin primer sürekli hal akımında, çıkış filtresinde bulunan endüktansın sebep olduğu pik sebebiyle hafif bir eğim görülmektedir.

S_1 anahtarının ZVS ile kesime girmesi durumu, Şekil 9.10'da gösterilmiştir. Şekilde anahtar geriliminin DC bara geriliminin yarısına (100 V) sınırlandırıldığı görülmektedir.



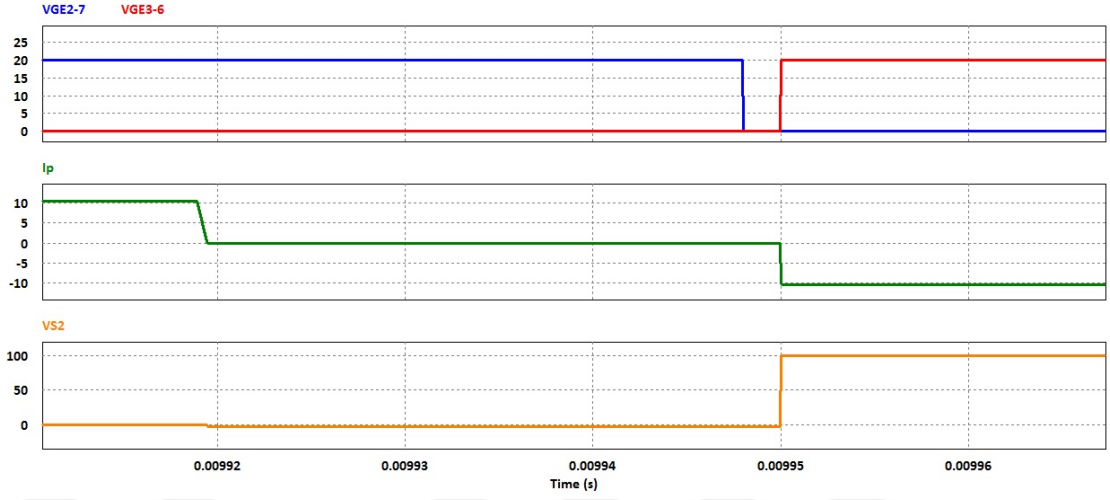
Şekil 9.10 S_1 anahtarının ZVS ile kesime girmesi

Anahtar gerilimi, anahtarın kesime girmesi tamamlanıncaya kadar sıfır volt seviyesinde tutulamamaktadır. Bu sebeple kısmi bir ZVS sağlanabilmektedir. Hesaplamalar bölümünde de bahsedildiği gibi, ZVS işlemi anahtarlara bağlanacak olan kondansatörler ile doğrudan ilgilidir. Diğer taraftan, S_4 anahtarının iletme geçme işleminden önce gerilimi tamamen sıfıra düşürülmüş ve bu sayede tam bir sıfır-gerilimde iletme girme sağlanmıştır. S_4 anahtarının ZVS ile iletme girme durumunu gösteren dalga şekilleri Şekil 9.11'de gösterilmiştir.



Şekil 9.11 S_4 anahtarının ZVS ile iletme girmesi

Şekil 9.12’de S_2 anahtarının ZCS işlemleri görülmektedir. Dalga şekillerinde anahtarlama işlemi gerçekleşmeden önce akımın düştüğü görülmektedir.



Şekil 9.12 S_2 anahtarının ZCS ile anahtarlama işlemleri

9.8 Sonuçlar

Burada üç seviyeli, basitleştirilmiş kontrol düzenli ZVZCS bir dönüştürücü sunulmuştur. Dönüştürücünün yumuşak anahtarlama ile çeşitli avantajlar elde ettiği ve elemanlar üzerindeki gerilim düşümlerinin azaltılmasıyla daha yüksek gerilim seviyelerinde çalışma imkanına sahip olduğu gösterilmiştir. Dönüştürücünün çalışması analiz edilmiş, PSIM ile hazırlanmış olan simülasyona ve deney düzeneğine ait sonuçlar gösterilmiştir.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Günümüzde üç seviyeli eviriciler, alternatif ve hibrid enerji kaynakları ile modern sürücülerde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Benzer şekilde yumuşak anahtarlama teknikleri, yıllardır DC-DC dönüştürücülere yaygın bir şekilde uygulanmaktadır. Yumuşak anahtarlama yüksek frekans ve verimde çalışma olanağı sağlamaktadır. Bu durum, yumuşak anahtarlama tekniklerinin üç seviyeli eviricilere uygulanmasını daha cazip hale getirmiştir.

Klasik bastırma hücreleriyle yapılan yumuşak anahtarlama tekniklerinden kaynaklanan ilave akım ve gerilim zorlamalarının oluşması nedeniyle, yumuşak anahtarlama üç seviyeli eviricilerde de genel olarak rezonanslı aktif ve pasif bastırma hücrelerinden faydalanılmıştır. İncelenen eviricilerde seviye sayısının üç olması sebebiyle güç anahtarı sayısının az oluşu devrenin donanımsal karmaşasının artmasını sınırlarken, iki seviyeli eviricilere yakın oluşu sebebiyle iki seviyeli eviricilerin kontrol sistemlerinin sadece biraz geliştirilmeyle ve hatta doğrudan iki seviyeli eviriciler için tasarlanan kontrol düzeneklerinin kullanılmasına imkan sağlamaktadır.

Hazırlanmış olan bu çalışmada farklı yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanıldığı çeşitli üç seviyeli eviricilerin, sert anahtarlama üç seviyeli eviricilere ve iki seviyeli eviricilere göre güç yoğunluğu, verim ve anahtar zorlanmaları gibi açılardan avantajlı olduğu görülmüştür. Bununla beraber yük akımının çok düşük olması gibi bazı durumlarda devre veriminin iki seviyeli eviricilerden daha aşağı seviyeye inebildiği de göz ardı edilmemelidir. Bu gibi durumlar için örnek topolojilerde de bahsedildiği gibi düşük

yük akımı durumlarında yardımcı devrelerin etkisiz hale getirilmesi gibi çözümler için kontrol teknikleri üzerinden düzenlemeler yapılabilir. Ayrıca destek bulunması durumunda, güneş enerji santralleri için ideal bir durum haline gelen farklı giriş kaynağı seviyelerinin kullanılabilmesi avantajından faydalanarak üç fazlı sistem için yapılacak tamamen kullanıma yönelik bir çalışma, uygulamada karşılaşılabilecek sorunların ve güneş enerjisi sistemlerinde oldukça önemli olan dönüştürücü verimliliğinin gerçeğe yansıyan etkileri görülmesinde faydalı olacaktır.

Uygulama alanının geniş ve sürekli talebi artan sektörlerde olması sebebiyle üç seviyeli eviricilerde yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanımı üzerine çalışmalar yoğun olarak devam etmektedir.



KAYNAKLAR

-
- [1] Bodur, H., (2010). Güç Elektroniği, 1. Baskı, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [2] Eskin, A., (2012). Alternatif Enerji Sistemlerinde Kullanılan Çok Seviyeli İnverterlerin İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [3] Nordvall, A., (2011). Multilevel Inverter Topology Survey, Master of Science Thesis in Power Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg.
- [4] J.Rodriguez, S. Lai, ve F.Z. Peng, (2002). "Multilevel Inverters: A survey of topologies, control and applications", IEEE Trans. on Power. El., 49(4): 724-738.
- [5] In-Ho Song, Sang-Bong Yoo, Bum-Seok Suh ve Dong-Seok Hyun, (1996). "A Novel Three-Level ZVS PWM Inverter Topology for High-Voltage DC/DC Conversion Systems with Balanced Voltage Sharing and Wider Load Range", Industry Applications Conference, 6-10 October 1996, San Diego, 2: 973-979.
- [6] A. Nabae, I. Takahashi, ve H. Akagi,(1981). "A new neutral-point clamped PWM inverter," IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-17: 518-523.
- [7] Beşer, E., (2009). Anahtarlama Elemanı Sayısı Ve Harmonik Optimizasyonu İle Bir Fazlı Çok Seviyeli Evirici Tasarımı, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- [8] Hongyang W. ve Xiangning H., (2000). "Research on PWM control of a cascade multilevel converter", Proceedings PIEMC 2000: The Third International Power Electronics and Motion Control Conference, 15-18 Aug 2000, Beijing, 3: 1099-1103.
- [9] Tuncer, S., (2004). "Çok Seviyeli İnverterler ve DGM Teknikleri", Fırat Üniversitesi Doğu Anadolu Bölgesi Araştırmaları Dergisi, 2(3): 56-61.
- [10] Kazdaloğlu, A., Çakır, B., Demir, M., Güneroğlu, A., Özdemir, E. ve Uçar, M., (2011). "Fotovoltaik Elektrik Üretim Sistemlerinde Kullanılan Çok Seviyeli Eviricilerin İncelenmesi", EVK2011, 4. Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu, 12-13 Mayıs 2011, Kocaeli, 48-52.
- [11] Deniz, E. ve Altun, H., (2007). "Beş Seviyeli İzole DC Kaynaklı Kaskat İnverterin SPWM Tekniği ile Kontrolü", SAÜ Fen Bilimleri Dergisi, 11(1): 1-9.

- [12] Chinthamalla, R., Ganesh, K., S. ve Sachin, J., (2014). "An Optimal and Efficient PV System Using Two 2-Level Cascaded 3-Level Inverter for Centrifugal Pump", Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2014 IEEE International Conference on, 16-19 Dec. 2014, Mumbai, 1-6.
- [13] Masisi, L.M., Williamson, S. ve Pillay, P., (2012). "A Comparison Between A 2-Level and 3-Level Inverter for A Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Under Different Inverter Switching Frequencies", Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on, 16-19 Dec. 2012, Bangaluru, Karnataka, 1-5.
- [14] Prof. Dr. Hacı Bodur DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri Ders Notları.
- [15] Gekeler, M.W., (2011). "Soft switching Three Level Inverter With Passive Snubber Circuit (S3L Inverter)", Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, Birmingham, 1- 10.
- [16] Yuan, X. ve Barbi, I., (1999). "Zero-Voltage Switching for Three-Level Capacitor Clamping Inverter", IEEE Transactions On Power Electronics, 14(4): 771-781.
- [17] Li, L., Liu, J., Boryevich, D., Mattavelli, P. ve Xue, Y., (2011). "Three-level Active Neutral-Point-Clamped Zero-Current-Transition Converter for Sustainable Energy Systems", Power Electronics, IEEE Transactions on, 26(12): 3680-3693.
- [18] Carr, J. A., Rowden, B. ve Balda, J. C., (2009). "A Three-Level Full-Bridge Zero-Voltage Zero-Current Switching Converter With a Simplified Switching Scheme", Power Electronics, IEEE Transactions on, 24(2): 329-338.
- [19] C.W. T. McLyman, (2004). Transformer and Inductor Design Handbook, 3. Baskı, Marcel Dekker, New York.
- [20] W. G. Hurley, W. H. Wolfle, ve J. G. Breslin, (1998). "Optimized transformer design: Inclusive of high-frequency effects," *IEEE Trans. Power Electron.*, 13(4):651-659.
- [21] Mohan, N., Undeland., T. M. ve W. Robbins, P., (2003). Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3. Baskı, Wiley, Hoboken, 682-686.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Hasan OKUMUŞ
Doğum Tarihi ve Yeri : 24.03.1989 - Fatih
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : hasanokumus@windowslive.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y.Lisans	Elektrik Müh.	Yıldız Teknik Üniversitesi	2016
Lisans	Elektrik Müh.	Yıldız Teknik Üniversitesi	2011
Lise	Fen Bilimleri	Haydarpaşa Lisesi	2007

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2015 – Devam	Enmar Mühendislik	Proje Mühendisi
2014 – 2015	Kesir Mühendislik	Proje Mühendisi