

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

**YENİ BİR AKTİF BASTIRMA HÜCRELİ İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
TASARIMI VE SİMÜLASYONU**

FATİH ZÜNGÖR

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

**DANIŞMAN
PROF. DR. HACI BODUR**

İSTANBUL, 2018

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YENİ BİR AKTİF BASTIRMA HÜCRELİ İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
TASARIMI VE SİMÜLASYONU**

Fatih ZÜNGÖR tarafından hazırlanan tez çalışması 08.06.2018 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

Doç. Dr. A. Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Ali Bekir YILDIZ
Kocaeli Üniversitesi

ÖNSÖZ

Tez çalışmasını yöneten, tüm tecrübesi ve deneyimlerini paylaşan, olumlu eleştirileri ve önerileri ile çalışmalarına katkıda bulunan tez danışmanım Sn. Dr. Prof. Dr. Hacı BODUR ile tez jüri üyelerim Sn. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN ve Sn. Doç. Dr. Ali Bekir YILDIZ Hocalarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Çalışmalarım boyunca desteklerini esirgemeyen Ar. Gör. Dr. Erdem AKBOY, Mamur Teknoloji Arge Ailesi ve tüm çalışma arkadaşlarıma sonsuz teşekkür ederim.

Tüm çalışmalarım boyunca yanımda olan ve desteklerini tüm aile bireylerime sonsuz teşekkür ederim.

Haziran, 2018

Fatih ZÜNGÖR

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vii
KISALTMA LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xiii
ÖZET	xiv
ABSTRACT.....	xvi
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Hipotez	3
BÖLÜM 2	
DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	5
2.1 Anahtarlmalı DC-DC Dönüştürücülere Genel Bakış	5
2.1.1 İzolesiz dönüştürücüler	6
2.1.2 İzoleli DC-DC dönüştürücüler	9
BÖLÜM 3	
İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ	15
3.1 İleri Yönlü Dönüştürücü Sürekli Hal Analizi.....	16
3.2 Elemanlarda Oluşan Maksimum Akım ve Gerilim Stresleri	20
3.3 Klasik İleri Yönlü Dönüştürücünün PSIM simülasyonu	21
3.4 Klasik İleri Yönlü Dönüştürücünün Problemleri	25
3.4.1 Resetleme Sargısının Oluşturduğu Problemler	25

3.5 İleri Yönlü Dönüştürücünün Transformatörünün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi	27
3.5.1 RCD Bastırma Kullanarak Transformatörün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi	27
3.5.2 LCDD Bastırma Hücresi Kullanılarak Transformatörün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi	28
3.5.3 Anahtarın Parazittik Kondansatörü Kullanılarak Transformatörün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi	29
3.5.4 Aktif Anahtar Kullanarak Transformatörün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi	30
3.5.5 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücü Topolojisi ile Transformatörün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi	31
3.6 Resetleme Metotlarının Karşılaştırılması	31
3.7 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücü	32
3.7.1 Devrenin Tanımı	32
3.7.2 Sürekli Halde Devrenin Analizi	32
3.7.3 Elemanlar Üzerindeki Maksimum Gerilim Ve Akım Stresleri	39
3.7.4 CCM/DCM Çalışmayı Belirleyen Minimum Lf Endüktans Değeri	39
3.7.5 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücünün CCM Çalışmada Kayıpları ve Tahmini Verimi	40
BÖLÜM 4	
İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI	46
4.1 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücü Tasarımı	46
4.2 Transformatörün ve Çıkış endüktansın ANSYS Maxwell Simülasyonu	51
4.3 Temel ZVT Bastırma Hücresinin İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücüye Entegrasyonu	65
4.3.1 ZVT İleri Yönlü Dönüştürücü Çalışma Aralıkları	65
4.4 Dönüştürücünün Tasarım Kriterleri	69
4.5 Simülasyon Sonuçları	69
4.6 Sonuçlar	78
BÖLÜM 5	
YENİ BİR İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİ	79
5.1 Devrenin Tanımı ve Kabuller	79
5.2 Devrenin Çalışma Prensibi ve Analizi	80
5.3 C ₁ Kondansatörünün Tasarım Kriteri	88
5.4 Devrenin Simülasyon Sonuçları	89
BÖLÜM 6	

SONUÇ VE ÖNERİLER	97
KAYNAKLAR.....	99
ÖZGEÇMİŞ	102



SİMGE LİSTESİ

A_c	Kesit alanı
B	Manyetik akı yoğunluğu
C	Kondansatör
C_f	Filtre kondansatörü
D	Güç diyotu
D_1	Güç diyotu
D_2	Güç diyotu
D_3	Güç diyotu
D_r	Doluluk oranı
D_{r1}	Güç diyotu
D_{r2}	Güç diyotu
D_t	Resetleme sargısında kullanılan güç diyotu
f	Frekans
F	Manyeto motor kuvvet
f_R	Rezonans frekansı
f_S	Anahtarlama frekansı
H	Manyetik alan şiddeti
I_{Lmag}	Mıknatıslanma endüktansının akımı
I_{Lmax}	Maksimum L endüktans akımı
I_{Lmin}	Minumun L endüktans akımı
L	Endüktans
L_f	Filtre endüktansı
L_{mag}	Mıknatıslanma endüktansı
M	Güç Mosfeti
N_p	Primer sarım sayısı
n_p	Sekonder sargılarının primer sargılarına oranı
N_S	Sekonder sarımı sayısı
n_t	Resetleme sargılarının primere oranı
P_{IN}	Toplam giriş gücü
P_{ON}	Yarıiletken iletim kaybı
P_{SW}	Yarıiletken anahtarlama kaybı
R	Direnç
R_L	Çıkış yükü
S	Güç anahtarı
S_1	Güç anahtarı
S_2	Güç anahtarı

S_3	Güç anahtarı
S_4	Güç anahtarı
T_s	Anahtarlama periyodu
V_0	Çıkış gerilimi
V_{DC}	DC gerilim kaynağı
V_{Lmag}	Mıknatıslanma endüktansının gerilimi
V_{RMS}	Gerilimin etkin değeri
V_S	Giriş gerilim kaynağı
λ	Doluluk oranı
μ	Bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı
μ_0	Boşluğun manyetik geçirgenlik katsayısı
μ_r	Malzemeye ait bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı
ω_R	Rezonans frekansı



KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternative Current
CCM	Continuous Conduction Mode
CrM	Critical Conduction Mode
DC	Direct Current
DCM	Discontinuous Conduction Mode
EMI	Electromagnetic Interference
EMK	Elektro Motor Kuvvet
HS	Hard Switching
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor
PSIM	Software for Power Electronics Simulation
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
SS	Soft Switching
ZCS	Zero Current Switching
ZCT	Zero Current Transmission
ZVS	Zero Voltage Switching
ZVT	Zero Voltage Transmission

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	DC-DC dönüştürücülerin sınıflandırılması.....	6
Şekil 2.2	Düşürücü (Buck) dönüştürücü devre şeması.....	7
Şekil 2.3	Yükseltici (Boost) dönüştürücü devre şeması.....	8
Şekil 2.4	Düşürücü-Yükseltici (Buck-Boost) dönüştürücünün devre şeması.....	9
Şekil 2.5	Geri Dönüştürücü (Flyback) dönüştürücü devre şeması.....	10
Şekil 2.6	Klasik İleri Yönlü (Forward) dönüştürücü devre şeması.....	11
Şekil 2.7	İt-Çek (Push-Pull) dönüştürücü devre şeması.....	13
Şekil 2.8	Yarım Köprü (Half Bridge) dönüştürücü devre şeması.....	13
Şekil 2.9	Tam köprü (Full Bridge) DC-DC dönüştürücü devre şeması.....	14
Şekil 3.1	Klasik ileri yönlü dönüştürücü.....	15
Şekil 3.2	Klasik ileri yönlü dönüştürücünün eş değer devre aralıkları.....	16
Şekil 3.3	Klasik ileri yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri.....	19
Şekil 3.4	Klasik ileri yönlü dönüştürücü Psim simülasyonu devre şeması.....	21
Şekil 3.5	Mosfet akımının dalga şekli.....	22
Şekil 3.6	D_t diyot akımı dalga şekli.....	22
Şekil 3.7	Transformatörün primer sargılarındaki gerilimin dalga şekli.....	23
Şekil 3.8	D_{r1} (Kırmızı) ve D_{r2} (mavi) diyotlarının akımının dalga şekli.....	23
Şekil 3.9	Mosfetin kollektör-emiter uçları arasındaki gerilimin dalga şekli.....	24
Şekil 3.10	L_f filtre endüktansının akımının dalga şekli.....	24
Şekil 3.11	Çıkış gerilimi dalga şekli.....	25
Şekil 3.12	RC bastırmalı ileri yönlü dönüştürücü.....	28
Şekil 3.13	LCDD bastırmalı ileri yönlü dönüştürücü.....	28
Şekil 3.14	Rezonans resetlemeli ileri yönlü dönüştürücü.....	29
Şekil 3.15	Aktif anahtar kullanılarak resetlenen ileri yönlü dönüştürücü.....	30
Şekil 3.16	İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü.....	31
Şekil 3.17	İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü.....	32
Şekil 3.18	İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün eş değer devre aralıkları.....	35
Şekil 3.19	İki Anahtarlı İleri Yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri.....	38
Şekil 3.20	L_f endüktansının CCM/DCM Çalışma Sınırı.....	39
Şekil 3.21	Güç kayıplarının hesaplanması için eş değer değerlerin eklendiği iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün devre şeması.....	41
Şekil 4.1	Transformatör PEMAG programı görüntüsü.....	53
Şekil 4.2	Transformatörün primer sargılarındaki AC direncinin frekansla değişimi ...	53
Şekil 4.3	Transformatörün sekonder sargılarındaki AC direncinin değişimi.....	54
Şekil 4.4	Transformatörün primer sargılarındaki kaçak endüktansının	

	frekansla değişimi	54
Şekil 4.5	Transformatörün sekonder sargılarındaki kaçak endüktansının frekansa bağlı değişimi	55
Şekil 4.6	Transformatörün primer ve sekonder sargılarının mıknatıslanma endüktansı ve DC dirençlerinin değeri.....	55
Şekil 4.7	Transformatörün parazittik kondansatörlerinin değerleri	56
Şekil 4.8	Lf endüktansının PEMAG programı görüntüsü	56
Şekil 4.9	Lf endüktansının AC direncinin frekansa bağlı değişimi	57
Şekil 4.10	Lf endüktansının sargılarının mıknatıslanma endüktansı ve DC dirençlerinin değeri	57
Şekil 4.11	Lf endüktansının parazittik kondansatörünün değeri	58
Şekil 4.12	İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücünün Psim Simülasyonu ekran görüntüsü verilmiştir	59
Şekil 4.13	Tam yükte Mosfet Gerilimi (kırmızı) ve 1.Mosfet akımının 10 kez büyütülmüş görüntüsü (mavi)	60
Şekil 4.14	Tam yükte 2. Mosfet Gerilimi (kırmızı) ve 2.Mosfet akımının 10 kez büyütülmüş görüntüsü (mavi)	60
Şekil 4.15	Tam yükte çıkış gerilimi	61
Şekil 4.16	Tam yükte Lf endüktans akımı	61
Şekil 4.17	Tam yükte Dr ₁ (kırmızı) ve Dr ₂ (mavi) diyot akımları	62
Şekil 4.18	Tam yükte Dc ₁ (kırmızı) ve Dc ₂ (mavi) diyot akımları.....	62
Şekil 4.19	Tam yükte 1. Mosfet (kırmızı) ve 2. Mosfet (mavi) akımları.....	63
Şekil 4.20	Tam yükte doğrultucu çıkışındaki kondansatörlerin gerilimi	63
Şekil 4.21	180V _{AC} giriş gerilimde verim yük grafiği	63
Şekil 4.22	Temel ZVT Bastırma hücresinin İleri Yönlü Dönüştürücüye entegre edilmiş devresi	65
Şekil 4.23	Dönüştürücünün Zaman Aralıkları.....	68
Şekil 4.24	Kontrol katı ve anahtar sinyalleri oluşturma devresi.....	70
Şekil 4.25	Ana ve yardımcı anahtara ait sürme sinyallerinin Psim simülasyonu	71
Şekil 4.26	ZVT ileri Yönlü Dönüştürücü Psim Simülasyon Ekran Görüntüsü.....	72
Şekil 4.27	Tam yükte 1. Mosfet Gerilimi (kırmızı) ve 1.Mosfet akımının 20 kez büyütülmüş görüntüsü (mavi)	73
Şekil 4.28	Tam yükte 2. Mosfet Gerilimi (kırmızı) ve 2.Mosfet akımının 20 kez büyütülmüş görüntüsü (mavi)	73
Şekil 4.29	Tam yükte Dr ₁ (kırmızı) ve Dr ₂ (mavi) diyot akımları	74
Şekil 4.30	Tam yükte Dc ₁ (kırmızı) ve Dc ₂ (mavi) diyot akımları.....	74
Şekil 4.31	Tam yükte Lf endüktans akımı	75
Şekil 4.32	Tam yükte Mosfetlerin akım dalga şekli	75
Şekil 4.33	Tam yükte çıkış gerilimi	76
Şekil 4.34	Tam yükte 1. yardımcı diyotun (kırmızı) ve 2. yardımcı diyotun akım dalga şekli.....	76
Şekil 4.35	Tam yükte yardımcı anahtar (kırmızı) ve 2. yardımcı anahtarın akım dalga şekli.....	77
Şekil 4.36	Tam yükte DC bara gerilimi.....	77
Şekil 4.37	180V _{AC} giriş gerilimde verim yük grafiği	77
Şekil 5.1	Aktif resetleme hücresi entegre edilmiş ileri yönlü dönüştürücü	80
Şekil 5.2	t ₄ < t < t ₅ zaman aralığına ait basitleştirilmiş eş değer devre	84

Şekil 5.3	Tasarlanan Dönüştürücünün temel dalga şekilleri	86
Şekil 5.4	Dönüştürücünün Zaman Aralıkları	87
Şekil 5.5	Tasarlanan Dönüştürücünün Psim simülasyon ekran görüntüsü	91
Şekil 5.6	Tasarlanan dönüştürücünün sürme sinyalleri Q_{A3} (mavi) Q_{A1} ve Q_{A2} (pembe) Q_1 ve Q_2 (kırmızı)	92
Şekil 5.7	Tam yükte Q_{A1} anahtar akımı.....	92
Şekil 5.8	Tam yükte Q_{A2} anahtar akımı.....	93
Şekil 5.9	Tam yükte Q_{A3} anahtar akımı.....	93
Şekil 5.10	Tam yükte Q_1 anahtar akımı (mavi) Q_1 anahtar gerilimi (kırmızı)	94
Şekil 5.11	Tam yükte Q_2 anahtar akımı (mavi) Q_2 anahtar gerilimi (kırmızı)	94
Şekil 5.12	C_1 kondansatör gerilimi dalga şekli.....	95
Şekil 5.13	V_{DC} bara geriliminin dalga şekli	95
Şekil 5.14	Tam yükte çıkış geriliminin dalga şekli	96
Şekil 5.15	Tam yükte çıkış akımının dalga şekli	96
Şekil 5.16	Tasarlanan dönüştürücünün maksimum doluluk oranını.....	96

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 4.1	Tasarlanacak dönüştürücünün tasarım parametreleri 46
Çizelge 4.2	Yarı iletken elemanların maruz kaldığı maksimum gerilim stresleri..... 51
Çizelge 4.3	Simülasyonda kullanılan elemanların temel alındığı elemanlar 58
Çizelge 5.1	Devreye ait Simülasyon Parametreler 90

YENİ BİR AKTİF BASTIRMA HÜCRELİ İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE SİMÜLASYONU

Fatih ZÜNGÖR

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hacı BODUR

Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) DC-DC dönüştürücülerde kullanılan yaygın bir kontrol tekniğidir. Bu kontrol tekniği ile yüksek güç yoğunluğu, hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı sağlanmaktadır. Güç yoğunluğu kavramı elde edilen güç ile dönüştürücünün kapladığı hacim (m^3) veya dönüştürücünün ağırlığı (kg) gibi parametrelerin oranı olarak ifade edilir. Bir DC-DC dönüştürücünün güç yoğunluğunun artırılması anahtarlama frekansının artırılması ile de gerçekleştirilmektedir fakat anahtarlama frekansı arttığında, anahtarlama kayıpları da artmaktadır. Anahtarlama kayıplarını arttırmayarak veya makul değerlerde tutarak frekansın artırılması için ancak sert anahtarlama (HS) yerine yumuşak anahtarlama (SS) tekniklerinin kullanılması gerekmektedir.

Yumuşak anahtarlama tekniklerini basit bir sınıflandırma altında toplamak gerekirse, (ZVS) Sıfır Gerilimde Anahtarlama, (ZCS) Sıfır Akımda Anahtarlama, (ZVT) Sıfır Gerilimde Geçiş, (ZCT) Sıfır Akımda Geçiş olarak 4 başlık altında ifade edilebilir.

Literatürde birçok DC-DC PWM dönüştürücü bulunmaktadır ve iki anahtarlı ileri yönlü DC-DC dönüştürücü de bunlardan biridir. Bu dönüştürücü düşük ve orta güçlerde kullanımı efektif olarak görülmüştür. Bu dönüştürücünün en önemli dezavantajlarından biri %50 ile sınırlanan doluluk oranıdır (Duty Cycle). Doluluk oranı iletim aralığının, sabit frekans için periyoda oranıdır. Bu oran yükseltilerek de güç yoğunluğu arttırılmaktadır.

DC-DC dönüştürücüler AC kaynak ile doğrultucu devreler vasıtasıyla beslenebilirler. Bu tarz devrelerde doğrultucunun çıkışına bir depolama kondansatörü konularak DC gerilim

biçimlendirilir. İki anahtarlı İleri yönlü DC-DC dönüştürücü gibi maksimum doluluk oranı sınırlı olan dönüştürücülerde, girişteki bu kondansatörlerin kapasite değerleri maksimum doluluk oranını belirler. Daha yüksek doluluk oranında bu kapasite değeri daha düşük olacaktır ve bu da maliyetin düşmesine neden olacaktır.

Bu tezde, İleri Yönlü DC-DC dönüştürücünün verimini, maksimum doluluk oranı arttıracak yeni bir aktif bastırma hücresi tasarlanması hedeflenmiştir. Doluluk oranının arttırılması aynı zamanda DC hattı biçimlendirmek için kullanılan depolama kondansatörünün kapasite değerini düşürecektir. Bu da bu tez içerisinde tasarlanan dönüştürücünün hedefleri içerisinde yer almaktadır. Yumuşak anahtarlama tekniklerinin uygulandığı dönüştürücülerde EMI gürültülerinin azalması da beklenmektedir fakat bu tezin ana amaçları içerisinde bulunmamaktadır.

100kHz anahtarlama frekansı, 25V çıkış gerilimi, 1000W çıkış gücü olan bir ileri yönlü dönüştürücü ile 100kHz anahtarlama frekansı, 25V çıkış gerilimi, 1800W çıkış gücü olan yeni aktif bastırma hücreli ileri yönlü dönüştürücü aralarında kıyaslama yapılabilmesi için tasarlanmıştır. Tasarlanan yeni aktif bastırma hücreli ileri yönlü dönüştürücü ile doluluk oranının artırıldığı, doğrultucu çıkışında bulunan depolama kondansatörlerinin kapasite değerinin düşürüldüğü ve bütün yarı iletken elemanların yumuşak bir şekilde ilettime girdiği Psim benzetim programı vasıtasıyla kanıtlanmıştır.

Bu program içerisinde kullanılan elemanları gerçeğe daha fazla yaklaştırmak için elemanların katalog bilgilerinden alınan değerler ile yarı iletken elemanlar ve kondansatörler modellenmiştir. Aynı zamanda manyetik elemanlar ANSYS programı aracılığıyla benzetimi gerçekleştirilip oradan elde edilen değerlerle manyetik elemanlar Psim programında modellenmiştir.

Anahtar Kelimeler: İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü, arttırılmış doluluk oranı, yumuşak anahtarlama, aktif bastırma hücreleri

**ANALYSIS AND SIMULATION OF FORWARD CONVERTER WITH A NEW
ACTIVE SNUBBER CELL**

Fatih ZÜNGÖR

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Prof. Dr. Hacı BODUR

Pulse Width Modulation is a common control method implemented on DC-DC converters. It is provided to high power density, fast transient response and ease of control via this method. Power density can be expressed as the ratio between obtained power and size of converter (m^3) or the ratio between obtained power and weight of converter (kg). To increase power density of a DC-DC Converter can be possible by increasing switching frequency but it is also increased switching losses when increased switching frequency. For this reason, the switching frequency can be increased by using soft switching (SS) techniques instead of hard switching (HS).

If soft switching methods need to summarize with a simple classify, it can be expressed under 4 header such as; zero voltage switching, zero current switching, zero voltage transition, zero current transition.

In literature, there are many DC-DC PWM Converters and one of them is Two-Switch Forward Converter. This converter can be used effectively in low and middle powers. One of the important disadvantage of this converter is limited duty cycle with %50. Duty cycle is described as ratio between conduction time and period in a constant frequency. Power density can be also increased by increasing duty cycle.

DC-DC converters can be supplied with AC Source via rectifier circuits. There is a storage capacitor which is in placed output of these rectifier circuits in order to re-shape DC voltage. In DC-DC converters, for example, Two-Switch Forward Converter, this storage

capacitor determines to maximum duty cycle. Larger duty cycle ratio causes smaller storage capacitor values and it also decrease the cost of converter.

In this thesis, a new snubber cell is developed in order to increase the power density, the duty cycle and the efficiency for Two-Switch Forward Converter. Increasing duty cycle causes to make the storage capacitor smaller, which is used for re-shaping to DC line. That is also one of the goals for designed converter in this thesis. It is also expected to decrease EMI noise for converters implementing soft switching methods but this is not included in scope of the thesis.

In order to make a comparison, it is designed a Forward converter which has 100 kHz switching frequency, 25 volts Output voltage, 1000W Output power and designed a forward converter with a new active snubber cell which has 100 kHz switching frequency, 25 volts Output voltage, 1800W Output power. It is proved by using Psim software that working with higher duty cycle, making storage capacitors value smaller which is placed out of rectifiers, working with soft switching.

In order to make the components in Psim software more realistic, it has been used their datasheets. For same reason, after the magnetic components of the converter are simulated in ANSYS software, they have been transferred to Psim software.

Keywords: Two-Switch Forward Converter, improved duty cycle, soft switching, active snubber cells

1.1 Literatür Özeti

Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) DC-DC dönüştürücülerde kullanılan yağın bir kontrol tekniğidir. Bu kontrol tekniği ile yüksek güç yoğunluğu, hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı sağlanmaktadır. Güç yoğunluğu kavramı elde edilen güç ile dönüştürücünün kapladığı hacim (m^3) veya dönüştürücünün ağırlığı (kg) gibi parametrelerin oranı olarak ifade edilir. Bir DC-DC dönüştürücünün güç yoğunluğunun artırılması anahtarlama frekansının artırılması ile gerçekleştirilmektedir fakat anahtarlama frekansı arttığında, anahtarlama kayıpları da artmaktadır. Anahtarlama kayıplarını arttırmayarak veya makul değerlerde tutarak frekansın artırılması için ancak sert anahtarlama (HS) yerine yumuşak anahtarlama (SS) tekniklerinin kullanılması gerekmektedir[1–11].

Yumuşak anahtarlama tekniklerini basit bir sınıflandırma altında toplamak gerekirse, (ZVS) Sıfır Gerilimde Anahtarlama, (ZCS) Sıfır Akımda Anahtarlama, (ZVT) Sıfır Gerilimde Geçiş, (ZCT) Sıfır Akımda Geçiş olarak 4 başlık altında ifade edilebilir.

Yumuşak anahtarlama tekniklerinden ZVT, elemanların iletme girme işlemi esnasında boşa giden parazitik kondansatörünün enerjisinin geri kazanılmasını sağlar. Bu yöntem anahtarlama elemanı olarak MOSFET'ler kullanıldığında daha çok efektif olur. ZCT, tekniği ise IGBT elemanı ile kullanımını daha çok efektif olmaktadır. Çünkü IGBT elemanın kesime girmesi esnasında oluşan kuyruk akımı önemli büyüklükte kayıplar meydana getirir ve bu kayıplar ise ZCT tekniği ile önlenebilir[4], [5], [7], [10], [12].

İleri Yönlü Dönüştürücü endüstride düşük orta güçlerde kullanımı efektif olan bir dönüştürücü türüdür. Günümüzdeki gelişmeler karşısında klasik ileri yönlü dönüştürücünün temel problemlerinin çözülmesi amacıyla farklı sayıda topoloji geliştirilmiştir. İleri yönlü gibi B-H karakteristiğinin sadece üst katmanını kullanan dönüştürücülerde transformatörün mıknatıslanma endüktansının resetlenmesi gerekmektedir. Bu sebeple de ortaya birçok aktif veya pasif resetleme hücresi çıkmıştır [13],[14].

İleri yönlü dönüştürücü ailesi içerisinde bulunan iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü maksimum %50 doluluk oranı ile çalıştırıla bilinir. Doluluk oranının arttırılması [15] numaralı referans ile transformatörünün primer sargılarına paralel bir anahtar ve bir kondansatör eklenerek çözülmüştür. Kondansatörün değeri ve transformatörün mıknatıslanma endüktansının değerine göre anahtarda gerilim stresleri oluşmaktadır[15].

Yine aynı şekilde ileri yönlü dönüştürücüde transformatörün sekonder sargılarına paralel bir kondansatör bir anahtar kullanılarak yumuşak anahtarlama ve aynı zamanda transformatörün mıknatıslanma endüktansının resetlenmesi sağlanmıştır. Bu yöntem sekonder tarafta akımın büyük olmasından ötürü daha fazla kayba sebep olmaktadır[16]. Sekonder tarafta MOSFET'ler kullanılarak yine ana anahtara gelen gerilim stresini azaltacak ve transformatörü resetleyecek bir çalışma yapılmıştır. Burada transformatörün sekonderinde ana akım yolu üzerinde bir MOSFET bulunması verimi oldukça düşürmektedir[17].

Bir başka çalışmada ise hem ZCS tekniği hem de transformatörün mıknatıslanma endüktansının resetlenmesi hedefleyen yeni bir dönüştürücü tasarlanmıştır[18].

İkinci bölüm revaçta olan DC-DC dönüştürücüleri ve bu dönüştürücülerin basit devre aralıklarını incelenecektir. DC-DC dönüştürücüler izolasyon uygunluklarına göre ayrılarak bir sınıflandırma yapılacaktır. Dönüştürücüler incelendikten sonra 3. Bölüm içerisinde genel olarak ileri yönlü dönüştürücü ailesi incelenip klasik ileri yönlü dönüştürücünün analizi ve simülasyonu verilecektir. Bu bölümde aynı zamanda 2 anahtarlı ileri yönlü analizi ayrıntılı olarak sunulup 4. Bölüm ve 5. Bölümler için gerekli altyapı çalışmaları yapılacaktır. 4. bölümde bir iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü tasarlanıp daha sonra

bu tasarımın üzerine temel ZVT devresinin eklenecektir. Eklenen ZVT hücresi ile birlikte verimin yükseltildiği Psim simülasyon programı aracılığıyla ispatlanacaktır. 5. Bölümde tasarlanan yeni dönüştürücünün analizi, tasarımı ve simülasyonu yapılacaktır.

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde, literatürde tasarlanan ileri yönlü dönüştürücülerinden daha farklı bir bakış açısıyla birçok devrenin aynı anda sağlayamadığı özellikleri sağlayan yeni bir aktif bastırma hücresi tasarlanacaktır. Tasarlanan dönüştürücüde devredeki bütün elemanları yumuşak olarak iletme girmektedir. Bu da tasarlanan dönüştürücünün verimini arttırmaktadır. Devrenin güç yoğunluğu doluluk oranını arttırarak arttırılacaktır. Devrenin en genel 3 amacı bulunmaktadır. Bunlar;

AC şebekeden beslenen devrelerde doğrultucu çıkışında bulunan depolama kondansatörlerinin değerini küçültmek, dönüştürücüdeki tüm yarı iletken elemanları yumuşak olarak iletme sokmak, dönüştürücünün doluluk oranını arttırmaktır.

Yukardaki hedefler sağlandığı zaman devrenin güç yoğunluğu da aynı zamanda artmaktadır. Üç ana amaç ile beraber bu devrenin uygulanabilir olması gerekmektedir. Anahtarlara gelen gerilim stres ininde kontrol edilir olabilmesi devrenin avantajlarından biridir.

Bu devre uygulama olarak; güç kaynakları, kaynak makineleri, elektronik balast gibi birçok uygulamada kullanılabilirler.

Nihaiyi olarak, harcanılan enerjinin kalitesi ve verimi, kaynakların efektif kullanılması, akademik ve endüstriyel çalışmalarda önemli bir yer bulmaktadır. Enerjinin kaliteli kullanılması ve zayi edilmemesi, toplumun refah düzeyinin artmasına da katkıda bulunacaktır[19].

1.3 Hipotez

Güç yoğunluğu, kullanılan malzemelerin hacmi (m^3) veya ağırlığı (kg) ile devrenin sağladığı güç arasında bir ilişki ortaya koyar. Bu ilişki de bizlere devrenin kalitesi açısından bir bakış açısı sunar. Genel olarak güç yoğunluğunun arttırılması için aşağıdaki teknikler sunulabilir;

Devrenin frekansın arttırılması ile devrenin hacminin küçültülmesi ki bu da yumuşak anahtarlama ile sağlana bilinir, devrede kullanılan malzemelerin teknoloji açıdan küçültülmesi aracılığıyla sağlana bilinir, doluluk oranı sınırlı olan dönüştürücülerin doluluk oranının arttırılması ile sağlana bilinir, devredeki pasif enerji depolayan elemanların değerlerinin küçültülmesi ile de sağlana bilinir.

Yukarıda bahsi geçen güç yoğunluğunun arttırılmasına yönelik çalışmalarda malzemenin teknolojik açıdan küçültülmesi haricindeki diğer 3 madde tasarlanan dönüştürücü ile ayrı ayrı bakıldığında sağlanmaktadır.



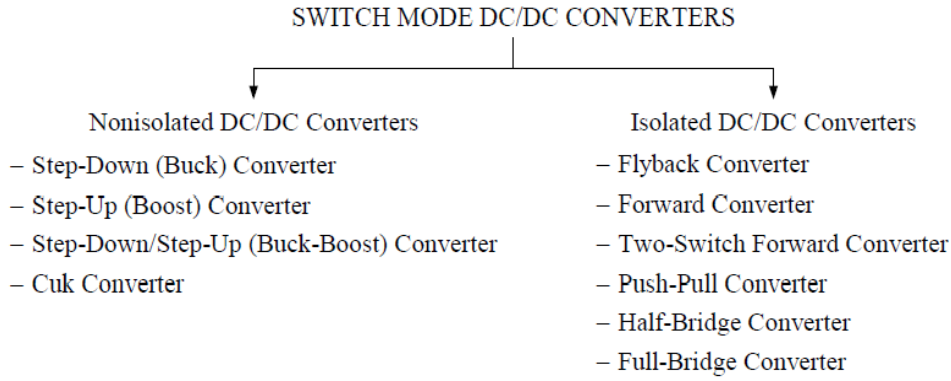
DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

DC-DC Dönüştürücüler, anahtarlama güç kaynaklarının en temel parçasıdır. İhtiyaçlar nazarında birçok DC-DC dönüştürücü geliştirilmiştir. Bunlar, verim, giriş çıkış gerilimi ilişkisi, güç, izolasyon gibi parametrelere bakılarak seçilebilir.

Bu bölümde revaçta olan DC-DC dönüştürücüleri ve bu dönüştürücülerin basit devre aralıklarını incelenecektir. DC-DC dönüştürücüler izolasyon uygunluklarına göre ayrılarak bir sınıflandırma yapılacaktır. Sınıflandırma sonucunda sınıflandırılan dönüştürücülerin basit analizi yapılacaktır. [Equation Chapter 2 Section 2](#)

2.1 Anahtarlama DC-DC Dönüştürücülere Genel Bakış

Anahtarlama DC-DC dönüştürücüler elektriksel izolasyon ihtiyaçlarına göre 2 sınıf içerisinde incelenebilir[20]. Uygulamalarda elektriksel izolasyon gereksinimi bulunması halinde bu ihtiyaç kuplajlı endüktans veya bir transformatör aracılığıyla sağlanır. Günümüzde popüler olan DC-DC dönüştürücüleri izolasyon şartıyla birlikte giriş gerilimini biçimlendirme şekline göre de alt sınıflara ayrılabilir. Bu sınıflandırma doğrultusunda Şekil 2.1 ile verilen şekildeki gibi sınıflandırılmıştır. Bu bölümde kullanılan şekiller ve izlenen sıra [21] numaralı referanstan esinlenilerek sıralanmıştır.



Şekil 2.1 DC-DC dönüştürücülerin sınıflandırılması [21]

Şekil 2.1 ile verilen sınıflandırmada bulunan dönüştürücüler aşağıdaki kabuller doğrultusunda basit bir şekilde incelenecektir. Anahtarların hepsi idealdir. (İletim düşümleri, anahtarlama durumları, anahtarlama durumundaki parazitlik etkileri yoktur.) Diyot modellerinin hepsi idealdir. (İletim düşümleri, anahtarlama durumları, anahtarlama durumundaki parazitlik etkileri yoktur.) Manyetik elemanlar idealdir. Kondansatörlerin hepsi ideallerdir. Dönüştürücülerin transfer fonksiyonları sürekli akım modda (CCM) verilecektir.

2.1.1 İzolesiz dönüştürücüler

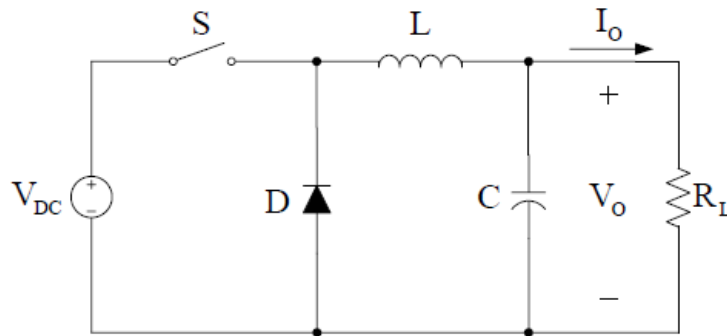
İzolesiz dönüştürücüler en basit şekilde bir anahtar bir diyot ve bir endüktansın yer değiştirilmesi ile türetilmiştir. Bu dönüştürücüler sistem içerisinde elektriksel izolasyon gerekmediği durumlarda kullanılabilirler. Şekil 2.1 ile verilen sınıflandırma grafiğindeki gibi ilk olarak düşürücü (Buck) tipi dönüştürücü ile başlanıp sırasıyla yükseltici (boost), düşürücü-yükseltici (buck-boost) anlatılacaktır.

Düşürücü dönüştürücü isminde de anlaşılacağı gibi giriş geriliminin daha altında bir çıkış gerilimi elde edilmek için kullanılmaktadır. Şekil 2.2 ile Düşürücü (Buck) dönüştürücünün devre şeması verilmiştir. S anahtarı ve D diyotu vasıtasıyla çıkışta bulunan L endüktansı ve C kondansatörüne yüksek frekansta darbe genişliği λ doluluk oranı ile ayarlanan DC kare dalga sağlamaktadır. L endüktansının ve C kondansatörünün devreye bağlanma şekli itibarıyla alçak geçiren bir filtre görevi görüp çıkış geriliminin, giriş geriliminde daha düşük bir gerilim olmasını sağlar. Çıkış gerilimin regülasyonu λ doluluk oranının ayarlanması ile sağlanır.

İlk olarak S anahtarı iletime girdiğinde L endüktansı uçlarında giriş gerilim ve çıkış gerilimi arasındaki farkı görmektedir. Sürekli akım modlu çalışma durumunda L endüktansı, I_{Lmin} akımdan başlayarak lineer $(V_{DC} - V_0)/L$ eğimi ile olarak yükselen bir akımı giriş geriliminden çeker ve enerji depolar. Bu aralık C kondansatörü ve R çıkış yükü L endüktansından geçen akım ile beslenirler. Bu aralık S anahtarının kesime gitmesi ile sona erer. S anahtarı kesime girdiğinde L endüktansının ulaştığı akım değeri I_{Lmax} olur.

S anahtarı kesime girmesinin ardından L endüktansı bir zıt EMK (Elektromotif kuvvet) oluşturarak çıkışın beslenmesi için gerekli gerilimi üretir.(Endüktans akımı ani olarak değiştirilemez. Eğer değiştirilirse bunun karşılığında bu akımı devam ettirecek bir gerilim değeri üretir.) D diyotu tam da bu esnada devre girmektedir. L endüktansının akımının devam etmesi için gerekli akım yolunu sağlamaktadır. L endüktansı kendi bir EMK ürettiği için akımı V_0/L eğimi ile I_{Lmax} değerinden azalarak I_{Lmin} değerine düşer. I_{Lmax} ve I_{Lmin} değerleri arasındaki dalgalı akım C kondansatörü üzerinde filtrelenir ve çıkıştan;

$$I_0 = I_{Lmax} - (I_{Lmax} - I_{Lmin}) / 2 \quad (2.1)$$



Şekil 2.2 Düşürücü (Buck) dönüştürücü devre şeması [21]

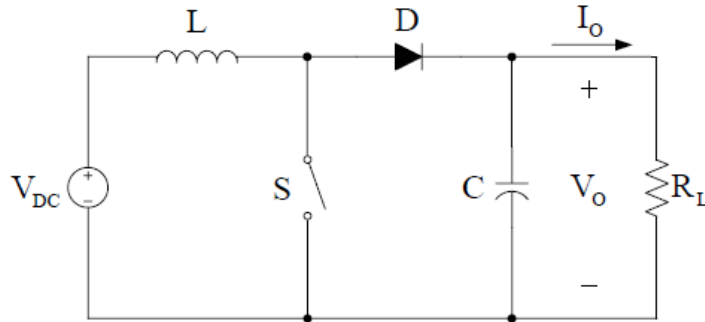
akımı akar. L endüktansının gerilim-zaman alanının sürekli halde eşit olması prensibinden yola çıkarak dönüştürücünün giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve λ doluluk oranı arasındaki ilişkiyi içeren transfer fonksiyonu elde edilir.

$$(V_{DC} - V_0)\lambda T_s = V_0(1 - \lambda)T_s \quad (2.2)$$

$$V_0 = V_{DC}\lambda \quad (2.3)$$

Sürekli akım modunda Düşürücü (Buck) dönüştürücü için çıkış gerilimi λ doluluk oranı ile giriş geriliminin çarpımına eşittir.

Yükseltici (Boost) dönüştürücü Şekil 2.3 ile verilmiştir. Bu dönüştürücü, giriş geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi elde etmek için kullanılır. S anahtarı iletimdeyken L endüktansı I_{Lmin} değerinden başlayarak V_{DC}/L eğimi ile lineer olarak artan bir akım çekerek enerji depolar. Bu aralıkta D diyotu V_0 gerilimi ile kesimde bulunmaktadır. Çıkış akımını C kondansatörü sağlamaktadır. C kondansatörü çıkış yüküne sabit akım basarak gerilimini lineer olarak azaltmaktadır. S anahtarının kesime girmesi ile birlikte L endüktansı çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki fark kadar bir gerilim indükleyerek D diyotunu iletime sokar ve R yükünü, hem giriş gerilimi hem de L endüktansı besler. Bu dönüştürücüye ait giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve λ doluluk oranını içeren dönüştürücünün transfer fonksiyonunu, L endüktansının gerilim-zaman alan ilişkisinin 0 olmasından yola çıkarak çıkarabiliriz;



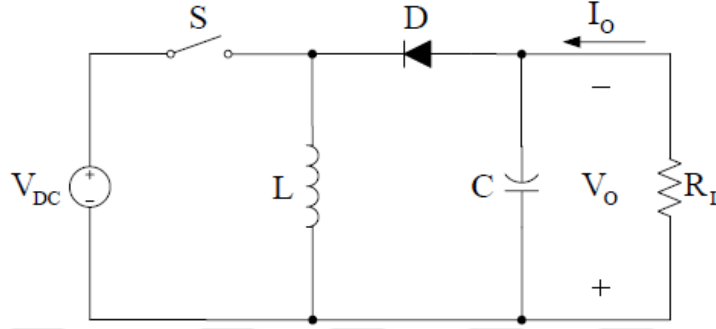
Şekil 2.3 Yükseltici (Boost) dönüştürücü devre şeması [21]

$$V_{DC} \lambda T_s = (V_0 - V_{DC})(1 - \lambda)T_s \quad (2.4)$$

$$V_0 = \frac{V_{DC}}{1 - \lambda} \quad (2.5)$$

Teorik olarak doluluk oranı 1'e yaklaştığında çıkış gerilimi sonsuz değere gideceği bu formül aracılığıyla çıkartıla bilinir.[22]. Fakat doluluk oranının 1'e yaklaşması pratik anlamda doğru değildir. Pratik uygulamalarda doluluk oranı 0.8 kadar uygulanmasının gerçekçi olduğu gözlemlenmiştir. Daha yüksek dönüşüm oranı gerekli uygulamalar için yükseltici dönüştürücünün kaskad bağlanmasının bir çözüm olduğu gözlemlenmiştir[23]. Düşürücü-Yükseltici (Buck-Boost) dönüştürücü, giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki bakımında çıkış gerilimi, giriş gerilimine göre hem yüksek olabilir hem de düşük olabilir. Bu dönüştürücünün diğer iki dönüştürücüye göre en önemli farklılıklarından biri çıkış gerilimin, giriş gerilimine göre negatif olmasıdır. Bu dönüştürücünün devre şeması

Şekil 2.4 ile verilmiştir. S anahtarı iletme girdiğinde L endüktansı I_{Lmin} akım değerinde V_{DC} / L eğimi ile lineer olarak artan bir akımı girişten çeker ve enerji depolar. Bu aralıkta D diyotu V_{DC} / L gerilimi kesimdedir. Çıkış yükünü C kondansatörü beslemektedir. L endüktansı anahtarın kesime girmesinin ardından çıkış gerilimi kadar bir gerilim indükleyerek D diyotunu iletme sokar ve çıkışı ile C kondansatörünü besler.



Şekil 2.4 Düşürücü-Yükseltici (Buck-Boost) dönüştürücünün devre şeması [21]

L endüktansının gerilim-zaman eşitliğinden dönüştürücünün giriş gerilimi, çıkış grilimi ve doluluk oranına bağlı transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$V_{DC} \lambda T_S = V_o (1 - \lambda) T_S \quad (2.6)$$

$$V_o = V_{DC} \frac{\lambda}{1 - \lambda} \quad (2.7)$$

Bu dönüştürücü doluluk oranı 0.5'den küçük olduğunda düşürücü olarak, büyük olduğunda yükseltici olarak çalışmaktadır.

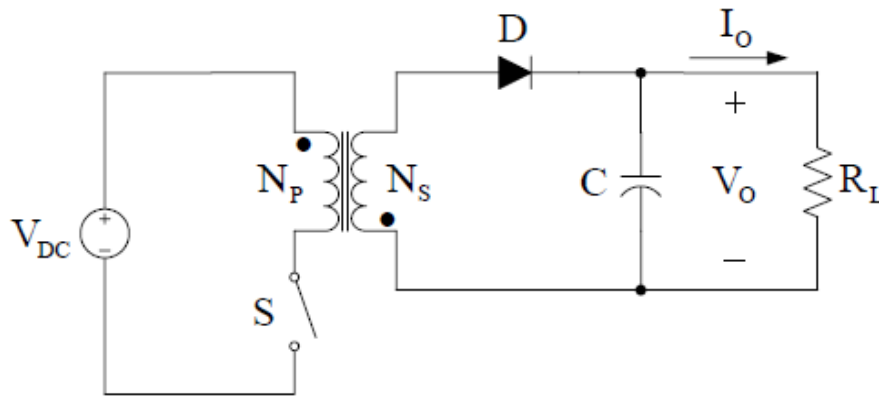
Üç temel dönüştürücü incelendiğinde temel olarak bir anahtar, bir diyot ve bir endüktansın yer değiştirilmesi ile fonksiyonların isteğe göre değişen dönüştürücüler elde edilmiştir. Bu üç temel dönüştürücü dışında Cuk, Sepic, Zeta gibi dönüştürücülerde bulunmaktadır. Fakat bunların devre şemaları ve çalışma prensibi üzerinde durulmayıp bundan sonraki bölümde izoleli dönüştürücüler incelenecektir.

2.1.2 İzoleli DC-DC dönüştürücüler

Elektriksel olarak İzoleli DC-DC dönüştürücüler güvenlik gerekçelerinden dolayı yüksek frekansta çalışan kuplajlı endüktans veya transformatörler aracılığıyla gerçekleştirilir. Bu dönüştürücülerin sınıflandırılmasında izolesiz dönüştürücüler gibi düşürücü, yükseltici

veya düşürücü yükseltici olup olmaması gibi bir sınıflandırma Şekil 2.1 ile verilmemiştir. Bunun sebebi dönüştürücülerin transformatör ve kuplajlı endüktanstan dolayı bir dönüşüm oranına sahip olmalarıdır. Bu sebeple dönüştürücülerin özel isimleri kullanılarak devam edilecektir. İlk olarak Geri Dönüslü (Flyback) dönüştürücü ile başlanacaktır.

Geri Dönüslü dönüştürücü, düşürücü-yükseltici dönüştürücünün kuplajlı endüktans ile izoleli hale gelmesiyle oluşturulmuş bir dönüştürücüdür. Şekil 2.5 ile bu dönüştürücüye ait devre şeması verilmiştir. Bu dönüştürücüde başta yaptığımız kabullerden sadece transformatörün mıknatıslanma endüktansı olduğu kabulünü ekleyerek devam edebiliriz. Bu kabul sadece bu dönüştürücü için geçerlidir. Diğer dönüştürücülerde transformatörler idealdir.



Şekil 2.5 Geri Dönüslü (Flyback) dönüştürücü devre şeması [21]

S anahtarı iletimdeyken kuplajlı endüktansın primer sargılarına V_{DC} giriş gerilimi gelmektedir. Sekonder tarafta diyotun kesimde olmasından dolayı bir akım akmaz ve sadece transformatörün mıknatıslanma endüktansından bir akım akar. Bu dönüştürücü için sürekli akım modunda olmak bu mıknatıslanma akımının 0'a düşmemesiyle alakalıdır. S anahtarı kesime girdiğinde mıknatıslanma endüktansı bir zıt EMK oluşturarak transformatörün primer sargılarına ters gerilim indükler. Bu ters gerilim dönüşüm oranı nazarında sekonder tarafa yansır ve D diyotunu ilettime sokarak R çıkış yükünü ve C kondansatörünü besler. Düşürücü-yükselticide olduğu gibi S anahtarına çıkışın primere yansmasıyla oluşan gerilim ve V_{DC} giriş geriliminin toplamı kadar bir gerilime maruz kalır. Primerde bulunan L_{MAG} endüktansının gerilim-zaman alanın eşitliğinden

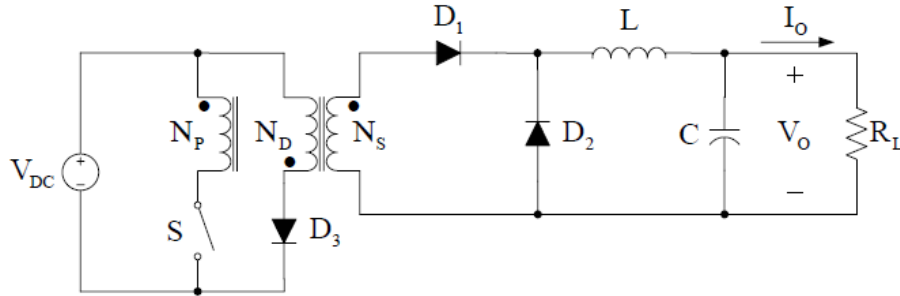
dönüştürücünün sargı oranı, giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve doluluk oranını içeren transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir;

$$V_{DC}\lambda T_s = \frac{N_p}{N_s}(1-\lambda)V_0T_s \quad (2.8)$$

$$V_0 = \frac{N_s}{N_p} \frac{\lambda}{1-\lambda} V_{DC} \quad (2.9)$$

Düşürücü-Yükseltici dönüştürücüye ek olarak transfer fonksiyonun primer ve sekonder sargılarının sayısı bulunmaktadır. Bu dönüştürücü transformatörün (Kuplajlı endüktansın) B-H eğrisinde sadece üst tarafını kullanmasından dolayı aynı gücü aktarma oranına bakıldığında diğer dönüştürücüler daha büyük bir transformatör ihtiyacı bulunmaktadır. Pratik olarak düşük güçlü birkaç yüz watt'a kadar uygulanması efektif olarak gözlemlenmiştir[22].

Klasik ileri yönlü dönüştürücünün devre şeması ile verilmiştir. Bu dönüştürücüde 3 adet sargı gözlemlenmiştir. 3. sargı transformatörün mıknatıslanma endüktansının resetlenmesi için kullanılmaktadır. Çıkış tarafta 2 adet diyot ve LC filtre hücresi bulunmaktadır. Bu devrede de izolesiz düşürücü dönüştürücüde olduğu gibi LC filtre hücresine yüksek frekansta DC kare dalga gelmektedir ve çıkış buraya gelen DC kare dalgaya göre girişten daha düşük bir gerilim olmaktadır.



Şekil 2.6 Klasik İleri Yönlü (Forward) dönüştürücü devre şeması [21]

S anahtarı iletimdeyken, resetleme sargısındaki D_3 diyotu kesimdedir. Sekonder sargısındaki D_1 diyotu iletimdedir. Bu sebeple transformatörün primer sargısı bu aralıkta trafo gibi çalışarak L endüktans akımının primere yansıyanı kadar akım geçirmektedir. S anahtarından ise hem bu akım hem de mıknatıslanma akımı kadar bir akım geçmektedir. Anahtarın kesime girmesiyle L_{MAG} endüktansı akımını devam ettirmek için bir gerilim

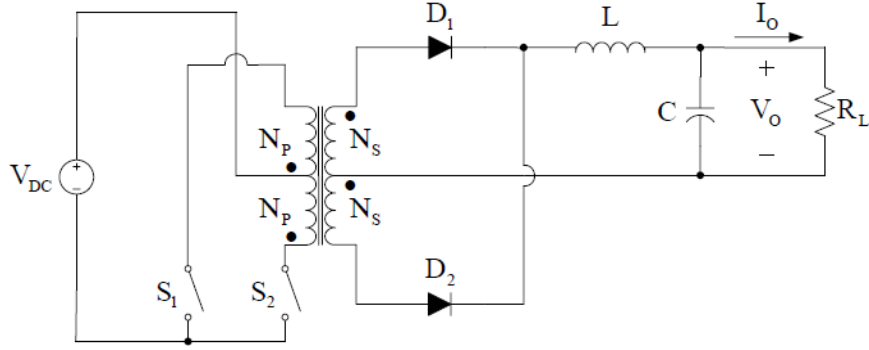
indükleyecektir. Bu gerilim N_s sargısındaki D_1 diyotunun kesim yönünde kutuplanmış olmasından dolayı sadece N_D sargılarındaki D_3 diyotunu ilettime sokacak kadar gerilim indükleyecektir. Yine bu aralıkta L endüktansı akımının kesilmesinden dolayı çıkış gerilimi kadar bir gerilim indükleyerek D_2 diyotunu ilettime sokacaktır. Burada hem L endüktansı hem de L_{MAG} endüktansı dikkate alınmalıdır. İki endüktansın doyuma gitmemesi sağlanmalıdır. Bu dönüştürücüde anahtara gelen gerilim maksimum gerilim stresi;

$$V_{DC} + V_{DC} \frac{N_p}{N_D} \quad (2.10)$$

(2.10) eşitliğindeki kadar bir gerilim gelmektedir. Bu oran aynı zamanda L_{MAG} endüktansının doyuma gitmemesi için gerekli doluluk oranını belirler. Bölüm 3’de ayrıntılı bir biçimde literatürde bulunan İleri Yönlü dönüştürücü çeşitlerinin analizleri yapılacaktır.

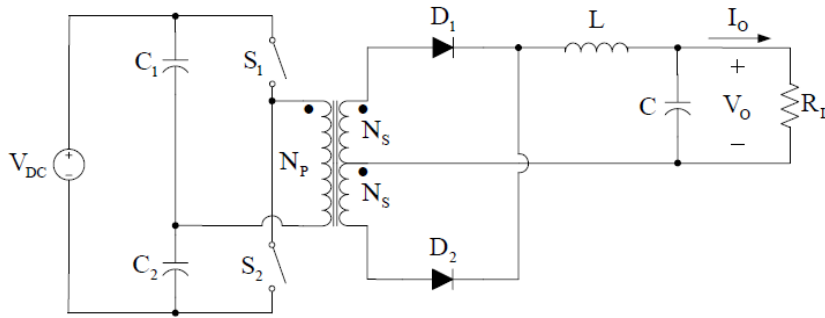
İt-Çek (Push-Pull) dönüştürücü devre şeması Şekil 2.7 ile verilmiştir. İleri yönlü dönüştürücüde olduğu gibi bu devrede de sekonder tarafta bir LC fitre bulunmaktadır. Buradaki en önemli farklardan biri aynı anahtarlama frekansı için İt-Çek dönüştürücüde, LC filtreye anahtarlama frekansının 2 katı olan DC kare dalga gelmesidir (İleri Yönlü dönüştürücüde anahtarlama frekansı ile aynı frekansta). Bu dönüştürücüde transformatör B-H eğrisinin negatif alanını da kullanmaktadır. Bu sebeple İleri yönlü dönüştürücüye nazaran daha küçük bir transformatör ile aynı güç aktarıla bilinir. Bu dönüştürücü ailesinde her anahtarın doluluk oranı 0.5’i aşamaz[24]. S_1 anahtarı iletimdeyken primer sargılarından üste olana V_{DC} gerilimi gelerek L_{MAG} transformatörün mıknatıslanma endüktansının akımını $-I_{LMAGmin}$ değerinden, $-I_{LMAGmax}$ değerine çıkarır. S_1 anahtarı kesime girip S_2 anahtarının ilettime girmesi ile alttaki primer sargısına $-V_{DC}$ gerilimi gelerek transformatörün mıknatıslanma endüktansının akımını $+I_{LMAGmax}$ değerinden, $+I_{LMAGmin}$ değerine taşır. Dönüştürücünün transfer fonksiyonu;

$$V_0 = 2V_{DC} \frac{N_s}{N_p} \lambda \quad (2.11)$$



Şekil 2.7 İt-Çek (Push-Pull) dönüştürücü devre şeması [7]

Yarım köprü (half bridge) dönüştürücüye ait devre şeması Şekil 2.8 ile verilmiştir. Bu dönüştürücüde diğer dönüştürücüler gibi çıkış tarafında düşürücü dönüştürücüdeki gibi LC filtre bulunmaktadır. Bu dönüştürücüde de İt-Çek dönüştürücü de olduğu gibi LC filtreye anahtarlama frekansının 2 katı frekansta DC kare dalga gelmektedir. Bu devrede primeri iki sargı yapmak yerine değerleri aynı olan 2 adet kondansatör ile giriş gerilimi 2'ye bölünmüştür. Bu sebeple S_1 anahtarı devreye girdiğinde primer sargısına $V_{DC} / 2$ gerilimi gelir. S_2 kapatılıp, S_1 açılırsa bu sefer primer sargılarına gerilimi $-V_{DC} / 2$ gelir. Bu devrede anahtarlar maksimum 0.5 doluluk oranı ile çalıştırılır.



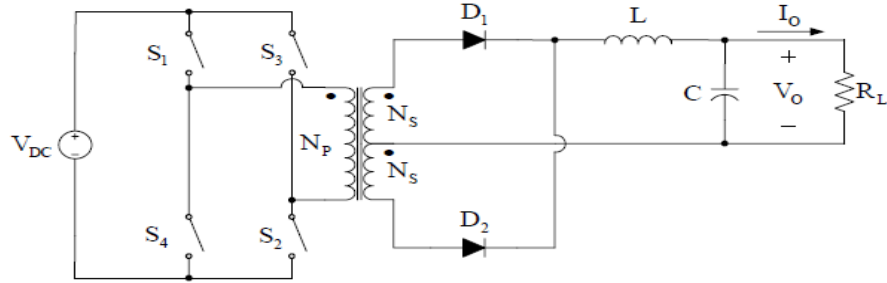
Şekil 2.8 Yarım Köprü (Half Bridge) dönüştürücü devre şeması [7]

Bu dönüştürücüye ait sarım sayıları, giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve doluluk oranını içeren transfer fonksiyonu;

$$V_0 = V_{DC} \lambda \frac{N_S}{N_P} \quad (2.12)$$

Tam köprü(Full Bridge) DC-DC dönüştürücü devre şeması Şekil 2.9 ile verilmiştir. Yarım köprü, İleri yönlü ve İt-çek dönüştürücüde olduğu gibi bu dönüştürücüde de sekonder tarafta LC filtre kullanılarak düşürücü tipi elde edilmiştir. Burada C_1 ve C_2

kondansatörlerinin yerine anahtarlar eklenerek dönüştürücünün transformatörünün primer sargılarını ofseti sıfır olan kare dalga gönderilip sekonder taraftaki diyotlar aracılığıyla doğrultulmuştur. Diğer dönüştürücülere nazaran en yüksek güç aktarımı sağlayan dönüştürücü tipi tam köprü DC-DC dönüştürücüdür.



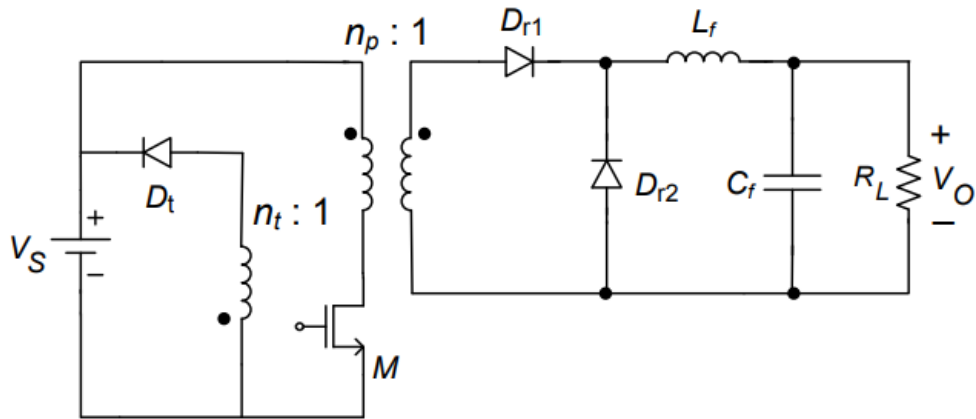
Şekil 2.9 Tam köprü (Full Bridge) DC-DC dönüştürücü devre şeması [7]

Transformatörün primer sargılarına gelen gerilim-zaman alanının eşitliğinden bu dönüştürücüye ait transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir;

$$\left(\frac{N_s}{N_p} V_{DC} - V_0 \right) 2\lambda T_s = V_0 (1 - 2\lambda) T_s \quad (2.13)$$

$$V_0 = 2\lambda V_{DC} \frac{N_s}{N_p} \quad (2.14)$$

İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ



Şekil 3.1 Klasik ileri yönlü dönüştürücü [25]

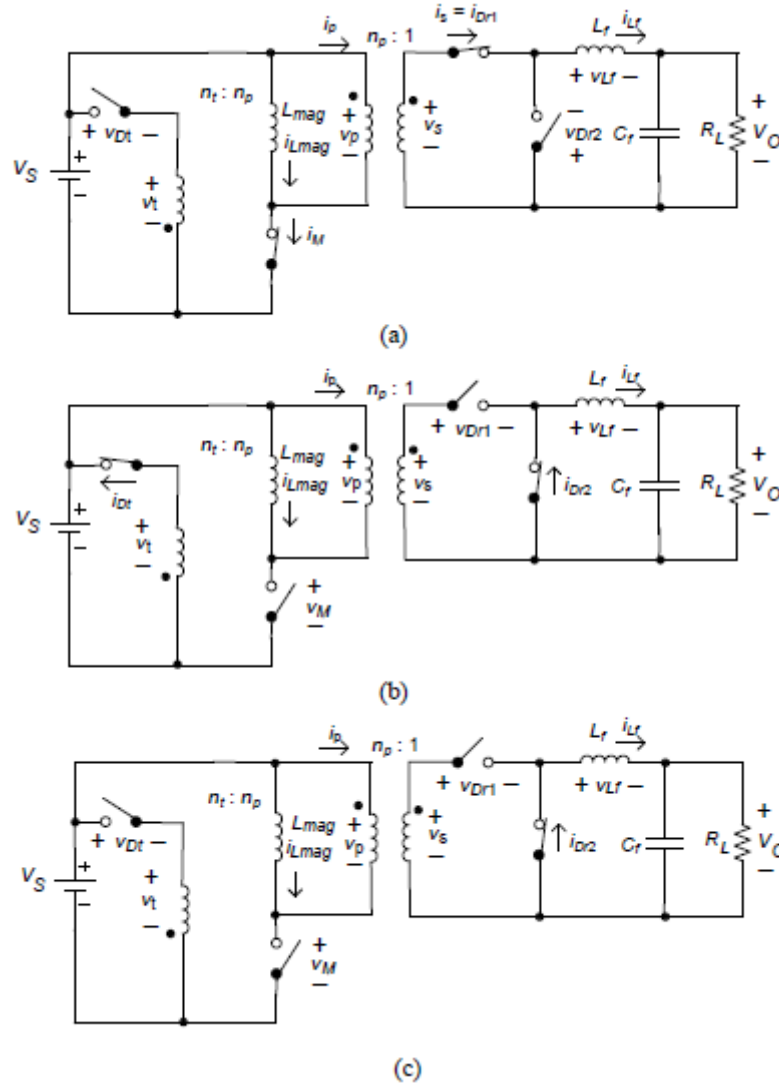
Şekil 3.1 ile ileri yönlü dönüştürücünün parazittik elemanlar olmaksızın devre şeması gösterilmiştir. İleri yönlü dönüştürücü ana anahtar M, n kanallı bir güç MOSFET'i, D_{r1} , D_{r2} , D_t toplam 3 adet güç diyotu çıkış filtre endüktansı ve kondansatörü ile birlikte bir ileri yönlü dönüştürücünün önemli yönleri aşağıda sıralanmıştır.

Transformatör sayesinde izoleli çıkış elde edilmektedir. Transformatörün çalışması Geri Dönüştürücü dönüştürücü gibi kuplajlı endüktansın iletim süresi boyunca enerji depolama ve kesim süresi boyunca bu enerjiyi boşaltma prensibine dayanmaması daha fazla enerji aktarımı sağlar. **Equation Chapter 3 Section 3**

Transformatörün mıknatıslanma endüktansında biriken enerjisi ek sarımla sıfırlanır ve kaynağa aktarılabilir tekrar geri kazanılır. Transformatörün mıknatıslanma endüktansında depolanan enerji kaynağa aktarıldığı için devrenin verimi arttırılmış olur.

Çıkış tarafında LC filtre olduğu için regüleli bir çıkış akımı ve gerilimi elde edilir.

3.1 İleri Yönlü Dönüştürücü Sürekli Hal Analizi



Şekil 3.2 Klasik ileri yönlü dönüştürücünün eş değer devre aralıkları [25]

Analize başlamadan önce aşağıdaki kabuller yapılacaktır.

Transformatörün kaçak endüktansı ve sargı kondansatörleri ihmal edilecektir. M ana güç anahtarı, 2 adet çıkış güç diyotu ve resetleme sargı diyotunun ideal olduğu kabul edilecektir. Pasif elemanların lineer olduğu ve frekanstan bağımsız olduğu kabul edilecektir. Basitleştirilmiş ileri yönlü dönüştürücü analiz için 3 aralığa bölünmüştür.

Aralık 1 [$0 < t < \lambda T$]

Bu aralıkta M ana güç anahtarı iletimdedir. Transformatörün mıknatıslanma endüktansından akım akmasıyla sekonder taraftaki Dr_1 diyotu iletime girmektedir. Şekil 3.2 (a) ile bu aralığa ait devre şeması verilmiştir.

Bu aralıkta ideal transformatör ve transformatörün mıknatıslanma endüktansındaki gerilim aynıdır ve bu voltaj;

$$V_p = V_{Lmag} = V_s = L_{mag} \frac{di_{Lmag}}{dt} \quad (3.1)$$

(3.1) numaralı eşitlikten transformatörün mıknatıslanma endüktansından akan akım;

$$i_{Lmag} = \frac{1}{L_{mag}} \int_0^t V_{Lmag} dt = \frac{1}{L_{mag}} \int_0^t V_s dt = i_{Lmag}(0) + \frac{V_s}{L_{mag}} t \quad (3.2)$$

$$i_{Lmag}(0) = 0$$

Sekonder taraftaki L_f filtre endüktansındaki gerilim;

$$V_{L_f} = \frac{V_s}{n_p} - V_0 = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (3.3)$$

Dr_1 doğrultucu diyottaki akım aşağıdaki eşitlik yardımıyla bulunur;

$$i_{Dr1} = \frac{1}{L_f} \int_0^t V_{L_f} dt + i_{L_f}(0) = \left(\frac{\frac{V_s}{n_p} - V_0}{L_f} \right) t + i_{L_f}(0) \quad (3.4)$$

Transformatörün primer sargılarından akan akım sekonder sargılarında akan akımın, dönüşüm oranınca aynıdır;

$$i_p = \frac{i_s}{n_p} = \left(\frac{\frac{V_s}{n_p} - V_0}{n_p L_f} \right) t + \frac{i_{L_f}(0)}{n_p} \quad (3.5)$$

Ana anahtarın akımı sekonder sargılarından akan akım ve transformatörün mıknatıslanma endüktansında akan akımın toplamıdır. Bu akımın denklemi;

$$i_M = i_p + i_{Lmag} = \left(\frac{\frac{V_s}{n_p} - V_0}{n_p L_f} \right) t + \frac{i_{L_f}(0)}{n_p} + \frac{V_s}{L_{mag}} t \quad (3.6)$$

Dr_2 diyotunda oluşan gerilimin formülü;

$$V_{Dr2} = -V_{L_f} - V_0 = \frac{-V_s}{n_p} \quad (3.7)$$

Resetleme sargısında oluşan gerilimin değeri;

$$V_t = -\frac{n_t}{n_p} V_s \quad (3.8)$$

Resetleme diyotunda oluşan gerilimin değeri;

$$V_{Dt} = -\left(\frac{n_t}{n_p} + 1\right) V_s \quad (3.9)$$

Bu aralık M ana anahtarının sinyalinin kesilmesiyle son bulur.

Aralık 2 [$\lambda T < t \leq \lambda + t_m$]

İleri yönlü dönüştürücünün ideal çalışma koşulları altında Şekil 3.2 (b) ile bu aralık verilmiştir. Bu aralıkta M ana anahtarı ve Dr₁ diyotu kesimdedir. Dr₂ diyotu ve Dt diyotu iletimdedir. Dt diyotunun iletme girmesiyle transformatörün mıknatıslanma endüktansındaki enerji girişe aktarılarak geri kazanılır. Bu aralıkta çıkıştaki Cf kondansatörü ve R_L yükü, L_f endüktansı beslemektedir.

L_f endüktansının indükleyeceği gerilim;

$$V_{L_f} = -V_0 = -L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (3.10)$$

Transformatörün primer sargısında ve mıknatıslanma endüktansının gerilimi aynıdır (Endüktans akımının ani değişimine karşı gerilim indükler). Bu gerilim ile resetleme sargısındaki diyotu iletme sokar ve mıknatıslanma endüktansının enerjisi resetleme sargısının aracılığıyla V_s kaynağına aktarılır.

Bu aralıkta transformatörün primer sargısında oluşan gerilim;

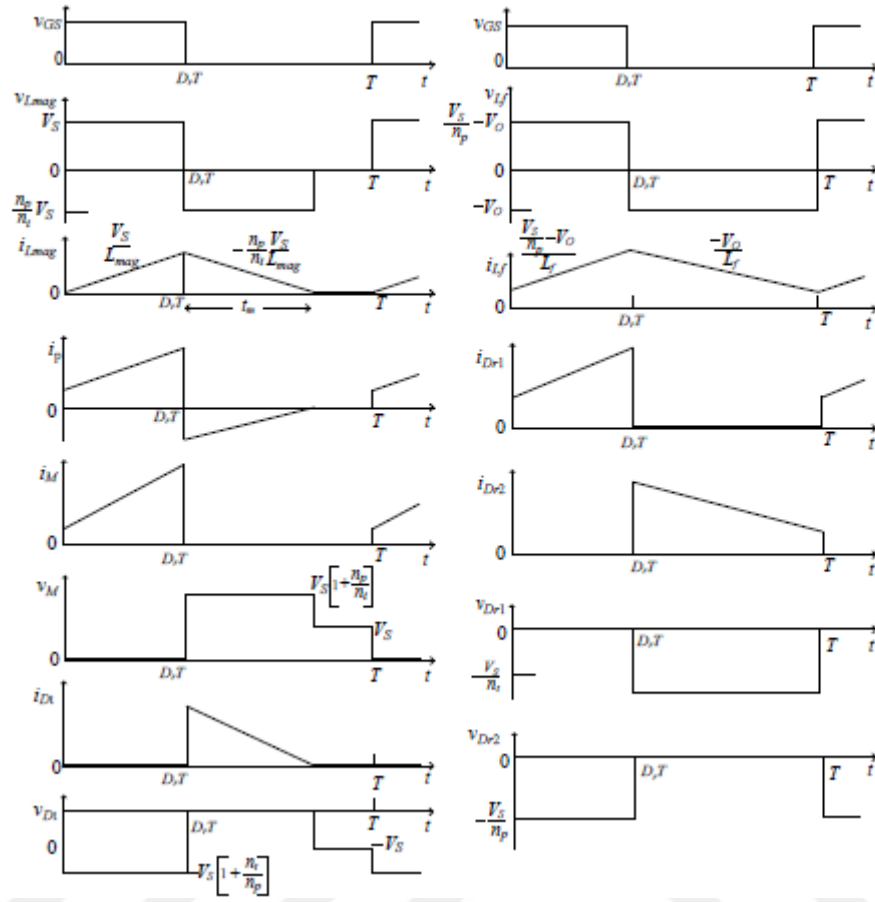
$$V_p = V_{Lmag} = -\left(\frac{n_p}{n_t}\right) V_s = L_{mag} \frac{di_{Lmag}}{dt} \quad (3.11)$$

Bu aralık için mıknatıslanma endüktansı akımının denklemini aşağıdaki gibidir;

$$i_{Lmag} = \frac{1}{L_{mag}} \int_{\lambda T}^t V_{Lmag} dt + i_{Lmag}(\lambda T) = -\frac{n_p V_s}{n_t L_{mag}} (t - \lambda T) + \frac{\lambda V_s}{f_s L_{mag}} \quad (3.12)$$

Ve bu aralıkta Dt diyotundan akan akım, primer sargıları ile resetleme sargıları arasındaki dönüşüm oranı ile orantılıdır.

$$i_{Dt} = \left(\frac{n_p}{n_t}\right) i_{Lmag} = -\frac{n_p V_s}{n_t L_{mag}} (t - \lambda T) + \frac{n_p \lambda V_s}{n_t f_s L_{mag}} \quad (3.13)$$



Şekil 3.3 Klasik ileri yönlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri [25]

M ana MOSFET'ine gelen gerilimin değeri;

$$V_M = \left(\frac{n_p}{n_t} + 1 \right) V_s \quad (3.14)$$

Şekil 3.3 ile doluluk oranı D_r ile gösterilmiştir. Analizde ise doluluk oranı λ olarak sembolize edilmiştir.

Aralık 3 [$\lambda T + t_m < t \leq T$]

Bu zaman aralığı Şekil 3.2 (c) ile verilmiştir. Analizde CCM çalışma koşulu altında incelendiğinden ekstra bir aralık incelenmeyecektir. Bu aralığın başlangıcı transformatörün mıknatıslanma endüktansının akımının sıfır olmasıyla başlar. Bu aralıkta M ana anahtarı, D_{r1} ve D_t diyotları kesimdedir. Yalnızca D_{r2} diyotu iletimdedir.

M ana anahtarı üzerindeki gerilim;

$$V_M = V_s \quad (3.15)$$

Ve resetleme sargısında bulunan D_t diyotundaki gerilim;

$$V_{Dt} = -V_s \quad (3.16)$$

Filtre endüktansında indüklenen gerilim;

$$V_{Lf} = -V_0 = L \frac{di_{Lf}}{dt} \quad (3.17)$$

3.2 Elemanlarda Oluşan Maksimum Akım ve Gerilim Stresleri

M ana anahtarı üzerindeki maksimum gerilim stresi;

$$V_{Mmax} = \left(\frac{n_p}{n_t} + 1 \right) V_{smax} = \frac{V_{smax}}{1 - \lambda_{max}} \quad (3.18)$$

M ana anahtar üzerindeki maksimum akım stresi;

$$I_{Mmax} = \frac{I_{Dr1max}}{n_p} + \Delta i_{LMag}(\max) = \frac{I_{0max}}{n_p} + \frac{\Delta i_{Lf \max}}{2n_p} + \Delta i_{LMag}(\max) \quad (3.19)$$

Dr_1 diyotu üzerindeki maksimum gerilim stresi;

$$V_{Dr1max} = \frac{V_{Smax}}{n_p} \quad (3.20)$$

Dr_2 diyotu üzerindeki maksimum gerilim stresi;

$$V_{Dr2max} = \frac{V_{Smax}}{n_p} \quad (3.21)$$

CCM çalışmada 2 adet doğrultucu diyotunun aynı değerde maksimum akım stresine maruz kalmaktadır. Bu değer;

$$I_{Dr1max} = I_{Dr2max} = I_{0max} + \frac{\Delta i_{LMag}(\max)}{n_p} \quad (3.22)$$

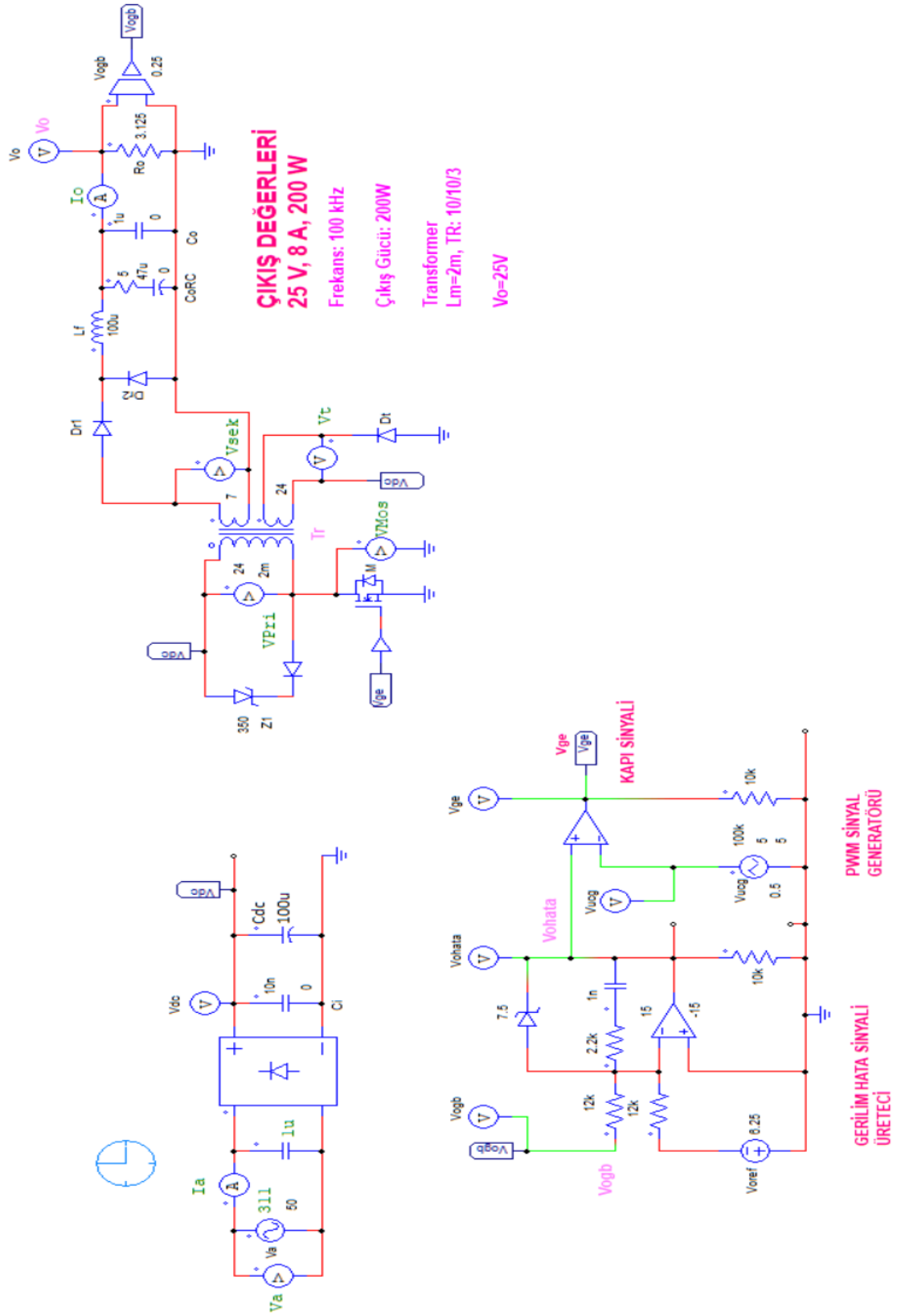
Resetleme sargısındaki D_t diyotunun maruz kaldığı maksimum gerilim stresi;

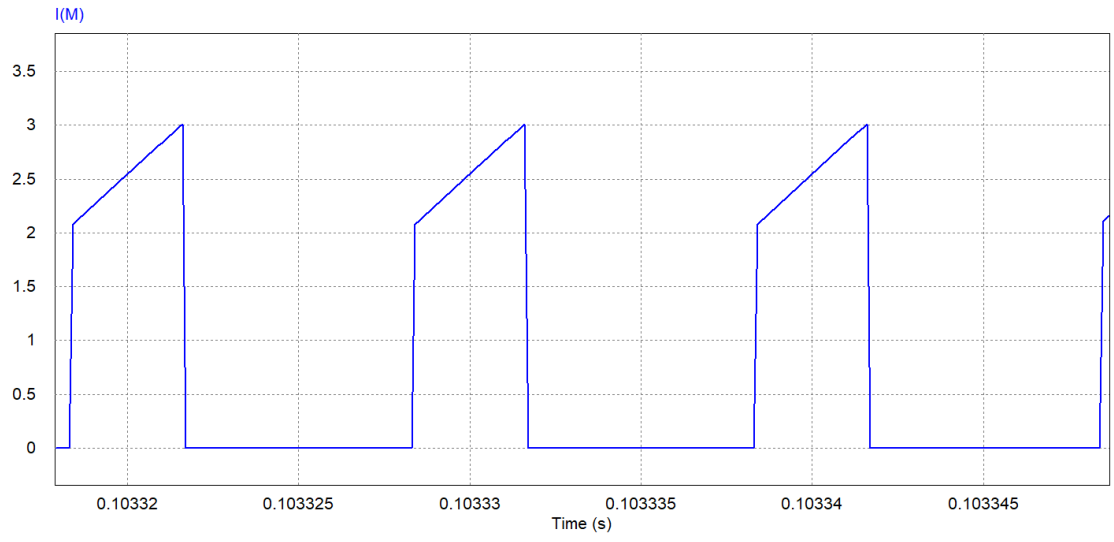
$$V_{Dtmax} = \left(\frac{n_t}{n_p} + 1 \right) V_{Smax} \quad (3.23)$$

D_t diyotunun maruz kaldığı akımın tepe değeri;

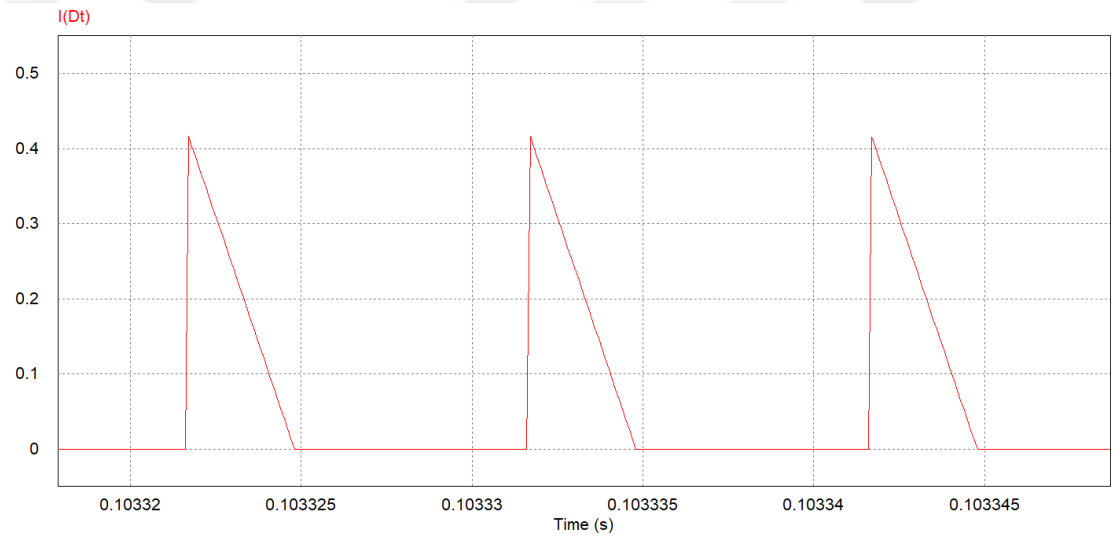
$$I_{DtMax} = \frac{n_p}{n_t} \Delta i_{LMag}(\max) = \frac{n_p}{n_t} \frac{\lambda_{\min} V_{sMax}}{f_s L_{mag}} \quad (3.24)$$

3.3 Klasik İleri Yönlü Dönüştürücünün PSIM simülasyonu

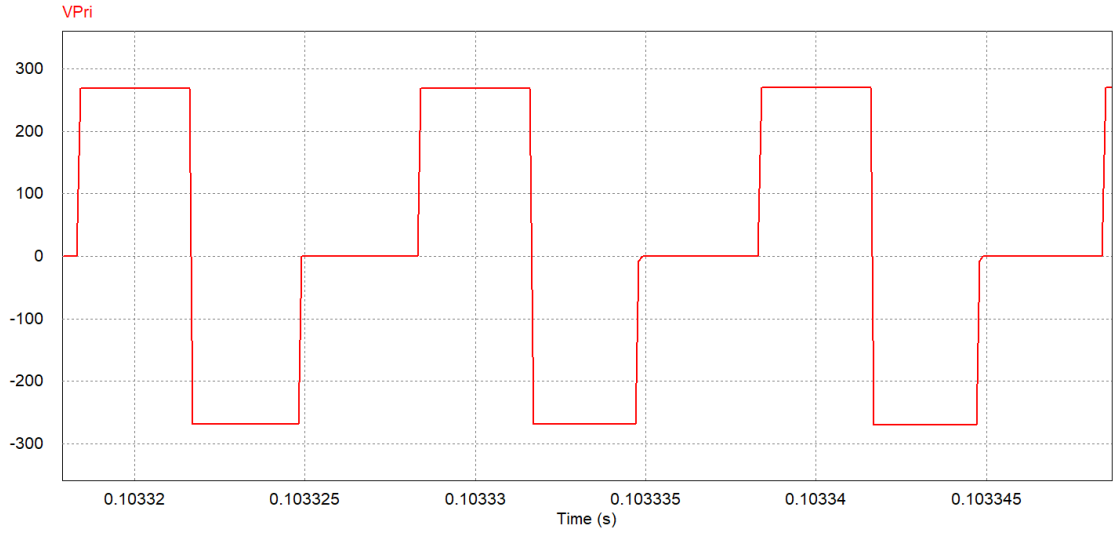




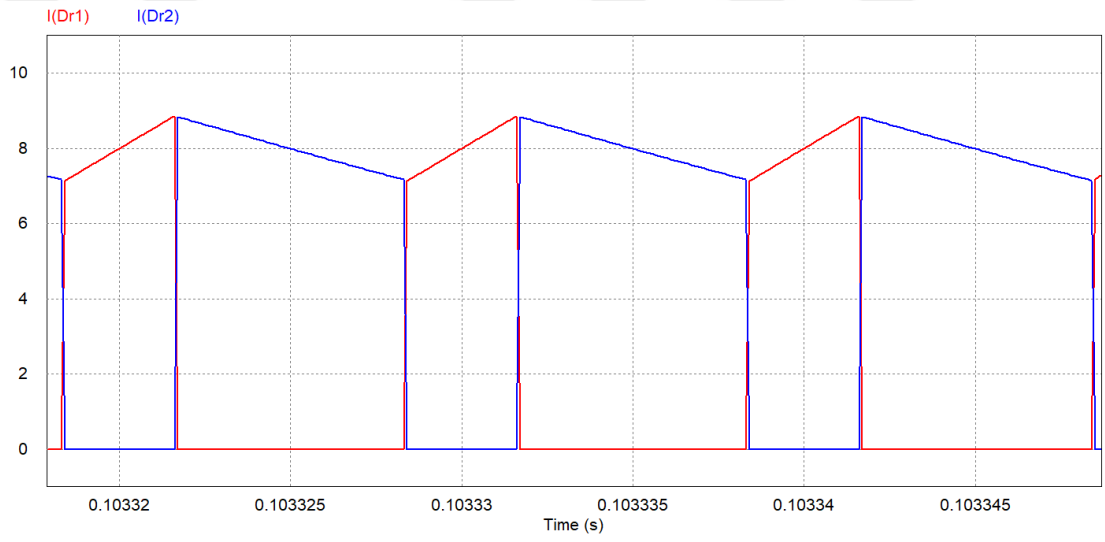
Şekil 3.5 Mosfet akımının dalga şekli



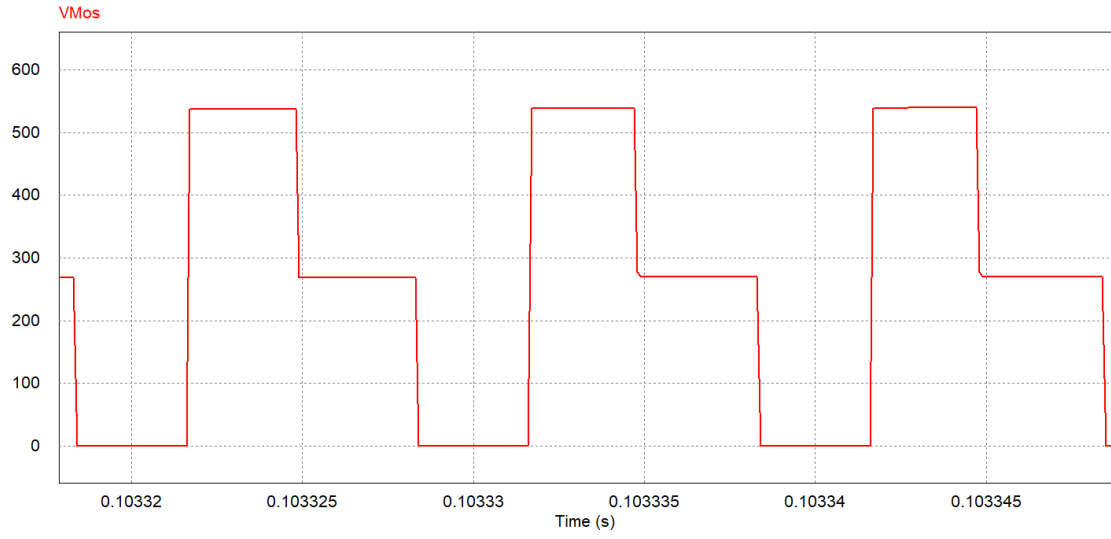
Şekil 3.6 D_t diyot akımı dalga şekli



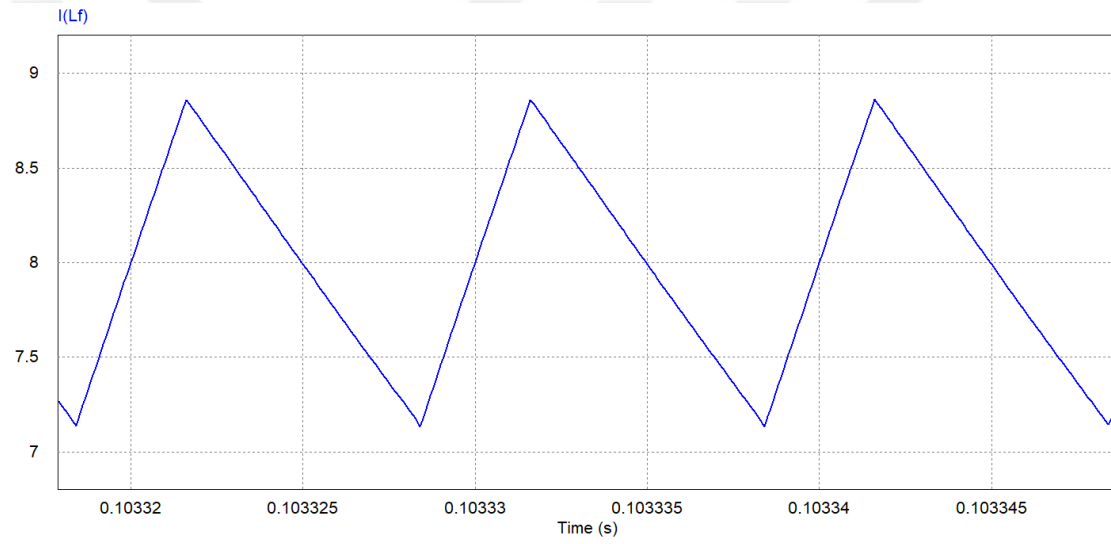
Şekil 3.7 Transformatörün primer sargılarındaki gerilimin dalga şekli



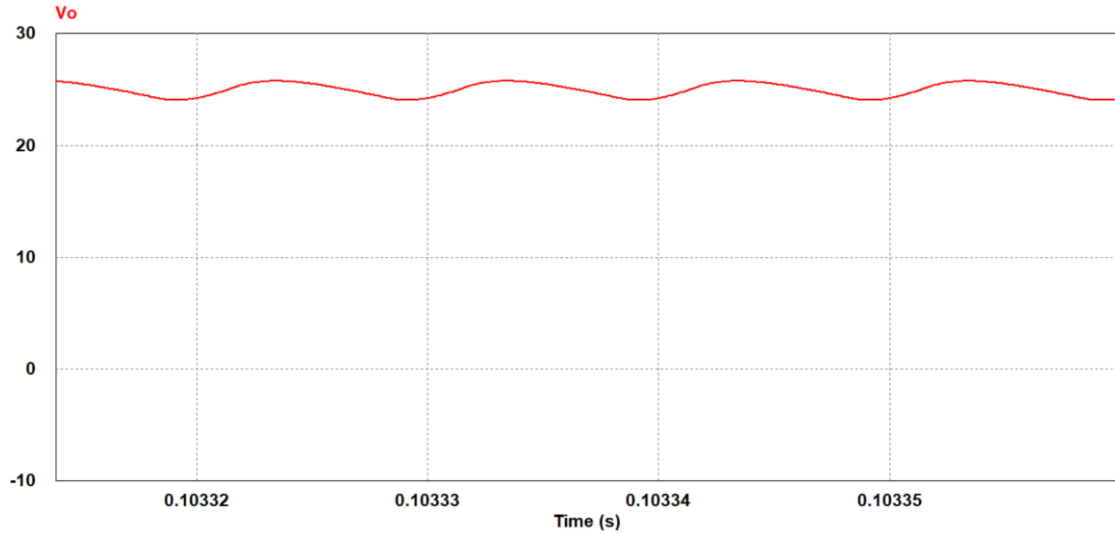
Şekil 3.8 D_{r1} (Kırmızı) ve D_{r2} (Mavi) diyotlarının akımının dalga şekli



Şekil 3.9 Mosfetin kollektör-emiter uçları arasındaki gerilimin dalga şekli



Şekil 3.10 L_f filtre endüktansının akımını dalga şekli



Şekil 3.11 Çıkış gerilimi dalga şekli

Şekil 3.4 ile Klasik İleri Yönlü dönüştürücünün Psim benzetim programında hazırlanmış devre görüntüsü verilmiştir. Not olarak devrede bulunan zener diyot transformatörün kaçak endüktansını resetlemek için kullanılmıştır. Simülasyonu yapılan devre için çıkış gerilim 25V ve çıkış gerilimindeki dalgalanma %6.4'tür. Çıkış akımı 8A ve çıkış akımındaki dalgalanma %20'dir. Giriş gerilim 220 V_{AC} RMS gerilimin doğrultulmuş biçimidir. Dönüştürücünün temel dalga şekillerinde net bir şekilde görülmesi de kaçak endüktansın etkisinden dolayı gerilim pikleri görülmektedir. Diğer dalga şekilleri teoriyi destekler niteliktedir.

3.4 Klasik İleri Yönlü Dönüştürücünün Problemleri

Klasik İleri yönlü dönüştürücüde, transformatörün mıknatıslanma endüktansındaki enerjiyi resetlemek için bir adet ters kutuplanmış ekstra bir sargı bulunmaktadır. Mıknatıslanma endüktansındaki enerji resetleme sargısı aracılığıyla giriş kaynağına aktarılır. Burada resetleme sargısının primer sargısına göre dönüşüm oranı anahtara gelen gerilim stresini belirler[13],[26],[27].

3.4.1 Resetleme Sargısının Oluşturduğu Problemler

Ana MOSFET'in kesime girmesi esnasında L_{Mag} endüktansının akımı ani olarak değişir ve bu sebeple Lenz kanunu gereği L_{Mag} bu akımı devam ettirecek bir gerilim indükler (Teorik

olarak bu gerilim sonsuza gidebilir). Bu aşama D_t diyotunun iletme girmesi MOSFET'e göre bir miktar yavaş kalır ve ana anahtarın maruz kaldığı pik gerilim stresi artar[13]. (Kaçak endüktanstan dolayı oluşan gerilim pikten söz edilmiyor.)

Primer sargı ile resetleme sargısı arasındaki kuplajı, transformatörün mıknatıslanma endüktansındaki enerjinin kaynağa aktarımı açısından önemlidir. Bu sebeple bu iki sargının birlikte sarılması gerekmektedir (Bifilar sarım). Bifilar sarım metodunda ise izolasyon problemi çıkacaktır. Bu sebeple izolasyonunda bu sarım metoduyla birlikte iyi bir şekilde yapılması gerekmektedir[13],[26],[27].

Filtre endüktansı, transformatör vs. gibi elemanlar devrede büyük hacimler kaplar ve transformatöre ekstra bir sargı sarılması da bu malzemenin büyümesine sebep olur ve güç yoğunluğu azalır.

Resetleme sargısının kullanımı doğrudan doluluk oranını etkilemektedir. Maksimum doluluk oranı;

$$\lambda_{max} = \frac{1}{\frac{n_t}{n_p} + 1} \quad (3.25)$$

Olduğundan n_t / n_p 0.25'den 4'e kadar arttırıldığı zaman λ_{max} 0.8'den 0.2'ye düşmektedir[28]. Ana anahtarda oluşan gerilim stresi;

$$V_{Mmax} = \left(\frac{n_t}{n_p} + 1 \right) V_s = \frac{V_s}{1 - \lambda_{max}} \quad (3.26)$$

(3.26) formülünde parametreleri yerine koyduğumuz zaman, n_t / n_p 0.25'den 4'e kadar arttırıldığı zaman, V_{Mmax} $1.25V_s$ 'den $5V_s$ 'ye yükselmektedir.

Sonuç olarak resetleme sargısındaki sarımın azaltılması doluluk oranını arttıracaktır. Fakat aynı zamanda anahtarın maruz kaldığı gerilim stresinin artmasına sebep olacaktır. Örnek olarak MOSFET için gerilim stresi daha büyük olan elemanların $R_{ds(on)}$ direnci gerilimle orantılı olarak büyümektedir. Bu sebeple anahtarın iletim kayıpları artmaktadır. Diğer etkilerini hiç bahsetmeden en net olarak maliyetinde artmasına sebep vermektedir[28].

Endüktans, transformatör ve soğutucu gibi elemanlar devrelerde büyük hacim kaplamaktadır. Bu sebeple ekstra sarım ile transformatörün hacminin büyümesi güç yoğunluğunu azaltır[24].

Yukarda sıraladığımız problemler klasik ileri yönlü dönüştürücüde resetleme sargısı kullanılmasından kaynaklı oluşan sorunlardır. Resetleme sargısı yerine literatürde transformatörün mıknatıslanma endüktansını resetlemek için kullanılan ileri yönlü dönüştürücü devre mevcuttur.

Bu devrelerin hiçbiri tam anlamıyla klasik ileri yönlü dönüştürücünün bütün sorunlarını tam anlamıyla çözmemiştir[13].

3.5 İleri Yönlü Dönüştürücünün Transformatörünün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi

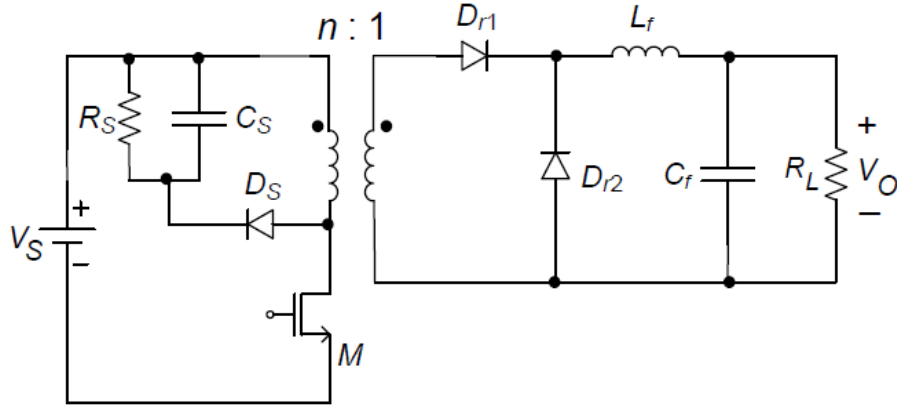
Bu bölümde çeşitli çekirdek resetleme hücreleri verilecektir. Burada dönüştürücünün değil hücrelerin analizinden bahsedilecektir. Ana motivasyon mıknatıslanma endüktansının nasıl resetlendiği üzerinde durulacaktır[13].

Analizde ihmal edilecek etkenler;

Transformatörün kaçak endüktansı ve sargı kondansatörleri, ana anahtarın ve kullanılan diyotların parazittik kondansatörleri, güç elemanların ideal şartlarda çalışmamları.

3.5.1 RCD Bastırma Kullanarak Transformatörün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi

Şekil 3.12 ile verilen devrede ileri yönlü dönüştürücü bir adet direnç, bir adet kondansatör ve bir adet diyot kullanarak transformatörün mıknatıslanma endüktansının enerjisi resetleniyor. M ana anahtarı kesime girdiği anda mıknatıslanma endüktansı ters bir gerilim indükler ve D_s diyotunu ilettime sokar. C_s kondansatörü bu aşamada şarj olur ve C_s kondansatörünün gerilimi ile orantılı olacak biçimde R_s direncinden bir akım akar. Mıknatıslanma endüktansındaki enerjinin bir miktarı C_s kondansatörüne aktarılır, kalan miktarı ise anlık olarak R_s direncinde harcanır. Mıknatıslanma endüktansındaki enerji resetlendikten sonra C_s kondansatöründe biriken enerji R_s direnci harcanır.

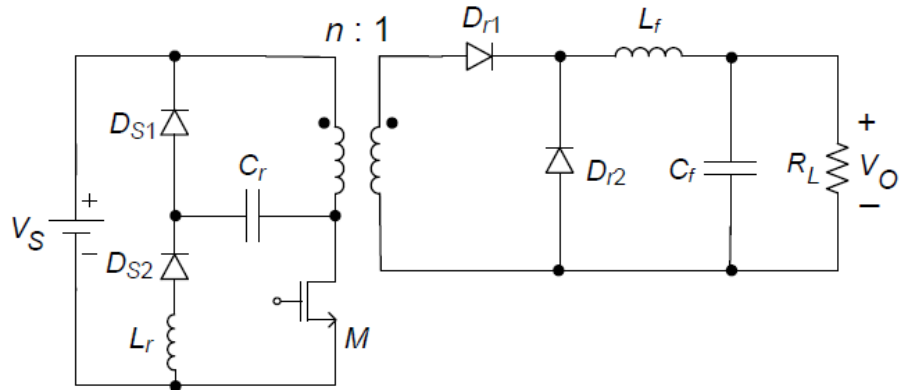


Şekil 3.12 RC bastırmalı ileri yönlü dönüştürücü [25]

Bu devrenin en büyük avantajı maliyetinin düşük olması. Resetleme durumuna göre %50'den büyük doluluk oranı ile çalışabilmektedir. Klasik ileri yönlü dönüştürücü gibi %50'den büyük doluluk oranı ile çalıştırıldığında ana anahtarın gerilim stresi $2V_S$ 'den fazla olacaktır.

Bu devrenin en büyük dezavantajı özellikle yüksek güçlü uygulamalar için verimin düşük olması. Çünkü her periyottaki çekirdek enerjisi R_S direncinde harcanmaktadır[13].

3.5.2 LCDD Bastırma Hücresi Kullanılarak Transformatörün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi



Şekil 3.13 LCDD bastırmalı ileri yönlü dönüştürücü [25]

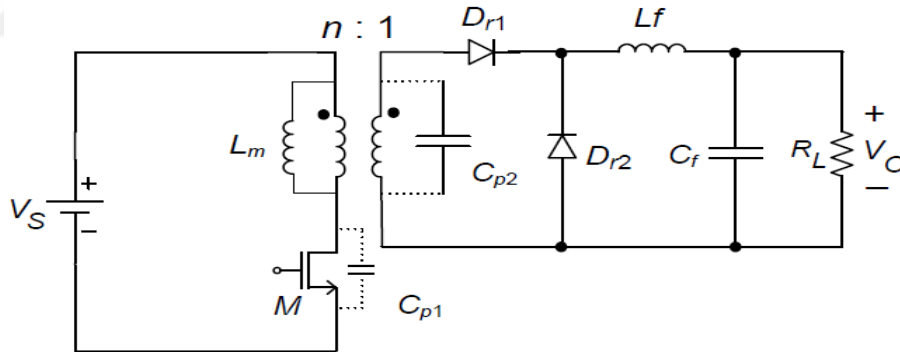
Şekil 3.13 ile verilen devrede ileri yönlü dönüştürücüye LCDD bastırma hücresi kullanılarak transformatörün mıknatıslanma endüktansı resetlenmiştir. Devrede bir adet C_r kondansatörü, bir adet L_r endüktansı ve 2 adet diyot kullanılmıştır.

M ana anahtarın kesime girmesiyle birlikte L_{mag} endüktansı ters bir gerilim indükleyerek, mıknatıslanma endüktansındaki enerjiyi C_r kondansatörüne rezonans ile aktarır. Bütün enerji C_r kondansatörüne aktarıldıktan sonra C_r kondansatörü D_{s1} diyotunu kesime sokar. M ana anahtarı ilettime girmesiyle L_r ile C_r rezonansla, C_r kondansatöründeki enerji L_r endüktansına aktarılır. Bu aralık aynı zamanda bu dönüştürücü çeşidi için minimumun doluluk oranının süresini belirler. Bu aralıkta L_r - C_r rezonans akımı M ana anahtarından geçer. L_r endüktansında biriken enerji D_{s2} ve D_{s1} diyotları aracılığıyla kaynağa aktarılır[13].

Bu dönüştürücünün dezavantajları;

Klasik ileri yönlü dönüştürücüye nazaran daha fazla zaman aralığına sahip olması, daha karmaşık bir analiz içermesi, M ana anahtarından L_r - C_r rezonans akımının geçmesinden ötürü ekstra akım stresi ve iletim kaybına sebep olması, yüksek girişli devrelerde L_r endüktans hacminin büyük olmasıdır.

3.5.3 Anahtarın Parazittik Kondansatörü Kullanılarak Transformatörün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi

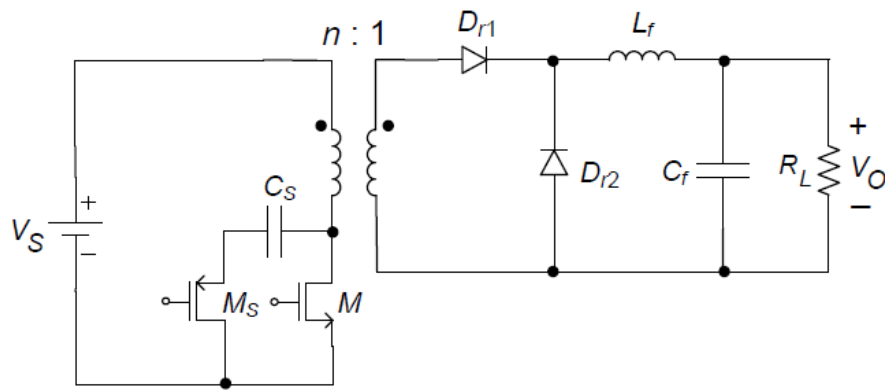


Şekil 3.14 Rezonans resetlemeli ileri yönlü dönüştürücü [25]

Şekil 3.14 ile verilen devrede ileri yönlü dönüştürücü, ana anahtarın parazittik kondansatörü kullanılarak transformatörün mıknatıslanma endüktansı resetlenmiştir. Ana anahtarın parazitlik kondansatörü, L_m ile rezonansa girerek, L_m 'de biriken enerjiyi ana anahtara aktarmıştır. Ana anahtar üzerindeki gerilim stresi $2V_S$ olmaktadır. Ana anahtara paralel bağlanan ekstra bir kondansatör daha iyi bir rezonans frekansı sağlayabilir. RLC devresi kullanılarak bu enerji bir direnç üzerinde de harcama bilinir. En büyük dezavantajı, devrenin çalışmasının bir rezonansa bağlı olmasıdır[13].

3.5.4 Aktif Anahtar Kullanarak Transformatörün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi

Şekil 3.15 ile verilen devrede İleri Yönlü dönüştürücü, aktif anahtar kullanılarak mıknatıslanma endüktansının resetlenmesi gösterilmiştir. M ana anahtarı kesime gittiğinde C_S kondansatörü, M_S MOSFET'i vasıtasıyla şarj olmaktadır. Mıknatıslanma endüktansının enerjisinin tamamı C_S kondansatörüne aktarıldığında M ana anahtarı üzerinde $1.3V_S$ kadar bir gerilim stresi oluşmaktadır. Mıknatıslanma endüktansı enerjisinin tamamı C_S kondansatörü aktardıktan sonra ters rezonans başlar ve C_S kondansatörü enerjisini V_S kaynağına aktarır. Kondansatörün geriliminin 0 olduğu yerde sinyal verilirse yumuşak anahtarlama sağlanacaktır.

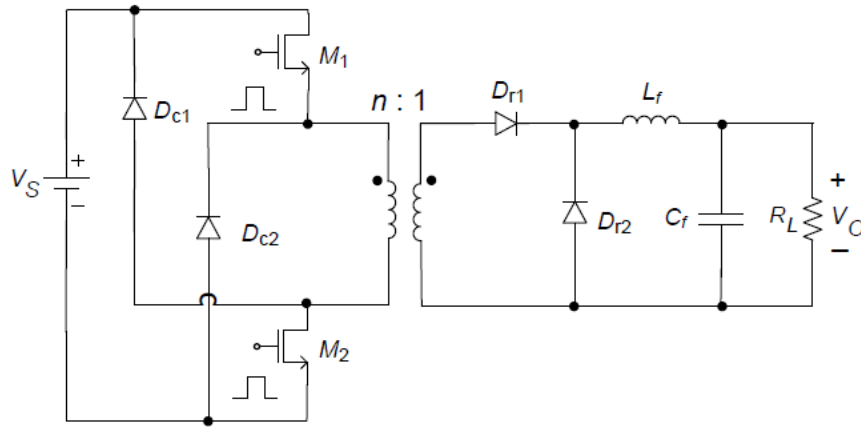


Şekil 3.15 Aktif anahtar kullanılarak resetlenen ileri yönlü dönüştürücü [25]

Ekstra anahtar kullandığı için ve bir sürme devresi gerektiği için ekstra maliyet ortaya çıkar. Rezonans ile devrenin resetlenmesi yapıldığı için kesim için gerekli süre sabittir. Mıknatıslanma endüktansının enerjisi devrede dolaştığı için iletim kayıpları artar. Bu tarz devrelerde yüksek frekans osilasyonlar ortadan kalkar ve EMC gürültülerine karşı iyi bir bağışıklığı vardır.

Devrenin en temel dezavantajları da yukarıda bahsedildiği gibidir[13].

3.5.5 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücü Topolojisi ile Transformatörün Mıknatıslanma Endüktansının Resetlenmesi



Şekil 3.16 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü[25]

Şekil 3.16 ile verilen devrede iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü mevcuttur. Anahtarlar aynı anda iletme ve kesime girmektedir. Anahtarların kesime girmesi esnasında transformatörün mıknatıslanma endüktansı L_{mag} , bir gerilim indüklemesi ile D_{c1} ve D_{c2} diyotlarının iletme girerek L_{mag} endüktansının enerjisini kaynağa aktarmasıyla L_{mag} resetlenir. Anahtarların maksimum maruz kaldığı gerilim stresi V_S olması yüksek güçlü uygulamalar için uygulanabilirliği arttırmaktadır. Üst tarafta bir anahtar bulunmasından ötürü yine bu anahtarı sürebilen bir devreye ihtiyaç vardır. Klasik ileri yönlü dönüştürücüye nazaran fazladan 1 adet anahtar ve bir adet diyot ihtiyacı bulunmaktadır[20],[22],[25],[28].

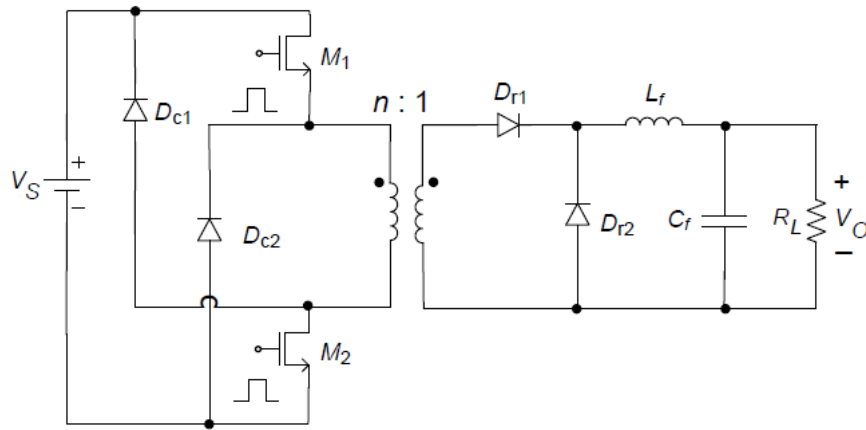
3.6 Resetleme Metotlarının Karşılaştırılması

Maliyet olarak RCD en ucuz yöntem olarak gözükmemektedir. Fakat verimi en düşük yöntemlerden de biridir. Verim olarak ise iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü hem verim hem de anahtarın maruz kaldığı gerilim ve akım stresi olarak en iyi olarak gözükmemektedir. EMI en iyi durumda olan rezonanslı resetleme metotları olarak gözükmemektedir. En az eleman sayısına is anahtarın parazitlik kondansatörü aracılığıyla yapılandır. Doluluk oranı olarak hemen hemen hepsi en efektif %50 olarak gözükmemektedir. (Rezonans dönüştürücüler hariç)[13] .

3.7 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücü

Bu bölümde iki anahtarlı ileri yönlü DC-DC dönüştürücünün CCM çalışma koşulu altında çalışması incelenecektir. Akım ve Gerilim eşitlikleri, elemanların maruz kaldığı maksimum akım ve gerilim stresleri incelenecektir. Bütün elemanların güç kayıpları çıkarılmaya çalışılacaktır. 1000W değerinde bir iki anahtarlı dönüştürücü 4. bölüm 'de tasarlanıp, simülasyon programı aracılığıyla doğrulanacaktır.

3.7.1 Devrenin Tanımı



Şekil 3.17 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü [25]

Şekil 3.17 ile iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün devre şeması verilmiştir. Devre şeması üzerinde bulunan elemanlar için;

M_1 ve M_2 : n kanallı MOSFET, D_{c1} ve D_{c2} : resetleme diyotları, D_{r1} ve D_{r2} : Sekonder doğrultucu diyotları, R_L : Çıkış Yüğü, L_f : Çıkış endüktansı, C_f : Çıkış kondansatörü T_s : Anahtarlama periyodu, f_s : Anahtarla frekansı olarak verilmiştir.

3.7.2 Sürekli Halde Devrenin Analizi

Devrede transformatörün ve güç elemanlarının parazitlik etkileri ihmal edilerek 3 çalışma zaman aralığına ayrılmıştır. İki güç anahtarı da aynı zamanda ilettime girer ve transformatörün L_{mag} endüktansından lineer olarak artan bir akım geçer. L_{mag} üzerindeki gerilim, dönüşüm oranınca sekonder sargılarında oluşur. Oluşan gerilim sebebiyle D_{r1} diyotu ilettime girer. Bu aşamada sekonder taraftaki ve L_f endüktansı transformatörün sağladığı enerjiyle beslenir. İki güç anahtarının kesime girmesiyle L_{mag} endüktansı ters

yönde bir gerilim indüklenen ve Dc_1 ve Dc_2 diyotlarını ilettime alır. Bu şekilde Dc_1 ve Dc_2 diyotları vasıtasıyla L_{mag} 'da biriken enerji kaynağa geri aktarılır. Bu aralıkta L_{mag} 'ın ters kutuplanmasından dolayı sekonder sargılarında ters gerilim indüklenir fakat Dr_1 diyotu bu gerilimi üzerinde tutar ve bir akım akmaz. Bu aralıkta L_f endüktansı Dr_2 diyotunu ilettime alarak hem çıkış yükün, hem de filtre kondansatörünü besler. L_{mag} endüktansının akımı $-V_s / L_{mag}$ eğimi ile azalarak 0 düşmesiyle bu aralık biter. 3. Aralıkta L_f endüktansının çıkışı beslemesiyle devam eder. İki anahtarlı DC-DC dönüştürücü 'de transformatör B-H eğrisinin sadece pozitif tarafında çalıştırılır. Analize geçmeden Aşağıdaki kabuller yapılmaktadır.

Diyotların ideal olduğu, transformatörün kaçak endüktansının ve sargı kondansatör ihmal edildiği, güç Anahtarlarının ideal çalıştığı.

Aralık 1 [$0 < t < \lambda T$]

Bu zaman aralığı ana anahtarların ilettime girmesiyle başlar. Şekil 3.18 (a) ile verilen şekil bu zaman aralığına aittir. Transformatörün dönüşüm oranları arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir;

$$\frac{V_p}{V_{sek}} = \frac{n_p}{n_s} \quad (3.27)$$

n_p ve n_s , primer ve sekonder sarım sayılarıdır. Ana anahtarlar ilettime girdiğinde, L_{mag} endüktansında aşağıdaki gibi bir gerilim oluşur;

$$V_p = V_{Lmag} = V_s = L_{mag} \frac{di_{Lmag}}{dt} \quad (3.28)$$

Başlangıç durumunda L_{mag} endüktansının akımı 0'dır. Bu sebeple aşağıdaki eşitlik elde edilir;

$$i_{Lmag}(t) = \frac{1}{L_{mag}} \int_0^t V_{Lmag} dt = \frac{1}{L_{mag}} \int_0^t V_s dt = \frac{V_s}{L_{mag}} t + i_{Lmag}(0) = \frac{V_s}{L_{mag}} t \quad (3.29)$$

Mıknatıslanma endüktansı akımının pik değeri doluluk oranının bittiği yer olarak ortaya çıkar;

$$\Delta i_{Lmag} = i_{Lmag}(\lambda T) = \frac{V_s \lambda T}{L_{mag}} = \frac{V_s \lambda}{f_s L_{mag}} \quad (3.30)$$

Buradan yola çıkarak mıknatıslanma endüktansı akımının değişiminin maksimum değeri için;

$$\Delta i_{Lmag}(\max) = i_{Lmag}(\lambda T) = \frac{V_s(\max)\lambda(\min)T}{L_{mag}(\min)} = \frac{V_s(\max)\lambda(\min)}{f_s L_{mag}(\min)} \quad (3.31)$$

Ve sonuç olarak mıknatıslanma endüktansının minumun değeri;

$$L_{mag}(\min) = \frac{V_s \lambda(\min)}{f_s \Delta i_{Lmag}(\max)} \quad (3.32)$$

Olarak bulunur.

$$V_{sek} = \frac{V_p}{n} = \frac{V_s}{n} \quad (3.33)$$

L_f endüktansının gerilimi;

$$V_{L_f} = \frac{V_s}{n} - V_0 = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (3.34)$$

(3.34) denklemden yola çıkarak Dr_1 diyotundan geçen akımı;

$$i_{Dr1} = i_{L_f} = \frac{1}{L_f} \int_0^t V_{L_f} dt + i_{L_f}(0) = \frac{1}{L_f} \int_0^t \left(\frac{V_s}{n} - V_0 \right) dt + i_{L_f}(0) = \frac{\frac{V_s}{n} - V_0}{L_f} t + i_{L_f}(0) \quad (3.35)$$

Bu aralıkta transformatörün primer sargılarından akan akım;

$$i_p = \frac{i_{sek}}{n} = \frac{\frac{V_s}{n} - V_0}{n L_f} t + \frac{i_{L_f}(0)}{n} \quad (3.36)$$

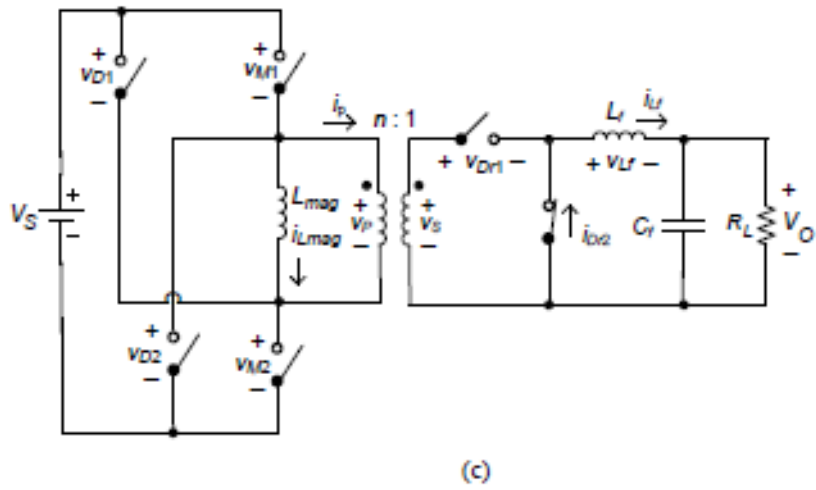
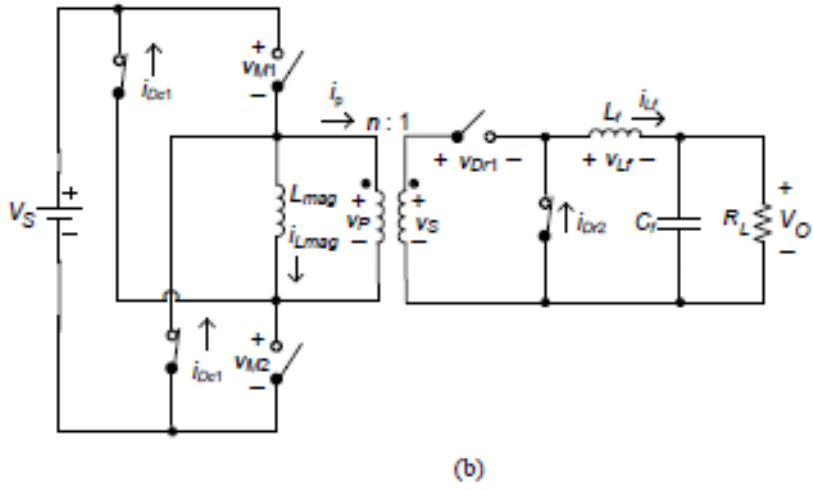
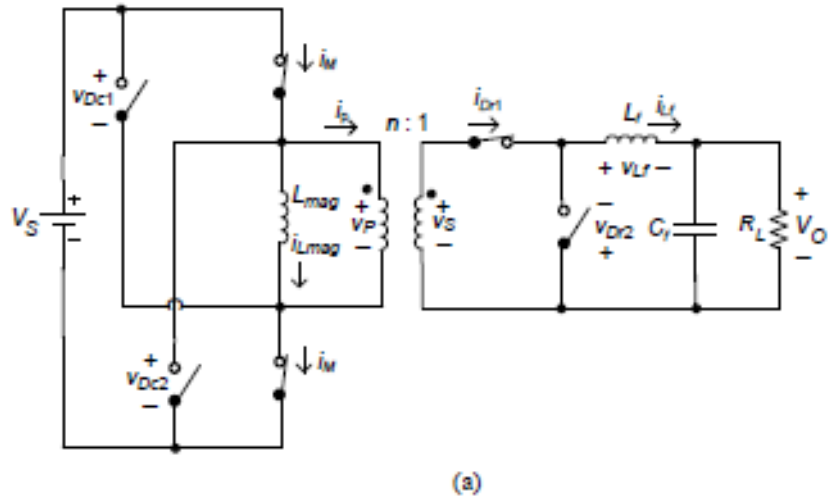
Ve iki MOSFET 'ten akan akım;

$$i_{M1} = i_{M2} = i_p + i_{Lmag} = \frac{\frac{V_s}{n} - V_0}{n L_f} t + \frac{i_{L_f}(0)}{n} + \frac{V_s}{L_{mag}} t \quad (3.37)$$

Sekonder taraftaki Dr_2 diyotu üzerinde ters gerilim tutarak kesimdedir ve bu gerilim değeri;

$$V_{Dr2} = -V_{L_f} - V_0 = -\frac{V_s}{n} = -V_{sek} \quad (3.38)$$

Bu aralık iki adet güç anahtarının kesime gitmesiyle son bulur.



Şekil 3.18 İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün eş değer devre aralıkları [25]

Aralık 2 [$\lambda T < t < \lambda T + t_m$]

Bu aralığı devre üzerinde Şekil 3.18 (b) ile verilmiştir. Primer taraftaki iki anahtarın kesime gitmesiyle başlayan bu aralık Dc_1 ve Dc_2 diyotunun iletme girerek L_{mag} mıknatıslandırma endüktansının enerjisini V_s kaynağa aktarmasıyla oluşan aralıktır. Sekonder tarafta Dr_1 diyotu kesime girmiştir. L_f endüktansının akımının devam etmesi için indüklediği gerilimden ötürü Dr_2 diyotu iletimdedir. L_f endüktansının indüklediği gerilim;

$$V_{L_f} = -V_o = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (3.39)$$

(3.39) ile verilen denklem aracılığıyla L_f endüktansından ve Dr_2 diyotundan akan akım;

$$\begin{aligned} i_{L_f} &= i_{Dr_2} = \frac{1}{L_f} \int_{\lambda T}^t V_{L_f} dt + i_{L_f}(\lambda T) \\ &= \frac{-V_o}{L_f} \int_{\lambda T}^t dt + i_{L_f}(\lambda T) = \frac{-V_o}{L_f} (t - \lambda T) + i_{L_f}(\lambda T) \end{aligned} \quad (3.40)$$

L_f endüktansındaki maksimum dalgalanma akımı aşağıdaki gibi elde edilir;

$$\Delta i_{L_f} = i_{L_f}(\lambda T) - i_{L_f} = \frac{V_o T(1 - \lambda)}{L_f} = \frac{V_o(1 - \lambda)}{f_s L_f} \quad (3.41)$$

Primer sargılarında ve L_{mag} endüktansında oluşan gerilimin değeri;

$$V_p = V_{L_{mag}} = -V_s = L_{mag} \frac{di_{L_{mag}}}{dt} \quad (3.42)$$

Buradan yola çıkarak Dc_1 ve Dc_2 diyotlarından akan akımın denklemi;

$$i_{Dc1} = i_{Dc2} = -\frac{1}{L_{mag}} \int_{\lambda T}^t V_{L_{mag}} dt + i_{L_{mag}}(\lambda T) = \frac{-V_s}{L_{mag}} (t - \lambda T) + \frac{\lambda V_s}{f_s L_{mag}} \quad (3.43)$$

Dc_1 ve Dc_2 diyotlarındaki akımın maksimum değeri;

$$i_{Dc1max} = i_{Dc2max} = i_{Dc1}(\lambda T) = \frac{\lambda V_s}{f_s L_{mag}} \quad (3.44)$$

(3.42) bu denklemden yola çıkarak sekonder taraftaki Dr_1 diyotunda oluşan ters gerilimin değeri;

$$V_{sek} = V_{Dr1} = \frac{V_s}{n} \quad (3.45)$$

Bu aralıkta anahtarlara gelen gerilimin değeri;

$$V_{M1} = V_{M2} = V_s \quad (3.46)$$

Bu aralık mıknatıslanma endüktansının akımının 0 erişmesiyle son bulur.

Aralık 3 [$\lambda T + t_m < t \leq T$]

Bu zaman aralığı devre üzerinde Şekil 3.18 (c) ile verilmiştir ve transformatörün mıknatıslanma endüktansının akımının sona ermesiyle başlar. Bu aralıkta CCM çalışma koşulları altında L_f endüktansı çıkış beslemektedir. Bu aralıkta primer tarafta bulunan iki adet güç anahtarı ve güç diyotu kesimdedir. Sekonder tarafta bulunan doğrultucu diyotlardan Dr_1' de aynı zamanda kesimdedir. Bu aralık için denklemler yazılırsa;

D_{c1} , D_{c2} diyotları tamamıyla eşdeğer olarak kabul edilirse ve aynı zamanda güç anahtarları da tamamıyla eşdeğer olarak kabul edilirse üzerlerinde oluşacak gerilim;

$$V_{M1} = V_{M2} = \frac{V_s}{2} \quad (3.47)$$

$$V_{Dc1} = V_{Dc2} = \frac{-V_s}{2} \quad (3.48)$$

L_f endüktansının oluşturduğu gerilim bu aralık için;

$$V_{L_f} = -V_o = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (3.49)$$

Ve endüktans akımı ile Dr_2 akımı;

$$\begin{aligned} i_{L_f} = i_{Dr_2} &= \frac{1}{L_f} \int_{\lambda T + t_m}^T V_{L_f} dt + i_{L_f}(\lambda T + t_m) = \frac{-V_o}{L_f} \int_{\lambda T + t_m}^T dt + i_{L_f}(\lambda T + t_m) \\ &= \frac{-V_o}{L_f} (t - (\lambda T + t_m)) + i_{L_f}(\lambda T + t_m) \end{aligned} \quad (3.50)$$

3.7.3 Elemanlar Üzerindeki Maksimum Gerilim Ve Akım Stresleri

Ana anahtarlar üzerinde maksimum gerilim stresi oluşan;

$$V_{M1\max} = V_{M2\max} = V_{S\max} \quad (3.53)$$

Ana anahtarlar üzerindeki maksimum akım stresi;

$$i_{M1\max} = i_{M2\max} = \frac{i_{Dr1\max}}{n} + \Delta i_{Lmag\max} \quad (3.54)$$

Sekonder doğrultucu diyotlarına gelen maksimum gerilim stresi;

$$V_{Dr1\max} = V_{Dr2\max} = \frac{V_{S\max}}{n} \quad (3.55)$$

Sekonder doğrultucu diyotlarında oluşan maksimum akım stresi;

$$i_{Dr1\max} = i_{Dr2\max} = \frac{\Delta i_{Lmag\max}}{n} + I_{0\max} \quad (3.56)$$

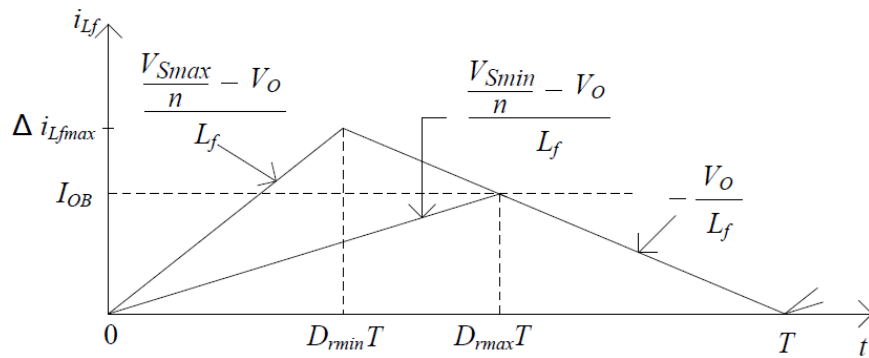
Dc₁ ve Dc₂ diyotlarında oluşan maksimum gerilim stresi;

$$V_{Dc1\max} = V_{Dc2\max} = -V_{S\max} \quad (3.57)$$

Dc₁ ve Dc₂ diyotlarında oluşan maksimum akım stresi;

$$i_{Dc1\max} = i_{Dc2\max} = \Delta i_{Lmag\max} = \frac{\lambda_{\min} V_{S\max}}{f_s L_{mag\min}} \quad (3.58)$$

3.7.4 CCM/DCM Çalışmayı Belirleyen Minimum L_f Endüktans Değeri



Şekil 3.20 L_f endüktansının CCM/DCM Çalışma Sınırı [25]

CCM/DCM L_f endüktansının akımın dalga şekli, Şekil 3.20 ile verilmiştir. Şekil 3.20 ile verilen dalga şeklinde doluluk oranı D_r olarak sembolize edilmiştir. Fakat formülleri yazarken doluluk oranını λ olarak sembolize edeceğiz. Bu dalga şekli yorumlayarak aşağıdaki denklemler yazıla bilinir;

$$i_{L_f} = \frac{-V_0}{L_f}(t - \lambda T) + i_{L_f}(\lambda T) \quad \text{için} \quad \lambda T < t \leq T \quad (3.59)$$

Buradan yolu çıkarak;

$$i_{L_f}(t) = \frac{-V_0(1 - \lambda T)}{L_f} + i_{L_f}(\lambda T) = 0 \quad (3.60)$$

için;

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_0 T(1 - \lambda_{\min})}{L_{f \min}} = \frac{V_0(1 - \lambda_{\min})}{f_s L_{f \min}} \quad (3.61)$$

CCM/DCM çalışma sınırda çıkış akımı I_0 ve çıkış yükü R_L için (3.61) denklemi düzenlenirse;

$$I(B) = \frac{\Delta i_{L_f \max}}{2} = \frac{V_0(1 - \lambda_{\min})}{2 f_s L_{f \min}} = \frac{V_0}{R_L} \quad (3.62)$$

Ve,

$$R_L(B) = \frac{2 f_s L_{f \min}}{V_0(1 - \lambda_{\min})} = \frac{V_0}{I_0(B)} \quad \text{için} \quad \lambda \leq \lambda_{\max} \quad (3.63)$$

Olur. Bu sebeple minimum L_f endüktans değeri;

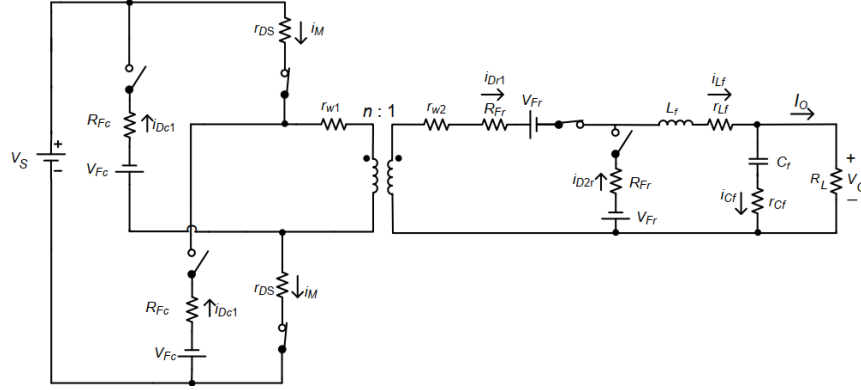
$$L_{f \min} = \frac{V_0(1 - \lambda_{\min})}{2 f_s I(B)} \quad (3.64)$$

Olarak bulunur.

3.7.5 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücünün CCM Çalışmada Kayıpları ve Tahmini Verimi

İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün elemanların parazitlik dirençleri ile birlikteki eş değer devresi Şekil 3.21 ile verilmiştir[25]. Ana anahtarların iletim durumundaki iç dirençleri r_{DS} ile gösterilmiştir. Dc_1 ve Dc_2 diyotlarının iç dirençleri R_{Fc} ile sembolize edilmiştir. V_{Fc} diyotların iletim durumundaki gerilim düşümleridir. Aynı şekilde sekonder tarafta bulunan doğrultucu diyotların iletim gerim düşümleri V_{Fr} ile gösterilmiştir. R_{Fr} 'de yine aynı şekilde iletim durumundaki iç dirençleridir. Transformatörün sargı dirençleri r_{w1} primer taraf, r_{w2} ise sekonder taraf olmak üzere transformatörün DC kayıplarını göstermektedir. Çıkış filtre endüktansının sargı direnci r_{Lf} ile gösterilmiştir. Filtre

kondansatörünün eş değer seri direnci (ESR) r_{cf} olarak sembolize edilmiştir. Bu bölümde kullanılan şekiller[25] referansından, çıkarılan formüller [13], [14], [20], [22–26], [28–31]’den alınmıştır.



Şekil 3.21 Güç kayıplarının hesaplanması için eş değer değerlerin eklendiği iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün devre şeması [25]

M_1 ve M_2 anahtarlarındaki akım;

$$i_{M1} = i_{M2} = i_p + i_{Lmag} = \frac{\frac{V_s}{n} - V_0}{nL_f} t + \frac{i_{Lf}(0)}{n} + \frac{V_s}{L_{mag}} t \quad (3.65)$$

$$\frac{I_0}{n} = i_p = \frac{\frac{V_s}{n} - V_0}{nL_f} t + \frac{i_{Lf}(0)}{n} \quad (3.66)$$

$$i_{M1} = i_{M2} = \begin{cases} \frac{I_0}{n} & \text{için } 0 < t \leq \lambda T \\ 0 & \text{için } \lambda T < t \leq T \end{cases} \quad (3.67)$$

Anahtardan geçen akım için işlem kolaylığı için mıknatıslanma endüktansının akımı ihmal edilerek RMS akım hesaplanırsa;

$$i_{M1rms} = i_{M2rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{M1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\lambda T} \left(\frac{I_0}{n} \right)^2 dt} = \frac{I_0 \sqrt{\lambda}}{n} \quad (3.68)$$

MOSFET için iletim kayıpları;

$$P_{rDS1} = r_{DS} i_{M1rms}^2 = \frac{r_{DS} I_0^2 \lambda T}{n^2} = \frac{r_{DS} \lambda T}{n^2 R_L} P_0 \quad (3.69)$$

Her bir MOSFET için parazitik kondansatörünün kaybı;

$$P_{sw} = \frac{f_s C_0 V_s^2}{8} \quad (3.70)$$

Transformatörün primer sargı direncinden dolayı olan kayıplar;

$$P_{rw1} = r_{w1} i_{M1rms}^2 = \frac{r_{w1} \lambda T I_0^2}{n^2} = \frac{r_{w1} \lambda T P_0}{n^2 R_L} \quad (3.71)$$

Sekonder tarafta bulunan iki adet doğrultucu diyotun akımını basit bir varsayım ile kolaylaştırarak D_{r1} diyotu için;

$$i_{Dr1} = \begin{cases} I_0 & \text{için } 0 < t \leq \lambda T \\ 0 & \text{için } \lambda T < t \leq T \end{cases} \quad (3.72)$$

(3.72) eşitliğinden yola çıkarak D_{r1} diyotunun RMS akımı;

$$i_{Dr1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Dr1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\lambda T} (I_0)^2 dt} = I_0 \sqrt{\lambda} \quad (3.73)$$

R_{Fr} 'den dolayı güç kaybı;

$$P_{R_{Fr}} = R_{Fr} i_{Dr1rms}^2 = \lambda T R_{Fr} I_0^2 = \frac{\lambda T R_{Fr}}{R_L} P_0 \quad (3.74)$$

D_{r1} diyotundan akan ortalama akım;

$$i_{Dr1avr} = \frac{1}{T} \int_0^{\lambda T} i_{Dr1} dt = I_0 \lambda \quad (3.75)$$

Diyotun iletim gerilim düşümünden dolayı oluşan kayıp;

$$P_{V_{Fr}} = V_{Fr} i_{Dr1(AVR)} = V_{Fr} I_0 \lambda = \frac{\lambda V_{Fr}}{V_0} P_0 \quad (3.76)$$

Transformatörün sekonderinde sargılarında oluşan iletim kaybı;

$$P_{rw2} = r_{w2} i_{Dr1rms}^2 = r_{w2} \lambda I_0^2 = \frac{r_{w2} \lambda P_0}{R_L} \quad (3.77)$$

Transformatörün primer ve sekonderinde oluşan toplam kayıp;

$$P_{rw} = P_{rw1} + P_{rw2} = \left(\frac{r_{w1}}{n^2} + r_{w2} \right) \frac{\lambda}{R_L} P_0 \quad (3.78)$$

D_{r2} doğrultucu diyotunun akım aşağıdaki gibi basitleştirilerek bulana bilinir;

$$i_{Dr2} = \begin{cases} 0 & \text{için } 0 < t \leq \lambda T \\ I_0 & \text{için } \lambda T < t \leq T \end{cases} \quad (3.79)$$

Dr₂ diyotundan akan RMS akım;

$$i_{Dr2rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Dr2}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\lambda T}^T (I_0)^2 dt} = I_0 \sqrt{(1-\lambda)} \quad (3.80)$$

Diyotun iletim R_{Fr} 'si;

$$P_{R_{Fr}} = R_{Fr} i_{Dr2rms}^2 = (1-\lambda) R_{Fr} I_0^2 = \frac{(1-\lambda) R_{Fr}}{R_L} P_0 \quad (3.81)$$

Dr₂ diyotundan akan ortalama akım;

$$i_{Dr2avr} = \frac{1}{T} \int_{\lambda T}^T i_{Dr2} dt = I_0 (1-\lambda) \quad (3.82)$$

Diyotun iletim gerilim düşümünden dolayı oluşan kayıp;

$$P_{V_{Fr}} = V_{Fr} i_{Dr2avr} = V_{Fr} I_0 (1-\lambda) = \frac{(1-\lambda) V_{Fr}}{V_0} P_0 \quad (3.83)$$

Dr₂ diyotunda oluşan bütün iletim kayıpları;

$$P_{Dr1} = P_{V_{Fr}} + P_{R_{Fr}} = V_{Fr} I_0 (1-\lambda) + (1-\lambda) R_{Fr} I_0^2 = P_0 (1-\lambda) \left(\frac{V_{Fr}}{V_0} + \frac{R_{Fr}}{R_L} \right) \quad (3.84)$$

Dc₁ ve Dc₂ mıknatıslanma endüktansı akımını sıfırlamak için kullanılan yönlendirme diyotlarındaki akım için bir kabul yapılabılır. Mıknatıslanma endüktansından akan akımın maksimum değeri için, transformatörün primer sargılarından akan akımın %10 olarak kabul edilerek yola devam edilebilir.

$$i_{Dc1} = i_{Dc2} = \begin{cases} 0 & \text{için } 0 < t \leq \lambda T \\ 0.1 \frac{I_0}{n} & \text{için } \lambda T < t \leq \lambda T + tm \\ 0 & \text{için } \lambda T + tm < t \leq T \end{cases} \quad (3.85)$$

Buradaki kabulden yola çıkarak Dc₁ ve Dc₂ diyotu için RMS akım;

$$i_{Dc1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Dc1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\lambda T}^{\lambda T + tm} \left(0.1 \frac{I_0}{n} \right)^2 dt} = \left(0.1 \frac{I_0}{n} \right) \sqrt{\frac{1}{T} (\lambda T + tm - \lambda T)} \quad (3.86)$$

$$i_{Dc1rms} = i_{Dc2rms} = \left(0.1 \frac{I_0}{n} \right) \sqrt{\frac{tm}{T}}$$

Diyotun iç direncindeki kayıp;

$$P_{R_{Fr}} = R_{Fr} i_{Dc1rms}^2 = R_{Fr} \left(\left(0.1 \frac{I_0}{n} \right) \sqrt{\frac{tm}{T}} \right)^2 = \frac{tm}{T} R_{Fr} \left(0.1 \frac{I_0}{n} \right)^2 = \frac{0.01}{T} \frac{tm}{n^2 R_L} R_{Fr} P_0 \quad (3.87)$$

Bu iki diyottan akan ortalama akım;

$$i_{Dc1avr} = \frac{1}{T} \int_{\lambda T}^{\lambda T + tm} i_{Dr2} dt = \frac{1}{T} 0.1 \frac{I_0}{n} (\lambda T + tm - \lambda T) = 0.1 \frac{I_0}{n} \frac{tm}{T} \quad (3.88)$$

Diyotların iletim gerilim düşümlerinden dolayı oluşan kayıp;

$$P_{V_{Fr}} = V_{Fr} i_{Dc1avr} = V_{Fr} 0.1 \frac{I_0}{n} \frac{tm}{T} = \frac{0.1}{n} \frac{V_{Fr}}{V_0} \frac{tm}{T} P_0 \quad (3.89)$$

Dc₁ ve Dc₂ diyotlarındaki bütün iletim kayıpları;

$$P_{Dc1} = P_{Dc2} = P_{V_{Fr}} + P_{R_{Fr}} = \frac{0.01}{T} \frac{tm}{n^2 R_L} R_{Fr} P_0 + \frac{0.1}{n} \frac{V_{Fr}}{V_0} \frac{tm}{T} P_0 \quad (3.90)$$

L_f filtre endüktansındaki akım yaklaşık olarak çıkış akımı varsayılı bilinir. Buradan yola çıkarak L_f endüktansının sargı kayıpları;

$$P_{L_f} = r_{L_f} i_{L_f rms}^2 = r_{L_f} I_0^2 = r_{L_f} \left(\frac{P_0}{R_L} \right) \quad (3.91)$$

Filtre kapasitesinden akan akım aşağıdaki gibi yazıla bilinir;

$$i_{C_f} = \begin{cases} \left(\frac{\Delta i_{L_f} t}{\lambda T} - \frac{\Delta i_{L_f}}{2} \right) & \text{için } 0 < t \leq \lambda T \\ \left(\frac{\Delta i_{L_f}}{2} - \frac{\Delta i_{L_f} (t - \lambda T)}{(1 - \lambda T)} \right) & \text{için } \lambda T < t \leq T \end{cases} \quad (3.92)$$

Filtre kondansatöründeki akımın RMS değeri için;

$$i_{C_f rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{C_f}^2 dt} = \frac{\Delta i_{L_f}}{\sqrt{12}} = \frac{V_0 (1 - \lambda)}{\sqrt{12} f_s L_f} \quad (3.93)$$

Filtre kondansatöründeki ESR 'sinden dolayı oluşan güç kaybı;

$$P_{C_f} = r_{C_f} i_{C_f}^2 = r_{C_f} \left(\frac{V_0 (1 - \lambda)}{\sqrt{12} f_s L_f} \right)^2 \quad (3.94)$$

Dönüştürücünün toplam kaybı;

$$P_{Loss} = 2(P_{rDS} + P_{SW}) + (P_{Dc1} + P_{Dc2}) + (P_{rw1} + P_{rw2}) + (P_{Dr1} + P_{Dr2}) + (P_{Lf} + P_{Cf}) \quad (3.95)$$

Dönüştürücünün verimi;

$$\eta_c = \frac{P_0}{P_{Loss} + P_0} = \frac{1}{1 + \frac{P_{Loss}}{P_0}} \quad (3.96)$$

İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

Bu bölümde iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü tasarımı yapılacaktır. Tasarım bittikten sonra Psim simülasyon programı vasıtasıyla tasarım doğrulanıp, analiz edilecektir. İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü tasarımı bittikten sonra temel ZVT devresi bu dönüştürücüye entegre edilip verim analizi yapılacaktır. **Equation Chapter 4 Section 4**

4.1 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücü Tasarımı

Aşağıdaki bilgiler doğrultusunda İleri Yönlü dönüştürücü tasarımı yapılacaktır.

Çizelge 4.1 Tasarlanacak dönüştürücünün tasarım parametreleri

V _{in min} (Minumun Giriş Gerilimi)	200V
V _{in max} (Maksimum Giriş Gerilimi)	375
P _o (Çıkış Gücü)	1000W
V _o (Çıkış Gerilimi)	25 V
ΔV_o (Çıkış gerilimdeki dalgalanma)	%1
ΔI_o (Çıkış akımındaki dalgalanma)	%10
f_s (frekans)	100 kHz

Tam yükteki çıkış direnci;

$$R_L = \frac{(V_o)^2}{P_o} = \frac{25^2}{1000} = 0.625\Omega \quad (4.1)$$

Tam güçteki çıkış akımı;

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{25}{0.625} = 40A \quad (4.2)$$

Minumun DC transfer fonksiyonu;

$$M(\lambda)_{\min} = \frac{V_0}{V_{in\max}} = \frac{25}{375} = 0.0667 \quad (4.3)$$

Maksimum DC transfer fonksiyonu;

$$M(\lambda)_{\max} = \frac{V_0}{V_{in\min}} = \frac{25}{200} = 0.125 \quad (4.4)$$

Dönüştürücünün veriminin %85 olduğunu ve maksimum doluluk oranının 0.48 olduğu kabul ederek transformatörün dönüşüm oranını;

$$n = \frac{\eta_c \lambda_{\max}}{M(\lambda)_{\max}} = \frac{0.85 \times 0.48}{0.125} = 3.264 \quad (4.5)$$

3.264 yerine transformatörün dönüşüm oranını 3 seçelim ve maksimum ve minimum doluluk oranını, yeni dönüşüm oranına göre bulalım;

$$\lambda_{\max} = \frac{nM(\lambda)_{\max}}{\eta_c} = \frac{3 \times 0.125}{0.85} = 0.4412 \quad (4.6)$$

$$\lambda_{\min} = \frac{nM(\lambda)_{\min}}{\eta_c} = \frac{3 \times 0.0667}{0.85} = 0.235 \quad (4.7)$$

Olarak bulunur.

CCM çalışmanın oluşması için minimum L_f filtre endüktansının değeri;

$$L_f = \frac{V_0(1-\lambda_{\min})}{\Delta I_{L_f} f_s} = \frac{V_0(1-\lambda_{\min})}{I_0 \Delta I_0 f_s} = \frac{25(1-0.235)}{40 \times 0.1 \times 100\text{kHz}} = 47.81\mu H \quad (4.8)$$

60 μH için endüktans akımındaki maksimum ve minimum dalgalanma;

$$\Delta I_{L_f \min} = \frac{V_0(1-\lambda_{\max})}{L_f f_s} = \frac{25(1-0.4412)}{60\mu H \times 100\text{kHz}} = 2.32A \quad (4.9)$$

$$\Delta I_{L_f \max} = \frac{V_0(1-\lambda_{\min})}{L_f f_s} = \frac{25(1-0.235)}{60\mu H \times 100\text{kHz}} = 3.18A \quad (4.10)$$

C_f kapasitesinin değeri aşağıdaki formül aracılığıyla buluna bilinir;

$$C_{f \min} = \frac{i_{L_f \max}}{8 f_s \Delta V_0} = \frac{41.6A}{8 \times 100\text{kHz} \times 0.25V} = 208\mu F \quad (4.11)$$

220 μF seçerek tasarıma devam edelim.

Sekonder taraftaki doğrultucu diyotlardaki maksimum akım stresi;

$$i_{Dr1} = i_{Dr2} = I_0 + \frac{\Delta i_{Lf \max}}{2} = 40 + \frac{3.18}{2} = 41.09A \quad (4.12)$$

İdeal transformatörün primer sargısından akan akımın miktarı aşağıdaki gibi bulunur;

$$I_{p \max} = \frac{I_{sek \max}}{n} = \frac{i_{Dr1 \max}}{n} = \frac{41.09}{3} = 13.69A \quad (4.13)$$

Mıknatıslanma endüktansının akımı primer akımının %10 'u olarak kabul edilerek işleme devam edilebilir.

$$\Delta i_{Lmag} = \%10 \times i_{p \max} = 0.1 \times 41.09 = 4.109A \quad (4.14)$$

Minimum mıknatıslanma endüktans değeri;

$$L_{mag \min} = \frac{\lambda_{\min} V_{S \max}}{f_s \Delta i_{Lmag \max}} = \frac{0.235 \times 375}{100kHz \times 4.109} = 214.5\mu H$$

220 μH olarak mıknatıslanma endüktansının değerini seçelim.

60 μH L_f endüktansı için depolanan manyetik enerji aşağıdaki gibi bulunabilir;

$$W_{Lf} = \frac{1}{2} L_f i_{Lf \max}^2 = 0.5 \times 60\mu H \times (41.09A)^2 = 50.65mJ \quad (4.15)$$

$$A_p = \frac{2W_{Lf} 10^4}{B_m J k_u} = \frac{2 \times 50.65mJ \times 10^4}{0.3 \times 1200 \times 0.47} = 5.903 \text{ cm}^4 \quad (4.16)$$

Elimde Ferroxcube ait 3C92 materyali E42/21/20 nüve bulunmaktadır. Bu sebeple bu nüveyi seçerek devam edeceğim[32].

İlk olarak sargılara ait AC ve DC dirençlerin oranını 1 olacak biçimde seçelim;

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = 1 \quad (4.17)$$

Deri kalınlığının cm cinsinden değeri;

$$\delta = \frac{6.62}{\sqrt{f}} = \frac{6.62}{100kHz} = 0.0209 \text{ cm} \quad (4.18)$$

Kullanılacak telin kesit alanını bularak AWG tablosundan tel seçimi yapalım;

$$A_w = \pi r^2 = \pi 0.0209^2 = 1.37 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.19)$$

Bu değerden yola çıkarak en yakın tel AWG26 olacaktır. Tasarımı yaparken J akım yoğunluğunu 1200 A / cm² olarak almıştık.

$$A_{LfWtel} = \frac{I_{Lf}}{J} = \frac{40}{1200} = 33.34 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 = 3.334 \text{ mm}^2 \quad (4.20)$$

$$N_{\text{Paralel Primer}} = \frac{A_{\text{PriWtel}}}{A_w} = \frac{33.34 \times 10^{-3}}{1.37 \times 10^{-3}} = 24.33 \text{ paralel} \quad (4.21)$$

25 paralel olarak seçelim. Bu nüvenin sarım alanı (Winding Area) 255 mm² ve 25 paralel AWG26 telden bu nüveye kaç adet sarılabileceğini bulmak için ilk önce bu alanın %75 kullandığımızı varsayarak;

$$N = \frac{W_{\text{Area}} \times 0.75}{25 \times A_w} = \frac{2.55 \text{ cm}^2 \times 0.75}{25 \times 1.37 \times 10^{-3}} = 55.8 \text{ tur} \quad (4.22)$$

55 tur yeterli olacaktır. Bu nüvenin doyuma gitmemesi için gerekli hava aralığı;

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_c (10^{-8})}{L_{Lf}} - \frac{MPL}{\mu_m} = \frac{0.4\pi 55^2 2.33 (10^{-8})}{60 \mu H} - \frac{9.7}{2500} = 1.47 \text{ cm} \quad (4.23)$$

MPL ortalama manyetik akı yolunu, μ_m materyalin manyetik geçirgenlik, A_c nüvenin kesit alanını ifade etmektedir. l_g nüvenin sarım uzunluğunun yarısını anlatmaktadır.

Hava aralığı çok büyük olduğundan kaçak akı çarpanının hesaplanması gerekmektedir.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln\left(\frac{2G}{l_g}\right) = 1 + \frac{1.47}{\sqrt{2.33}} \ln\left(\frac{2 \times 1.48}{1.47}\right) = 1.67 \quad (4.24)$$

Kaçak akı çarpanını ekleyerek yeni sarım sayısını bulursak;

$$N_{\text{yeni}} = \sqrt{\frac{l_g L_{Lf}}{0.4\pi A_c F (10^{-8})}} = \sqrt{\frac{1.88 \times 60 \times 10^{-6}}{0.4\pi \times 2.33 \times 1.56 \times 10^{-8}}} = 42.47 \text{ tur} \quad (4.25)$$

44 tur kabul edip devam edelim. Nüvenin doyuma gidip gitmeyeceğini aşağıdaki formül aracılığıyla kontrol edebiliriz;

$$B_{\text{peak}} = \frac{0.4\pi N_{\text{yeni}} F (I_{\text{peak}}) (10^{-4})}{l_g + \left(\frac{MPL}{\mu_m}\right)} = \frac{0.4\pi \times 44 \times 1.67 (41.09) (10^{-4})}{1.47 + \left(\frac{9.7}{2500}\right)} = 250 \text{ mT} \quad (4.26)$$

Doyuma gitmediği formül ile doğrulanmıştır. Aynı şekilde dönüştürücünün transformatörü tasarlanırsa nüveyi belirlemek için bazı kabuller yapılacaktır. Burada

telden geçen akım yoğunluğu 428A/cm^2 , manyetik akı yoğunluğu $B_p=0.25$ ve sarım alanı kullanım çarpanı (Windows utilization faktör) $k_u=0.3$ olarak seçelim[33].

$$A_p = \frac{2P_0 \sqrt{D_{\max}} 10^4}{f J \Delta B k_u \eta} = \frac{2 \times 1000 \times \sqrt{0.4412} 10^4}{100 \cdot 10^3 \times 450 \times 0.25 \times 0.3 \times 0.85} = 4.63 \text{cm}^4 = 46300 \text{mm}^4 \quad (4.27)$$

Elimde Ferroxcube ait 3C92 materyali E42/21/20core bulunmaktadır. Bu sebeple bu nüveyi seçerek devam edeceğim. E42/21/15'den itibaren bu güç sağlana bilinir.

A_L değeri vasıtasıyla mıknatıslanma endüktansı hesaplanabilir. Bu nüveye ait A_L değeri 4100 nH / turn^2 olarak üreticinin kataloğundan elde edilmiştir[32].

$$N_p^2 = \frac{L_{\text{mag}}(nH)}{A_L(nH / \text{tur}^2)} = \sqrt{\frac{250 \times 10^3 \text{ nH}}{4100 \text{ nH}}} = 60.975 \quad (4.28)$$

$$N_p = 7.808 \text{ tur}$$

Primerin sarım sayısını 8 tur olarak devam edelim. Sekonder taraf için dönüşüm oranı kadar sarım yapılması gerekmektedir. Buradan yola çıkarak sekonder tarafta;

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{8}{3} = 2.666 \text{ tur} \quad (4.29)$$

$$= 3 \text{ tur}$$

MOSFET 'lerden akan RMS akımı mıknatıslanma endüktansının akımını ihmal ederek aşağıda verilen denklem ile bulabiliriz;

$$i_{M1rms} = i_{M2rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{M1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\lambda T} \left(\frac{I_0}{n} \right)^2 dt} \quad (4.30)$$

$$= \frac{I_0 \sqrt{\lambda_{\max}}}{n} = \frac{41.09 \sqrt{0.4412}}{3} = 9.01 \text{A}$$

(3.73) eşitliğinden yola çıkarak Dr_1 diyotunun RMS akımı;

$$i_{Dr1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Dr1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DrT} (I_0)^2 dt} \quad (4.31)$$

$$= I_0 \sqrt{D_{r\max}} = 40 \sqrt{0.4412} = 26.56 \text{A}$$

(3.80) eşitliğinden yola çıkarak Dr_2 diyotundan akan RMS akım;

$$\begin{aligned}
i_{Dr2rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Dr2}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\lambda T}^T (I_0)^2 dt} \\
&= I_0 \sqrt{(1-\lambda)} = 41.09 \sqrt{1-0.4412} = 30.71A
\end{aligned}
\tag{4.32}$$

Dc₁ ve Dc₂ diyotlarını seçmek için ilk öncelikle t_m süresinin belirlenmesi gerekmektedir. t_m süresi bir anahtarlama periyodu boyunca kaynağın geriliminin değişmediği varsayımı ile yaklaşık olarak doluluk oranına eşittir. Bu sebeple bu diyotlardaki RMS akım için;

$$\begin{aligned}
i_{Dc1rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Dc1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\lambda T}^{\lambda T+tm} \left(0.1 \frac{I_0}{n}\right)^2 dt} = \left(0.1 \frac{I_0}{n}\right) \sqrt{\frac{1}{T} (\lambda T + tm - \lambda T)} \\
i_{Dc1rms} &= i_{Dc2rms} = \left(0.1 \frac{I_0}{n}\right) \sqrt{\frac{tm}{T}} \cong \left(0.1 \frac{I_0}{n}\right) \sqrt{\lambda} \\
&= \left(0.1 \frac{41.09}{3}\right) \sqrt{0.4412} = 910mA
\end{aligned}
\tag{4.33}$$

Yarı iletken elemanların maruz kaldığı maksimum gerilim streslerini bir tablo halinde verilirse;

Çizelge 4.2 Yarı iletken elemanların maruz kaldığı maksimum gerilim stresleri

M ₁ Mosfeti	V _{Smax} = 375V
M ₂ Mosfeti	V _{Smax} = 375V
Dc ₁ Diyotu	V _{Smax} = 375V
Dc ₂ Diyotu	V _{Smax} = 375V
Dr ₁ Diyotu	V _{Smax} /n= 375/3= 125 V
Dr ₂ Diyotu	V _{Smax} /n= 375/3= 125 V

4.2 Transformatörün ve Çıkış endüktansın ANSYS Maxwell Simülasyonu

Bu bölümde tasarlanan transformatör ANSYS Maxwell aracılığıyla sonlu elemanlar yöntemini kullanarak analizi yapıp, doğrulanacaktır. Daha sonrasında ANSYS 'den gelen eş değer devre parametreleri Psim simülasyonu aktarılıp devrenin tamamı analiz edilip doğrulanacaktır. Bu amaçla ANSYS Maxwell programının bir alt programı olan PEMAG programı ile sarılacak transformatörün modellenmesi gerekmektedir[34].

Bu sebeple ilk önce transformatörün sargıları için gerekli tel çaplarını hesaplayalım.

Tasarımı yaparken J akım yoğunluğunu 420 A / cm² olarak almıştık. Buradan yola çıkarak bizim için gerekli tel kesiti aşağıdaki gibi buluna bilinir;

İlk olarak sargılara ait AC ve DC dirençlerin oranını 1 olacak biçimde seçelim;

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = 1 \quad (4.34)$$

Deri kalınlığının cm cinsinden değeri;

$$\delta = \frac{6.62}{\sqrt{f}} = \frac{6.62}{100kHz} = 0.0209 \text{ cm} \quad (4.35)$$

Kullanılacak telin kesit alanını bularak AWG tablosundan tel seçimi yapalım;

$$A_w = \pi r^2 = \pi 0.0209^2 = 1.37 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.36)$$

Bu değerden yola çıkarak en yakın tel AWG26 olacaktır. Tasarımı yaparken J akım yoğunluğunu 420 A / cm² olarak almıştık.

$$A_{PriWtel} = \frac{I_{Prms}}{J} = \frac{I_{Dc1rms} + I_{Mrms}}{J} = \frac{0.91 + 9.01}{420} = 23.61 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 = 2.361 \text{ mm}^2 \quad (4.37)$$

Bu değeri kullanarak primer sargıları için kaç adet paralel AWG26 tel kullanacağımızı bulabiliriz.

$$N_{ParalelPrimer} = \frac{A_{PriWtel}}{A_w} = \frac{23.61 \times 10^{-3}}{1.37 \times 10^{-3}} = 17.24 \text{ paralel} \quad (4.38)$$

Primer sargıları için bu telden 18 paralel ile devam edeceğiz.

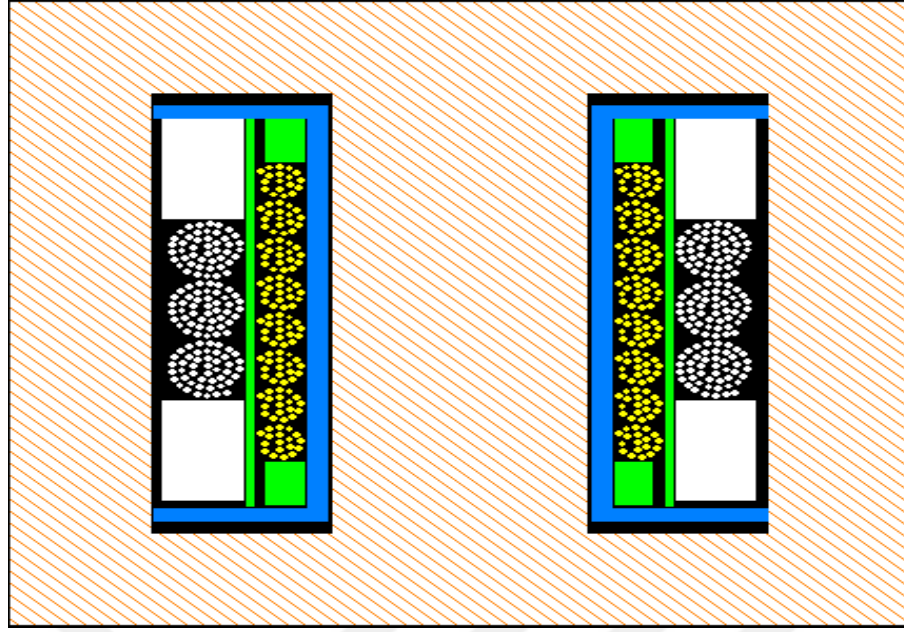
Sekonder taraf içinde aynı hesap yapılırsa ve burada sekonder sargıdan geçen akım Dr₁ diyotunun akımı olduğu için aşağıdaki gibi hesap yapmak mümkündür.

$$A_{SekWtel} = \frac{I_{Srms}}{J} = \frac{I_{Dr1rms}}{J} = \frac{26.56}{420} = 63.23 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 = 6.323 \text{ mm}^2 \quad (4.39)$$

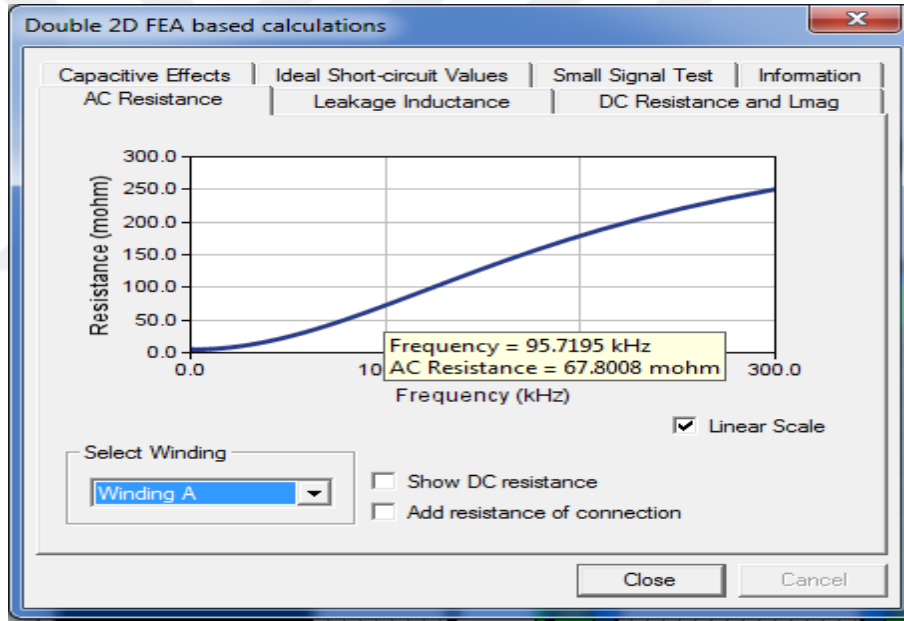
Bu değeri kullanarak primer sargıları için kaç adet paralel AWG26 tel kullanacağımızı bulabiliriz.

$$N_{ParalelSekonder} = \frac{A_{SekWtel}}{A_w} = \frac{63.23 \times 10^{-3}}{1.37 \times 10^{-3}} = 46 \text{ paralel} \quad (4.40)$$

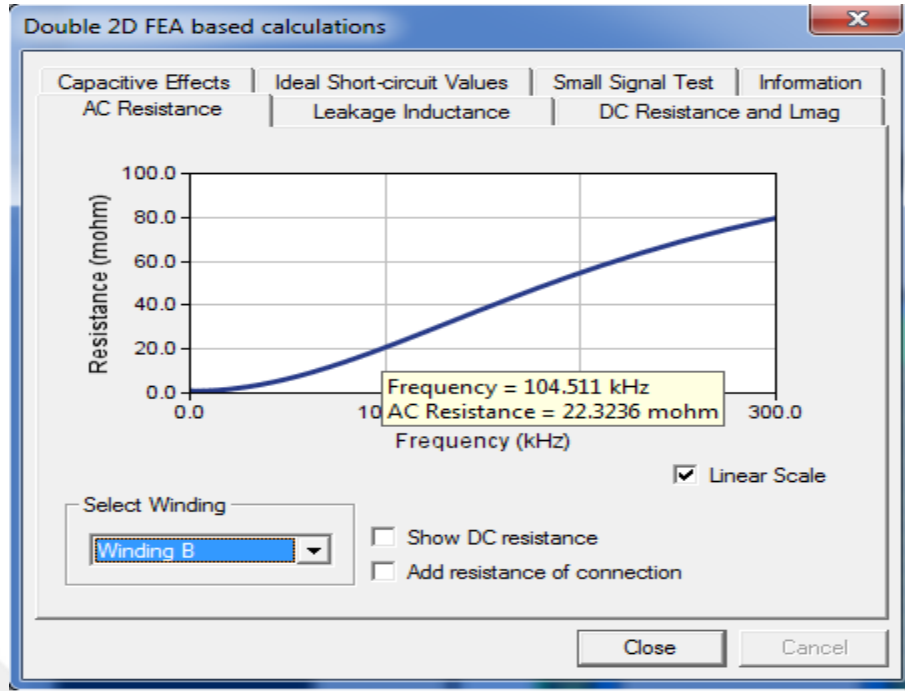
Transformatöre ait tel seçimini de yaptıktan sonra simülasyon gerçekleştirilir.



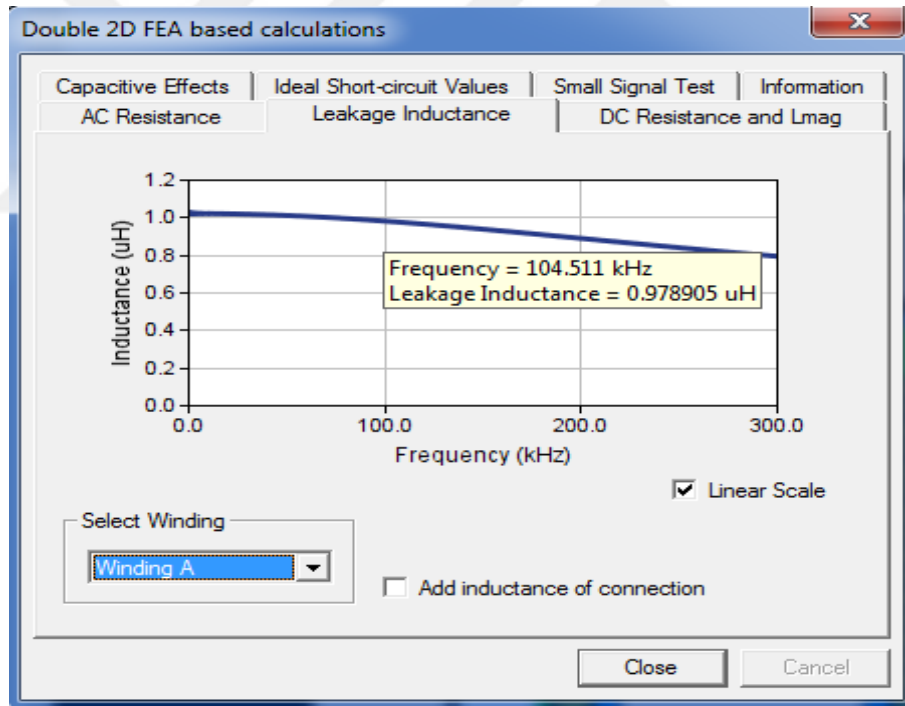
Şekil 4.1 Transformatör PEMAG programı görüntüsü



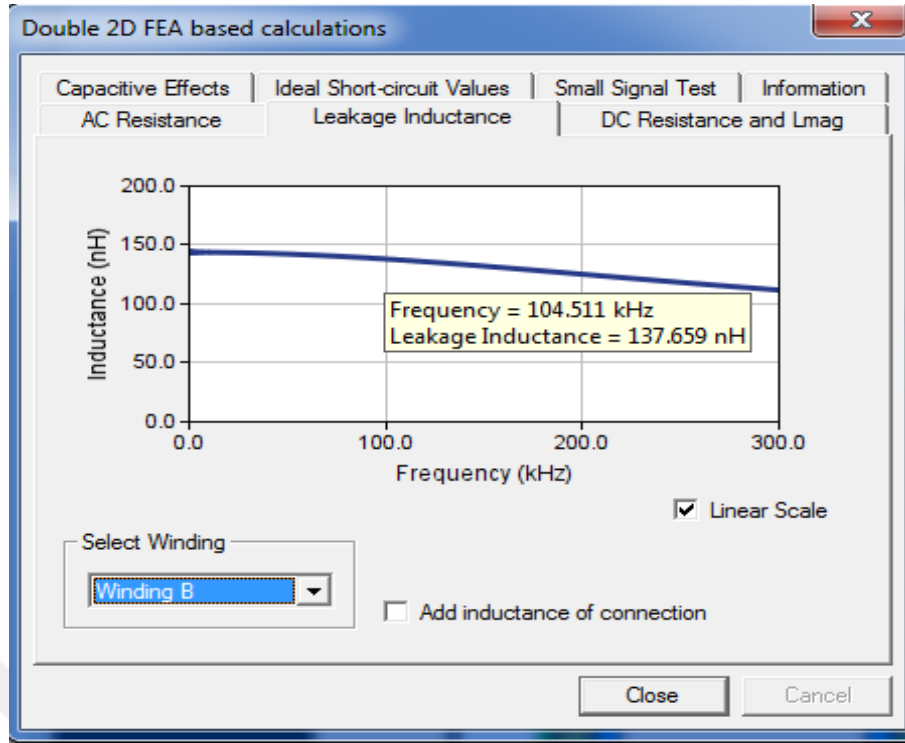
Şekil 4.2 Transformatörün primer sargılarındaki AC direncinin frekansa bağlı değişimi



Şekil 4.3 Transformatörün sekonder sargılardaki AC direncinin değişimi



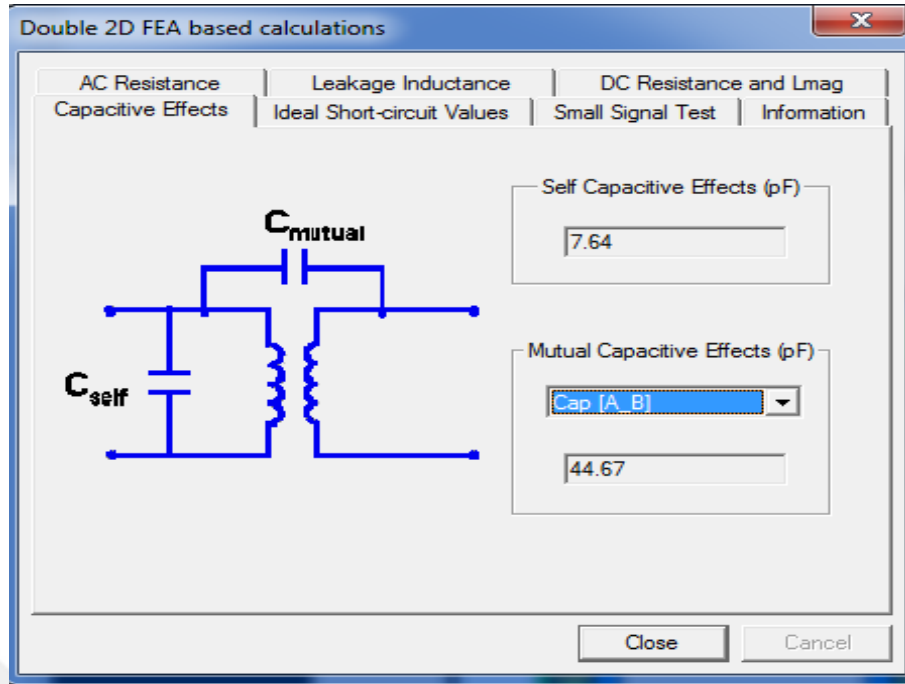
Şekil 4.4 Transformatörün primer sargılarındaki kaçak endüktansının frekansa bağlı değişimi



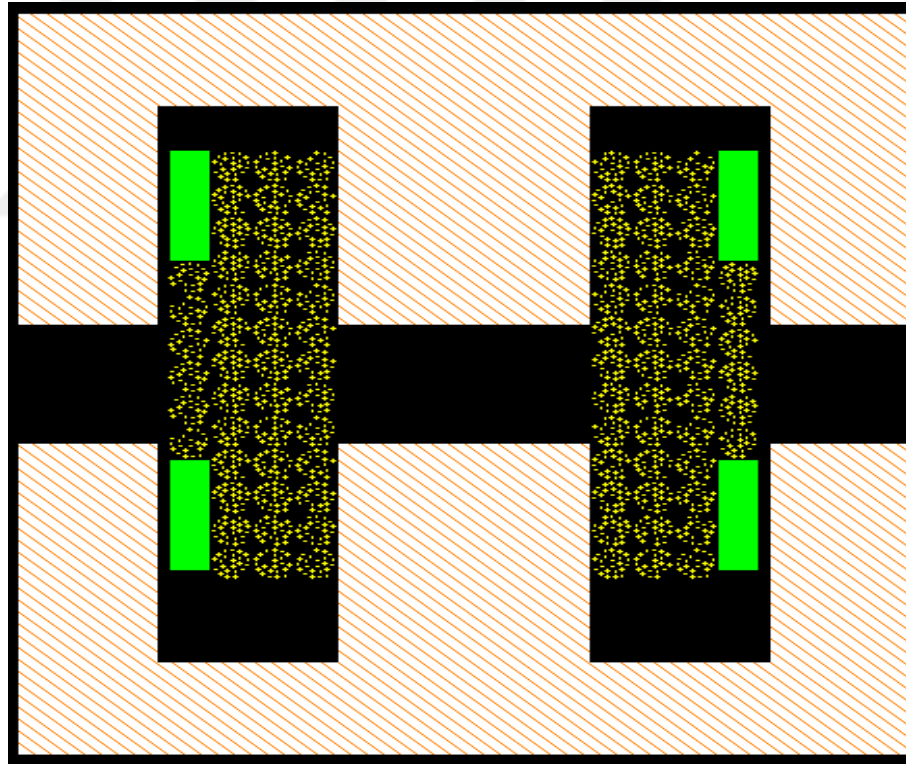
Şekil 4.5 Transformatörün sekonder sargılarındaki kaçak endüktansının frekansa bağlı değişimi

Winding	DC Resistance (mohm)	Magnetizing Inductance (uH)
Winding A	4.2358	307.744
Winding B	0.834639	43.4143

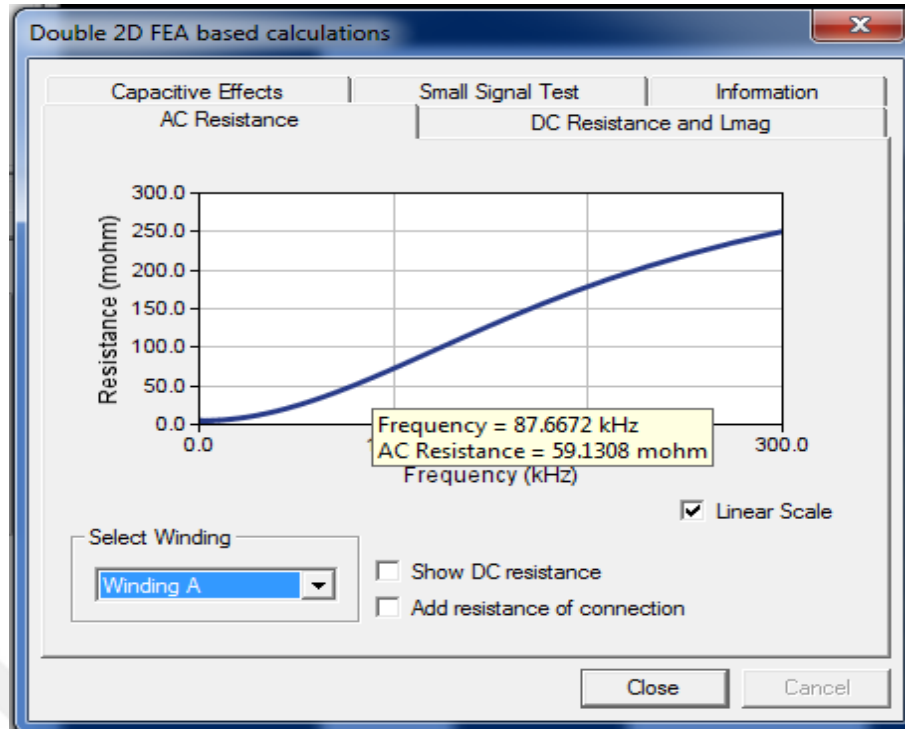
Şekil 4.6 Transformatörün primer ve sekonder sargılarının mıknatıslanma endüktansı ve DC dirençlerinin değeri



Şekil 4.7 Transformatörün parazitik kondansatörlerinin değerleri



Şekil 4.8 L_f endüktansının PEMAG programı görüntüsü



Şekil 4.9 L_f endüktansının AC direncinin frekansa bağlı değişimi

Double 2D FEA based calculations

Capacitive Effects | Small Signal Test | Information

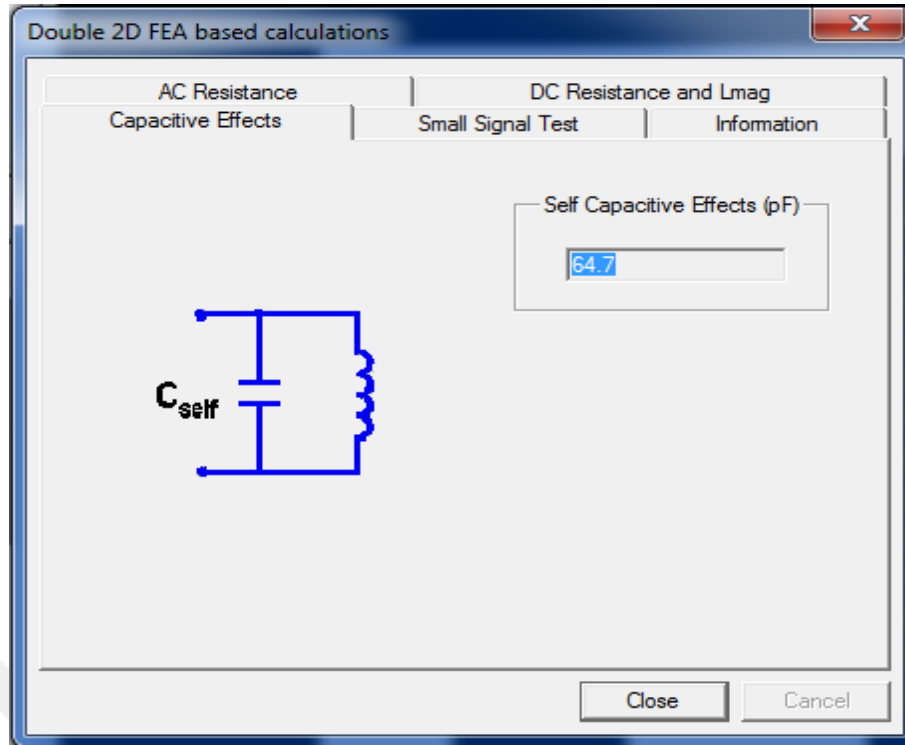
AC Resistance | DC Resistance and Lmag

Winding	DC Resistance (mohm)	Magnetizing Inductance (uH)
Winding A	34.8744	116.33

☐ Add resistance of connection

Close Cancel

Şekil 4.10 L_f endüktansının sargılarının mıknatıslanma endüktansı ve DC dirençlerinin değeri



Şekil 4.11 L_f endüktansının parazitik kondansatörünün değeri

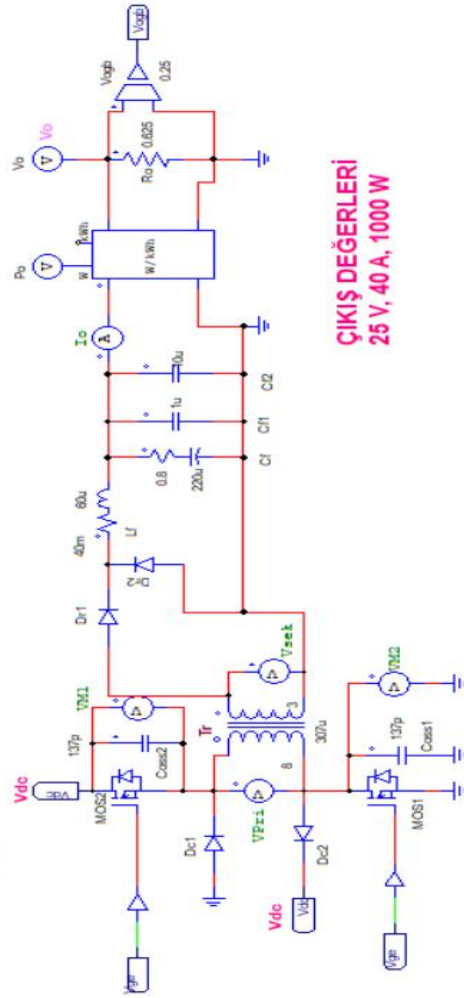
Psim benzetim için devre elemanlarının temel alındığı modeller aşağıdaki Çizelge 4.3 ile verilmiştir.

Çizelge 4.3 Simülasyonda kullanılan elemanların temel alındığı elemanlar

Parametreler	Değerler
V_{AC} -Giriş Gerilimi RMS	180 V
I_O - Çıkış Akımı	48 A
V_O - Çıkış Gerilimi DC	25V
L_{mag} - Transformatörün mıknatıslanma endüktansı	307 μ H
L_{leak} - Transformatörün kaçak endüktansı	1 μ H
C1- Depolama kondansatörü	2*680 μ H
n- Transformatörün dönüşüm oranı	8:3
C_f	EKXJ201E221MK40S
D_{c1} ve D_{c2}	UD1006FR
D_{r1} ve D_{r2}	NTSB40200CTG
M_1 ve M_2	FCH25N60N

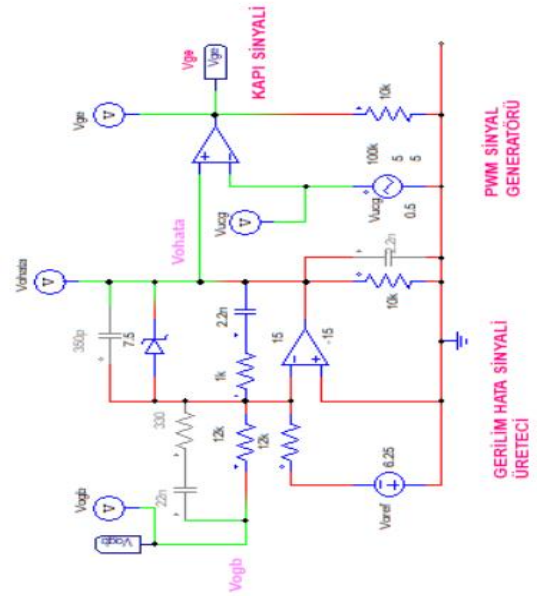
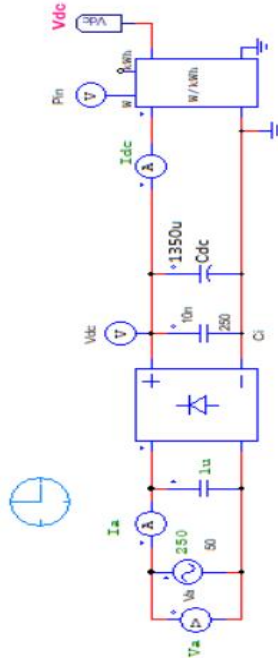
Bu modelleme sonunda Psim simülasyon görüntüsü Şekil 4.12 ile verilmiştir. Bu simülasyon dosyasının amacı ilk önce dönüştürücünün temel dalga şekillerini elemanların kendi oluşturduğu modelleri ile görmek. Bu çalışmanın hemen akabinde

İKİ ANAHTARLI İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ



ÇIKIŞ DEĞERLERİ
25 V, 40 A, 1000 W

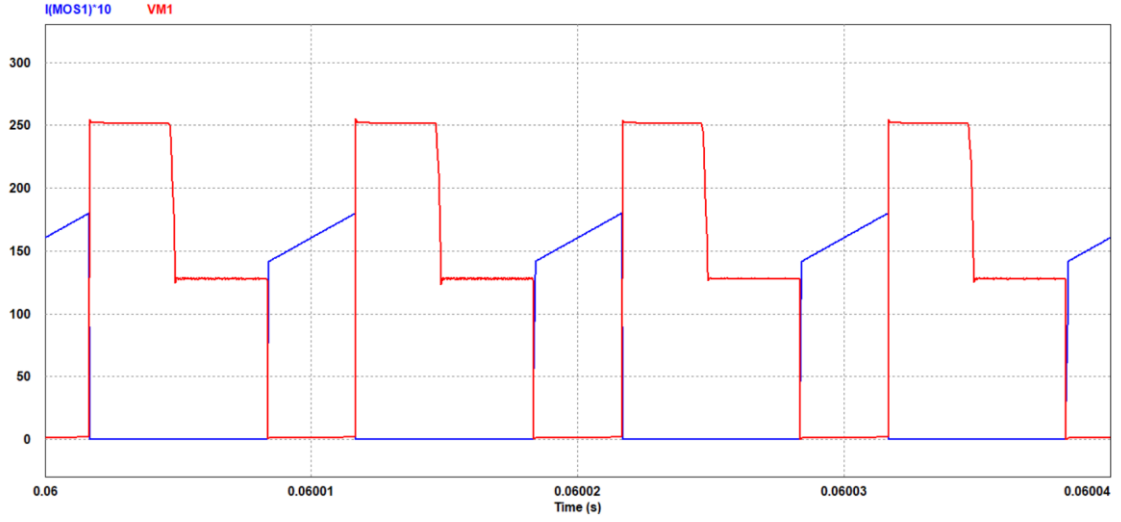
Frekans: 100 kHz
Çıkış Gücü: 1000W
Transformör
Ln=308u, TR: 8/3
Vo=25V



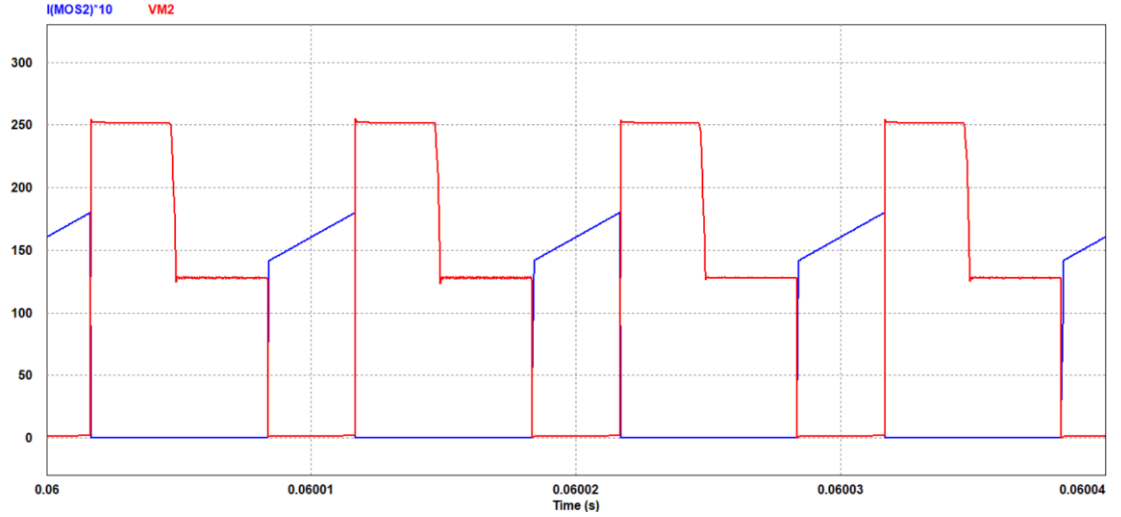
PWM SINYAL
GENERATÖRÜ

GERİLİM HATA SINYALİ
ÜRETECİ

Şekil 4.12 İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücünün Psim Simülasyonu ekran görüntüsü verilmiştir



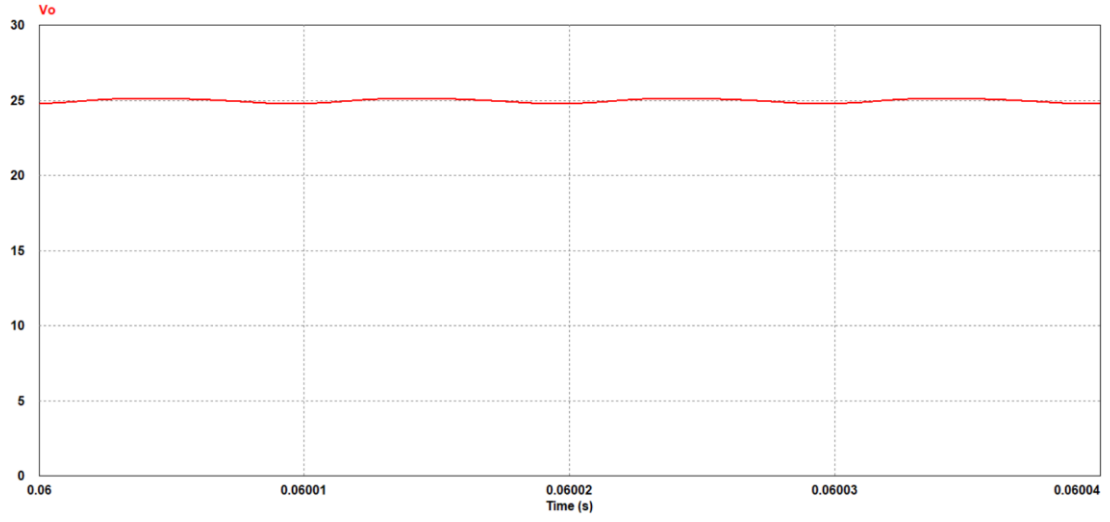
Şekil 4.13 Tam yükte Mosfet Gerilimi (Kırmızı) ve 1.Mosfet akımının 10 kez büyütülmüş görüntüsü (Mavi)



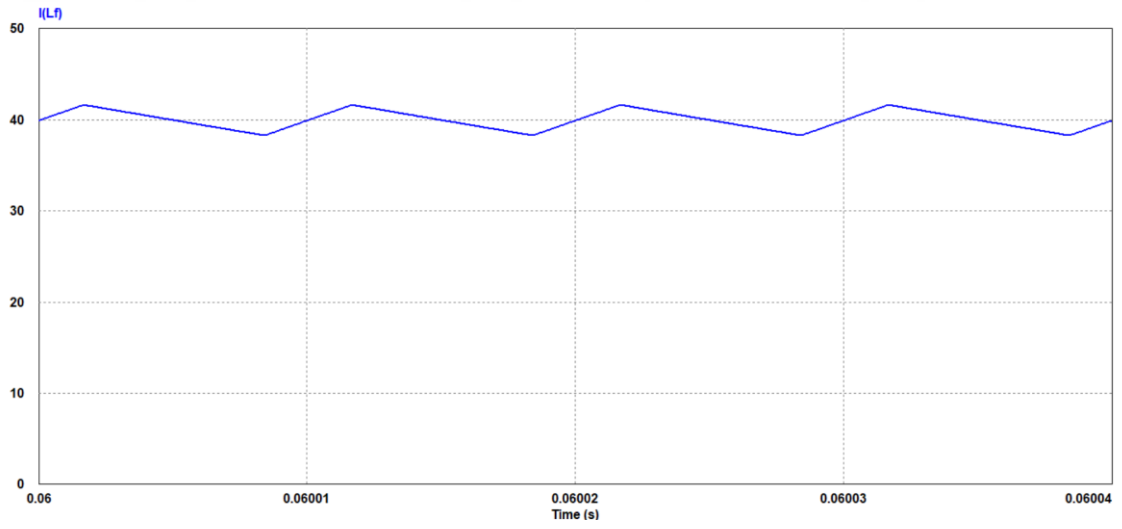
Şekil 4.14 Tam yükte 2. Mosfet Gerilimi (Kırmızı) ve 2.Mosfet akımının 10 kez büyütülmüş görüntüsü (Mavi)

bu dönüştürücü ile temel ZVT hücresi entegre edilmiş iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü paylaşılacaktır.

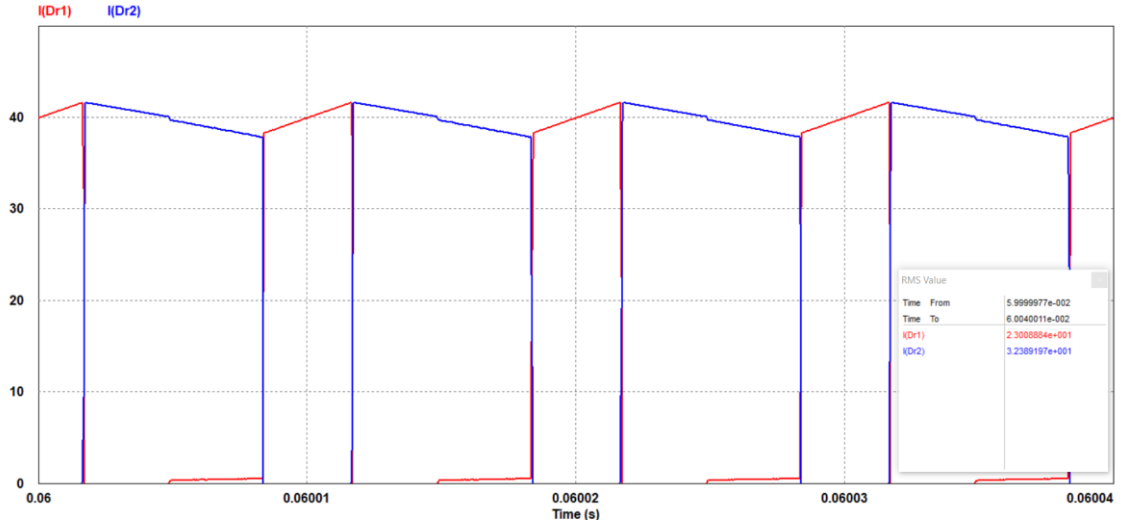
Dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri verilmiştir. Simülasyon 180 V_{AC} şebeke gerilimi altında giriş tarafa 1_{AC} µF faradlık bir kapasite yerleştirilerek gerçekleştirilmiştir.



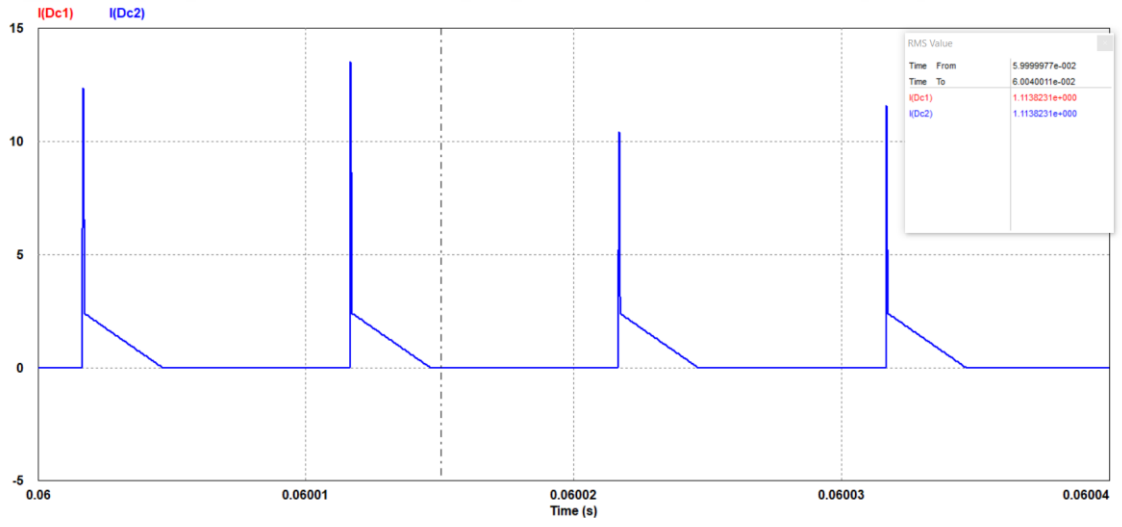
Şekil 4.15 Tam yükte çıkış gerilimi



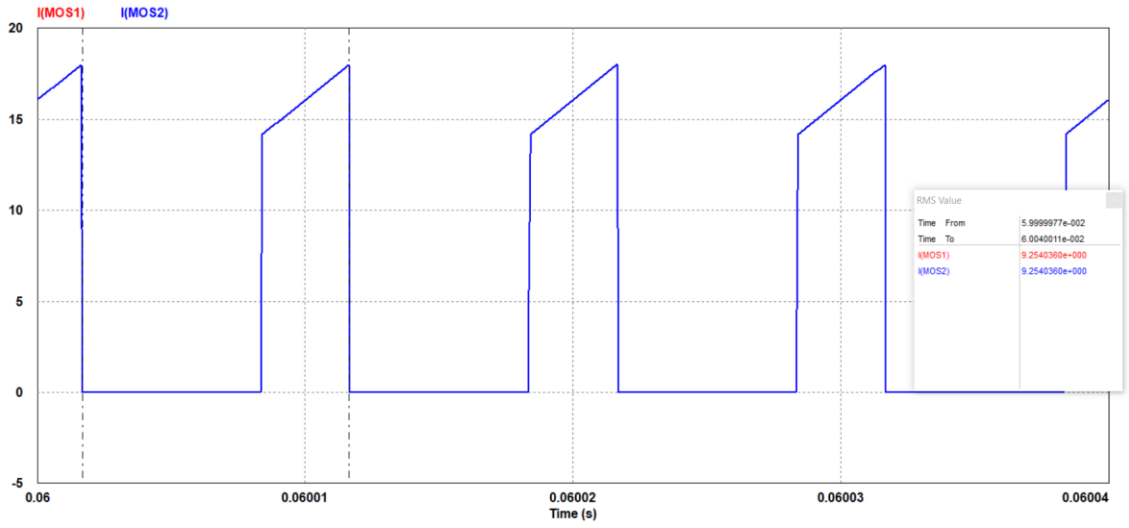
Şekil 4.16 Tam yükte L_f endüktans akımı



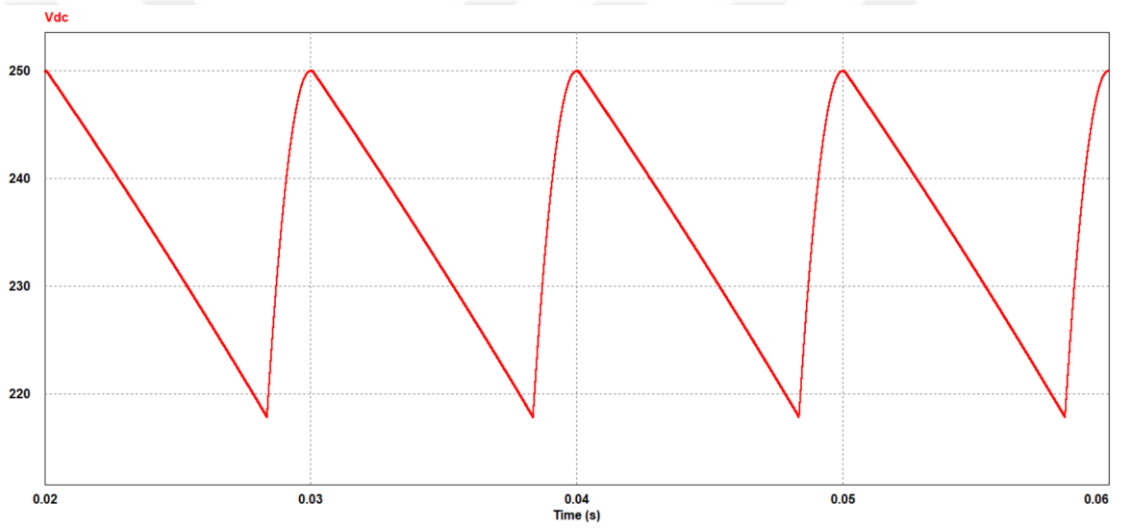
Şekil 4.17 Tam yükte Dr_1 (kırmızı) ve Dr_2 (Mavi) diyot akımları



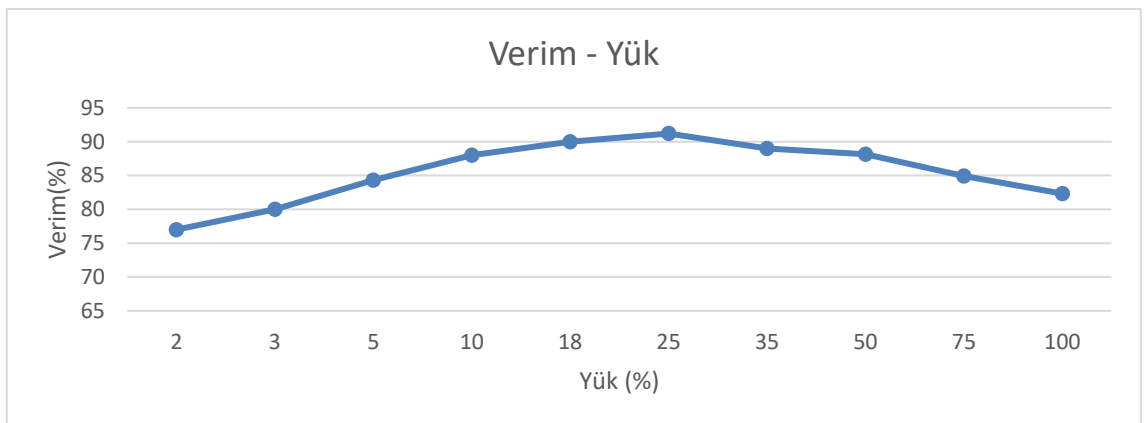
Şekil 4.18 Tam yükte Dc_1 (Kırmızı) ve Dc_2 (Mavi) diyot akımları



Şekil 4.19 Tam yükte 1. Mosfet (Kırmızı) ve 2. Mosfet (Mavi) akımları



Şekil 4.20 Tam yükte doğrultucu çıkışındaki kondansatörlerin gerilimi



Şekil 4.21 180V_{AC} giriş gerilimde verim yük grafiği

Dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri incelenmiştir. İlk göze çarpan verim beklediğimizden düşük çıkmıştır. (Verim tam yükte alınan sonuçtur) . Tasarım yapılırken kabul edilen verim %85 olarak işlemler yapılmıştır. Fakat simülasyonda verimin tam yükte %82.38’de sabitlendiği görülmüştür. Bunun temel sebebi tasarlanan dönüştürücünün iletim kayıplarının yüksek olmasından kaynaklıdır özellikle L_f endüktansının AC ve DC dirençlerinin çok yüksek olup dönüştürücünün veriminin düşmesine sebep olmasıdır. Aynı zamanda doğrultucu diyotlarından yüksek akım geçmesi bu elemanlarının kayıplarını arttırmıştır. MOSFET’in anahtarlama kayıpları incelendiğinde;

Her bir MOSFET için iletim kayıpları;

$$P_{rDS1} = r_{DS} i_{M1rms}^2 = \frac{r_{DS} I_0^2 \lambda_r T}{n^2} = \frac{r_{DS} \lambda T}{n^2 R_L} P_0 = 0.134 \Omega \times 9.74^2 A = 12.71W \quad (4.41)$$

Burada MOSFET’e ait r_{DS} MOSFET’in kataloğundan alınmış değerdir.

Her bir MOSFET’in parazitlik kondansatörlerinin kaybı her bir MOSFET için;

$$P_{sw} = \frac{f_s C_0 V_s^2}{2} = \frac{100kHz \times 137 pF \times 375^2 V}{2} = 0.963W \quad (4.42)$$

Her bir MOSFET’e ait iletme girme anahtarlama kayıpları;

$$P_{swletim} = \frac{V_s \times I_{Mpeak}}{2} t_{rise} f_{sw} = \frac{375V \times 17.29A}{2} 37ns \times 100kHz = 11.99W \quad (4.43)$$

Her bir MOSFET için ortalama 13W’lık bir kayıp mevcuttur. Toplamda bir MOSFET ’te oluşan kayıp;

$$P_{Total} = P_{rDS1} + P_{sw} + P_{swletim} = 12.7W + 0.96W + 11.99W = 25.56W \quad (4.44)$$

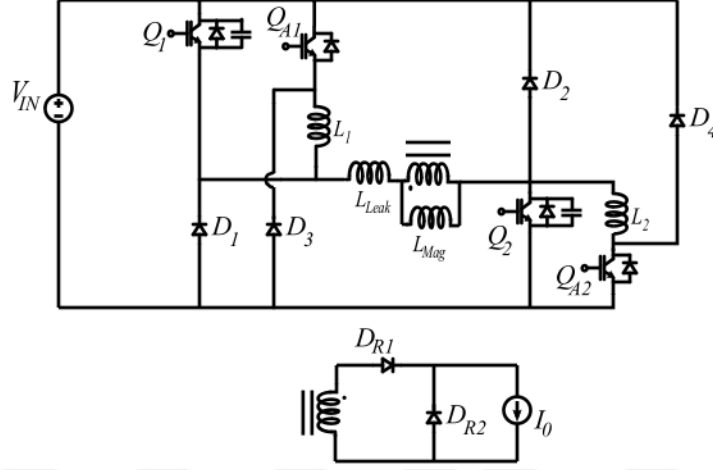
Bunların haricinde sekonder taraftaki çıkış akımı yüksek olduğu için diyotlarda da bir kayıp mevcuttur. Bu kayıplar devrenin verimini istenilenin aşağıda bir verim ile çalıştırılmasına sebep olmuştur. Bu devreye Temel ZVT devresi uygulandığında devrenin veriminin 26 Watt artması gerekmektedir. Bu da toplam verimde %1.5 ila %2’lik bir artış göstermesi gerekmektedir. Verimin %83 üzerinde olması gerektiğini göstermektedir.

4.3 Temel ZVT Bastırma Hücresinin İki Anahtarlı İleri Yönlü Dönüştürücüye

Entegrasyonu

Bu başlık altında ilk öncelikle temel ZVT bastırma hücresi olarak isimlendirdiğim [22] numaralı referanstaki bastırma hücresinin mantığı ile ileri yönlü dönüştürücüye bir ZVT hücresi entegre etmeye çalışacağım.

4.3.1 ZVT İleri Yönlü Dönüştürücü Çalışma Aralıkları



Şekil 4.22 Temel ZVT Bastırma hücresinin İleri Yönlü Dönüştürücüye entegre edilmiş devresi

Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$]

Bu aralık Q_{A1} ve Q_{A2} anahtarın ilettime sokulması ile başlar. L_1 , L_2 ve L_{Leak} endüktanslarından dolayı bu anahtarlar ZCS ile ilettime girerler. Transformatorün sekonder sargılarında D_{R1} diyotu ZVS ile ilettime girer. Q_{A1} ve Q_{A2} anahtarın anahtarlarının akımları lineer olarak artar ve sekonder tarafta D_{R1} diyotunun akımı bu akımın yansıyanı olarak artarak bu D_{R2} diyotunun akımını azaltır. Bu aralığa ait denklemler;

$$I_{L1}(t) = I_{L2}(t) = I_{Leak}(t) = \frac{V_{IN}}{L_1 + L_2 + L_{Leak}}(t - t_0) \quad (4.45)$$

$$I_{Dr1}(t) = \frac{1}{n} \frac{V_{IN}}{L_1 + L_2 + L_{Leak}}(t - t_0) \quad (4.46)$$

$$I_{Dr2}(t) = I_0 - I_{Dr1}(t) = I_0 - \frac{1}{n} \frac{V_{IN}}{L_1 + L_2 + L_{Leak}}(t - t_0) \quad (4.47)$$

$$t_{01} = \frac{(L_1 + L_2 + L_{Leak}) I_0}{n V_{IN}} \quad (4.48)$$

Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$]

Bu aralık L_1 , L_2 ve L_{Leak} endüktans akımını I_0 çıkış akımını erişmesi ile başlar. Dr_1 diyotu Dr_2 diyotunun bütün akımını üstüne alır ve Dr_2 diyotunu ZCS ile kesime sokar. Aynı zamanda transformatörün primer sargılarından çıkıştaki L_f endüktansından yansıyan akımı akmaya başlar. Akımın değişim hızı düştüğü için L_1 ve L_2 endüktans gerilimi paralel kola bağlı olarak değişir. Yani paralellerinde bulunan anahtarların parazittik kondansatörlerinin rezonans ile gerilimlerinin düşmesine sebep olurlar. Bu aralıkta için aşağıdaki devre denklemleri yazıla bilinir;

$$I_{L1}(t) = \frac{V_{CQ1}(t_1)}{Z_1} \sin(w_1(t - t_1)) + I_{L1}(t_1) \quad (4.49)$$

$$I_{L1}(t_1) = \frac{I_0}{n}$$

$$I_{L2}(t) = \frac{V_{CQ2}(t_1)}{Z_2} \sin(w_2(t - t_1)) + I_{L2}(t_1) \quad (4.50)$$

$$I_{L2}(t_1) = \frac{I_0}{n}$$

$$V_{Q1}(t) = V_{Q1}(t_1) \cos(w_1(t - t_1)) \quad (4.51)$$

$$V_{Q1}(t_1) = \frac{V_{IN}}{2}$$

$$V_{Q2}(t) = V_{Q2}(t_1) \cos(w_2(t - t_1)) \quad (4.52)$$

$$V_{Q2}(t_1) = \frac{V_{IN}}{2}$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_1}{C_{Q1}}} \quad , \quad w_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{Q1}}} \quad (4.53)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_2}{C_{Q2}}} \quad , \quad w_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_{Q2}}} \quad (4.54)$$

$$t_{12} = \frac{\sqrt{L_1 C_{Q1}}}{4} \quad (4.55)$$

Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$]

Bu aralık Q_1 ve Q_2 anahtarlarının gerilimlerinin 0'a düşmesiyle başlar. Q_1 ve Q_2 anahtarlarının diyotları ilettime girerek L_1 ve L_2 endüktans akımlarını devam ettirirler. Bu alt aralık için L_1 ve L_2 endüktans denklemleri, transformatörün akımının bu aralık için sabit olduğu kabulü ile aşağıdaki gibi yazıla bilinir;

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(t_2) \quad (4.56)$$

$$I_{L2}(t) = I_{L2}(t_2) \quad (4.57)$$

Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$]

Bu aralık Q_1 ve Q_2 anahtarlarına sinyal verilip Q_{A1} ve Q_{A2} anahtarının sinyallerinin kesilmesi ile başlar. Q_{A1} ve Q_{A2} anahtarı sert bir şekilde kesime girerler. L_1 ve L_2 endüktanslarının akımları sırasıyla D_3 ve D_4 diyotu vasıtasıyla V_{IN} giriş kaynağına aktarılır. Q_1 ve Q_2 anahtarları bu aralığın başında ZVT ile ilettime girerler. Bu aralığa ait denklemler;

$$I_{L1}(t) = I_{D3}(t) = I_{L1}(t_3) - \frac{V_{IN}}{L_1}(t - t_3) \quad (4.58)$$

$$I_{L2}(t) = I_{D4}(t) = I_{L2}(t_3) - \frac{V_{IN}}{L_1}(t - t_3) \quad (4.59)$$

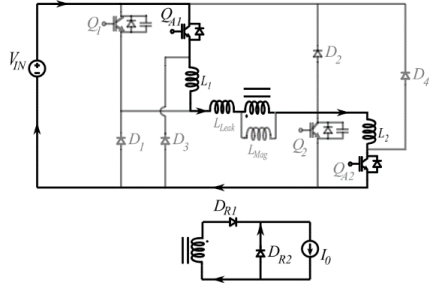
$$t_{34} = L_1 \frac{I_{L1}(t_3)}{V_{IN}} \quad (4.60)$$

Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$]

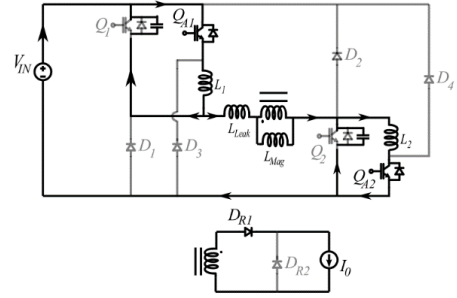
Bu aralık normal iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün iletim aralığıdır. Bu aralığın başında L_1 ve L_2 endüktans akımları 0'a erişmiştir. D_3 ve D_4 diyotu ZCS altında kesime girmiştir. Bu aralığın süresi ve denklemleri Bölüm 3'de ayrıntılı bir biçimde verilmiştir.

Aralık 6 [$t_5 < t < t_6$]

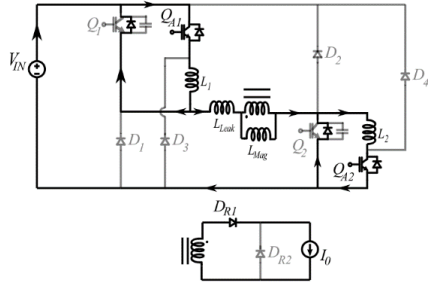
Bu aralık normal iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün kesim aralığıdır. Bu aralıkta Q_1 ve Q_2 anahtarlarının sinyallerinin kesilmesi ile başlar. Transformatörün kaçak endüktansı ve mıknatıslanma endüktansı gerilim indükleyerek D_1 ve D_2 diyotlarını ilettime sokarlar. Bu aralıkta hem kaçakta hem de mıknatıslanma endüktansında depolanan enerjiler V_{IN} giriş kaynağına aktarılır. Sekonder tarafta aynı zamanda Dr_1 diyotunun akımı lineer olarak azalır ve Dr_2 diyotu ZCS altında ilettime girer. Bu aralığa ait denklemler Bölüm 3'de ayrıntılı bir biçimde verilmiştir.



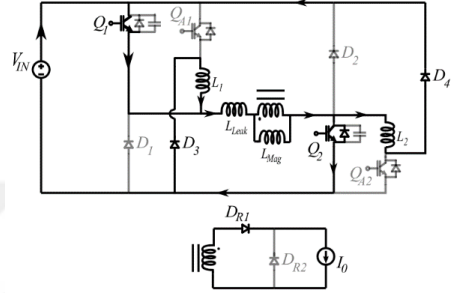
Aralık 1 t_0-t_1



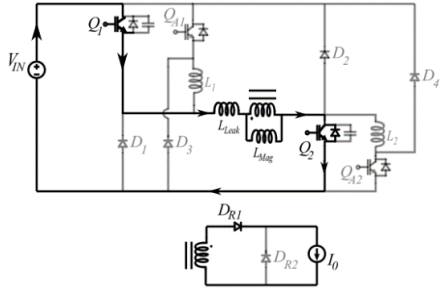
Aralık 2 t_1-t_2



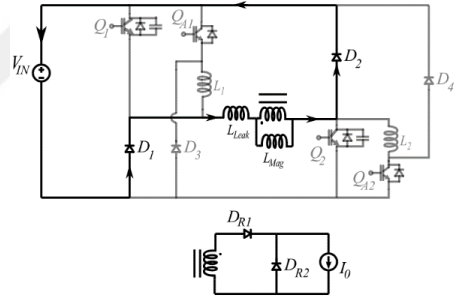
Aralık 3 t_2-t_3



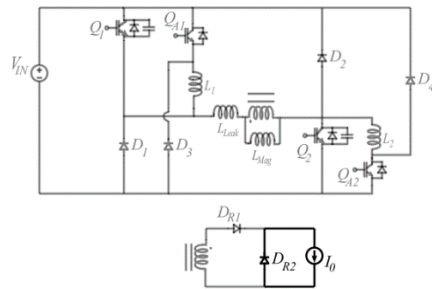
Aralık 4 t_3-t_4



Aralık 5 t_4-t_5



Aralık 6 t_5-t_6



Aralık 7 t_6-t_7

Şekil 4.23 Dönüştürücünün Zaman Aralıkları

Aralık 7 [$t_6 < t < t_7$]

Bu aralığın başlangıcında transformatörün kaçığı ve mıknatıslanma endüktansının akımları 0'a düşmüştür. Devrede sadece D_{r2} diyotu iletimdedir. Çıkıştaki yükü akım kaynağı olarak gösterilen aslında büyük bir endüktans olan L_f endüktansı beslemektedir. Bu aralığa ait denklemler Bölüm 3'de ayrıntılı bir biçimde verilmiştir.

4.4 Dönüştürücünün Tasarım Kriterleri

Bu dönüştürücü tasarlanırken L_1 , L_2 ve L_{Leak} endüktanslarının değerleri önem arz etmektedir. Q_{A1} ve Q_{A2} anahtarlarının ZCS ile ilettime girmesi için temel şart;

$$(L_1 + L_2 + L_{Leak}) \geq \frac{V_{IN} n}{I_0} 3t_{rise} \quad (4.61)$$

t_{rise} olarak verilen süre Q_{A1} ve Q_{A2} anahtarlarının yükselme süreleridir. Buradan yola çıkarak bu anahtarlar için ZCS ile ilettime girme şartı sağlana bilinir.

Q_1 ve Q_2 ana anahtarlarının tam yükte ZVT altında ilettime girmesi için gerekli minimum süre denklem (4.55) bu eşitlikten büyük olmasıdır.

$$t_{ZVT} \geq t_{12} = \frac{\sqrt{L_1 C_{Q1}}}{4} \quad (4.62)$$

Burada ana anahtarların ilettime girmelerini garanti altına almak için bu süreye ek 200ns daha fazla bir süre yardımcı anahtarlar iletimde tutulmaktadır.

4.5 Simülasyon Sonuçları

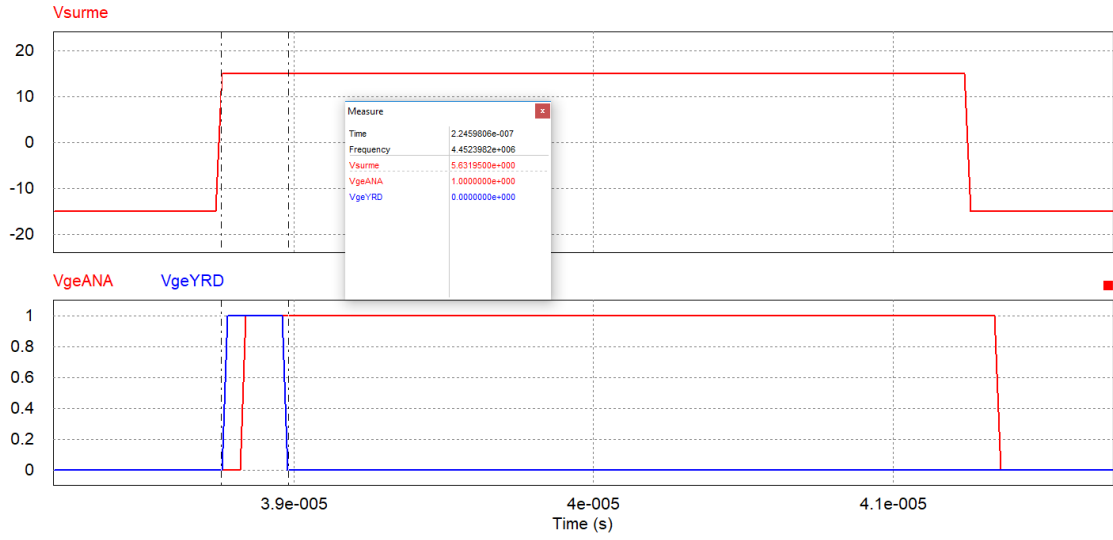
Daha önceden Şekil 4.12 ile tasarlanan devrenin üzerine bu yöntem tasarlanarak devam edilecektir.

İlk olarak anahtarın yükselme süreleri 37 ns olarak alınmıştır. (Psim simülasyonu time step olarak girilen değerleri yarı iletkenlerin yükselme süresi "rise time" olarak almaktadır.)

$$(L_1 + L_2 + L_{Leak}) \geq \frac{V_{IN} n}{I_0} 3t_{rise} \quad (4.63)$$

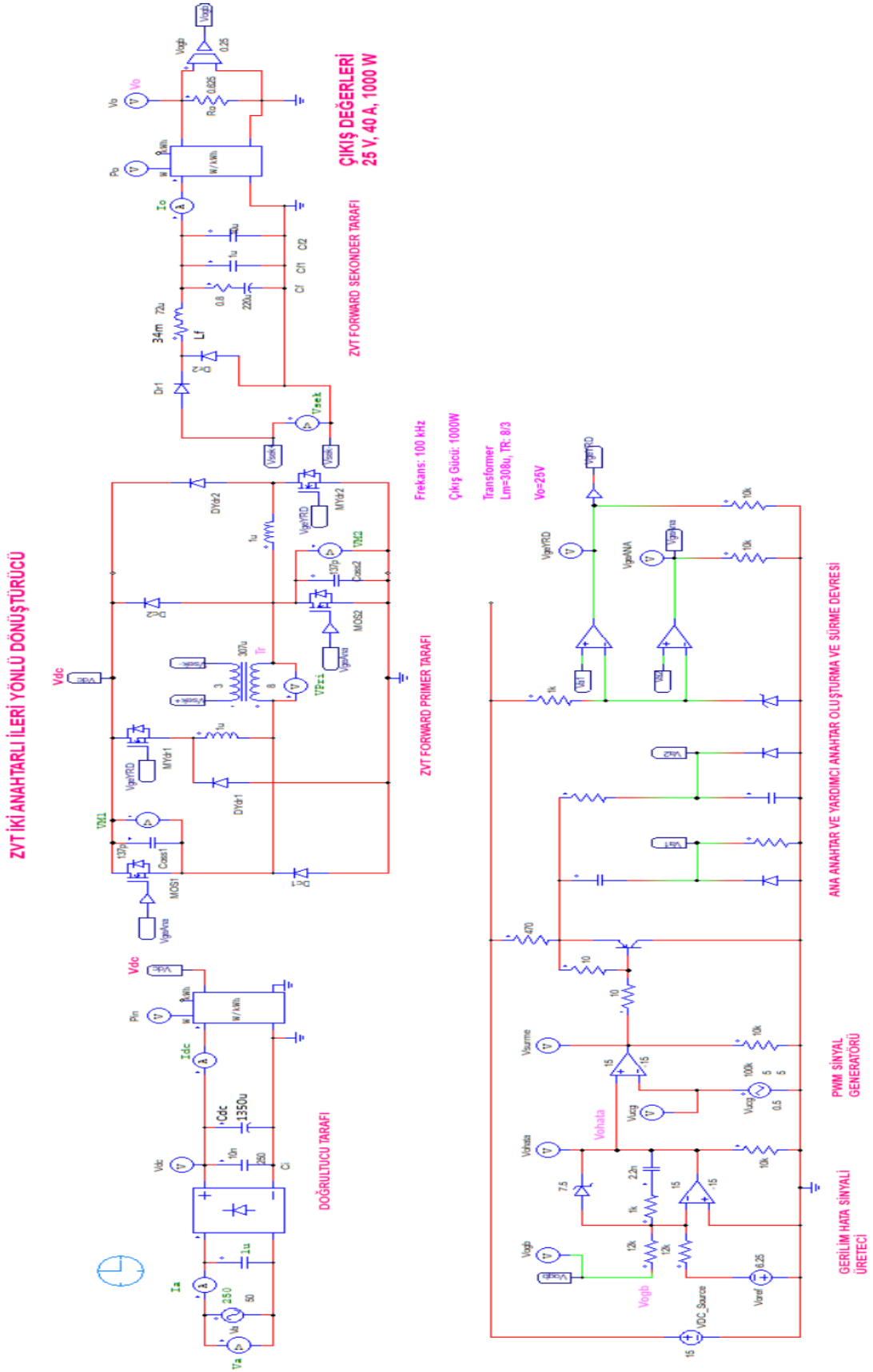
$$(L_1 + L_2 + 1\mu s) \geq \frac{375V \times \frac{8}{3}}{40A} 3 \times 37ns \quad (4.64)$$

Yardımcı anahtarlar aynı seçildiği takdirde L_1 , L_2 için $2L_1$ değeri yazıla bilinir.

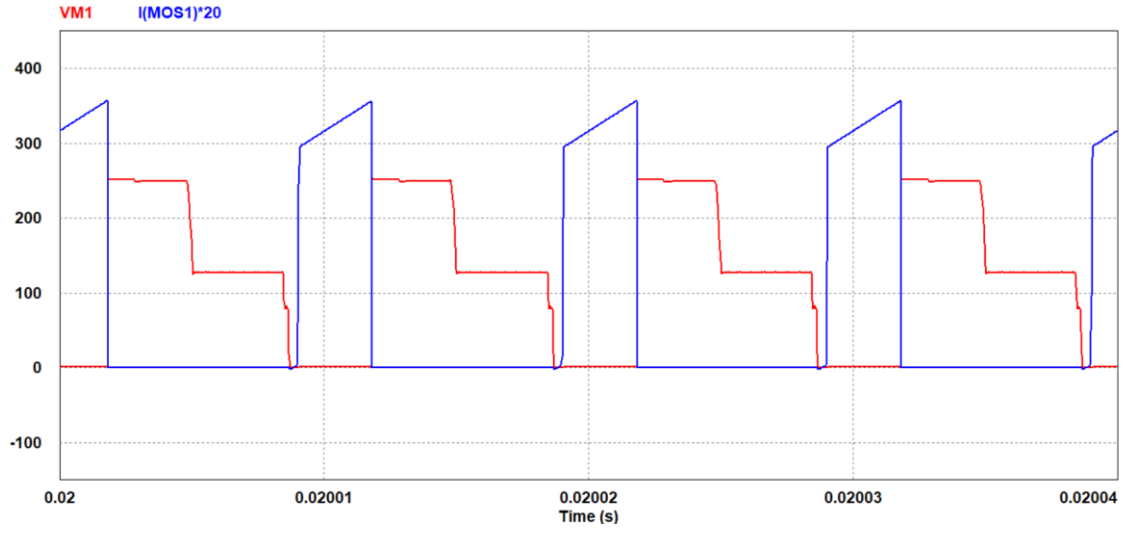


Şekil 4.25 Ana ve yardımcı anahtara ait sürme sinyallerinin Psim simülasyonu

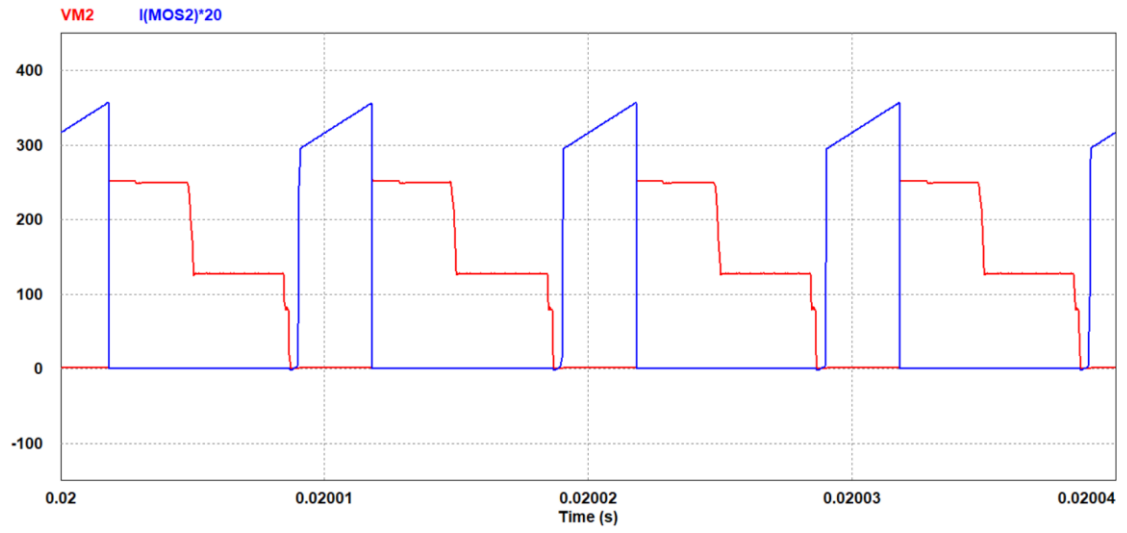
Daha önceden hesaplanan devrenin üzerine simülasyon yapılacaktır. Şekil 4.24 ile ZVT devresi entegre edilen dönüştürücünün Psim simülasyon görüntüsü verilmiştir. Dönüştürücü 25V, 40A, 1800W'tır. Verimin daha iyi anlaşılması için minumun giriş gerilimi olan 180 V_{AC} ile simülasyon yapılmıştır.



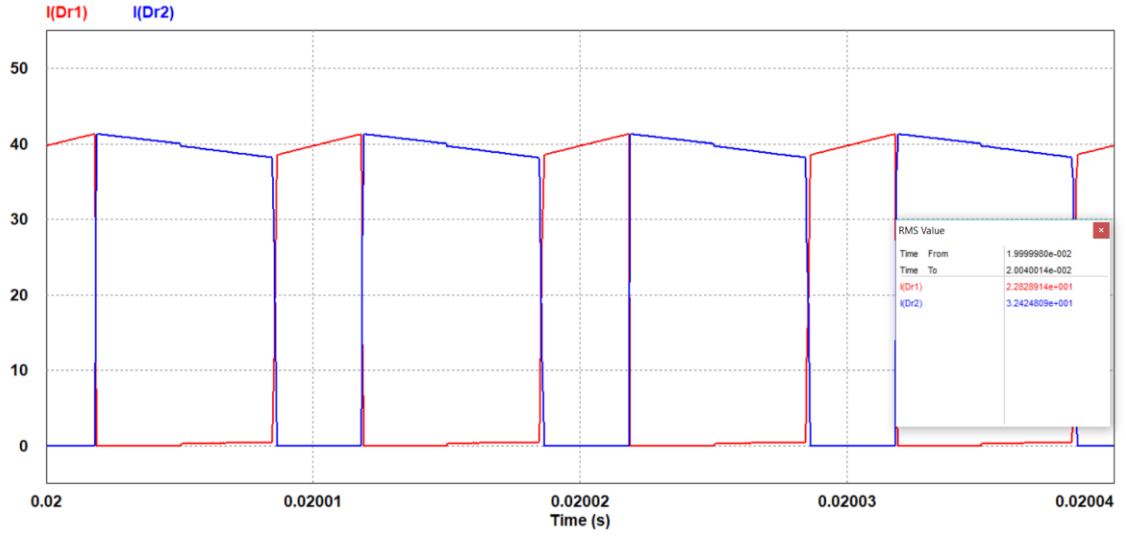
Şekil 4.26 ZVT ileri Yönlü Dönüştürücü Psim Simülasyon Ekran Görüntüsü



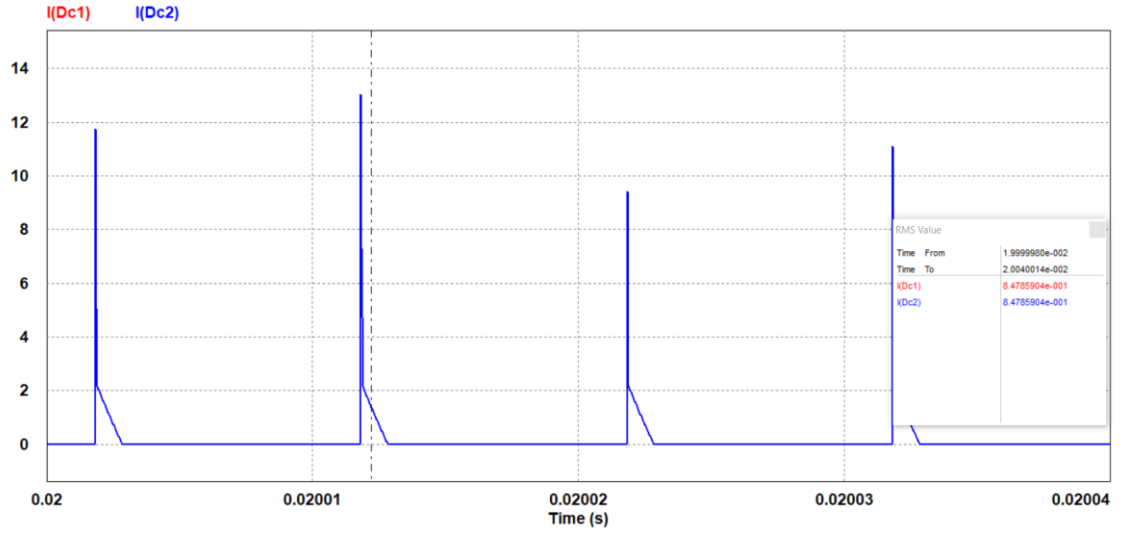
Şekil 4.27 Tam yükte 1. Mosfet Gerilimi (Kırmızı) ve 1.Mosfet akımının 20 kez büyütülmüş görüntüsü (Mavi)



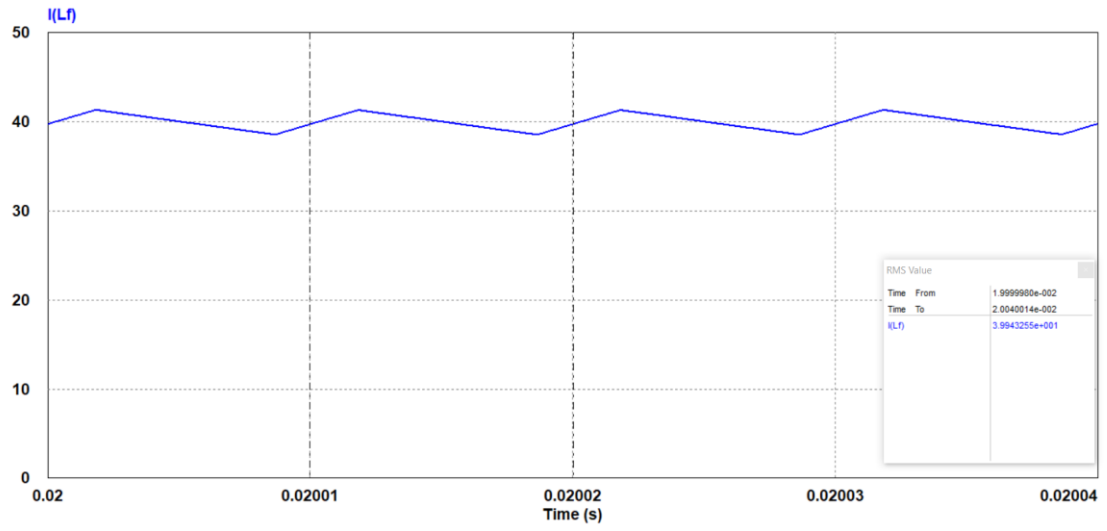
Şekil 4.28 Tam yükte 2. Mosfet Gerilimi (Kırmızı) ve 2.Mosfet akımının 20 kez büyütülmüş görüntüsü (Mavi)



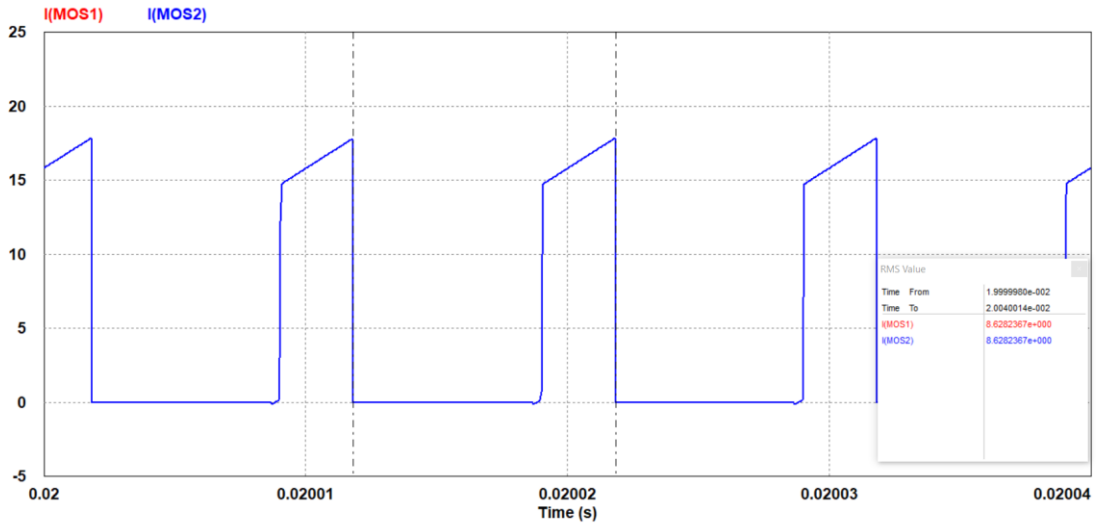
Şekil 4.29 Tam yükte Dr_1 (kırmızı) ve Dr_2 (Mavi) diyot akımları



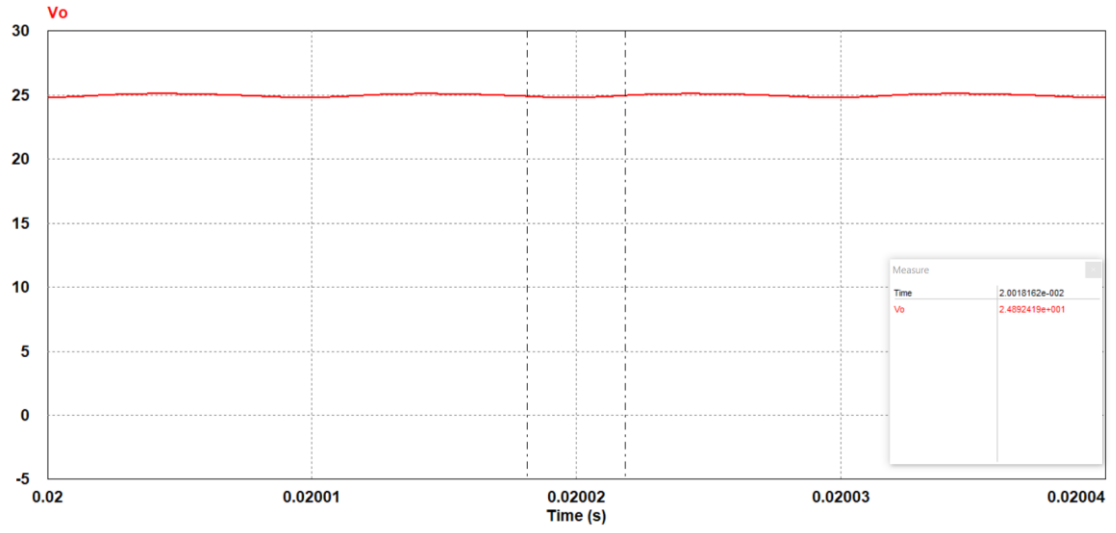
Şekil 4.30 Tam yükte Dc_1 (kırmızı) ve Dc_2 (Mavi) diyot akımları



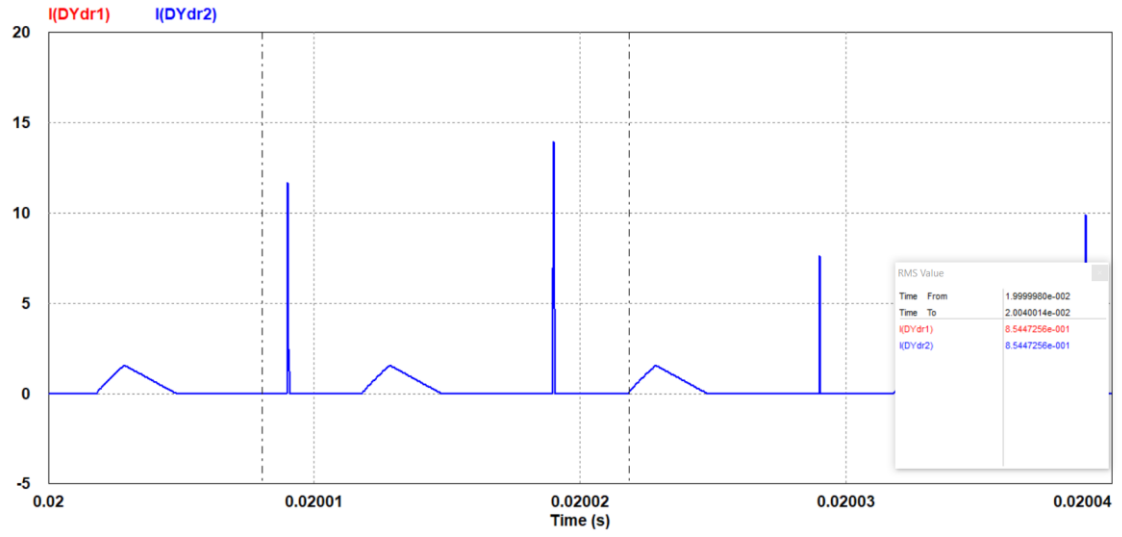
Şekil 4.31 Tam yükte L_f endüktans akımı



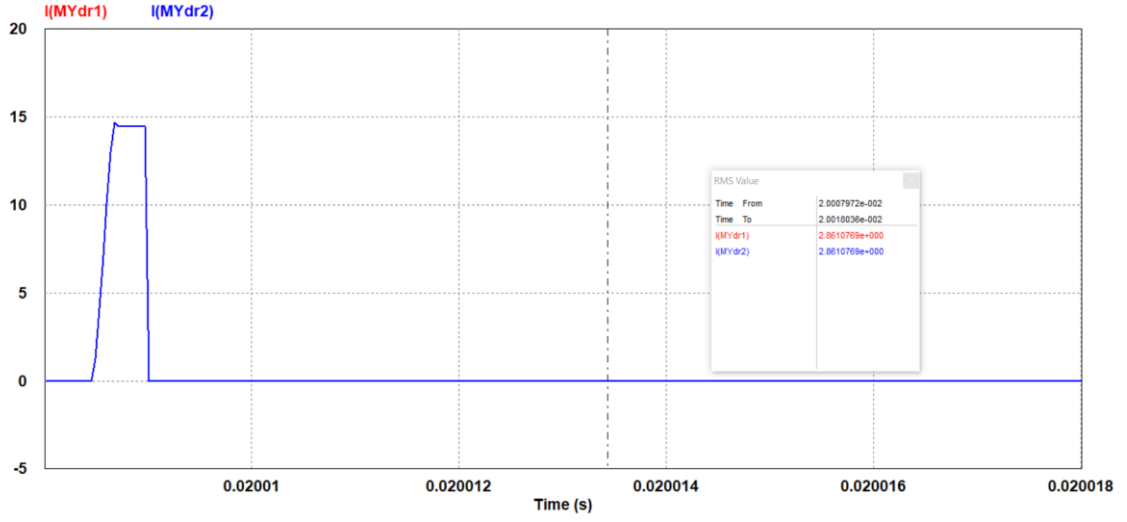
Şekil 4.32 Tam yükte Mosfetlerin akım dalga şekli



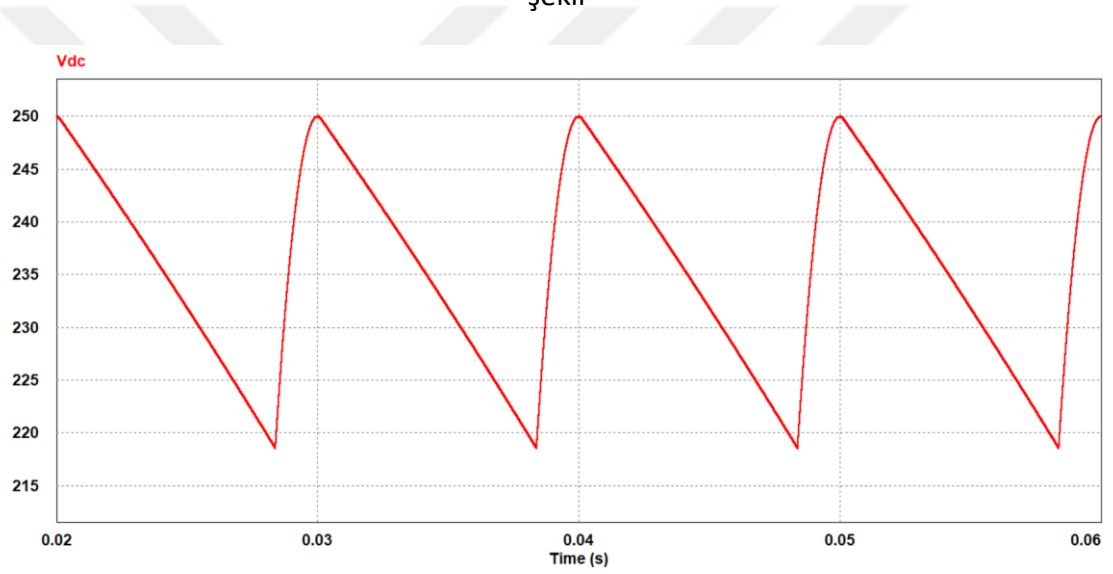
Şekil 4.33 Tam yükte çıkış gerilimi



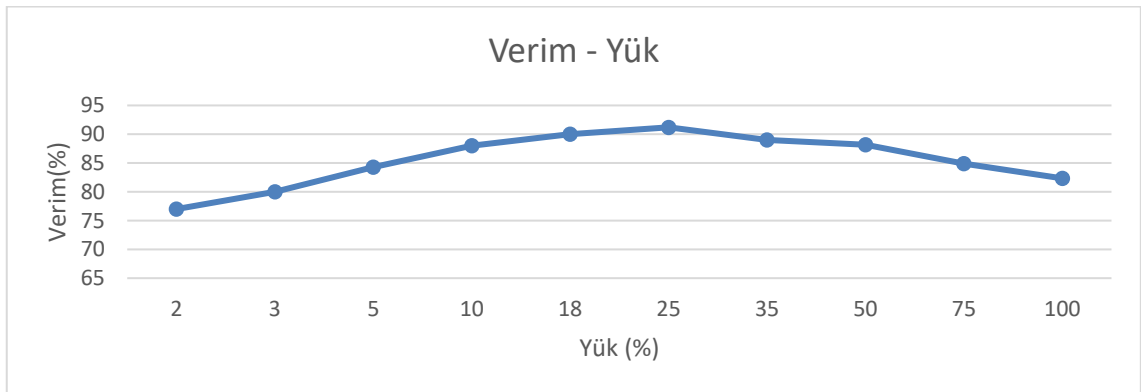
Şekil 4.34 Tam yükte 1. yardımcı diyotun (kırmızı) ve 2. yardımcı diyotun akım dalga şekli



Şekil 4.35 Tam yükte yardımcı anahtar (kırmızı) ve 2. yardımcı anahtarın akım dalga şekli



Şekil 4.36 Tam yükte DC bara gerilimi



Şekil 4.37 180V_{AC} giriş geriliminde verim yük grafiği

4.6 Sonuçlar

Sonuç olarak ZVT hücresinin eklenmesi ile verimin tam yükte %82'den %84'e çıkarıldığı görülmektedir. Eğer manyetik elemanlar ve yarı iletkenlerin iletim kayıpları daha az kayıplı olarak tasarlansaydı bu değer %87'den %94'e gibi bir değer çıkabilirdi.

Bağka bir değinilecek nokta ise ana anahtarlarla yardımcı anahtarların boyutları ve maliyetleri, ana anahtarlardan 10A gibi bir akım geçerken yardımcı anahtarlardan ise bu değer yaklaşık olarak 3A gibi bir değerdedir. Yani bu elemanlar maliyetleri arasında büyük bir fark vardır. Fakat her bir anahtarın sürme devresi gerektirmesi ve özellikle st tarafta bir yardımcı anahtarın bulunması devrenin maliyetini önemli oranda arttırmaktır. Yardımcı diyotlardan yaklaşık olarak 1A RMS değer geçer. Bu diyotları da devrenin diyotları karėılaėtırıldıėı zaman 3A ana diyotlardan geçmektedir. Bunlarında maliyetleri ana diyotlara nazaran daha dğktr.

Devre 3. Bölümde yapılan analizdeki elden edilen sonuçtan yola çıkarak (primer tarafta bulunan bütün elemanlara giriğ gerilim stresi geldiği) yukardaki elemanları sadece akım değerlerine göre karėılaėtırılmıėtır.

Bu bölümde iki anahtarlı dnğtrcye temel ZVT bastırma hücresi entegre edilerek simülasyon yapılmığtır. Burada verimin arttığı, aynı değerde tasarlanan 2 devre için ispatlanmığtır. Bir sonraki alığmada bu devreyi daha da geliğtirerek yeni bir aktif bastırma ileri yönlü dnğtrc tasarlanacaktır.

YENİ BİR İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİ

İki anahtarlı ileri yönlü DC-DC dönüştürücüde devrenin transformatörü maksimum %50 doluluk oranı ile çalıştırıla biliniyor[14]. Bu sınır devrenin güç yoğunluğunun ve doğrultucu taraftaki kondansatörlerin büyümesine sebebiyet veriyor. Bu kondansatörlerin değerlerinin küçülmesi ve güç yoğunluğunun artması için doluluk oranının arttırılması gerekmektedir. **Equation Chapter 5 Section 5**

Bu bölümde bu sorunun çözümü için ortaya atılan yeni bir ileri yönlü topolojisi analiz edilip tasarlanarak Psim benzetim programı aracılığıyla doğrulanacaktır. Tasarlanan dönüştürücünün devredeki bütün yarı iletkenleri yumuşak bir şekilde iletme soktuğu ve dönüştürücünün doluluk oranını arttırdığı teorik olarak aralık analizleri açıklanıp daha sonrasında Psim simülasyon programı aracılığıyla ispat edilecektir.

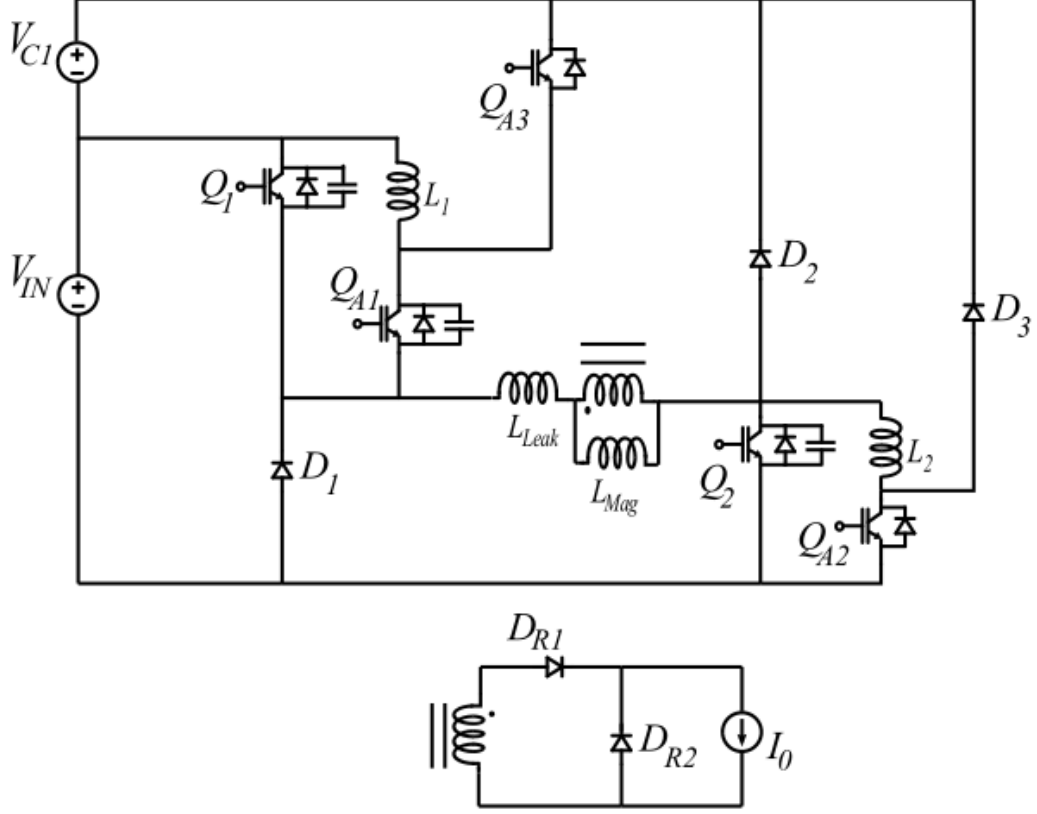
5.1 Devrenin Tanımı ve Kabuller

İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü için amaçlanan yeni aktif resetleme hücresi ile Şekil 5.1 verilmiştir. Bu dönüştürücünün tasarlanmasındaki en genel amaç iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün maksimum doluluk oranının %50 olmasından kaynaklanmıştır.

Bir önceki bölümde temel ZVT bastırma tekniği bu dönüştürücüye entegre edilip anahtarlama kayıplarının azaltılarak verimin arttırıldığı simülasyon ile doğrulanmıştı.

Bu dönüştürücüde Q_1 ve Q_2 İleri yönlü dönüştürücünün ana anahtarları, D_1 ve D_2 İleri yönlü dönüştürücünün ana diyotları, D_{R1} ve D_{R2} İleri yönlü dönüştürücünün çıkış doğrultma diyotları, C_1 transformatör mıknatıslanmasını resetlemek için kullanılan bir periyot boyunca gerilim değeri sabit kabul edilen kondansatör, Q_{A1} , Q_{A2} ve Q_{A3} yumuşak

anahtarlama ve transformatörün resetlenmesi için kullanılan yardımcı anahtarlar. L_1 ve L_2 yumuşak anahtarlama özellikle ZVT için kullanılan endüktanslardır ve son olarak D_3 , L_2 endüktansının resetlenmesi için gerekli yolu sağlamak amacıyla kullanılan diyottur.



Şekil 5.1 Aktif resetleme hücresi entegre edilmiş ileri yönlü dönüştürücü

Bu dönüştürücü analiz edilmeden önce aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır.

C_1 kapasitesinin gerilimi bir periyot boyunca sabittir, çıkış akımı bir periyot boyunca sabittir, devredeki bütün elemanlar için anahtarlama durumları idealdir.

5.2 Devrenin Çalışma Prensipleri ve Analizi

Devre 8 adet zaman aralığına bölünmüştür. Bu aralıklara ait alt aralıklarda 8 adet zaman aralığının ilgili aralığında incelenmiştir. Başlangıçta C_1 kondansatör $+V_{C1}$ gerilimi doludur ve sekonder tarafta D_{R2} diyotunun iletimde iken devre çalıştırılıyor.

Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$]

Bu aralık Q_{A3} anahtarın iletime sokulması ile başlar. L_1 endüktans akımı $+V_{C1}$ gerilimi ile lineer olarak aktarmaya başlar. Anahtarın iletime girmesi L_1 endüktansından dolayı ZCS

ile gerçekleşir. Şekil 5.4 ile L_1 endüktans akımın + yönü için noktalı uç belirtilmiştir. Burada akımın yönü verilen referansa göre ters olduğu için akım negatif yönde artıyor olarak ifade edilmiştir. Bu aralığa ait I_{L1} akımı aşağıdaki gibi yazıla bilinir.

$$I_{L1}(t) = -\frac{V_{C1}}{L_1}(t-t_0) + I_{L1}(t_0) \quad (5.1)$$

$$I_{L1}(t_0) = 0$$

Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$]

Bu aralık 2 alt aralıktan oluşmaktadır. Bu aralıktan ilki Q_{A3} anahtarının sinyalinin kesilmesi ile başlar. Q_{A3} anahtarının sinyalinin kesilmesinin ardından L_1 endüktansı bir gerilim indükleyerek D_1 diyotunu ilettime sokarak, Q_{A1} anahtarının parazittik kondansatörü ile bir rezonans devresi oluşturur ve Q_{A1} anahtarının parazittik kondansatörde bulunan enerji (Bu enerji anahtarın önceki periyotlarda kesime gitmesi ile parazittik kondansatörünün şarj olması ile oluşmuştur.), L_1 endüktansına ve kaynağa aktarılır. Bu alt aralıkta da L_1 endüktansının akımı referans aldığımız noktaya yine bir önceki aralıkta belirttiğim gibi zıttır. Bu alt aralığa ait devre denklemleri;

$$V_{QA1}(t) = -(V_{IN} - V_{QA1}(t_1))\cos(w_1(t-t_1)) + I_{L1}(t_1)Z_1\sin(w_1(t-t_1)) + V_{IN} \quad (5.2)$$

$$I_{L1}(t) = -I_{L1}(t_1)\cos(w_1(t-t_1)) + \frac{V_{IN} - V_{CQA1}(t_1)}{Z_1} \quad (5.3)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_1}{C_{QA1}}} \quad , \quad w_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_{QA1}}} \quad (5.4)$$

$$t_{11} = \frac{\sqrt{L_1C_{QA1}}}{4} \quad (5.5)$$

2. alt aralık Q_{A1} anahtarının parazittik kondansatörünün tamamen şarj olup geriliminin 0'a düşmesi ile Q_{A1} anahtarının diyotunun ilettime girmesi ile başlar. Bu aralıkta L_1 endüktansı, C_1 kondansatöründen aldığı enerjiyi ve Q_{A1} anahtarının parazittik kondansatörünün enerjisinin bir kısmını kaynağa aktarır. Bu aralığa ait L_1 endüktansına ait akım denklemi aşağıdaki gibidir ve yine bu aralıkta L_1 endüktans akımı bizim referansımıza göre zıttır.

$$I_{L1}(t) = -I_{L1}(t_{1a}) + \frac{V_{IN}}{L_1}(t - t_{1a}) \quad (5.6)$$

$$t_{1b} = \frac{L_1 [I_{L1}(t_{1a})]}{V_{IN}} \quad (5.7)$$

$$t_{12} = t_{1a} + t_{1b} = \frac{\sqrt{L_1 C_{QA1}}}{4} + \frac{L_1 [I_{L1}(t_{1a})]}{V_{IN}} \quad (5.8)$$

Aralık 3 [t2 < t < t3]

Bu aralıkta QA1 anahtarına ve QA2 anahtarına L1 endüktans akımının 0'a geldiği anda sinyal verilerek ilettime sokulur. (Bu işlem daha öncede yapıla bilinir. Fakat yine L1 endüktans akımının negatif yönden pozitif yöne doğru akımının yön değiştirilmesi beklenir.) QA1 anahtarı ZVT ile ilettime sokulur ve QA1 anahtarının diyotu ise ZCS ile kesime girer. L1 endüktans akımı 0'dan başlayarak I₀/n'e kadar lineer olarak yükselir. Bu aralıkta aynı zamanda L1 endüktans akımı transformatörün kaçak endüktansından, ideal transformatörün primer sargılarından (Yani sekonder tarafta Dr2 diyotunun akımını azaltarak Dr1 diyotunun akımını arttırarak) ve son olarak L2 endüktansından akar. Bu aralık içerisinde Dr1 diyotu ve QA2 anahtarı ZCS ile ilettime girer. Aralığa ait denklemler;

$$I_{L1}(t) = I_{L2}(t) = I_{Leak}(t) = \frac{V_{IN}}{L_1 + L_2 + L_{Leak}}(t - t_2) \quad (5.9)$$

$$t_{23} = \frac{(L_1 + L_2 + L_{Leak}) I_0}{n V_{IN}} \quad (5.10)$$

Aralık 4 [t3 < t < t4]

Bu aralık L1, L2 ve L_{Leak} endüktans akımının, I₀ çıkış akımını erişmesi ile başlar. Dr1 diyotu Dr2 diyotunun bütün akımını üstüne alır ve Dr2 diyotunu ZCS ile kesime sokar. Aynı zamanda transformatörün primer sargılarından çıkıştaki Lf endüktansının yansıyan akımı akmaya (I₀ çıkış akımı) başlar. Akımın değişim hızı düştüğü için L1 ve L2 endüktansının gerilimleri paralel kola bağlı olarak değişir. Yani paralellerinde bulunan anahtarların parazitik kondansatörlerinin rezonans ile gerilimlerinin düşmesine sebep olurlar. Bu aralıkta için aşağıdaki devre denklemleri yazıla bilinir;

$$I_{L1}(t) = \frac{V_{CQ1}(t_3)}{Z_2} \sin(w_2(t - t_3)) + I_{L1}(t_3) \quad (5.11)$$

$$I_{L1}(t_3) = \frac{I_0}{n}$$

$$I_{L2}(t) = \frac{V_{CQ2}(t_3)}{Z_3} \sin(w_3(t - t_3)) + I_{L2}(t_3) \quad (5.12)$$

$$I_{L2}(t_3) = \frac{I_0}{n}$$

$$V_{Q1}(t) = V_{Q1}(t_3) \cos(w_2(t - t_3)) \quad (5.13)$$

$$V_{Q1}(t_3) = \frac{V_{IN}}{2}$$

$$V_{Q2}(t) = V_{Q2}(t_3) \cos(w_3(t - t_3)) \quad (5.14)$$

$$V_{Q2}(t_3) = \frac{V_{IN}}{2}$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_1}{C_{Q1}}} \quad , \quad w_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{Q1}}} \quad (5.15)$$

$$Z_3 = \sqrt{\frac{L_2}{C_{Q2}}} \quad , \quad w_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_{Q2}}} \quad (5.16)$$

$$t_{3a} \geq \frac{\sqrt{L_1 C_{Q1}}}{4} \quad (5.17)$$

Burada t_{3a} zaman aralığının sadece L_1 endüktansına göre yazılması t_{12} aralığa göre tasarlanan L_1 endüktansı ile alakalıdır. Tasarımsal olarak L_1 endüktansı büyük seçilebilir. Bu aralık Q_1 ve Q_2 anahtarlarının gerilimlerinin 0'a düşmesiyle 2. alt aralığa geçer. Q_1 ve Q_2 anahtarlarının diyotları iletime girerek L_1 ve L_2 endüktansı akımlarını devam ettirirler. Bu alt aralık için L_1 ve L_2 endüktanslarının denklemleri, transformatörün akımının bu aralık için sabit olduğu kabulü ile aşağıdaki gibi yazıla bilinir;

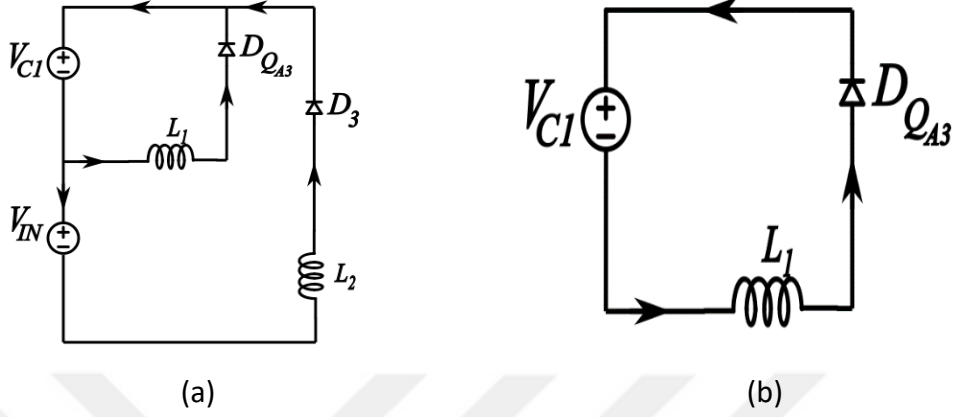
$$I_{L1}(t) = I_{L1}(t_{3a}) \quad (5.18)$$

$$I_{L2}(t) = I_{L2}(t_{3a}) \quad (5.19)$$

Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$]

Bu aralık Q_1 ve Q_2 anahtarlarına sinyal verilip Q_{A1} ve Q_{A2} anahtarının sinyallerinin kesilmesi ile başlar. Q_{A1} ve Q_{A2} anahtarı sert bir şekilde kesime girerler. L_1 ve L_2 endüktans

akımları sırasıyla Q_{A3} anahtarının diyotu ve D_3 diyotu vasıtasıyla C_1 kondansatörüne aktarılır. Q_1 ve Q_2 anahtarları bu aralığın başında ZVT ile ilettime girerler. İlk alt aralığa ait eş değer devre şeması Şekil 5.2 (a) ile verilmiştir;



Şekil 5.2 $t_4 < t < t_5$ zaman aralığına ait basitleştirilmiş eş değer devre

$$I_{L1}(t) = -\frac{V_{C1}}{L_1}(t - t_4) + I_{L1}(t_{3a}) \quad (5.20)$$

$$I_{L2}(t) = -\frac{V_{C1} + V_{IN}}{L_2}(t - t_4) + I_{L2}(t_{3a}) \quad (5.21)$$

Bu alt aralık L_2 endüktansının enerjisinin bitip D_3 diyotunun ZCS ile kesime girmesi ile biter ve Şekil 5.2 (b) ile gösterilen 2. alt aralık başlar. L_1 endüktansı, enerjisini C_1 kondansatörüne aktarmaya devam eder. Bu alt aralığa ait devre denklemleri aşağıdaki gibidir;

$$I_{L1}(t) = -\frac{V_{C1}}{L_1}(t - t_4) + I_{L1}(t_{4a}) \quad (5.22)$$

$$t_{45} = \frac{I_{L1}(t_{3a})L_1}{V_{C1}} \quad (5.23)$$

Aralık 6 [$t_5 < t < t_6$]

Bu aralık normal iki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün iletim aralığıdır. Bu aralığa ait süre doluluk oranı ile değişmektedir. Bu aralığın başında L_1 ve L_2 endüktans akımları 0'a erişmiştir. Q_{A3} anahtarının diyotu ZCS altında kesime girmiştir. Bu aralığın süresi ve denklemleri Bölüm 3'de ayrıntılı bir biçimde verilmiştir.

Aralık 7 [$t_6 < t < t_7$]

Bu aralıkta Q_1 ve Q_2 ana anahtarlarının sinyallerinin kesilmesi ile başlar. Transformatörün kaçak endüktansı ve mıknatıslanma endüktansı gerilim indükleyerek D_1 ve D_2 diyotlarını ilettime sokarlar. Bu aralıkta hem kaçakta hem de mıknatıslanma endüktansında depolanan enerjiler C_1 kondansatörüne aktarılır. Bu aralığı iki alt aralık olarak düşünebiliriz. İlk alt aralıkta kaçak endüktansın akımı lineer olarak azalarak mıknatıslanma endüktansının akımına kadar düşer. Bu arada sekonder taraftaki Dr_1 diyotunun akımı azalır ve azalan akımı kadar akımı Dr_2 diyotundan geçer. Dr_2 diyotu ZCS ile ilettime girer.

Bu alt aralığa ait denklem;

$$I_{Leak}(t) = \frac{I_0}{n} - \frac{V_{IN} + V_{C1} - V_0 n}{L_{Leak}} (t - t_6) \quad (5.24)$$

$$I_{Lmag}(t) = I_{Lmag}(t_6) - \frac{V_0 n}{L_{mag}} (t - t_6) \quad (5.25)$$

Transformatörün kaçak endüktansının akımı ile mıknatıslanma endüktansının akımın eşitlendiği zaman devrenin sekonder tarafıyla ilişkisi kesilir. Dr_1 diyotu ZCS ile kesime girer. Bu alt aralıkta hem kaçağın akımı hem de mıknatıslanma endüktansının akımı aynı olur. Bu aralığa ait denklem aşağıdaki gibi yazıla bilinir;

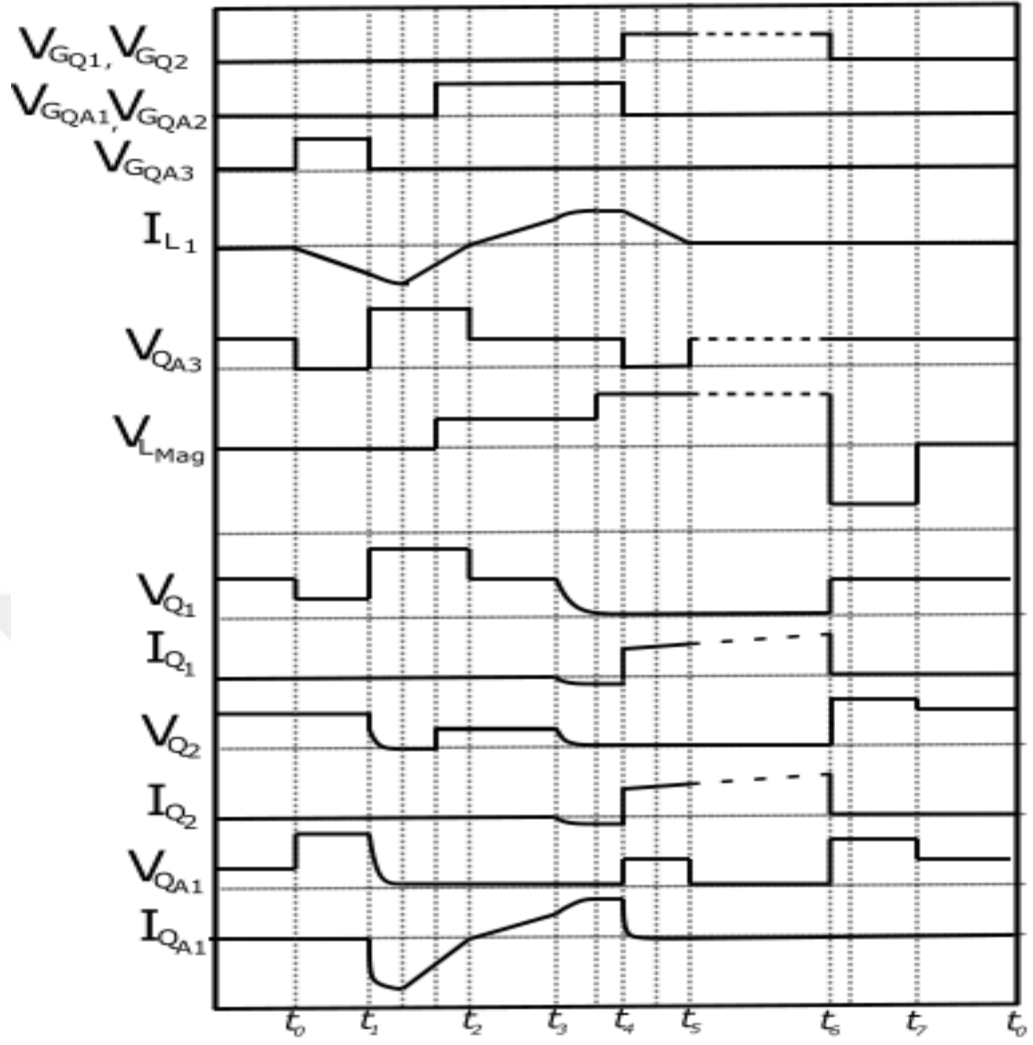
$$I_{Lmag}(t) = I_{Leak}(t) = I_{Lmag}(t_{6a}) - \frac{V_{IN} + V_{C1}}{L_{mag} + L_{Leak}} (t - t_{6a}) \quad (5.26)$$

Bu aralık mıknatıslanma endüktansının akımının 0'a erişmesi ile son bulur. D_1 ve D_2 diyotu ZCS ile kesime giderler.

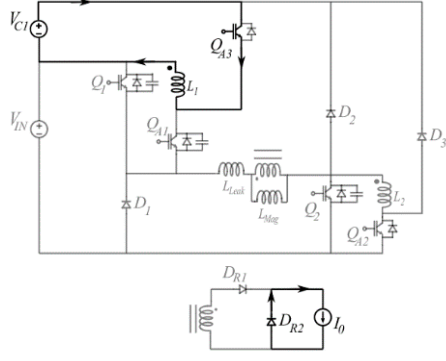
Aralık 8 [$t_7 < t < t_8$]

Bu aralıkta devrede sadece Dr_2 diyotu iletimdedir. İki anahtarlı ileri yönlü dönüştürücünün 3. aralığı ile aynıdır ve bu aralık 3. Bölümde ayrıntılı olarak analiz edilmiştir.

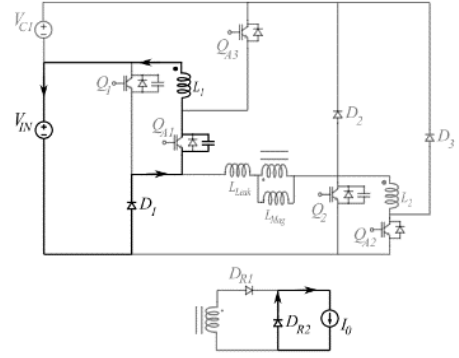
Şekil 5.3 ile devrenin teorik dalga şekilleri verilmiştir. Bu dalga şekilleri yukardaki analize göre çıkarılmıştır.



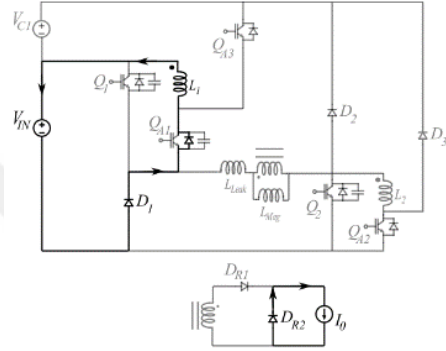
Şekil 5.3 Tasarlanan Dönüştürücünün temel dalga şekilleri



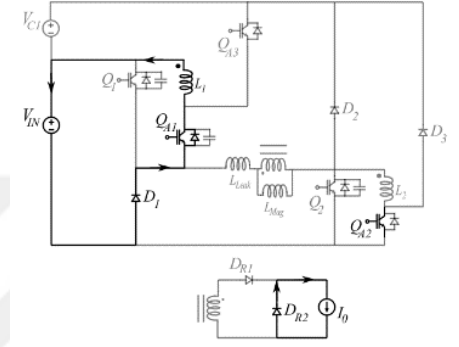
Aralık 1 t_0-t_1



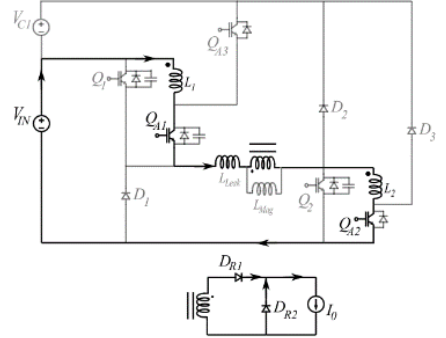
Aralık 2 t_1-t_2 (a)



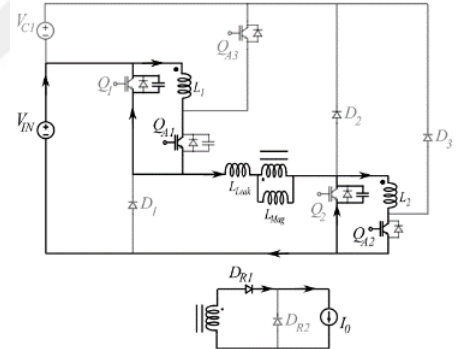
Aralık 2 t_1-t_2 (b)



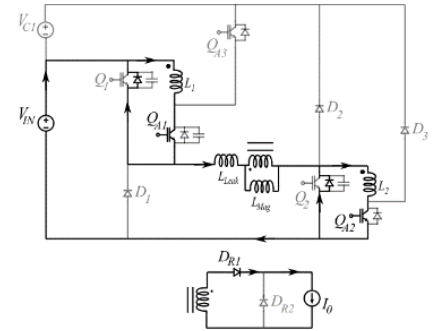
Aralık 2 t_1-t_2 (c)



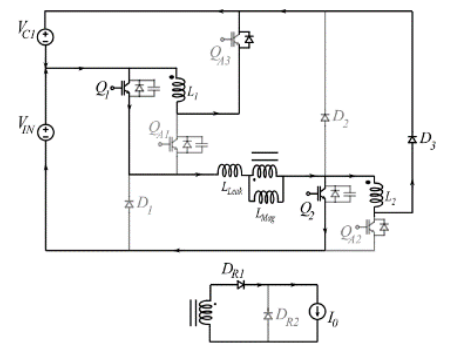
Aralık 3 t_2-t_3



Aralık 4 t_3-t_4 (a)

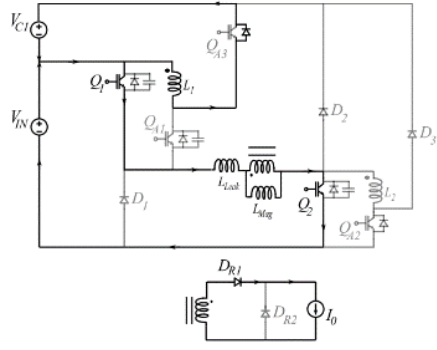


Aralık 4 t_3-t_4 (b)

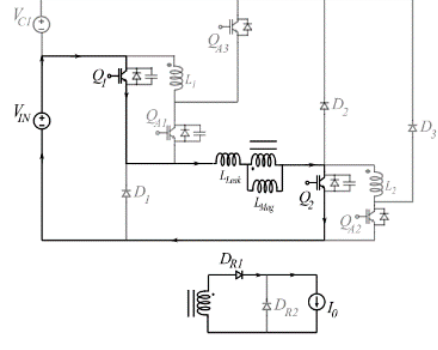


Aralık 5 t_4-t_5 (a)

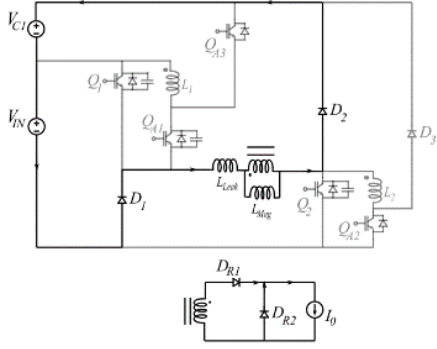
Şekil 5.4 Dönüştürücünün Zaman Aralıkları



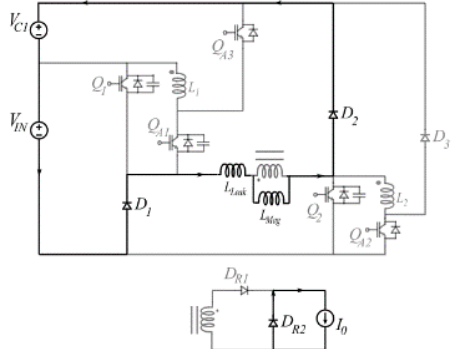
Aralık 5 t_4 - t_5 (b)



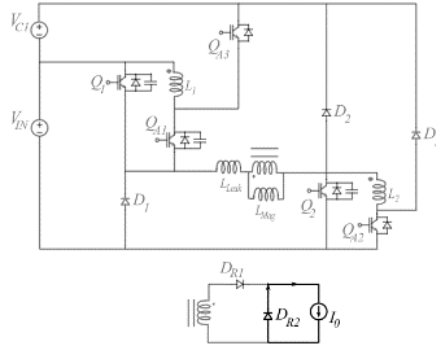
Aralık 6 t_5 - t_6



Aralık 7 t_6 - t_7 (a)



Aralık 7 t_6 - t_7 (b)



Aralık 8 t_7 - t_8

Şekil 5.4 Dönüştürücünün zaman aralıkları (Devam)

5.3 C_1 Kondansatörünün Tasarım Kriteri

Bu bölümde C_1 kondansatörünün tasarım kriteri verilecektir. Diğer elemanlar Bölüm 4 içerisinde tasarlandığı için bu başlık altında değerlendirilmeyecektir. C_1 kondansatörü bu aralıklar içerisinde sabit gerilim kaynağı olsaydı bütün devre denklemleri basitleşecektir ve bu kabul ile devam etmekteyiz. C_1 kondansatörü sabit gerilimi olması için enerji eşitliğinden yola çıkarak C_1 kondansatörünün kapasite değerini belirleyeceğiz. Bir

periyot içerisinde C_1 kondansatörünün kapasitesine aktarılan enerji aşağıdaki denklem ile verilmiştir;

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} C_1 \Delta V_{C1Max}^2 = & \frac{1}{2} L_1 (I_{L1}(t_4))^2 + \left[\left(\frac{1}{2} L_2 (I_{L2}(t_4))^2 - \int_{t_4}^{t_{4a}} V_{in} I_{L2}(t) dt \right) \right. \\ & + \left[\frac{1}{2} L_{mag} \left(\frac{V_{IN} D}{L_{mag} f} \right)^2 - \int_{t_6}^{t_7} V_{in} I_{LMag}(t) dt \right] \\ & \left. + \left[\frac{1}{2} L_{Leak} \left(\frac{I_0}{n} \right)^2 - \int_{t_6}^{t_{6a}} V_{in} I_{LLeak}(t) dt \right] \right] \end{aligned} \quad (5.27)$$

Burada L_1 ve L_2 endüktanslarının ve transformatörün kaçak endüktansının akımlarının maksimum değerinin I_0 / n olduğu kabulü ile devam edelim (L_1 ve L_2 endüktanslarına aktarılan parazitik kondansatörlerinin enerjilerini ihmal ederek).

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} C_1 \Delta V_{C1}^2 = & \frac{1}{2} L_1 \left(\frac{I_0}{n} \right)^2 \\ & + \frac{V_{C1}}{V_{INmin} + V_{C1}} \left[\frac{1}{2} L_{mag} \left(\frac{V_{INmin} D_{max}}{L_{mag} f} \right)^2 + \frac{1}{2} L_2 \left(\frac{I_0}{n} \right)^2 + \frac{1}{2} L_{Leak} \left(\frac{I_0}{n} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (5.28)$$

Simülasyon için tasarladığımız devrede;

$$\begin{aligned} V_{C1} = 150V, \quad V_{INmin} = 136V, \quad L_1 = L_2 = L_{Leak} 1\mu H, \quad L_{mag} = 307\mu H \\ I_0 = 72A, \quad D_{max} = 0.66, \quad f = 100kHz, \end{aligned} \quad (5.29)$$

C_1 kondansatöründeki dalgalanmayı %2 olarak seçersek;

$$C_1 \Delta V_{C1}^2 = C_1 (3)^2 = 2.87mJ \quad (5.30)$$

$$C_1 = 318.8\mu F \quad (5.31)$$

Olarak seçilebilir. Biz bu değeri simülasyonda $470\mu F$ olarak seçmiş bulunmaktayız.

5.4 Devrenin Simülasyon Sonuçları

Devrenin simülasyonundan önce devrede yapılan kontrol hakkında basit bir açıklama yapma ihtiyacı duymaktayım. Devre iki adet birbirinden bağımsız kontrol vardır. Bunlardan biri daha önceki bölümde ZVT İleri Yönlü dönüştürücüde sunulan kontrol şemasıdır. Bu kontrol devresinde gerilim hata yükseltecinden geçen hata testere dişi ile karşılaştırılarak PWM üretiliyor. Sonra ki devrede bu PWM'e göre RC devreleri şarj edilerek yardımcı ve ana anahtarların sürme sinyalleri elde ediliyor.

C_1 kondansatör gerilimini kontrol eden devrede aynı şekilde C_1 kondansatörünün uçlarında oluşan gerilimi gerilim hata yükseltecinden geçiriliyor fakat burada farklı olan kısım normal şartlar örneğin çıkış gerilimini kontrol ediyorsak gerilim yükseliyorsa PWM küçülüyordu fakat bu kondansatörün gerilimini kontrol etmek için tasarlanan kontrolcü bu olay tam tersi biçimde gerçekleştiriliyor. Yani C_1 kondansatörünün gerilimi arttıkça PWM genişliği de artıyor. C_1 kondansatörüne ait PWM sinyali periyodun %5 ila %10 olacak biçimde ayarlanmıştır. $10 \mu s$ bir sinyalin 500ns ila $1 \mu s$ 'lik zamanı C_1 kondansatör geriliminin sabit tutulması için ayarlanmıştır. Bu zaman aralığının C_1 kapasitesinin gerilim regülasyonu sağlanmalıdır.

Simülasyon için ile verilen değerler kullanılacaktır.

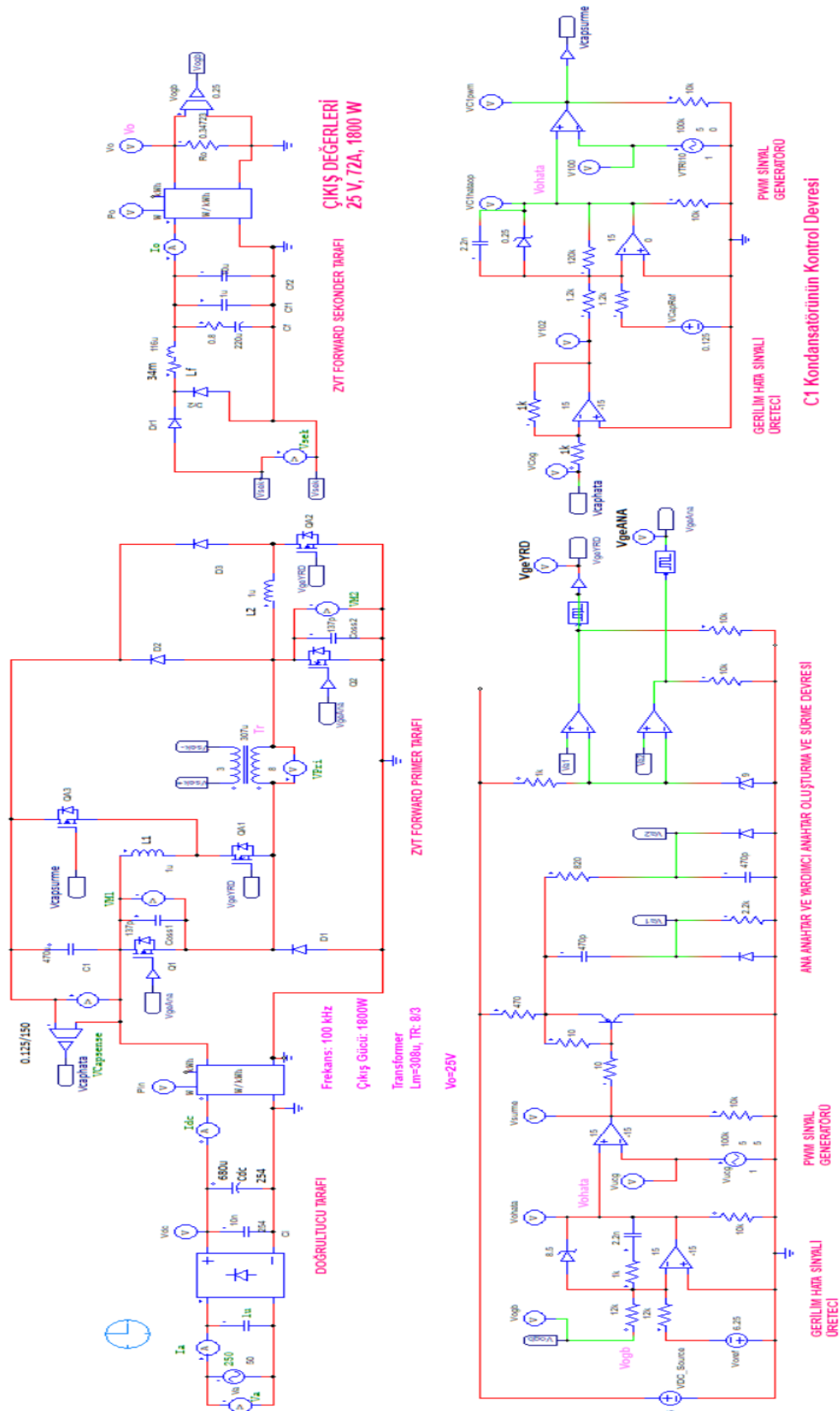
Çizelge 5.1 Devreye ait Simülasyon Parametreler

Parametreler	Değerler
V_{AC} -Giriş Gerilimi RMS	180 V
I_O - Çıkış Akımı	72 A
V_O - Çıkış Gerilimi DC	25V
L_1 - Bastırma İndüktörü	1 μH
L_2 - Bastırma İndüktörü	1 μH
L_{mag} - Transformatörün Magnetizasyon İndüktörü	307 μH
L_{leak} - Transformatörün Kaçak İndüktörü	1 μH
C_1 - Depolama Kapasitörü	470 μH
n- Transformatörün Dönüşüm Oranı	8:3

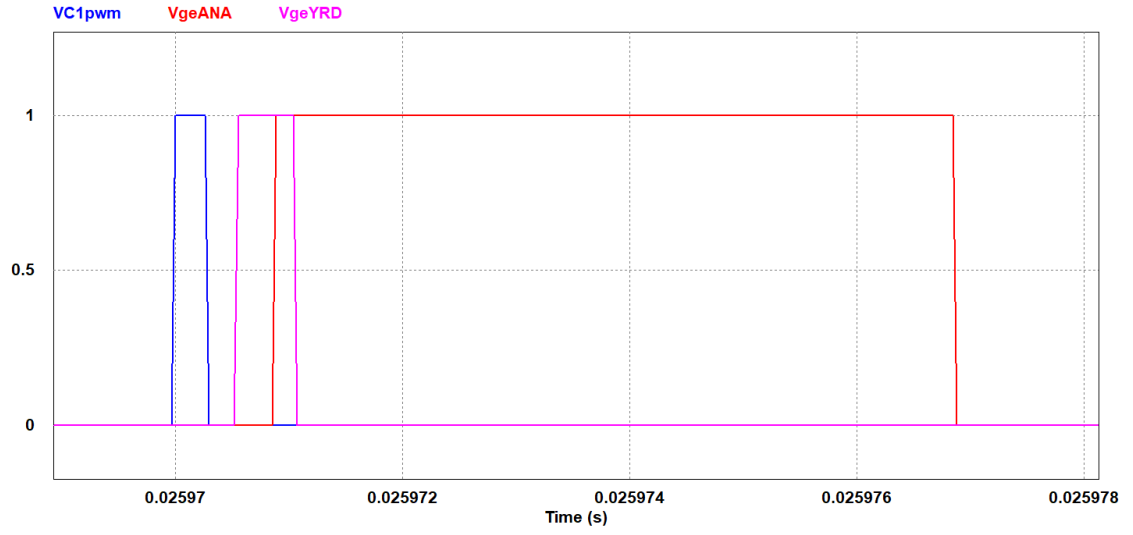
Şekil 5.5 ile tasarlanan devrenin Psim simülasyon ekran görüntüsü verilmiştir. Bu bölümde Çizelge 5.1 ile verilen değerler temel alınarak yapılan simülasyon sonuçları verilecektir.

C_1 kondansatör değerini 150V sabit tutacak kontrol devre Şekil 5.5 ile sağ alt köşede verilmiştir. Devrenin simülasyonu 37ns'li zaman aralığı ile Psim yazılımında çözülecektir. Dönüştürücü Bölüm 4'te tasarlanan dönüştürücünün temel elemanlarına parçalar ekleyerek elde edilmiştir. İleri yönlü dönüştürücü gibi doluluk oranı sınırlı olan dönüştürücülerde güç yoğunluğunun doluluk oranını arttırılması ile de sağlanabileceği ispatlamak için çıkış gücünün 1000W'tan 1800W'a çıkarılmıştır.

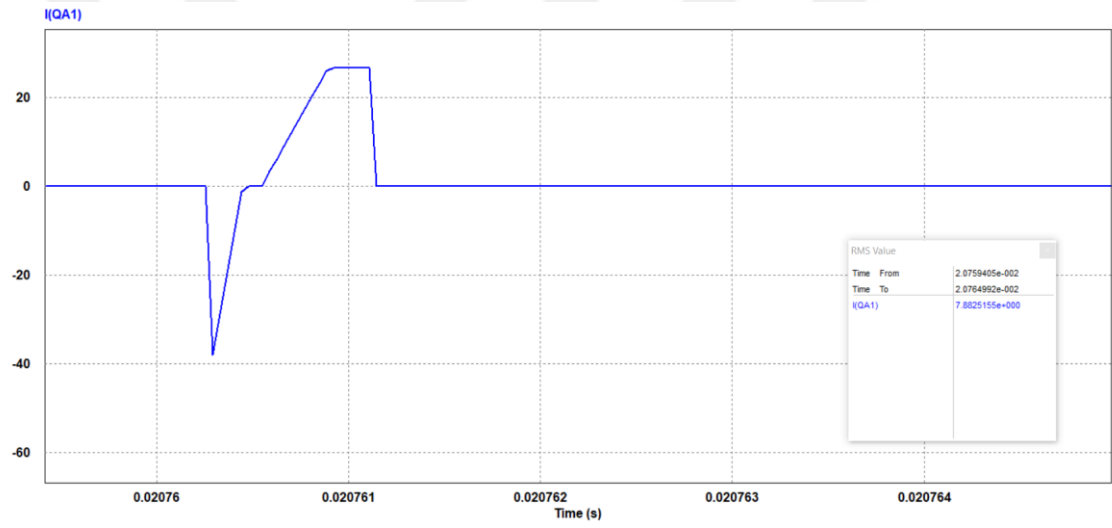
DOLULUK ORANI ARTTIRILMIŞ ZVT İKİ ANAHTARLI İLERİ YÖNLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ



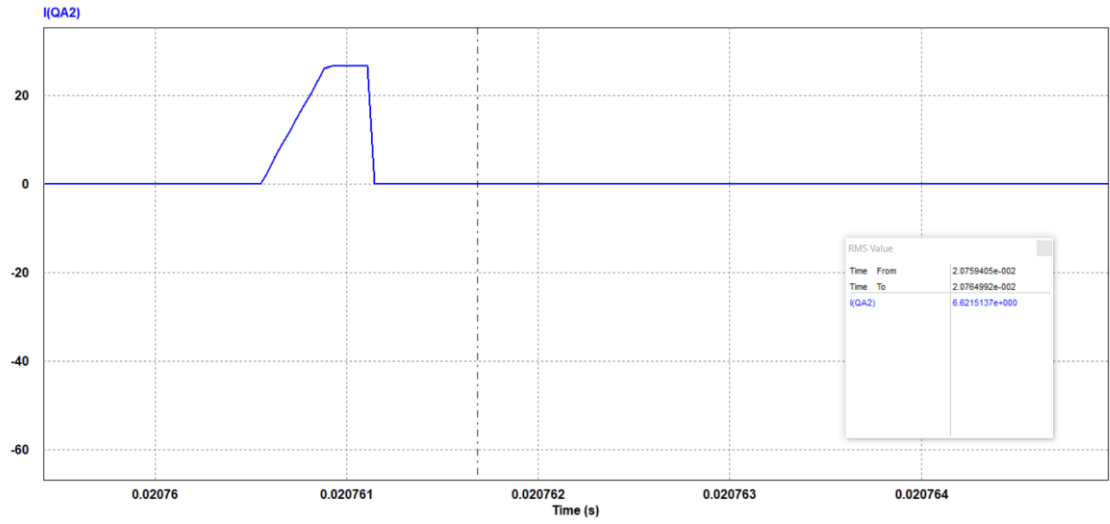
Şekil 5.5 Tasarlanan Dönüştürücünün Psim simülasyon ekran görüntüsü



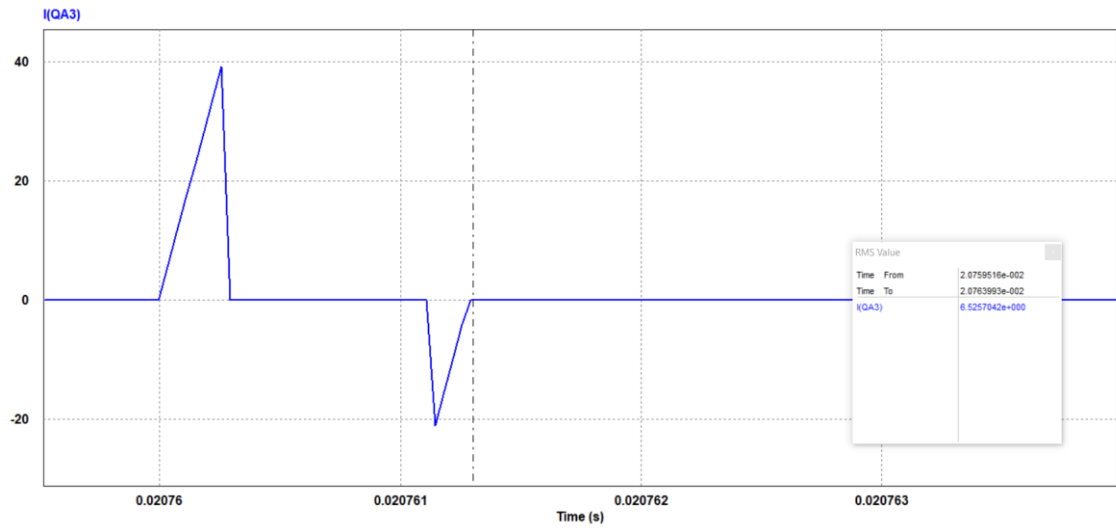
Şekil 5.6 Tasarlanan dönüştürücünün sürme sinyalleri Q_{A3} (mavi) Q_{A1} ve Q_{A2} (pembe) Q_1 ve Q_2 (kırmızı)



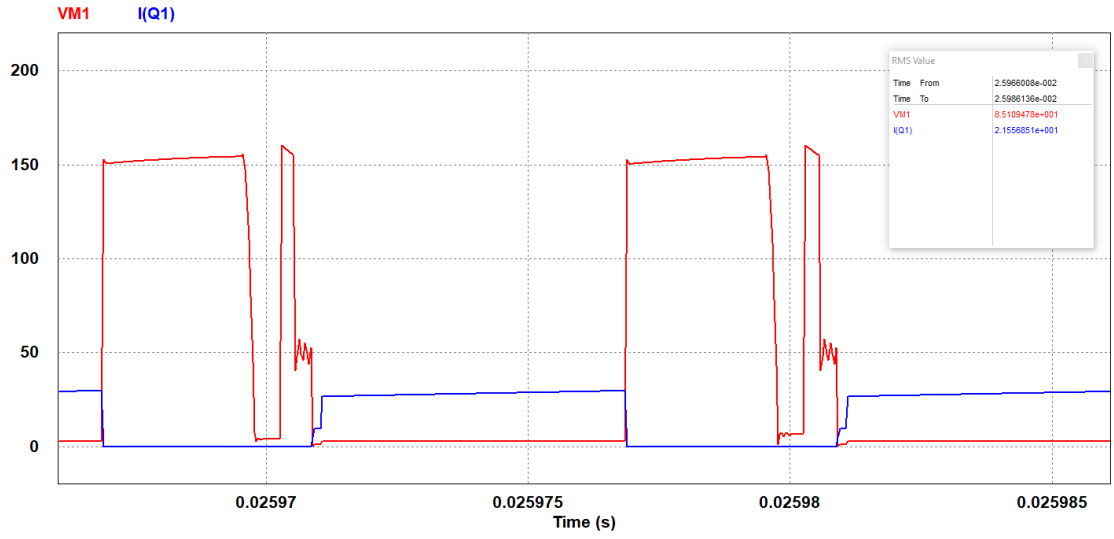
Şekil 5.7 Tam yükte Q_{A1} anahtar akımı



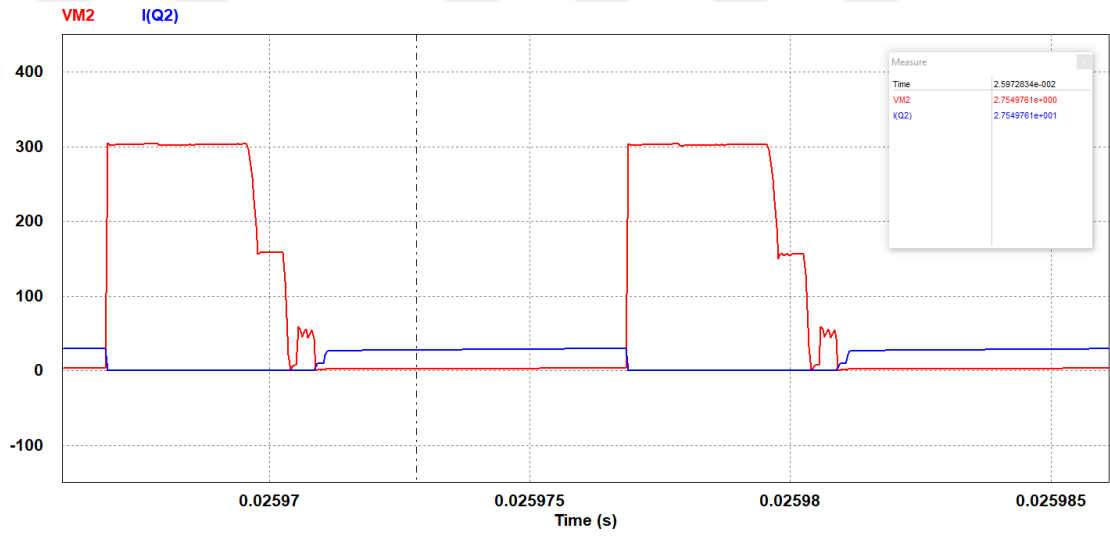
Şekil 5.8 Tam yükte Q_{A2} anahtar akımı



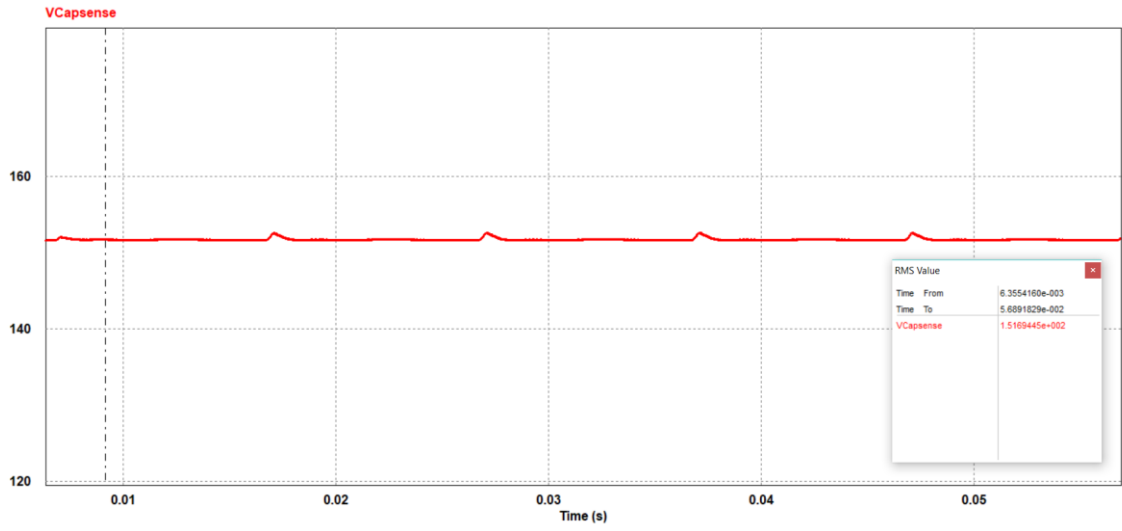
Şekil 5.9 Tam yükte Q_{A3} anahtar akımı



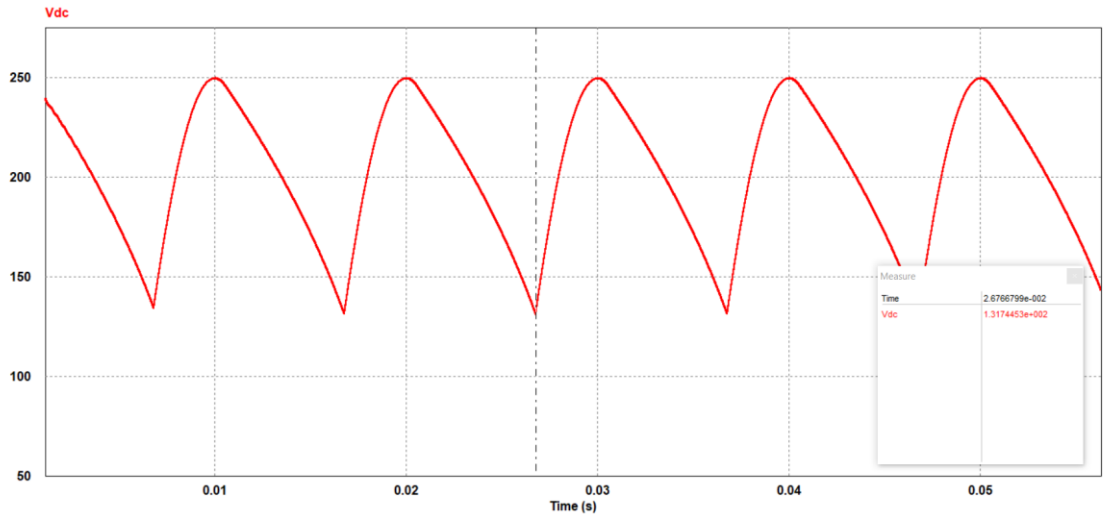
Şekil 5.10 Tam yükte Q_1 anahtar akımı (mavi) Q_1 anahtar gerilimi (kırmızı)



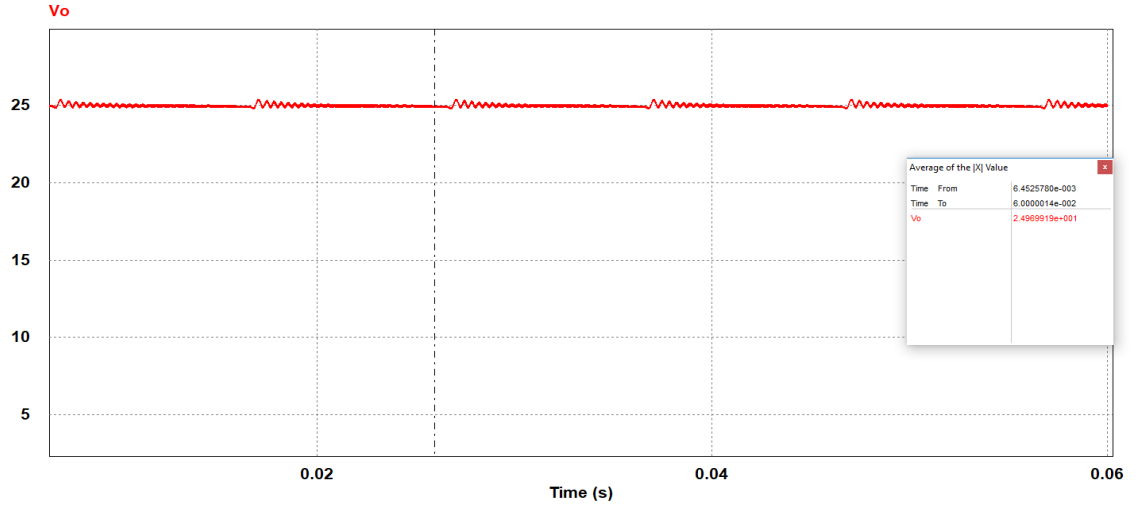
Şekil 5.11 Tam yükte Q_2 anahtar akımı (mavi) Q_2 anahtar gerilimi (kırmızı)



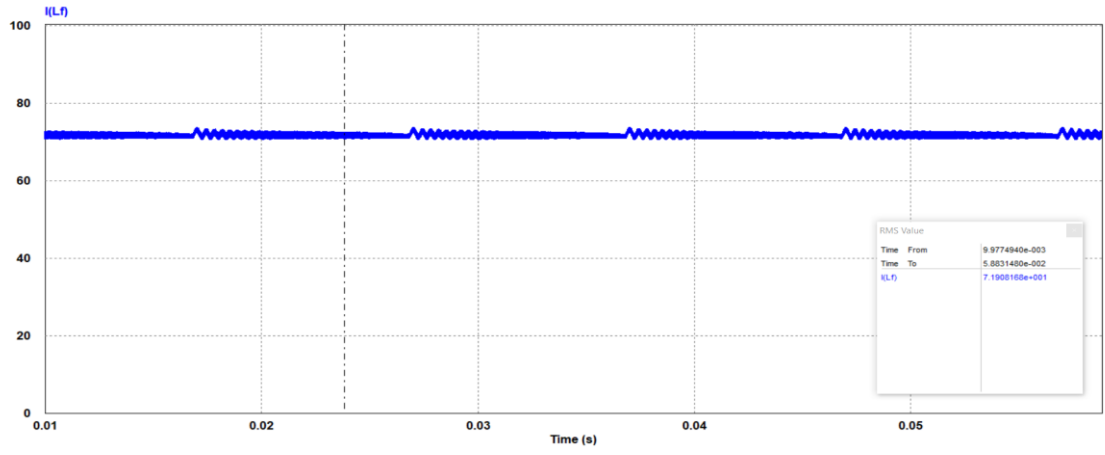
Şekil 5.12 C₁ kondansatör gerilimi dalga şekli



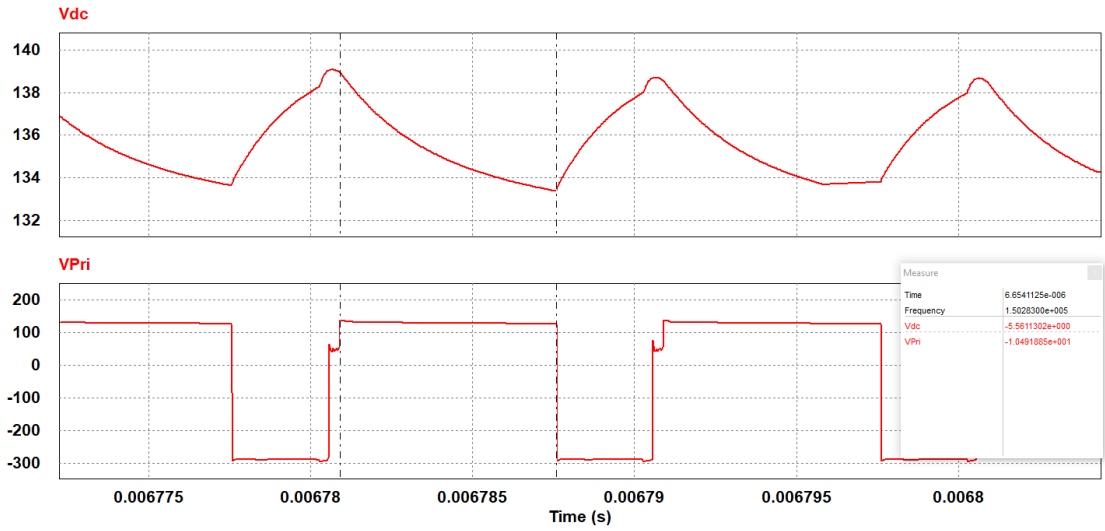
Şekil 5.13 V_{DC} bara geriliminin dalga şekli



Şekil 5.14 Tam yükte çıkış geriliminin dalga şekli



Şekil 5.15 Tam yükte çıkış akımının dalga şekli



Şekil 5.16 Tasarlanan dönüştürücünün maksimum doluluk oranını

SONUÇ VE ÖNERİLER

Psim simülasyon programı aracılığıyla tasarlanan devrenin simülasyonu gerçekleştirilmiştir. İlk olarak hedeflenen tasarlanan devrenin ZVT yapması Şekil 5.10 ve Şekil 5.11 ana anahtarların akım ve gerilimlerinden elde edilir. Bir başka hedef ise tasarlanan dönüştürücünün doluluk oranının artmasıydı ve doluluk oranını arttırarak güç yoğunluğunun da artmasıdır. Maksimum doluluk oranı, dc-dc dönüştürücülerde minimum giriş geriliminde oluşur. Doluluk oranının arttırıldığı Şekil 5.16 ile verilen şekilde V_{dc} bara ve primer sargılarına bakılarak görülebilir. DC bara 132V düşmüştür ve primer sargılarında pozitif alanının genişliği periyodun %65.54 olduğu gözlemlenmiştir. Bu değer direk doluluk oranının değerine denk gelmektedir.

Dönüştürücünün çıkış gücü arttırıldığından elemanların akım stresi de artmıştır. Fakat tasarımın referans alındığı değerler değiştirilmemiştir. Şekil 5.5 ile verilen Psim simülasyon görüntüsüne dikkatli bakılırsa burada doğrultucu çıkışında kullanılan depolama kondansatörünün değeri 1360 μF değerinden 680 μF değerine düşmüştür. Bu tezdeki en önemli hedeflerden biriydi.

Devre elemanlara maksimum gerilim stresi olarak $V_{IN}+V_{C1}$ gerilimi gelmektedir. Bu devrenin önemli fikirlerinden bir ise şöyle düşünüle bilinir: Markette 600V'luk yarı iletkenler standartlaştırıldığı için ara değerli yarı iletkenlere nazaran çok daha ucuzdur. Genellikle de 400V'ta göre tasarlanan bir devrede MOSFET'ler tasarımın ucuz olması amacıyla 600V'luk MOSFET kullanılmaktadır. Yani geriye 200V'luk bir kullanılmayan gerilim dayanımı kalmıştır. Bu tasarım ile de bizler bu 200V gerilim dayanımı 150V'luk

kısmını kullanarak devrenin güç yoğunluğunu, verimini ciddi bir biçimde arttırmış bulunmaktayız.

Dönüştürücünün anahtar sayısının fazla olması çok güç yoğunluğu açısından çok büyük bir problem bu devre üzerinden konuşmak gerekirse anahtar sayının azaltılması ile yapılacak bir çalışmanın önemi çok fazla olacaktır.



KAYNAKLAR

- [1] Smith, K. M. ve Smedley, K. M., (1997). "A comparison of voltage-mode soft-switching methods for PWM converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, 12(2):376–386.
- [2] Smith, K. M. ve Smedley, K. M., (1999). "Properties and synthesis of passive lossless soft-switching PWM converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, 14(5):376–386.
- [3] Mao, H., Lee, F. C. Y., Zhou, X., Dai, H., Cosan, M. ve Boroyevich, D., (1997). "Improved zero-current transition converters for high-power applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 33(5):1220-1232.
- [4] Hua, G., Yang, E. X., Jiang, Y. ve Lee, F. C., (1994). "Novel zero-current-transition PWM converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, 9(6):601-606.
- [5] Hua, G., Yang, E. X., Jiang, Y. ve Lee, F. C., (1994). "Novel zero-voltage-transition PWM converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, 9(2):213-219.
- [6] Ferraro, A., (1982). "An overview of low-loss snubber technology for transistor converters", *1982 IEEE Power Electronics Specialists conference*, 1982, Cambridge, 466–477.
- [7] Bodur, H., Aksoy, İ., ve Bakan, A. F., (2005). "PWM DC-DC Dönüştürücülerde ZVT ve ZCT Tekniklerine Genel Bir Bakış", *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 11. Ulusal Kongresi*, 2005, İstanbul, 390–393.
- [8] Bakan, A. F., Bodur, H., ve Askoy, İ., (2005). "A novel ZVT-ZCT PWM DC-DC converter", *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 11-14 Eylül 2005, Dresden, 1–8.
- [9] Bakan, A. F., Bodur, H., ve Askoy, İ., (2005). "A Novel ZVT-ZCT PWM DC-DC Converter", *11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2005)*, 2005, 1–8.
- [10] Aksoy, İ., Bodur, H. ve Bakan, A. F., (2010). "A New ZVT-ZCT-PWM DC–DC Converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, 25(8):2093–2105.
- [11] Aksoy, İ., (2007). Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama Dc-Dc Pwm Dönüştürücünün Tasarımı, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

- [12] Oliveira Stein, C. M. ve Hey, H. L., (2000). "A true ZCZVT commutation cell for PWM converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, 15(1):185-193.
- [13] Tan, F. D., (2002). "The forward converter: from the classic to the contemporary", *APEC. Seventeenth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., 10-14 Mart 2002, Dallas*, 2:857-863.
- [14] Bridge, C. D., (2000). "Clamp voltage analysis for RCD forward converters", *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 6-10 Şubat 2000, New Orleans*, 2:959-965.
- [15] Xu, J., Cao, X. and Luo, Q., (1999). "An Improved Two-Transistor Forward Converter", *IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive System, Temmuz 1999, Hong Kong*, 225-228.
- [16] Adib, E. ve Farzanehfard, H., (2012). "Analysis and Design of a Zero-Current Switching", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1):144-150.
- [17] Zhang, M. T., Jovanovic, M. M., ve Lee, F. C. Y., (1998). "Analysis and evaluation of interleaving techniques in forward converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, 13(4):690-698.
- [18] Andrade, A. M., De Freitas, L. C., João, B. V., Coelho, E. A. A., Valdeir, J. F. ve Freitas, L. C. G., (2010). "New on-off ZCS double forward converter", *2010 9th IEEE/IAS Int. Conf. Ind. Appl. INDUSCON 2010, 8-10 Kasım 2010, Sao Paulo*, 1-6.
- [19] Çetin, S., (2007). Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama Ve Yüksek Güç Faktörlü Ac-Dc Dönüştürücünün Geliştirilmesi Ve Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [20] Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P., (2002). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3rd Edition, John Wiley & Sons Inc., USA*.
- [21] Uslu, M., (2006). "Analysis, Design, and Implementation of a 5 kW zero voltage switching phase-shifted full-bridge DC/DC Converter based power supply for arc welding machines", Doktora Tezi, ODTU Fen Bilimleri, Ankara.
- [22] Bodur, H. (2017). *GÜÇ ELEKTRONİĞİ Temel Analiz ve Sayısal Uygulamalar*, 4. Baskı, Birsen Yayın Dağıtım LTD. ŞTİ, İstanbul.
- [23] Zulkifli, S. A., (2013). "Cascaded buck-boost converters: Output voltage regulation & constant inductor current", *2013 IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications*, 19-21 Haziran 2013, Melbourne, 111-116.
- [24] Rashid, M. H., (2018). *Power Electronics Handbook*, Joe Hayton Inc., USA.
- [25] Sai V. ve Kumar, A., (2011). Analysis and Design of Pulse-Width Modulated Two-Switch Forward DC-DC Converter for Universal Laptop Adapter DC-DC CONVERTER FOR UNIVERSAL, Yüksek Lisans Tezi, Wright State University, Dayton.

- [26] Severns, R., The History of the Forward Converter, <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.362.6824&rep=rep1&type=pdf>, 12 Mayıs 2018.
- [27] Murthy-Bellur, D. ve Kazimierczuk, M. K., (2010). "Two-switch flyback PWM DC-DC converter in discontinuous-conduction mode" *Int. J. Circuit Theory Appl.*, 30 Mayıs-2 Haziran, Paris, 3705-3708.
- [28] Kazimierczuk, M. K., (2012). Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3rd Edition, John Wiley & Sons Ltd., Chichester.
- [29] Ji, H. K. ve Kim, H. J. (1994). "Active clamp forward converter with MOSFET synchronous rectification", *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference - PESC'94*, 20-25 Haziran 1994, Taipei, 895–901.
- [30] Lin, B. R. ve Chen, J. J., (2008). "Design and implementation of an interleaved soft-switching converter with output voltage doubler", *Int. J. Circuit Theory Appl.*, 4 Kasım 2008, Wiley InterScience.
- [31] Emelogu, G. C. ve Raji, A. G., (2017). "Single Switch Forward Converter", 14-16 Nov. 2013, Owerri. 348–356.
- [32] Ferroxcube, Soft Ferrites and Accessories Data Handbook, <https://www.ferroxcube.com/en-global/download/download/11>, 12 Mayıs 2018.
- [33] McLyman, C., (2011). *Transformer and Inductor Design Handbook, Fourth Edition*, CRC Press, London.
- [34] Prieto, R., Oliver, J. A. ve Alou, P., Teaching Magnetic Design using CAD tool, http://oa.upm.es/13372/1/INVE_MEM_2011_112120.pdf, 12 Mayıs 2018.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı :Fatih ZÜNGÖR
Doğum Tarihi ve Yeri :07.04.1994 – İstanbul
Yabancı Dili :İngilizce
E-posta :fatih.zungor@ogr.sakarya.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Sakarya Üniversitesi	2016
Lise	Fen Bilimleri	Zühtü Kurtulmuş Lisesi	2012

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2016-2018	Gedik Kaynak A.Ş	AR-GE Mühendisi
2018-....	Mamur Teknoloji A.Ş	AR-GE Mühendisi

YAYINLARI

Bildiri

1. Bodur H., Zungor F. ve Akboy E. (2018). “An Improved Duty Cycle Zvt Two Switch Forward Converter”, 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE 2018), Mayıs, İstanbul.

ÖDÜLLERİ

1. Sakarya Üniversitesi Bölüm Birinciliği-2016

