KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

YUMUŞAK ANAHTARLAMALI SARMAŞIK TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI

NASIR ÇORUH

KOCAELİ 2013

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

YUMUŞAK ANAHTARLAMALI SARMAŞIK TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI

NASIR ÇORUH

Prof.Dr. Semra ÖZTÜRK **Danışman, Kocaeli Üniv.**	.....
Prof.Dr. Kadir ERKAN **Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.**	.....
Doç.Dr. H. Tarık DURU **Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.**	.....
Yrd.Doç.Dr. Tarık ERFİDAN **Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.**	.....
Yrd.Doç.Dr. Levent OVACIK **Jüri Üyesi, İTÜ**	.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 15.11.2013

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında, yumuşak anahtarlamalı iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Tez çalışmamda desteğini esirgemeyen danışmanım Sayın Prof.Dr. Semra ÖZTÜRK' e teşekkürlerimi sunarım.

Çalışma hayatım boyunca, büyük bir özveri ve sabır ile beni destekleyen, teşvik eden, karşılaştığım problemlerin çözümünde yardımını ve zamanını esirgemeyen, tezin her aşamasına katkıda bulunan hocam Sayın Yrd.Doç.Dr. Tarık ERFİDAN' a bütün içtenliğimle teşekkür ederim.

Tez çalışmamın tüm aşamalarında gerek maddi gerek manevi desteğini esirgemeyen, fikrini paylaşan, meslektaşım ve dostum Sayın Yrd.Doç.Dr. Satılmış ÜRGÜN' e ayrıca teşekkür ederim.

Tez çalışmamın tamamlanmasında gösterdiği anlayış ve destek için, sabırla beni akademik çalışma hayatına motive için Sayın Prof.Dr. Ufuk YILDIZ' a teşekkürü bir borç bilirim.

Fen Bilimleri enstitüsünde çalışmamı sağlayan ve her zaman destekleyen Sayın Prof.Dr. İlhan Tekin ÖZTÜRK' e teşekkürlerimi sunarım.

Fen bilimleri enstitü bünyesinde çalışmamı sağlayan, her zaman manevi desteğini ve enerjisini yanımda hissettiğim, Sayın Leyla ŞENOL' a teşekkür ederim.

Birlikte mesai paylaştığım ve manevi desteklerini hiç esirgemeyen sevgili dostlarım ve meslektaşlarım Yük.Müh. Abdülvehhab KAZDALOĞLU' na ve Yük.Müh. Murat ÜNLÜ' ye teşekkür ederim.

Fen bilimleri enstitüsündeki çalışma hayatım boyunca her zaman bir dost olarak gördüğüm Sayın Yusuf YAĞCI' ya, tüm Fen Bilimleri Enstitüsü çalışanlarına ve sivil havacılık yüksekokulu çalışanlarına teşekkür ederim.

Tez çalışmamın özellikle son aşamalarında desteğini esirgemeyen Sayın Haluk DEMİRTAŞ' a teşekkürü bir borç bilirim.

Ve… Hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerinin esirgemeyen, her aşamada sıkıntılarımı ve mutluluklarımı paylaşan sevgili babam, annem ve kardeşlerime, sonsuz bir sabırla sıkıntılı zamanlarımı paylaşan, her zaman yanımda olan,

Sevgili eşim Nihan ÇORUH' a sonsuz teşekkür ederim.

Aralık – 2013 Nasır ÇORUH

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR i
İÇİNDEKİLER ii
ŞEKİLLER DİZİNİ iv
TABLOLAR DİZİNİ vii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ viii
ÖZET x
ABSTRACT xi
GİRİŞ 1
1. GENEL BİLGİLER 1
1.1. Paralel Çalışma 3
1.2. Sarmaşık Yöntemi 5
1.3. Yumuşak Anahtarlama 6
1.4. Önceki Çalışmalar 8
2. İKİ KATLI SARMAŞIK YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ ANALİZİ 14
2.1. Giriş 14
2.2. Yükseltici Tip DA-DA Dönüştürücüler 14
2.3. Sarmaşık Yükseltici Dönüştürücü 20
2.4. Sarmaşık Dönüştürücülerde Akım Paylaşımı 25
2.4.1. Aktif akım paylaşım yöntemleri 26
2.4.1.1. Kontrol yapıları 26
2.4.1.2. Akım paylaşım hatası hesaplama 29
2.5. Sonuç 29
3. DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE YUMUŞAK ANAHTARLAMA 31
3.1. Giriş 31
3.2. Güç Anahtarları ve Verim 32
3.2.1. Güç anahtarı seçimi 33
3.3. Sonuç 37
4. SGG-SAG İKİ KAT SARMAŞIK YÜKSELTİCİ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZ VE TASARIMI 39
4.1. Önerilen Devrenin Analizi 40
4.1.1. Analiz için gerekli kabuller 40
4.1.2. Devrenin çalışma aralıkları 41
4.2. Benzetim Çalışması 49
5. SGG-SGA İKİ KAT SARMAŞIK YÜKSELTİCİ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN UYGULAMA DEVRESİ VE DENEYSEL SONUÇLAR 54
5.1. Uygulama Devresi 55
5.1.1. Güç devresi 55
5.1.2. Yardımcı devre 56
5.1.3. Kontrol bloğu 57
5.1.3.1. DSC (Digital Signal Controller) 57
5.1.3.2. Algılayıcılar 61

5.1.3.3. Sürücü devre 62
5.2. Deneysel Sonuçlar 63
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 72
KAYNAKLAR 76
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER 82
ÖZGEÇMİŞ 83

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. AA sistemlerin genel gösterimi 1
Şekil 1.2. Dönüştürücülerin paralel kullanımı 3
Şekil 1.3. Paralel bağlı iki yükseltici dönüştürücünün bobin ve giriş akımları dalga şekilleri 4
Şekil 1.4. İki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün bobin ve giriş akımları dalga şekilleri 5
Şekil 1.5. Yumuşak anahtarlama tekniklerinin anahtarın iletim ve kesim durumlarına göre gösterimi(Bodur ve diğ., 2002a) 7
Şekil 2.1. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücü (a) genel devre şeması, (b) ideal devre şeması 15
Şekil 2.2. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücünün anahtarın iletim ve kesim durumlarına göre eşdeğer devre şemaları 15
Şekil 2.3. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücünün anahtarın iletim ve kesim durumlarına göre bobin ve kondansatörün akım-gerilim dalga şekilleri 16
Şekil 2.4. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücüde V_o/V_g ve I_g/I_o' in doluluk-boşluk oranına göre değişimi 18
Şekil 2.5. *n* kat sarmaşık yükseltici tip DA-DA dönüştürücü devre şeması 21
Şekil 2.6. *n*=4 için sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün güç anahtarı kontrol işaretleri, bobin akımları ve giriş akımı dalga şekilleri 21
Şekil 2.7. Farklı *n* değerleri için, $\Delta i_g/\Delta i_L$ oranının doluluk-boşluk oranına göre değişimi 22
Şekil 2.8. Farklı *n* değerleri için, $\Delta v_o/V_o$ oranının doluluk-boşluk oranına göre değişimi 23
Şekil 2.9. İki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün çalışma aralıklarına göre eşdeğer devre şemaları ve i_{L1}, i_{L2}, V_o değişim denklemleri 24
Şekil 2.10. İki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün, güç anahtarı kontrol işaretleri, bobin akımları ve çalışma aralıklarına göre devre elemanlarının durumları 25
Şekil 2.11. Aktif akım paylaşım yöntemleri 26
Şekil 2.12. Aktif akım paylaşımı kontrol yapılarının blok diyagramları, a)İç Döngü Regülasyonu, b)Dış Döngü Regülasyonu, c)Dış Kontrolör ile Regülasyon (Luo ve diğ., (1999)) 27
Şekil 2.13. Benzetim sonucu elde edilen iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü bobin ve giriş akımları dalga şekilleri 30
Şekil 3.1. İdeal anahtar için iletim ve kesim anlarındaki akım-gerilim ve güç kaybı dalga şekilleri 32
Şekil 3.2. IGBT ve n-kanal MOSFET' in, iç kapasiteleri ve çıkış karakteristikleri 34

Şekil 4.1. Önerilen SGG-SGA iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü devre şeması 39
Şekil 4.2. Önerilen devredeki güç anahtarlarının kontrol işaretleri 41
Şekil 4.3. Önerilen devrenin çalışma aralıklarına ait teorik dalga şekilleri 43
Şekil 4.4. Önerilen devrenin çalışma aralıklarına göre eşdeğer devre şemaları 44
Şekil 4.5. Benzetim çalışmasında kullanılan yazılım arayüzü 50
Şekil 4.6. Önerilen devrenin ana (S_1-S_2) ve yardımcı anahtarlarının (S_{1a}-S_{2a}) benzetim çalışmasında kullanılan kontrol işaretleri 50
Şekil 4.7. Benzetim sonucunda önerilen devrenin S_1(üst) ve S_2(alt) ana anahtarlarına ait akım-gerilim dalga şekilleri 51
Şekil 4.8. Benzetim sonucunda önerilen devrenin S_1 ana anahtarı ile S_{1a} yardımcı devre anahtarının akım-gerilim dalga şekilleri 51
Şekil 4.9. Benzetim sonucunda önerilen devrenin D_1 diyotu akım-gerilim dalga şekilleri 52
Şekil 4.10. Benzetim sonucunda önerilen devrenin yardımcı devre elemanları L_{Sa}, D_S ve C_S akım dalga şekilleri 52
Şekil 4.11. Benzetim sonucunda önerilen devrenin çıkış akım-gerilimi ile çıkış gücü dalga şekilleri 53
Şekil 5.1. Önerilen SGG-SAG iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün uygulama devresi 54
Şekil 5.2. Önerilen SGG-SAG iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün yardımcı devresi 56
Şekil 5.3. Akım paylaşımı bilgisinin DSC' e aktarımı 59
Şekil 5.4. PWM üretimi ve akım paylaşımı için kullanılan yazılımın akış diyagramı 60
Şekil 5.5. Uygulama devresinde kullanılan akım algılayıcısının içyapısı (URL-3) 62
Şekil 5.6. Güç ve yardımcı devrede kullanılan güç anahtarlarının sürücü devre şeması 63
Şekil 5.7. Önerilen SGG-SAG iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü için gerçekleştirilen düzenek 63
Şekil 5.8. SA çalışmada, akım paylaşım kontrolü olmadan I_{L1} ve I_{L2} bobin akımı, giriş akımı, I_g ve giriş gerilimi, V_g dalga şekilleri 64
Şekil 5.9. SA ile çalışmada akım paylaşım kontrolü olduğu durumda I_{L1} ve I_{L2} bobin akımı, giriş akımı, I_g ve giriş gerilimi 65
Şekil 5.10. SA ile çalışmada, S_1 ve S_2 ana anahtarları akım-gerilim dalga şekilleri 65
Şekil 5.11. YA ile çalışma durumunda, önerilen devredeki güç anahtarlarının kontrol işaretleri 66
Şekil 5.12. YA ile çalışma durumda I_{L1} ve I_{L2} bobin akım dalga şekilleri 67
Şekil 5.13. YA ile çalışma durumunda S_1 ve S_2 ana anahtarları akım dalga şekilleri 67
Şekil 5.14. YA ile çalışma durumunda, S_1-S_{1a}(üst) ve S_2-S_{2a}(alt) güç anahtarları akım dalga şekilleri 68
Şekil 5.15. YA ile çalışma durumunda, S_1 ana anahtarı akım ve gerilim dalga şekilleri 68

Şekil 5.16. YA ile çalışma durumunda, S_{1a} yardımcı anahtarı akım ve gerilim dalga şekilleri 69
Şekil 5.17. YA ile çalışma durumunda, yardımcı devre elemanlarının akım gerilim dalga şekilleri 69
Şekil 5.18. YA ile çalışma durumunda, D=0,3 için S_1 ana anahtarı akım-gerilim dalga şekilleri 70
Şekil 5.19. Önerilen devrenin farklı çıkış güçleri için SA ve YA ile çalışma durumu verim eğrileri 70

TABLOLAR DİZİNİ

Tablo 5.1. Uygulama için devre parametreleri 55
Tablo 5.2. Güç devresinde kullanılan güç anahtarı ve diyotun karakteristik özellikleri 56
Tablo 5.3. Yardımcı devrede kullanılan güç anahtarı ve diyotun karakteristik özellikleri 57
Tablo 5.4. dsPIC33EP512MU814'ün genel özellikleri 58

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Δi : Akım dalgalanma değişimi
Δv : Gerilim dalgalanma değişimi
τ : Sarmaşık yükseltici devre giriş akımı periyodu
C : Kapasite
D : Doluluk-boşluk oranı
f_S : Anahtarlama frekansı
I_g : Dönüştürücü giriş akımı
I_L : Bobin akımı
I_o : Dönüştürücü çıkış akımı
I_{off} : Kesim süresince güç anahtarından geçen akım
I_{on} : İletim süresince güç anahtarından geçen akım
L : Bobin
n : Paralel dönüştürücü sayısı
q : Sarmaşık yükseltici devre giriş akımı doluluk-boşluk oranı
R : Yük direnci
S : Güç anahtarı
t_{off} : Güç anahtarının kesime girme süresi
t_{on} : Güç anahtarının iletime girme süresi
T_S : Anahtarlama Periyodu
V_g : Dönüştürücü giriş gerilimi
V_{GE} : Güç anahtarı kapı gerilimi
V_h : Hata gerilimi
V_o : Dönüştürücü çıkış gerilimi
V_{off} : Kesim süresince güç anahtarı üzerindeki gerilim
V_{on} : İletim süresince güç anahtarı üzerindeki gerilim
V_{ref} : Referans gerilimi
Z_c : Hat empedansı

AA : Alternatif Akım
ADC : Analog – Digital Converter (Analog-Sayısal Dönüştürücü)
AGK : Anahtarlamalı Güç Kaynağı (Switched-Mode Power Supply)
DA : Doğru Akım
DSC : Digital Signal Controller (Sayısal İşaret Kontrolörü)
DSP : Digital Signal Processor (Sayısal İşaret İşleyici)
EMI : Electromagnetic Interference (Elektromanyetik Girişim)
FPGA : Field-Programmable Gate Array (Alan Programlanabilir Kapı Dizisi)
GFD : Güç Faktörü Düzeltme (Power Factor Correction)
IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor (Yalıtılmış Kapılı Bipolar Transistör)
MOSFET : Metal-Oxide Field Effect Transistor (Metal-Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistor
PWM : Pulse-Width Modulation (Darbe Genişlik Modulasyonu)
SA : Sert Anahtarlama (Hard Switching)

SAA	: Sıfır Akımda Anahtarlamalı (Zero Current Switching(ZCS))
SAG	: Sıfır Akım Geçişli (Zero Current Transition(ZCT))
SGA	: Sıfır Gerilimde Anahtarlamalı (Zero Voltage Switching(ZVS))
SGG	: Sıfır Gerilim Geçişli (Zero Voltage Transition(ZVT))
YA	: Yumuşak Anahtarlama (Soft Switching)

YUMUŞAK ANAHTARLAMALI SARMAŞIK TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI

ÖZET

Güç elektroniğindeki teknolojik gelişim ile birlikte, yüksek güçlü tek bir DA-DA dönüştürücü kullanmak yerine düşük güçlü paralel bağlı dönüştürücüler kullanmak bakım, ısı yayılımı, güvenilirlik ve hata toleransı açısından avantaj sağlayacaktır.

Paralel bağlı dönüştürücülerin sarmaşık yöntemi ile kullanımı dönüştürücü giriş ve çıkışındaki akım-gerilim dalgalanmalarını azaltmaktadır. Bununla birlikte artan efektif frekans daha düşük boyutlu filtre bileşeni kullanılmasına olanak sağlar.

Dönüştürücülerin sarmaşık olarak kullanımının dezavantajlarından biri kullanılan fazla güç anahtarı sayısıdır. Özellikle yüksek anahtarlama frekanslarında ve yüksek güçlerde meydana gelen anahtarlama kayıpları sert anahtarlamadan dolayı artmaktadır. Bu durumda yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanımı bir gerekliliktir. Sarmaşık yöntemlerde genellikle kullanılan yumuşak anahtarlama yöntemlerinden farklı olarak sıfır gerilim-sıfır akım geçişli (SGG-SAG) yumuşak anahtarlama yöntemi kullanılmış ve bu yöntem her kat için farklı yardımcı anahtarlar ile aynı yumuşak anahtarlama hücresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Yardımcı hücrede kullanılan eleman sayısı miktarının az olması bu çalışmanın önemli avantajlarından biridir.

Bu tez çalışmasında, 600W çıkış gücü, 50kHz'lik anahtarlama frekansında çalışan, sıfır gerilim - sıfır akım geçişli sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün benzetim ve deneysel çalışması gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Sarmaşık, Sıfır Akımda Geçiş, Sıfır Gerilimde Geçiş, Yumuşak Anahtarlama, Yükseltici DA-DA Dönüştürücü.

DESIGN AND APPLICATION OF SOFT SWITCHED INTERLEAVED DC-DC CONVERTER

ABSTRACT

Beyond technological developments on power electronics, using low-powered parallel DC-DC converters rather than high-powered single DC-DC converter provide advantage on maintenance, heat dissipation, reliability and fault tolerance.

Interleaved technique in parallel connected converters enables reduction of input current and output voltage ripples. Besides, increased effective frequency provides usage of lower filter component size.

One of the drawbacks of interleaved converters is semiconductor switch count. Especially hard switching operation at high switching frequency and high power levels cause higher switching loss. Soft switching methods should be used to eliminate switching loss. In this work, as a difference from the early proposed soft switched interleaved boost converters, ZVT-ZCT method is used to eliminate turn-on and turn –off switching loss together in one switching period. Less component count of the proposed auxiliary circuit is another feature of this circuit.

Consequently in this thesis, a ZVT-ZCT interleaved DC-DC boost converter is designed and analyzed in detail. Proposed circuit is simulated and tested by a 600W, 50 kHz prototype.

Keywords: Interleaved, Zero Current Transition, Zero Voltage Transition, Soft Switching, DC-DC Boost Converter.

GİRİŞ

1900'lerde başlayan, 1957'de tristörün, 1970'lerde alan etkili transistörlerin ve 1980'lerde yalıtılmış kapılı transistörlerin üretilmesi ile devam eden güç elektroniği elemanlarındaki gelişim, günümüzde yarıiletken malzeme üretiminin değişimi ile birlikte daha yüksek hızlarda çalışabilen anahtarlama elemanlarının üretilmesine olanak sağlamaktadır. Bununla birlikte, teknolojik gelişmeler doğru akım kullanılan sistemlerin yaygınlaşmasına neden olmakta, küçük boyutlu ve yüksek verimli güç elektroniği devrelerine olan beklenti artmaktadır. Yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilen yarıiletken elemanlar, devre boyutunun küçülmesini sağlarken, sert anahtarlamadan dolayı oluşan kayıplar verimin azalmasına neden olmaktadır.

Son yıllarda, yüksek güçlerde tek bir DA-DA dönüştürücü kullanılması yerine daha düşük güçlü dönüştürücülerin paralel kullanılması popülerliğini arttırmaktadır. Paralel bağlı sistemler ile çalışma frekansı değiştirilmeden, akım paylaşımı sağlanarak, daha düşük değerlerde devre elemanlarının kullanılması sağlanmaktadır. Dönüştürücülerin giriş ve çıkışındaki filtre elemanlarının boyutu çalışma frekansı ve giriş-çıkış genlik değerlerine bağlıdır. Özellikle güç faktörü düzeltme ve yenilenebilir enerji kaynakları uygulamalarında paralel sistemlere ek olarak sarmaşık yapı önerilmiştir. Sarmaşık yapı kısaca; paralel bağlı, aynı tip ve özellikteki dönüştürücülerin faz farkı ile çalıştırılması olarak ifade edilmektedir. Paralel bağlı dönüştürücülerin kontrol işaretleri arasındaki faz farkı, dönüştürücünün efektif çalışma frekansını arttırırken, giriş-çıkış genliklerinin azaltılmasını sağlamaktadır. Sarmaşık yöntemi, daha düşük değerli giriş ve çıkış filtre elemanları kullanılabilmesi avantajı sağlar. Ancak, sarmaşık yapı sağladığı avantajların yanında devredeki yarıiletken bileşen sayısını arttırmaktadır. Sarmaşık yapı kullanılan dönüştürücülerde, yüksek güç ve çalışma frekansındaki kayıpları azaltmak için yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanılması gerekmektedir.

Bu tez çalışmasında, DA-DA dönüştürücülerin giriş ve çıkışındaki akım-gerilim dalgalanmalarını azaltmak için tercih edilen sarmaşık yapının, yüksek anahtarlama

frekansı ile çalışabilmesi için bir yumuşak anahtarlama hücresinin geliştirilmesi amaçlanmıştır. Amaç doğrultusunda 600W çıkış gücünde sıfır gerilim-sıfır akım geçişli iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilmiş, sonuçlar benzetim çalışması ile desteklenmiştir.

Tez çalışması 6 bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde tez çalışmasında kullanılan sarmaşık tekniği ve yumuşak anahtarlama yöntemleri genel olarak anlatılmış ve önceki çalışmalar verilerek neden bu yöntemlerin kullanıldığı vurgulanmıştır.

İkinci bölümde, tez çalışmasının temelini oluşturan sarmaşık yöntemi detaylı olarak verilmiş, iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün analizi gerçekleştirilmiş ve sarmaşık tekniğinde kullanılan akım paylaşım yöntemleri anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde, dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama yöntemi sunulmuş, YA(Yumuşak Anahtarlama) tipleri ve anahtarlama elemanlarındaki güç kayıplarından bahsedilmiştir.

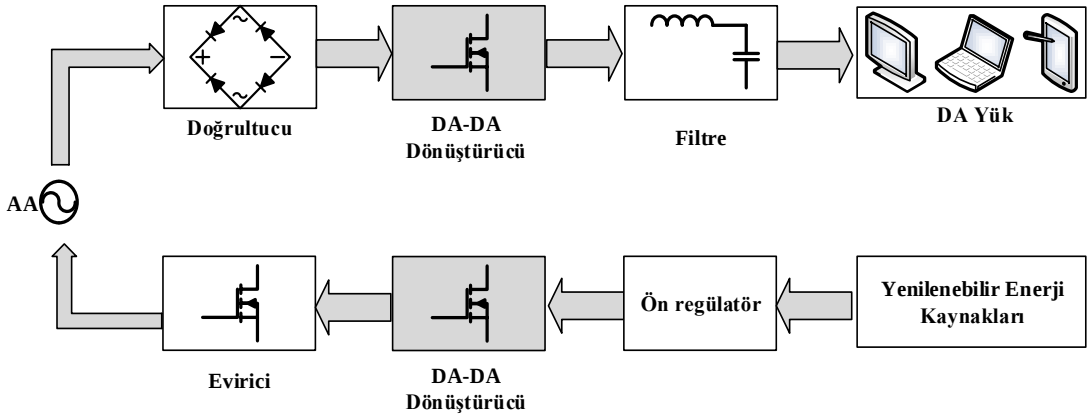
Dördüncü bölümde, önerilen yumuşak anahtarlamalı iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün analiz ve tasarımı sunulmuş, analiz sonucu elde edilen parametrelere göre PSpice tabanlı bir yazılım ile benzetimi gerçekleştirilmiştir. Beşinci bölümde, önerilen devre için gerçekleştirilen deney düzeneği ve deneysel sonuçlar verilmiştir. Son bölüm olan altıncı bölümde ise, benzetim ve deneysel sonuçlar yorumlanarak çalışma sonuçlandırılmıştır.

1. GENEL BİLGİLER

Teknolojinin gelişimi ile birlikte sanayide ve evlerde kullanılan cihazlarda doğru akım (DA) kullanımı yaygınlaşmaktadır. Her ne kadar şebeke AA olsa da dizüstü bilgisayarlar, LCD televizyonlar gibi yaygın olarak kullanılan cihazlar DA ile çalışmaktadır. Bir dizüstü bilgisayarın AA şebeke gerilimi üzerinden beslenebilmesi için temel ara devreler;

- Doğrultucu - Şebeke gerilimi, bir doğrultucu ile doğru gerilime çevrilir,
- DA-DA Dönüştürücü - Doğrultulan gerilim, yükün gereksinim duyduğu gerilim değerine dönüştürülür,
- Aktif filtre-Gerilim Regülatörü - Dönüştürülen gerilim filtre ve regüle edilerek yüke aktarılır.

Doğrultma işlemi genellikle, denetimsiz bir doğrultucu ile gerçekleştirilir. Doğrultulan gerilim, daha yüksek gerilim seviyesi gerektiren yükler için yükseltici tip dönüştürücü, daha düşük gerilim seviyesi gerektiren yükler için ise düşürücü tip dönüştürücü kullanılarak istenen gerilim seviyesi elde edilir ve yüke aktarılır. Yenilenebilir enerji kaynakları gibi alternatif sistemlerden elde edilen enerjinin şebekeye aktarılabilmesi için eviricinin ihtiyaç duyduğu gerilim seviyesi ise ancak bir DA-DA dönüştürücü kullanılarak sağlanabilmektedir (Şekil 1.1).



Şekil 1.1. AA sistemlerin genel gösterimi

Temel dönüştürücü tipleri; yükseltici (Boost), düşürücü (Buck), düşürücü yükseltici (Buck-Boost) olarak bilinmekle birlikte, geri dönüşlü (Flyback), ileri (Forward), yarım köprü (Half-Bridge) ve tam köprü (Full Bridge) gibi yalıtımlı dönüştürücü tiplerinin kullanımı da oldukça yaygındır.

Güç elektroniği sistemlerinde DA-DA dönüştürücü tipi seçimi önemli bir husustur. Girişine uygulanan gerilimi yükseltmek için "yükseltici" tip bir dönüştürücü kullanılabilirken, aynı işlemi "geri dönüşlü" ya da "ileri" tip dönüştürücülerle de yapabilmek mümkündür. Uygulama alanı, dönüştürücü tipi seçimi için önemli parametrelerden biridir.

Tez çalışmasında fotovoltaik panellerin ya da yakıt hücrelerinin kullanıldığı sistemler gibi yenilenebilir enerji kaynakları uygulamalarında ve güç faktörü düzeltme uygulamalarında da yaygın olarak kullanılan yükseltici tip DA-DA dönüştürücü kullanılmıştır. Klasik tip DA-DA dönüştürücü olarak bilinen yükseltici tip dönüştürücülerin kullanımı oldukça yaygındır. Genel özellikleri;

- Yapısı basittir,
- Devredeki manyetik eleman yüke seri bağlıdır,
- Hat üzerinde düşürücü tip dönüştürücülerde olduğu gibi bir anahtar olmadığından yüke enerji aktarımı kesintisizdir,
- Devredeki anahtarın konumu dolayısıyla denetimi basittir(yumuşak anahtarlama uygulamaları için önemli bir özelliktir).

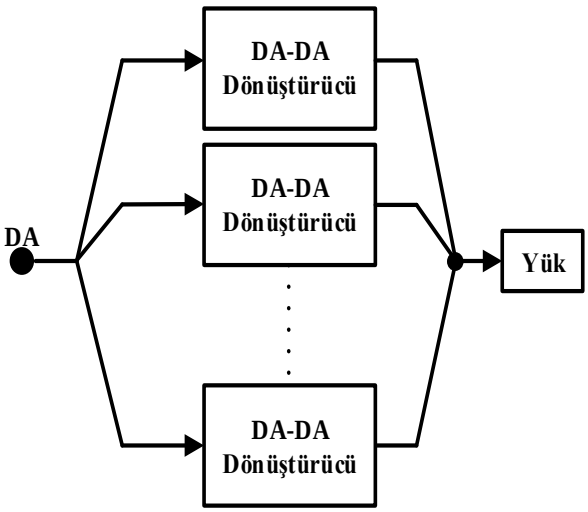
Diğer DA-DA dönüştürücülerde olduğu gibi yükseltici tip dönüştürücüler için de "Sürekli İletim", "Süreksiz İletim", "Kritik(Sınır) İletim" çalışma modları mevcuttur. Kritik iletim modunda bobin akımı sıfırdan geçer ve genellikle değişken yüklü uygulamalarda kullanılır. Süreksiz iletim modunda, bir anahtarlama periyodunda bobin akımı sıfıra düşer ve ölü zaman olarak adlandırılan bir süre kadar sıfırda kalır. Bu çalışma modunda devredeki diyotun ters toparlanma akımından oluşan kayıplar giderilse bile, giriş akımının tepe değeri ve iletim kayıpları oldukça yüksektir. Sürekli iletim modunda, bobin akımı hiçbir zaman sıfıra düşmediğinden giriş akımı tepe değeri ve iletim kayıpları düşüktür. Bu yüzden sürekli iletim modu, güç faktörü düzeltme gibi yüksek güçlü uygulamalar için uygundur (Park ve Hyun, 2009).

Dönüştürücü devrelerindeki bobin ve kondansatör değerlerinin belirlenmesinde, dönüştürücülerin giriş akımı dalgalanma genliği, çıkış gerilimi dalgalanma genliği ve çalışma frekansı kullanılmaktadır. Yüksek güçlerde, dalgalanma genliklerinin artması bobin ve kondansatörün boyutlarının daha da büyümesine neden olmaktadır. Aynı zamanda yüksek akım geçişleri, devredeki güç anahtarları üzerinde yüksek streslere neden olacaktır.

Özellikle yüksek güçlü uygulamalarda, devre elemanları üzerindeki yüksek akım stresini azaltmak ve daha küçük boyutlu devre elemanları kullanabilmek için, tek bir yükseltici dönüştürücü yerine aynı güç için daha düşük güçte yükseltici dönüştürücülerin paralel çalıştırılması önerilmiştir (Luo ve diğ., 1999; Tabisz ve diğ., 1992).

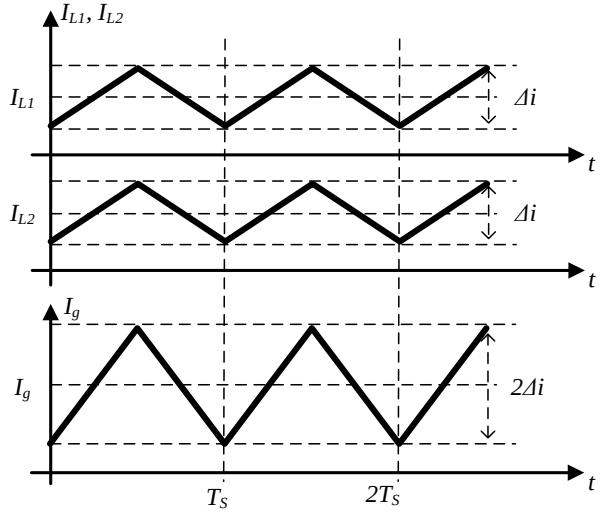
1.1. Paralel Çalışma

Güç kayıplarını azaltmanın yöntemlerinden biri de farklı sayıda aynı tip sistemin paralel olarak bağlanmasıdır (Tabisz ve diğ., 1992). Paralel bağlı aynı tip sistemler toplam gücü paylaşacağından "termal yönetim" basitleşecek, yarıiletken elemanlar üzerinde oluşan "elektriksel ve ısıl stresler" azalacaktır. Çok sayıda aynı sistem paralel olduğu için herhangi biri arızalandığında çalışmanın durması söz konusu olmayacak, sistem daha düşük verimle çalışmaya devam edecek ve "güvenilirlik" artacaktır.



Şekil 1.2. Dönüştürücülerin paralel kullanımı

Paralel devreler sisteme “modülerlik” sağlayacak ve sistem ihtiyacına göre paralel devre sayısı değiştirilerek “esnek” bir çalışma sağlanacaktır. Bunun yanı sıra, farklı sayıda devre ile aynı işlemin gerçekleştirilmesi bakım maliyetini de azaltacaktır.



Şekil 1.3. Paralel bağlı iki yükseltici dönüştürücünün bobin ve giriş akımları dalga şekilleri

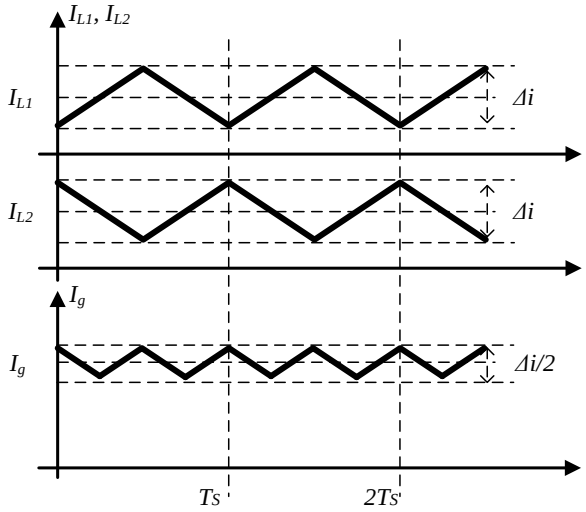
Şekil 1.3’ de paralel bağlı iki yükseltici tip DA-DA dönüştürücünün bobin akımları ve giriş akımı dalga şekilleri verilmiştir.

Yükseltici tip dönüştürücülerde giriş akımı(I_g) ile bobin akımı(I_L) birbirine eşittir. İki aynı özellikte yükseltici dönüştürücü paralel çalıştırıldığında, giriş akımının dalgalanma genliği, her bir dönüştürücünün giriş akımı dalgalanma genliklerinin toplamı olacağı Şekil 1.3’de açıkça görülmektedir.

Paralel çalışmadaki akım paylaşımı, daha düşük nominal değerlere sahip yarıiletken elemanların kullanımına imkan vermektedir. Bununla birlikte, aynı giriş akımı değerinde, bobin tasarımı için gerekli manyetik çekirdek ve tel kesiti değerleri küçülecektir. Ancak, Şekil 1.3’ den de görüleceği üzere özellikle filtre elemanlarının belirlenmesinde etkili olan giriş akımı dalgalanma genliği paralel çalışma ile artacaktır. Dalgalanma genliğini azaltmanın yöntemlerinden biri paralel bağlı dönüştürücülerin sarmaşık yöntemi ile çalıştırılmasıdır (Miwa, 1992).

1.2. Sarmaşık Yöntemi

Sarmaşık yöntemi ile güç dönüşümü, eşit çalışma frekanslı ve aynı tip elemanların kullanıldığı paralel bağlı dönüştürücülerin, güç anahtarları kontrol işaretleri arasında faz kaydırma oluşturularak gerçekleştirilir (Miwa, 1992). Sarmaşık yöntem birçok alanda farklı şekillerde kullanılan bir yöntemdir. Paralel iki yükseltici DA-DA dönüştürücünün sarmaşık yöntemi ile çalıştırıldığındaki bobin akımları ve giriş gerilimi dalga şekilleri Şekil 1.4' de verilmiştir.



Şekil 1.4. İki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün bobin ve giriş akımları dalga şekilleri

Şekil 1.3 ve Şekil 1.4 karşılaştırıldığında sarmaşık çalışmanın genel özellikleri aşağıda verildiği gibi elde edilebilmektedir;

- Şekil 1.3' deki iki paralel dönüştürücünün akım dalga şekilleri düşünüldüğünde, giriş akımının tepeden tepeye değeri, paralel kol akımlarının toplamından oluştuğu ve tek kat dönüştürücünün iki katı olacağı görülmektedir. Şekil 1.4' de görülen giriş akımında ise, her katın giriş akımları, aralarında faz farkı olacak şekilde üst üste bindiğinden, toplam giriş akımının tepeden tepeye değeri, tek kat akımın yaklaşık yarısı kadar olur.
- Paralel çalışmada, giriş akımının efektif frekansı her bir kat akımı ile aynı iken, sarmaşık çalışmada faz kaydırma sayesinde iki katına çıkmıştır. Buna göre, *n*

paralel kat sayısı olmak üzere sarmaşık yöntemde her katın çalışma frekansı aynı olsa bile dönüştürücünün efektif çalışma frekansı $n.f_S$ olacaktır.

Sonuç olarak, sarmaşık tekniğinde, çok sayıda aynı tip dönüştürücünün faz kaydırma ile kullanılması, anahtarlama frekansını ve elemanlar üzerindeki stresleri arttırmadan sistemin giriş akımı dalgalanma genliğini düşürür ve tüm dönüştürücünün efektif dalgalanma frekansını arttırır. Artan efektif dalgalanma frekansı, dönüştürücünün girişine ve çıkışına uygulanacak filtre elemanlarının ve özellikle devredeki manyetik elemanların boyutlarında azaltılmasına katkıda bulunacaktır.

Bu özellikleri ile sarmaşık tekniğinin güç faktörü düzeltme devrelerinde kullanımı yaygındır (Adragna ve diğ., 2009; Choi ve Balogh, 2012; Huber ve diğ., 2008) ve her dönüştürücü tipine uygulanabilir.

Yükseltici tip DA-DA dönüştürücülerin dezavantajlarından biri düşük verimli çalışmalarıdır. Yarıiletken güç anahtarı üzerinde oluşan anahtarlama kayıpları, toplam kaybın büyük bir oranını oluşturmaktadır. Dönüştürücülerde devre elemanlarının boyutunu azaltmak için anahtarlama frekansını yükseltmek gerekir. Ancak özellikle yüksek güçlü uygulamalarda, artan çalışma frekansı ile birlikte kullanılan manyetik elemanlar, hem boyut hem de değer olarak azalsa da güç anahtarı üzerindeki anahtarlama kayıpları artacaktır.

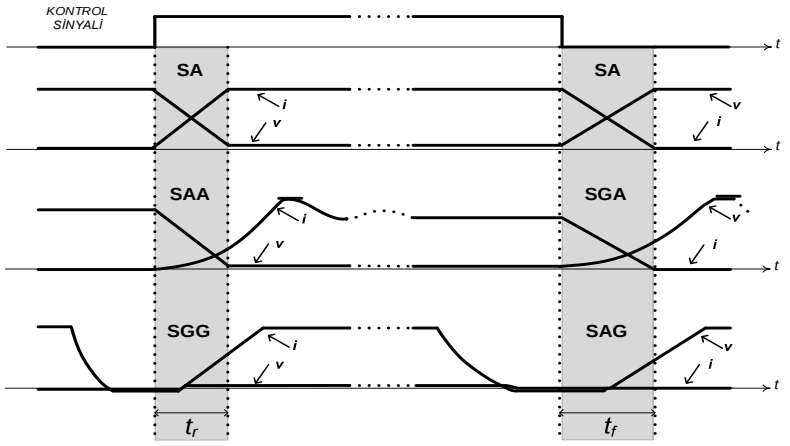
Sarmaşık yönteminin kullanıldığı dönüştürücü sistemlerinde ise paralel bağlı dönüştürücüler daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalıştırılmak istendiğinde, yapıdaki fazla yarıiletken sayısı yüzünden kayıplar artacaktır. Meydana gelen kayıpları azaltmak için yumuşak anahtarlama gibi modern anahtarlama tekniklerinden faydalanılmaktadır.

1.3. Yumuşak Anahtarlama

Modern güç elektroniği devreleri anahtarlama prensibine göre çalışmaktadır. Bu devrelerde yarıiletken bir anahtarın iletime ve kesime girme durumlarına göre girişe uygulanan enerji, anahtar ile bölünerek çıkışa aktarılır. Aktarımı esnasında, enerji kaybı meydana gelmektedir. Bu kayıplar, yarıiletken elemanlar üzerindeki anahtarlama anlarında oluşan anahtarlama kayıpları ve iletim kayıplarıdır.

Küçük boyutlu güç elektroniği devreleri elde etmek için kullanılan yüksek anahtarlama frekansı özellikle yüksek güçlü uygulamalarda yarıiletken elemanlar üzerindeki kayıpları ve akım streslerini arttıracaktır. Sert anahtarlama (SA) ile çalışmadan dolayı oluşan bu kayıpları azaltmak için yapılan çalışmalarda yumuşak anahtarlama yöntemi önerilmiştir. Basit olarak yumuşak anahtarlama (YA) ile çalışmada, yarı iletken anahtarın iletime ve kesime girme anlarında yardımcı bir bastırma hücresi kullanılarak, anahtar üzerinde oluşacak enerji kaybının sisteme geri dönüşümünü sağlamaya çalışılır. Yumuşak anahtarlama teknikleri temel olarak pasif ve aktif olarak ayırılabilir. Pasif yumuşak anahtarlama yöntemlerinde, devredeki güç anahtarına bağlanacak bobin ve kondansatör gibi pasif devre elemanları ve bazı çalışmalarda ise bunlara ek bir diyot ile anahtarlama kayıpları giderilmeye çalışılır (Bodur ve diğ., 2002a). Aktif yumuşak anahtarlama yöntemlerinde ise, ana güç anahtarına ek olarak yardımcı bir güç anahtarı kullanılır (Bodur ve diğ., 2002a). Pasif yardımcı devrelerin, ana güç anahtarları üzerinde ciddi gerilim ve akım stresleri oluşturmakta ve toplam devre boyutunu arttırmaktadır. Ayrıca devrenin geniş güç aralığında işlevsel olmadığı görülmektedir (Genç, 2010a).

Şekil 1.5' de sert anahtarlama (SA) ve yumuşak anahtarlama (YA) tekniklerinin, anahtarın iletim ve kesim anlarındaki akım-gerilim dalga şekilleri üzerinden gösterimi verilmiştir. Şekil 1.5' te SAA, sıfır akım anahtarlamalı, SGA, sıfır gerilim anahtarlamalı, SGG, sıfır gerilim geçişli, SAG, sıfır akım geçişli yumuşak anahtarlama tekniklerini göstermektedir.



Şekil 1.5. Yumuşak anahtarlama tekniklerinin anahtarın iletim ve kesim durumlarına göre gösterimi(Bodur ve diğ., 2002a)

Yumuşak anahtarlama tekniklerinin daha detaylı açıklaması Bölüm 3'te verilmektedir.

1.4. Önceki Çalışmalar

Tez çalışmasının birinci aşamasını yükseltici tip dönüştürücü tasarımı oluşturmaktadır. Güç elektroniğinin temel devrelerinden olan yükseltici tip dönüştürücüler üzerine literatürde çok sayıdaki araştırma ile düşük olan veriminin arttırılmasına çalışılmıştır (Jovanovic ve Jang, 2005; Hua ve diğ., 1994). Kullanım alanı olarak yükseltici tip dönüştürücüler birçok çalışmada tek başına kullanıldığı gibi özellikle yalıtımlı sistemlerde ön regülatör işleminde kullanılmışlardır (Hsieh ve diğ. 2009).

Çalışmanın ikinci aşaması yükseltici dönüştürücünün "sarmaşık" yöntemi kullanılarak çok fazlı ya da katlı olarak kullanılmasıdır. Sarmaşık yükseltici dönüştürücüler genellikle, yenilenebilir enerji kaynaklarının çıkış seviyesini yükseltmek gibi uygulamalarda, DA-DA ya da AA-DA dönüştürücü sistemlerinde, güç faktörü düzeltme devrelerinde kullanılmaktadır. Çok katlı sarmaşık sistemler, giriş akımı ve çıkış gerilimindeki dalgalanmanın genliğini azalttığı için yaygın olarak güç faktörü düzeltme uygulamalarında kullanılmaktadır (Adragna ve diğ., 2009; Choi ve Balogh, 2012; Huber ve diğ., 2008; Miwa ve diğ., 1992; Nussbaumer ve diğ., 2009; Raggl ve diğ., 2009).

Miwa ve diğ., (1992) sarmaşık yapılı dönüştürücüler için temel çalışmalardan biridir. Bu çalışmada Miwa ve diğ,. (1992), paralel çalışmayı ve sarmaşık yapısını, maliyet ve karmaşıklık gibi açılardan incelemiş ve sekiz katlı sarmaşık yükseltici dönüştürücünün kullanıldığı bir düzenek gerçekleştirmiştir. Miwa'nın çalışmalarından elde ettiği sonuçlardan bazıları; giriş akım ve çıkış gerilim dalgalanmalarının azaltılması ve her kat arttırıldığında sistemin hem daha düşük boyut hem daha yüksek güç yoğunluğu elde ediyor olmasıdır. Bu çalışma ile aynı dönemlerde yapılan Tabisz ve diğ., (1992)' in çalışmasında paralel sistemlerin güç elektroniğinin geleceği olduğundan bahsedilmiş ve bu çalışma "Dağıtılmış Güç Sistemleri' ne genel bir bakış açısı oluşturmuştur. Ayrıca paralel, kaskad, sarmaşık gibi yöntemlerin kullanımı için gereken temel özelliklerin ısıl yönetim, güvenilirlik,

modülerlik ve bakım kolaylığının olduğundan bahsedilmiştir. DA güç elektroniği uygulamalarında halen araştırma konularından biri olan çok fazlı uygulamalar, Tabisz ve diğ., (1992) 'in sonuçlarını doğrular niteliktedir.

Luo ve diğ., (1999)' un yaptığı başka bir çalışmada, paralel sistemlerde kullanılan kontrol teknikleri genel olarak ele alınmıştır. Paralel sistemlerde en önemli sorunlardan biri olan akım paylaşımı hatasının giderilmesi için gerekli kontrol yapıları ve akım paylaşım hatası belirleme yöntemleri ortaya konulmuştur. Bahsedilen kontrol yapıları, günümüzdeki ileri teknoloji ürünü kontrol birimleri için de geçerli yapılardır. Ortalama akım yöntemi ve master-slave yöntemi birçok uygulamada kullanılan akım hata paylaşım yöntemleridir. Çalışmada bu yöntemlerin çeşitlerine, avantaj ve dezavantajlarına yer verdiğinden sarmaşık sistemler için de önemli çalışmalardan biridir.

Önceden de bahsedildiği üzere sarmaşık yapılı dönüştürücüler özellikle güç faktörü düzeltme yöntemlerinin temel bileşeni olarak incelenmiştir (Kong ve diğ., 2009; Raggl ve diğ., 2009; Stein ve diğ., 2002; Yang ve diğ., 2007). Yapılan çalışmalar, dönüştürücü devre yapısı ve kontrol yapıları üzerine olanlar olarak ikiye ayrılabilir. Sarmaşık yükseltici dönüştürücüler, paralel bağlı klasik dönüştürücülerden oluştuğundan, devre yapısı üzerine çalışmalar genellikle pasif elemanlar üzerine olmuştur. Genellikle paralel yükseltici devrelerdeki ana bobinler kuplajlı olarak kullanılmaya çalışılmıştır. Kuplajlı bobin kullanımı yumuşak anahtarlama işlemine yardımcı olduğundan aynı zamanda devredeki eleman sayısının azaltılması amaçlanmıştır.

Lee ve diğ., (2005) ve Shin ve diğ., (2005a) yaptıkları çalışmalarda kuplajlı bobin kullanılan bir sarmaşık yükseltici dönüştürücünün kararlı durum analizi gerçekleştirmiştir. Shin ve diğ., (2005b) bir başka çalışmasında benzer analizi çapraz kuplajlı bobin kullanarak tekrarlamıştır. Kosai ve diğ., (2009) çalışmasında ise, kuplajlı bobinin tamamen manyetik yapısı incelenmiş, farklı çekirdek yapılı bobinlerin verime etkisi vurgulanmıştır. Kuplajlı bobin kullanılan çalışmaların bazıları yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanımını da içermektedir.

Kontrol yapısı üzerine yapılan çalışmalar (Adragna ve diğ., 2009; Huber ve diğ., 2008; Xu ve diğ., 2009), devre çalışma modu ve akım paylaşımı üzerinedir. Bilindiği gibi dönüştürücü sistemleri, sürekli iletim modu, süreksiz iletim modu ve bu iki modun sınırında çalışma yapan kritik ya da sınır iletim modu ile çalışmaktadır. Sarmaşık yükseltici dönüştürücüler genellikle sürekli iletim modu ile kullanılmaktadır. Yapılan çalışmalarda süreksiz iletim modu ya da kritik iletim modunda sarmaşık yükseltici dönüştürücünün davranışı incelenmiştir. Devrenin çalışma modunu belirleyen temel unsur bobin akımıdır. Bu durumda sarmaşık yükseltici dönüştürücülerde çalışma durumu, akım paylaşımı kontrol yapıları ile incelenmelidir. Temel olarak açık döngü ve kapalı döngü akım paylaşımı kontrol yapılarından bahsedilmiştir.

Giral ve diğ., (1999)' da açık döngü kontrollü 2 ve 3 katlı sarmaşık yükseltici dönüştürücüler gerçekleştirilmiş ve karşılaştırması sunulmuştur. Huang ve diğ., (2004) yaptığı çalışmada açık döngü kontrol yapısı kullanılmış, süreksiz iletim modunda oluşan parazitik sorunların giderilmesine çalışılmıştır. Huber ve diğ., (2008) güç faktörü düzeltme uygulamalarında kullanılan sarmaşık yükselticinin, süreksiz iletim-kritik iletim modu arasında açık döngü kontrol yapılarının etkilerini incelemiştir. Süreksiz iletim ve kritik iletim çalışma modlarının aynı zamanda doğal bir yumuşak anahtarlama sağladığı için sürekli iletime göre daha avantajlı olduğundan bahsedilmiştir. Genellikle sarmaşık sistemlerde yapılan çalışmaların devredeki anahtarların kontrol işaretlerinde 180°lik faz farkını sağlamaya çalıştığını, ancak önemli olanın bobin akımları arasında 180° faz farkının korunması olduğu vurgulanmıştır. Açık döngü akım paylaşımı kontrol yöntemlerinden bahsedilmiş, slave devrenin master devredeki anahtarın iletime girme anına senkronize olduğu çalışma şeklinde en uygun açık döngü kontrolünün gerçekleştiği açıklanmıştır. Bu çalışmanın devamı olarak Adragna ve diğ., (2009) sıfır geçiş noktasında inceleme gerçekleştirmiştir. Xu ve diğ., (2009) bu çalışmalardan farklı olarak kritik iletim modu için kapalı döngü sarmaşık yapısı üzerine çalışmıştır. Master olarak seçilen dönüştürücü katının periyodu kadar bir rampa fonksiyonu oluşturulup, slave dönüştürücü katının bu rampa fonksiyonun her zaman orta noktasını takip ederek kontrol sağlamasına çalışılmıştır. Bu gibi çalışmaların sonucu olarak Nussbaumer ve diğ., (2009)' da sarmaşık yapısının güç faktörü uygulamalarında kullanılabilmesi için

gerekli tasarım ölçütlerini ortaya koymuştur. Çok fazlı devredeki bobin, çıkış kondansatörü ve devrenin EMI (Electromagnetic Interference) giriş filtresinin tasarımı, sürekli ve süreksiz iletim modları için detaylı olarak incelenmiştir.

Bilindiği üzere, anahtarlama kayıpları, diyot üzerindeki ters toparlanma akımları, yüksek EMI ve devre elemanları üzerindeki yüksek gerilim ve akım stresleri, yükseltici tip dönüştürücülerin yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmasını engellemektedir. Bu yüzden literatürde pasif ve aktif yumuşak anahtarlama yöntemleri sunulmuştur. Tez çalışmasının üçüncü aşamasında tek katlı bir yükseltici dönüştürücüye yumuşak anahtarlama uygulanmıştır.

Chan ve Chau, (1993), Canesin ve Barbi (1997), Tseng ve diğ., (1998), Wu ve diğ., (2005), gibi sıfır gerilimde anahtarlamalı çalışmalar, yüksek anahtarlama frekansı ile çalışmayı destekler ancak, yarıiletken elemanlar üzerinde ek gerilim stresleri oluşur. Benzer olarak sıfır akımda anahtarlama yöntemlerinde ise yarıiletken elemanlar üzerinde ek akım stresleri meydana gelmektedir (Canesin ve Barbi, 1997; Choi ve Cho, 2002; Wang, 2005; Wang ve diğ., 2005).

Bahsedilen yumuşak anahtarlama tekniklerinin dezavantajlarını ortadan kaldırmak için sıfır akımda geçiş (Das ve Moschopoulos, 2007; Hua ve diğ., 1994; Lee ve diğ., 2003) ve sıfır gerilimde geçiş (Bodur ve diğ., 2002; Gurunathan ve Bhat, 2001; Gurunathan ve Bhat, 2002; Jain ve diğ., 2004; Martins ve diğ., 2003; Tseng ve diğ., 1998; Wu ve diğ., 2003;) yöntemleri önerilmiştir. Ancak bu yöntemler sadece anahtar iletim girerken (SGG) ya da kesime girerken (SAG) işlem yapmaktadır.

Kaynak (Jain ve diğ., 2004; Martins ve diğ., 2003; Tseng ve diğ., 1998)' de, ana anahtar üzerinde ek akım stresleri, Tseng ve diğ., (1998)' de ki çalışmada yardımcı anahtar üzerindeki ek gerilim stresi ve Wu ve diğ., (2003) gibi çalışmalardaki güç devresi üzerindeki ek yarıiletken devre elemanları, iletim kayıplarını arttırmaktadır. Bununla beraber Bodur ve diğ., (2002) ve Jain ve diğ., (2004)' te yardımcı anahtarlar yaklaşık olarak sert anahtarlama yapmaktadır. Literatürdeki bazı SAG yapıları incelendiğinde (Das ve Moschopoulos, 2007; Hua ve diğ., 1994; Lee ve diğ., 2003), Hua ve diğ., (1994)' de yardımcı anahtar sert anahtarlama ile anahtarlama yapmaktadır. Das ve Moschopoulos, (2007)' de ise yardımcı anahtar üzerinde ek

akım stresleri ve diyot üzerinde ise ek gerilim stresleri oluşmuştur. Lee ve diğ., (2003)' de yardımcı devre ek dolaşım akımı üretmektedir. Bununla birlikte güç devresindeki yardımcı devre bileşenleri iletim kaybını arttırmaktadır Das ve Moschopoulos, (2007)' de gibi çalışmalarda kullanılan fazla sayıdaki devre bileşeni maliyet ve devre karmaşıklığına etki etmektedir.

Kullanılan ana anahtarın, hem iletim hem de kesim anındaki kayıplarını ortadan kaldırmak için SGG-SGA yöntemi kullanılmaktadır (Aksoy ve diğ., 2010, Bodur ve diğ., 2004). SGG-SGA yapısının kullanıldığı dönüştürücülerde, ana anahtar sıfır gerilim ile iletime, sıfır akım ile kesime girmektedir. Bununla birlikte, yumuşak anahtarlama için gerekliliklerden biri olan yardımcı anahtar üzerindeki anahtarlama kayıplarının giderilmesi, SGA ve SGG ile gerçekleştirilmektedir. Bodur ve diğ., (2004)' de ana anahtar SGG ile iletime, SAG ile kesime girmekte, ana anahtar ve diyot üzerinde ek gerilim ve akım stresleri oluşmamaktadır. Ancak yardımcı anahtar yaklaşık olarak sert anahtarlama yapmaktadır.

Sarmaşık yükseltici dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanımı için yapılan çalışmalar her geçen yıl artmaktadır. Günümüze kadar yapılan çalışmaların birçoğunda SGA ve SAA yöntemleri ayrı ayrı kullanılmıştır (Chen ve diğ., 2012; Do, 2012; Hsieh ve diğ., 2009; Gallo ve diğ., 2010; Jung ve diğ., 2011; Pahlevaninezhad ve diğ., 2012; Park ve diğ., 2012; Rezvanyvardom ve diğ., 2012). Genel olarak yardımcı devrelerde kullanılan eleman sayısı fazla ve birçoğunda devre bileşenleri güç devresi ana hat üzerindedir.

Sarmaşık yapılarda aktif hücre kullanımı ile gerçekleştirilen çalışmalardan bazıları (Genc ve diğ., 2010b; Lee ve diğ., 2012; Li ve He., 2007; Stein ve diğ., 2002; Wang ve diğ., 2008; Yao ve diğ., 2007)' dur. Stein ve diğ., (2002)' in çalışmasında güç faktörü düzeltme uygulaması için kritik akım modunda çalışan iki kat sarmaşık yükselticiye SAG yöntemi uygulanmıştır. Çalışmadaki kritik akım modunda çalışma ile anahtarın sıfır akımda iletime girmesi sağlanmış ve diyot üzerindeki ters toparlanma akımlarından meydana gelen kayıplar azaltılmıştır. Anahtarın kesim durumuna geçişteki kayıpları ortadan kaldırmak için SAG yöntemi kullanılmıştır. Kullanılan hücre bir Direnç-Kondansatör-Diyot' lu bastırma hücresi ile

karşılaştırılarak sonuçlar verilmiştir. Stein ve diğ., (2002)' de kullanılan aktif bastırma hücresi bu tez çalışması için temel çalışmalardan biridir. Li ve He, (2007)' in çalışmasında manyetik kuplajlı bobin ve bir aktif anahtar ile SGG sağlanmıştır. Li ve He, bu çalışmanın bir benzerini çapraz kuplajlı bobin kullanarak da gerçekleştirmiştir (Li ve He, 2009). Yao ve diğ., (2007)'nin yaptıkları çalışmada yine ana devredeki bobinler manyetik kuplajlı olarak kullanılarak ana anahtarlar SAA ile iletime yaklaşık SGA iletime girmesi sağlanmıştır. Bununla birlikte, yardımcı anahtar SGG ile anahtarlama yapmaktadır. Çalışma süreksiz iletim modu ile yapıldığından SGA ve SAA' ın uygulanmasını kolay hale gelmiştir. Genc ve Iskender, (2010)' de yenilenebilir enerji kaynakları için sarmaşık iki kat yükseltici dönüştürücüde SGG uygulaması gerçekleştirmiştir. Genc ve Iskender, (2011) diğer bir çalışmalarında ise, iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün kararlı durum analizini yapmıştır.

2. İKİ KATLI SARMAŞIK YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ ANALİZİ

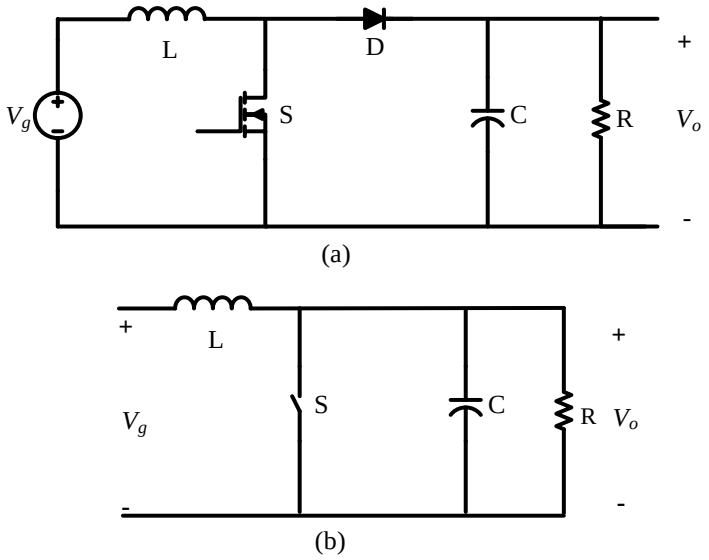
2.1. Giriş

Bu bölümde tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün analizi gerçekleştirilmiştir. Sarmaşık dönüştürücünün analizi için öncelikle tek kat yükseltici dönüştürücünün kararlı durum analizi üzerinde durulmuştur.

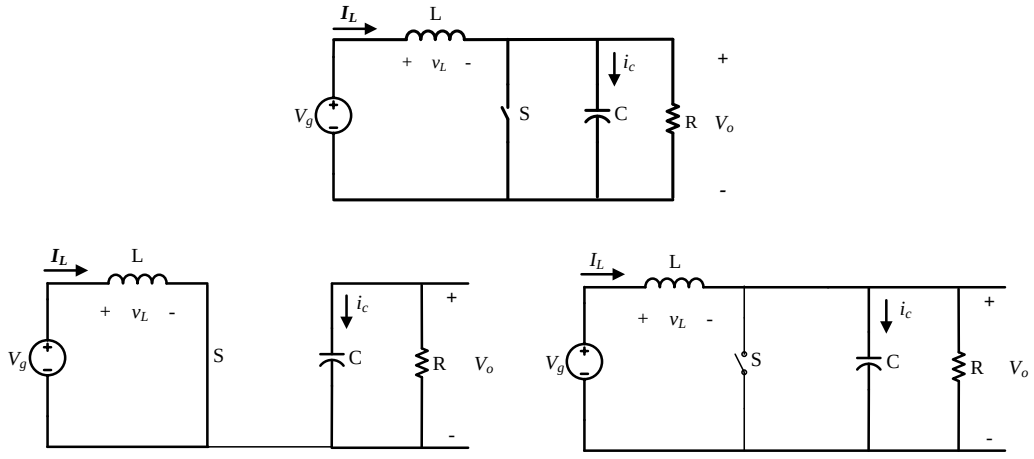
2.2. Yükseltici Tip DA-DA Dönüştürücüler

Girişine uygulanan gerilim seviyesini yükselterek çıkışındaki yüke aktaran dönüştürücülerdir. Özellikle yüksek güç yoğunluğu gerektiren sistemler için uygundur ve yapısı basittir. Yarıiletken anahtarın konumu nedeniyle denetimi kolaydır. Yalıtımsız olması ve sistemde oluşabilecek değişikliklere karşı cevap vermede yavaş olması dezavantajları olarak sayılabilir. Örnek olarak giriş uçlarındaki gerilim aniden yükseldiğinde giriş gerilimi çıkış geriliminden yüksek olacağından diyot iletimde kalır ve zarar görebilir. Yüksek güç yoğunluğu ve düşük maliyet, çoğu güç elektroniği uygulamasında olduğu gibi yükseltici tip dönüştürücüler için de büyük önem taşımaktadır.

Şekil 2.1' de genel ve ideal yükseltici dönüştürücü devresi, Şekil 2.2' de ise ideal yükseltici tip dönüştürücüde anahtarın, iletim ve kesim durumlarına göre oluşan eşdeğer devre şemaları verilmektedir. İdeal yükseltici devresi, bobin (L) anahtar (S), kondansatör (C) ve yük direnci (R) bileşenlerinden oluşur. Analiz için anahtarın kapalı ve açık durumda olmasına göre, L bobini üzerindeki gerilimin ve C kondansatörü üzerinden geçen akımın denklemlerinden faydalanılır. Pratikte anahtarın kapalı olma durumu iletim, anahtarın açık olma durumu ise kesim olarak adlandırılmaktadır.

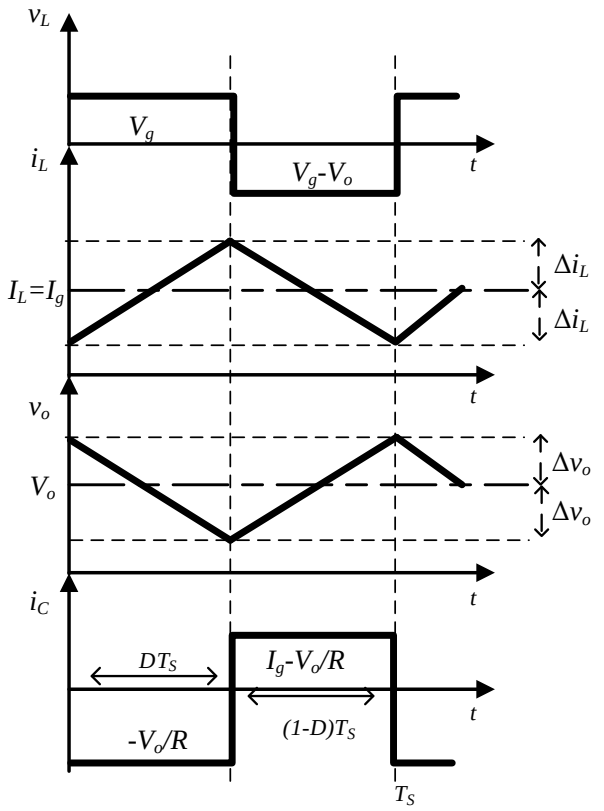


Şekil 2.1. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücü (a) genel devre şeması, (b) ideal devre şeması



Şekil 2.2. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücünün anahtarın iletim ve kesim durumlarına göre eşdeğer devre şemaları

Şekil 2.3' de T_S, bir anahtarlama döngüsü için gereken toplam süredir. T_S in tersi ise anahtarlama frekansı, f_S' i verecektir. Görev döngüsü ya da doluluk-boşluk oranı olarak adlandırılan D ise, bir anahtarlama süresince anahtarın kapalı yani iletim durumunda olduğu sürenin toplam anahtarlama süresine oranı olarak tanımlanabilir ve $0<D<1$' arasında değerler almaktadır. Şekil 2.3' de, DT_S anahtarın iletimde kalma süresi, $(1-D)T_S$ ise kesimde kalma süresi olacaktır.



Şekil 2.3. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücünün anahtarın iletim ve kesim durumlarına göre bobin ve kondansatörün akım-gerilim dalga şekilleri

Anahtar iletimdeyken, L bobini, giriş gerilimi V_g, ile şarj olurken, C kondansatörü R direnci üzerinden deşarj olacaktır. Bu durumda bobin üzerindeki gerilim (V_L) Denklem (2.1) ile, kondansatör üzerinde geçen akım (i_C) ise Denklem (2.2) ile gösterilir,

$$v_L = V_g \tag{2.1}$$

$$i_C = -\frac{v_o}{R} = -\frac{\Delta v_o + V_o}{R} = -\frac{V_o}{R} \tag{2.2}$$

Devre periyodik bir döngü ile çalıştığından çıkış gerilimi(v_o) DA ve AA olmak üzere iki bileşenden oluşur. DA bileşen, çıkış gerilimin ortalama değeridir(V_o) ve AA bileşen ise çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanma gerilimidir(Δv_o). DA bileşenin,

dalgalanma geriliminden çok büyük olması gerektiğinden, devrenin çıkış geriliminin, doğrusal dalgalanma yaklaşımına göre DA bileşenine eşit olduğu varsayılır.

Anahtar kesimdeyken; bobin, L, çıkış uçlarına bağlıdır ve üzerinde biriken enerji kondansatör, C ve yük direnci, R *'* ye aktarılır. Bu durumda,

$$v_L = V_g - V_o \tag{2.3}$$

$$i_c = i_L - \frac{V_o}{R} = (I_L - \Delta i_L) - \frac{V_o}{R} = I_L - \frac{V_o}{R} \tag{2.4}$$

denklemleri geçerlidir. Daha önceden bahsedildiği gibi yükseltici dönüştürücüde bobin akımı aynı zamanda giriş akımına eşittir. Çıkış geriliminde olduğu gibi bobin akımı da DA ve AA bileşenden oluşur. Akımın DA bileşeni yani akımın ortalama değeri, akımın AA bileşeni yani dalgalanma akımından çok büyük olması gerektiğinden analiz için bobin akımının ortalama değeri kullanılır.

Şekil 2.3' den, bir anahtarlama periyodunda L bobinin üzerindeki gerilimin değişimi,

$$\int_0^{T_S} v_L(t)dt = (V_g)DT_S + (V_g - V_o)(1-D)T_S \tag{2.5}$$

olduğu görülmektedir. Denklem (2.5) sıfıra eşitlenip yeniden düzenlendiğinde ise, Denklem (2.6) elde edilmektedir;

$$V_o = \frac{V_g}{(1-D)} \tag{2.6}$$

Doluluk-boşluk oranı, $0<D<1$ arasında değerler aldığından, çıkış gerilimi, V_o her durumda giriş gerilimi V_g' den büyük olacaktır. Denklem (2.6)'ya göre doluluk-boşluk oranı arttıkça yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi artacaktır. Denklem (2.6) yükseltici dönüştürücünün temel prensibini oluşturmaktadır.

Anahtar kesimdeyken kondansatör, C, yük üzerinden kısmi olarak deşarj olur ve L bobininin akımı, hem kondansatör, C' i şarj eder hem de yükü besler. Kondansatörün anahtarlama döngüsündeki şarj denkleminin,

$$\int_0^{T_S} i_C(t)dt = -\left(\frac{V_o}{R}\right)DT_S + \left(I_L - \frac{V_o}{R}\right)(1-D)T_S \tag{2.7}$$

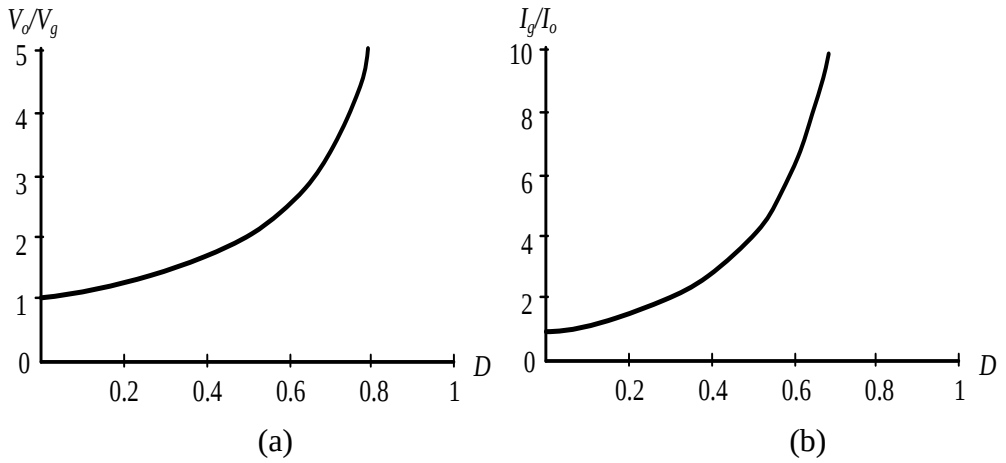
olduğu düşünüldüğünde, Denklem (2.8), bobin akımı(i_L)' in DA bileşenini yani ortalama değerini verecektir.

$$I_L = \frac{V_o}{(1-D)R} = \frac{V_g}{(1-D)^2 R} \tag{2.8}$$

Denklem (2.8)' de,

$$I_L = \frac{I_o}{(1-D)} \tag{2.9}$$

olarak yazıldığında, bobin akımı ortalama değerinin doluluk-boşluk oranı ile değiştiği görülür. Bu değer, bobin sargılarındaki bakır kayıplarını belirler.



Şekil 2.4. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücüde V_o/V_g ve I_g/I_o' in doluluk-boşluk oranına göre değişimi

Şekil 2.4 (a)' da giriş (V_g) ve çıkış (V_o) gerilimleri oranının (b)' de ise giriş (I_g) ve çıkış (I_o) akımı oranının doluluk-boşluk oranı, D' ye bağlı değişimi görülmektedir. Denklem (2.9)' a göre bobin akımının ortalama değeri, (I_L)' in, yani dönüştürücü giriş akımının(I_g)' in, çıkış akımı, (I_o)' dan büyük olduğu görülmektedir. Ya da, çıkış gerilimi(V_o), giriş geriliminden (V_g) büyük olduğundan, tam tersi olarak giriş akımı (I_g) çıkış akımından (I_o) büyük olacaktır.

- Dalgalanma akımı(Δi_L);

Dalgalanma akımının genliğini elde etmek için bobin akımı($i_L(t)$)' nın Şekil 2.3' deki dalga şeklinde görülen şarj ve deşarj doğrularının eğimlerinden faydalanılmaktadır. Buna göre, bobin üzerindeki gerilimin genel denklemi;

$$v_L(t) = L\frac{di_L}{dt} \tag{2.10}$$

dir. Denklem (2.11)' de anahtar iletim ve kesim durumundayken elde edilen akım değişim miktarı verilmektedir,

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_g}{L} \quad \text{(iletim)} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_g - V_o}{L} \quad \text{(kesim)} \end{aligned} \tag{2.11}$$

Bobin akımındaki değişim miktarı $2\Delta i_L$ olduğuna göre, anahtar iletimdeyken dalgalanma akımı,

$$\Delta i_L = \frac{1}{2}\frac{V_g}{L}DT_S \tag{2.12}$$

olarak elde edilir. Denklem (2.12) bobinin endüktans değerini belirlemek için kullanılır;

$$L = \frac{1}{2}\frac{V_g DT_S}{\Delta i_L} = \frac{1}{2}\frac{V_g D}{\Delta i_L f_S} \tag{2.13}$$

- Dalgalanma gerilimi(Δv_C)

Dalgalanma geriliminin genliğini elde etmek için Şekil 2.3' de gösterilen kondansatör gerilimi, ($v_C(t)$)'nin dalga şeklindeki şarj ve deşarj doğrularının eğimlerinden faydalanılır. Buna göre, kondansatör üzerinden geçen akımın genel denklemi,

$$i_C(t) = C\frac{dv_C}{dt} \tag{2.14}$$

dir. Denklem (2.15)' de sırasıyla anahtar kapalı ve açık durumdayken elde edilen gerilim değişim miktarı verilmektedir,

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{V_o}{RC}$$
$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}\left(I_g - \frac{V_o}{R}\right) \tag{2.15}$$

Kondansatör gerilimindeki değişim miktarı ($2\Delta v_o$) olduğuna göre, anahtar kapalı durumdayken dalgalanma gerilimi,

$$\Delta v_C = \frac{1}{2}\frac{V_o}{RC}DT_S \tag{2.16}$$

olur. Denklem (2.16) dönüştürücüdeki kondansatör değerinin bulunmasında kullanılır,

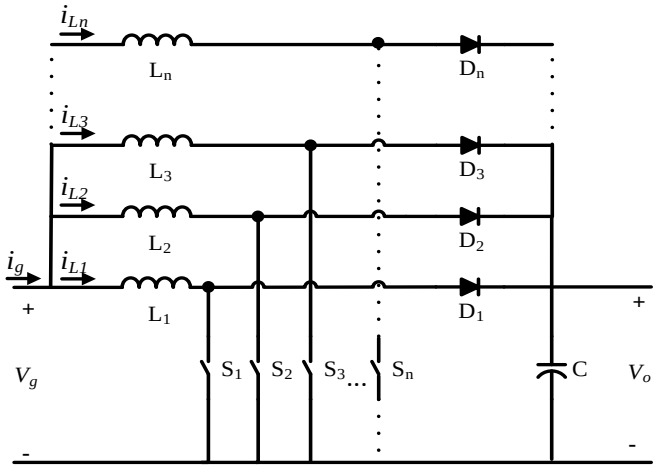
$$C = \frac{1}{2}\frac{V_o DT_S}{R\Delta v_o} = \frac{1}{2}\frac{V_o D}{R\Delta v_o f_S} \tag{2.17}$$

2.3. Sarmaşık Yükseltici Dönüştürücü

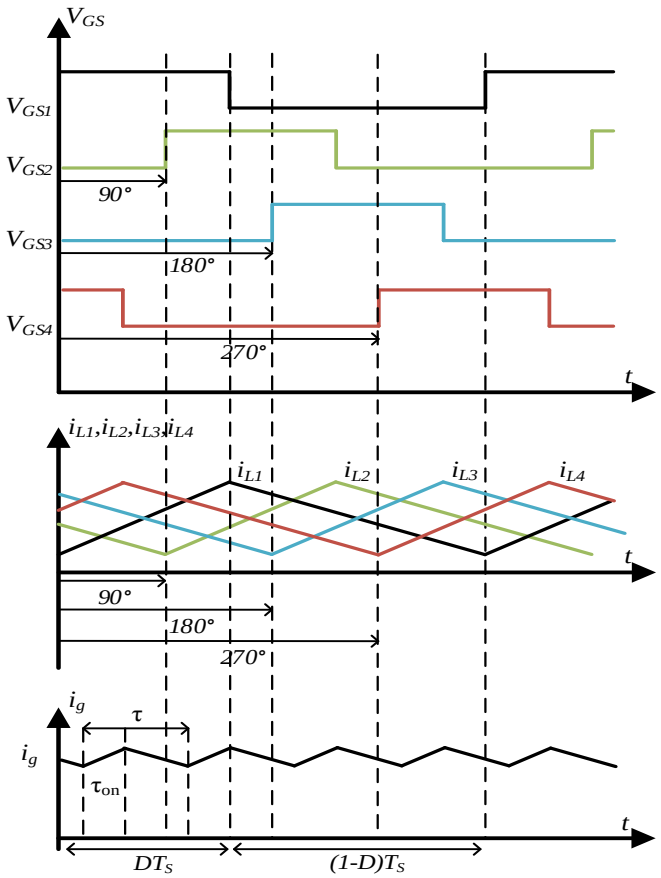
Dönüştürücülerde sarmaşık tekniğinin kullanımı oldukça yaygındır. Sarmaşık yöntemi ile dönüştürücünün girişindeki akım dalgalanması ve çıkışındaki gerilim dalgalanmasının, klasik yükseltici dönüştürücüye göre azaltılmış olması, akım paylaşımı dolayısıyla anahtarlar üzerindeki akım streslerinin azaltılmış olması, sarmaşık yöntemini güç faktörü düzeltme (GFD) uygulamaları için popüler hale getirmiştir (Kong ve diğ., 2009; Stein ve diğ., 2002; Raggl ve diğ., 2009; Yang ve diğ., 2007).

Sarmaşık yöntemi temel olarak, aynı tip dönüştürücülerin paralel bağlanarak faz farkı ile çalıştırılmasıdır. Fazlar arasında π/n derecelik fark olmalıdır. Burada n, aynı tip dönüştürücü sayısıdır. Faz farkı, güç anahtarı kontrol işaretleri ile gerçekleştirilir. Şekil 2.5' de paralel bağlı n sayıda yükseltici dönüştürücü görülmektedir. Örneğin n=4 için, sarmaşık yükseltici dönüştürücünün güç anahtarlarının kontrol işaretleri arasında 90 derece faz farkı olmalıdır. Şekil 2.6' da dört katlı sarmaşık

dönüştürücünün güç anahtarı kontrol işaretleri ve her kattaki bobin akımları verilmiş, dönüştürücünün giriş akımı dalgalanmasının ne kadar azaldığı gösterilmiştir.



Şekil 2.5. *n* kat sarmaşık yükseltici tip DA-DA dönüştürücü devre şeması



Şekil 2.6. *n*=4 için sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün güç anahtarı kontrol işaretleri, bobin akımları ve giriş akımı dalga şekilleri

Sarmaşık yükseltici devrelerde, giriş akımı, her kattaki giriş ya da bobin akımlarının toplamıdır. Sarmaşık yükseltici devrenin giriş akımı frekansı ise, Şekil 2.6' dan görüldüğü üzere, yaklaşık olarak tek kat yükselticinin 4 katıdır. Bu durumda, 4 kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün efektif çalışma frekansı, $f_{eff} = 4.f_s$ olarak hesaplanabilir.

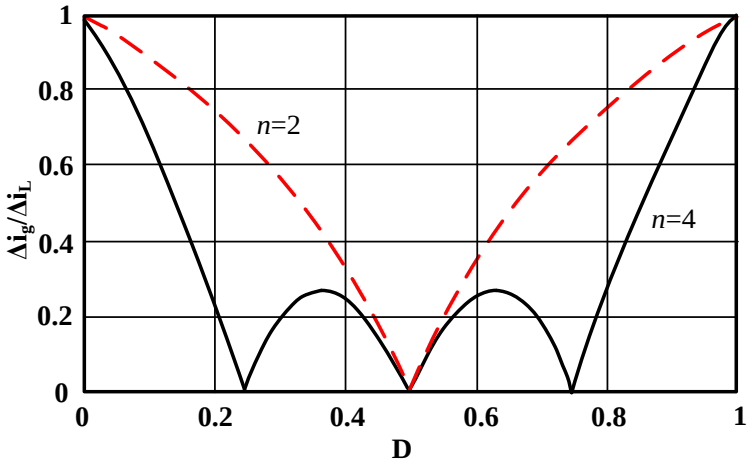
Sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücülerin kararlı durum analizi (Genç, 2010a; Kaya, 2008; Mirzaei, 2008; Shin ve diğ., 2005)' de detaylı olarak verildiğinden tekrar değinilmemiştir.

Sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün giriş akımı, paralel katlardaki bobin akımlarının toplamıdır. Sarmaşık yükseltici dönüştürücünün giriş akımı anahtarlama periyodu τ,

$$\tau = \frac{T_S}{n} \tag{2.18}$$

olarak ifade edilebilir. Sarmaşık yükseltici devre giriş akımının doluluk-boşluk oranı q ile ifade edilecek olursa, giriş akımının dalgacık miktarı Denklem (2.19) ile ifade edilir (Mirzaei, 2008);

$$\Delta i_g = \frac{V_g(1-q)}{L(1-D)} q\tau \tag{2.19}$$



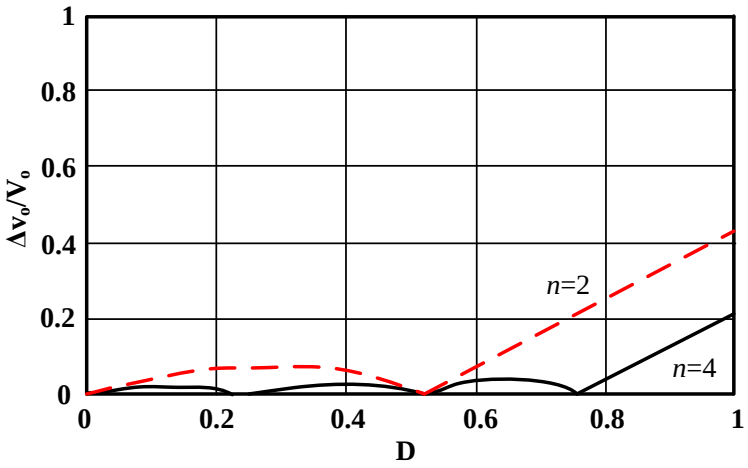
Şekil 2.7. Farklı n değerleri için, $\Delta i_g/\Delta i_L$ oranının doluluk-boşluk oranına göre değişimi

Şekil 2.7' den görüleceği üzere paralel kolların sayısı arttıkça giriş akımı dalgalanma miktarı azalmaktadır. Devrede kullanılan paralel kolların sayısına bağlı olarak, belirli görev çarpanı değerlerinde giriş akımı dalgalanma miktarı sıfır olmaktadır.

Sarmaşık yükseltici dönüştürücünün çıkış akımı, DA bileşeni olan yük akımı ve AA bileşeni olan kondansatör akımından oluşur. Bu durumda, çıkış gerilimi dalgalanma genliği (Genç, 2010a; Kaya, 2008);

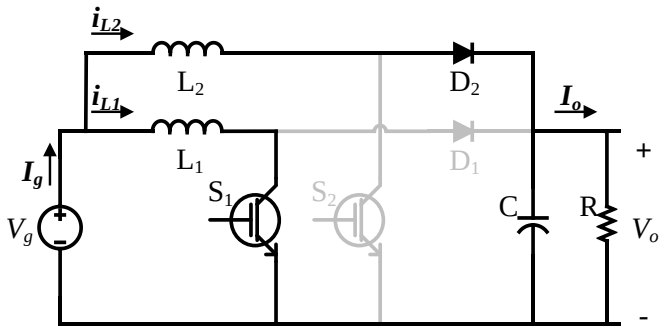
$$\Delta v_o = \frac{V_o q(1-q)}{N^2 f_S RC(1-D)} \tag{2.20}$$

olarak hesaplanmaktadır. Denklem (2.20)' e göre, çıkış geriliminin dalgalanması giriş akımı dalgalanmasında olduğu gibi, paralel kat sayısı arttıkça azalmaktadır (Şekil 2.8).



Şekil 2.8. Farklı *n* değerleri için, $\Delta v_o/V_o$ oranının doluluk-boşluk oranına göre değişimi

0<*D*<0,5 doluluk-boşluk aralığında, çalışan iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün analizi için *d1*, *d2*, *d3*, *d4* aralıkları belirlenmiştir. Analiz, belirlenen aralıklarda devredeki elemanların durumları incelenerek gerçekleştirilmiştir. Şekil 2.9' da iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün aralıklar için eşdeğer devre şemaları ve L_1, L_2 bobin akımları ve çıkış gerilimi değişimleri verilmiştir. Şekil 2.10'da ise D<0,5 için güç anahtarı kontrol işaretleri ve bobin akımları ile geçerli aralıklar için devredeki elemanların durumu sunulmuştur.

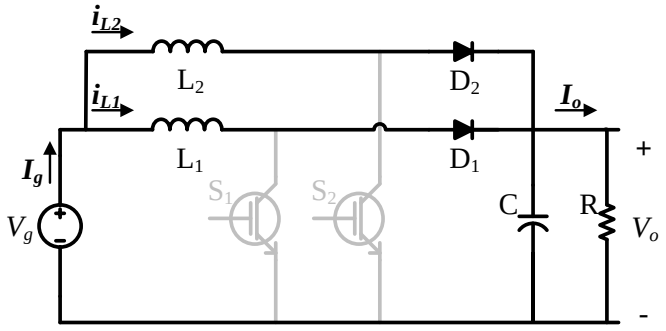


$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_g}{L_1}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_g - V_o}{L_2}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_{L2}}{C} - \frac{v_o}{RC} - \frac{I_o}{C}$$

Aralık d1

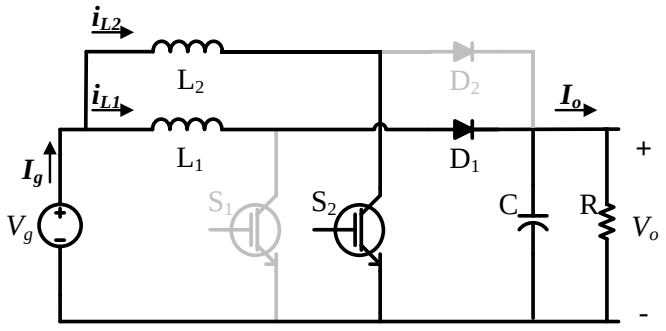


$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_g - V_o}{L_1}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_g - V_o}{L_2}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_{L1} + i_{L2}}{C} - \frac{v_o}{RC} - \frac{I_o}{C}$$

Aralık d2

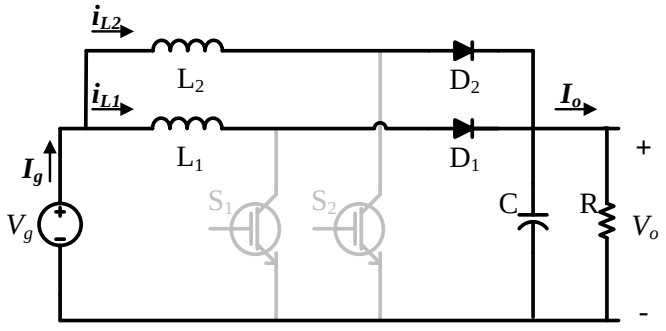


$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_g - V_o}{L_1}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_g - V_o}{L_2}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} - \frac{v_o}{RC} - \frac{I_o}{C}$$

Aralık d3



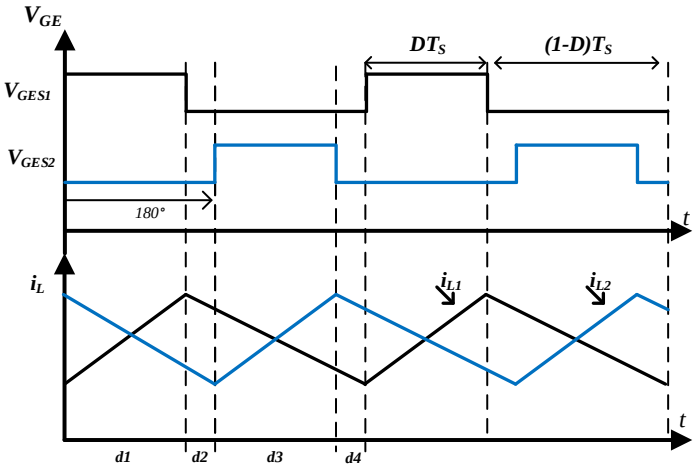
$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_g - V_o}{L_1}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_g - V_o}{L_2}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_{L1} + i_{L2}}{C} - \frac{v_o}{RC} - \frac{I_o}{C}$$

Aralık d4

Şekil 2.9. İki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün çalışma aralıklarına göre eşdeğer devre şemaları ve i_{L1}, i_{L2}, V_o değişim denklemleri



Aralık	Yarıiletken elemanlar			
	S1	D1	S2	D2
d1	1	0	0	1
d2	0	1	0	1
d3	0	1	1	0
d4	0	1	0	1

Şekil 2.10. İki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün, güç anahtarı kontrol işaretleri, bobin akımları ve çalışma aralıklarına göre devre elemanlarının durumları

2.4. Sarmaşık Dönüştürücülerde Akım Paylaşımı

Her ne kadar sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü tasarımında aynı tip devre bileşenleri kullanılsa da katlar arasında akım paylaşımı eşit olmamaktadır. Katlardaki bobinler arasındaki direnç farklılıkları, doluluk-boşluk oranındaki farklılıklar akım paylaşımındaki dengesizliği oluşturan parametreler olarak sayılabilir (Mirzaei, 2008).

Bununla birlikte, akım paylaşımındaki dengesizlik, dönüştürücünün giriş akımında bir değişikliğe neden olmamaktadır. Ancak bir dönüştürücü üzerinden, diğer kata göre daha fazla akım geçeceğinden sistemin güvenilirliği azalır. Fazla akım geçen kat elemanları üzerinde ısıl stres artmakta ve verim düşmektedir.

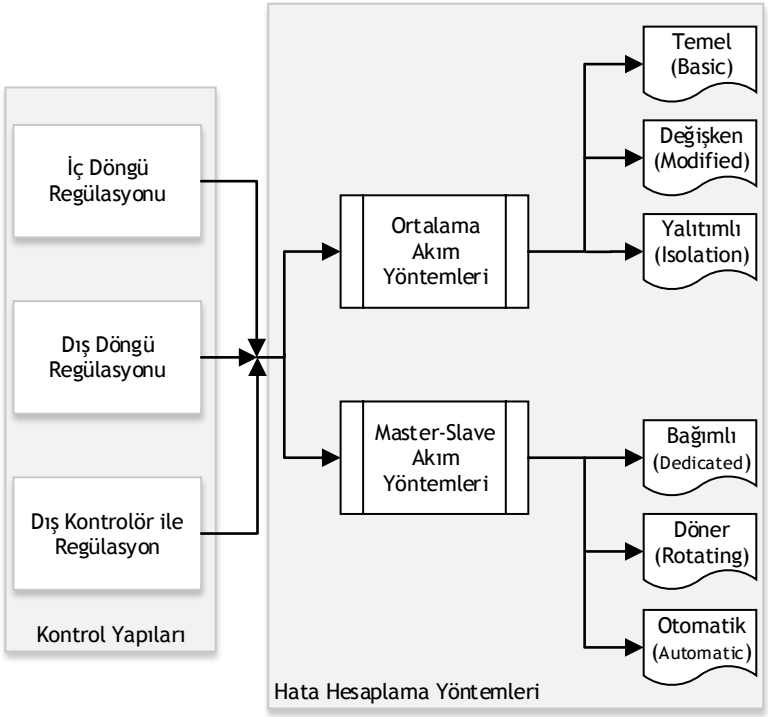
Paralel sistemler için birçok akım paylaşımı yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemler aktif ve pasif yöntemler olarak ayrılabilir. Luo ve diğ., (1999)' da paralel sistemler için, literatürde bilinen akım paylaşım yöntemleri detaylı olarak sunulmuştur.

Akım paylaşımındaki en çok bilinen ve en basit yöntemler "Gerilim Düşümü (Droop)" yöntemleridir. Gerilim düşümü yöntemlerinde prensip, dönüştürücülerin çıkış empedanslarını ayarlayarak akım paylaşımının dengelenmesidir. Açık devre bir kontrol şekli olup, her katın çıkış empedansı ile ayrı ayrı işlem yapılır (Luo ve diğ., 1999). Gerilim düşümü yöntemlerinin basitliğinin yanında, kurulumunun kolay olması, sistemin paralel kat eklenerek genişletilme esnekliği, paralel

dönüştürücülerin kontrol devreleri arasında herhangi bir elektriksel bağlantı olmaması ve yüksek güvenilirlik bu yöntemlerin diğer avantajları olarak söylenebilir. Ancak gerilim düşümü karakteristiklerini elde etmek için yük regülasyonuna bozucu etkide bulunması, açık devre bir yöntem olduğundan akım paylaşımının zayıf olması, akım paylaşımını iyileştirmek için her bir paralel kat ayrı ayrı işleme alınması gerekliliğinden gerilim düşümü yöntemleri yerine aktif akım paylaşım yöntemleri tercih edilir.

2.4.1. Aktif akım paylaşım yöntemleri

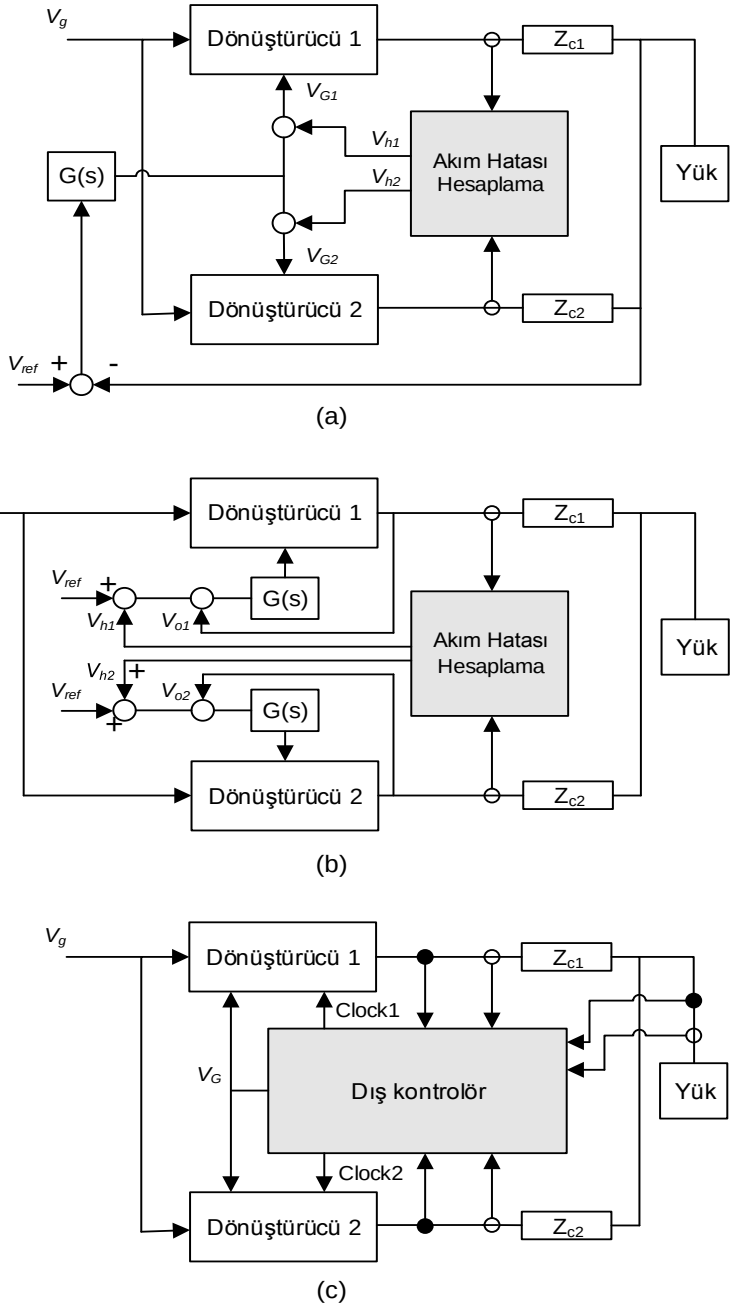
Aktif akım paylaşımı, yapı olarak kontrol modu ve akım paylaşım hatası hesaplama bloklarının birleşiminden meydana gelmektedir (Şekil 2.11).



Şekil 2.11. Aktif akım paylaşım yöntemleri

2.4.1.1. Kontrol yapıları

Üç tip kontrol yapısı mevcuttur. Bunlar, iç döngü regülasyonu, dış döngü regülasyonu ve dış kontrolör ile regülasyon yapısıdır. Şekil 2.12' de iki dönüştürücü için aktif akım paylaşımı kontrol yapılarının blok diyagramları sunulmaktadır.



Şekil 2.12. Aktif akım paylaşımı kontrol yapılarının blok diyagramları, a)İç Döngü Regülasyonu, b)Dış Döngü Regülasyonu, c)Dış Kontrolör ile Regülasyon (Luo ve diğ., (1999))

Kontrol yapılarının genel yapısı; hattan alınan akım ve gerilim bilgileri akım hata hesaplama bloğunda değerlendirilerek hata işareti üretilir. Üretilen hata işareti, referans ve sistemin giriş değerleri ile karşılaştırılıp gerekli kontrol işareti dönüştürücüye uygulanır.

Şekil 2.12’ de;

V_{ref} : referans gerilimi,

V_h : hata gerilimi,

V_G : kontrol gerilimi,

V_g : giriş gerilimi,

V_o : dönüştürücü çıkış gerilimi,

Z_c : hat empedansı

olarak gösterilmiştir. G(s) ise, gerilim hata kompanzatörünün transfer fonksiyonudur.

İç döngü regülasyonunda (Şekil 2.12a); referans gerilimi, gerilim geri beslemesi ve gerilim hata kompanzatörü ortaktır. V_{h1} ve V_{h2} hata işaretleri ile gerilim döngüsü hata kompanzatörünün çıkış gerilimi karşılaştırılarak akım paylaşımını dengeleyecek PWM için uygun V_{G1} ve V_{G2} gerilimleri sağlanır. İç döngü regülasyonu, kararlı akım paylaşımı ve kusursuz bir çıkış gerilimi regülasyonu sağlar. Ancak, bu yapının, modülerliği azaltma ve hata toleransının zayıf olma sınırlamaları vardır. Dış gerilim döngüsü ortak olduğundan dönüştürücüler ayrı ayrı çalıştırılamaz. Paralel bir sistem için hata tolerans yeteneği sınırlıdır.

Dış döngü regülasyonunda (Şekil 2.12b); akım hatası hesaplamadan elde edilen hata işareti ile dış gerilim döngüsü referansı ayarlanarak yük akımının eşit paylaşılması sağlanır. İç döngü kontrolden farklı olarak her dönüştürücünün referans gerilimi, gerilim geri beslemesi ve gerilim kompanzatörü birbirinden farklıdır. Dış döngü kontrolde, iç döngüye göre modülerlik daha iyidir, sistemin genişletilmesi ve bakımı kolay olduğundan esnek çalışma sağlar, kontrol işaretlerindeki herhangi bir hataya karşı hata toleransı yüksektir. Buna rağmen, geçici durumda kararlı değildir ve gerilim geri besleme kazancı sınırlıdır.

Dış kontrolör ile regülasyon(Şekil 2.12c); ayrı güç ünitelerinin yük paylaşım işaretlerinin karşılaştırılması ile ilgili geri besleme kontrol işareti ayarlanarak yük akımları dengelenir. Sistem ek bir kontrolör gerektirir. Kontrol için yeterli bir donanım ve yazılım sağlandığında her dönüştürücünün hata işareti ayrı olarak belirlenir ve uygun düzeltme işlemi gerçekleştirilebilir. Devre iç bağlantıları karmaşık olduğundan güvenilirliği daha düşüktür ve modüler değildir. Akım

paylaşımı bir dış kontrolöre bağlı olduğundan herhangi bir hata durumunda akım paylaşımı gerçekleşemeyecektir.

2.4.1.2. Akım paylaşım hatası hesaplama

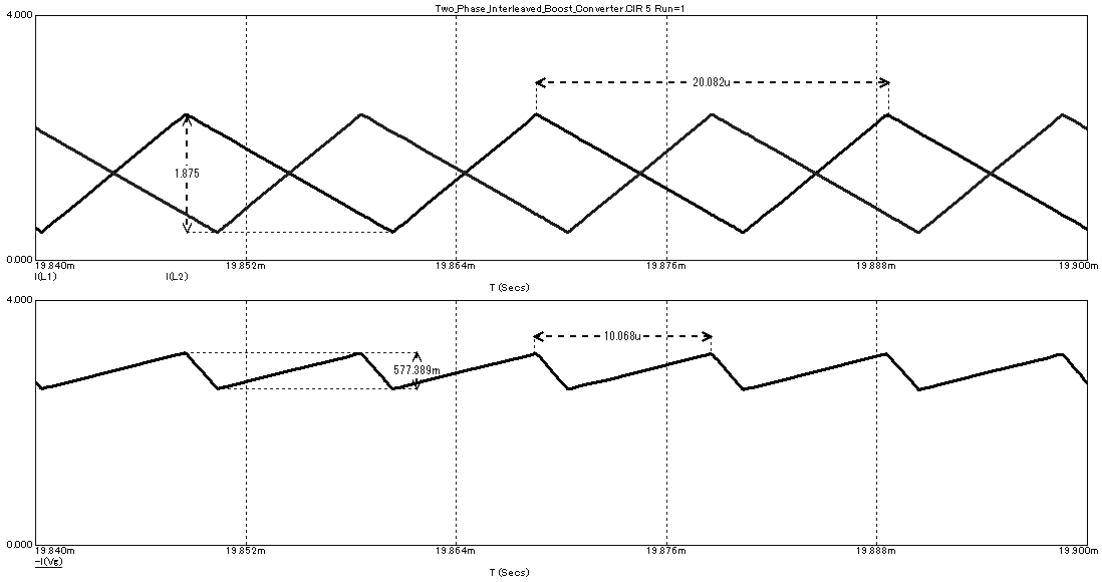
Paralel sistemlerde aktif akım paylaşımını sağlamanın ikinci aşaması akım paylaşım hatası işaretinin üretilmesidir. Ortalama akım ve master-slave olmak üzere iki ana kategoriye ayrılır. Ortalama akım hata hesaplama, "temel", "değişken" ve "yalıtımlı" olmak üzere üç tiptir (Şekil 2.11). Genel ifade olarak; her dönüştürücüden alınan akım bilgisinin ortalaması alınarak elde edilen referans akım bilgisi, dönüştürücü sisteminin çıkış akımı ile karşılaştırılarak hata belirlenir. Master-slave hata hesaplamada ise, master işareti üretecek dönüştürücünün belirlenme tipine göre "bağımlı", "döner" ve "otomatik(demokratik)" olmak üzere üç tipe ayrılır Şekil 2.11). Master-slave ile ortalama akım hata hesaplama arasındaki fark, referans akım işareti, ortalama akım hata hesabında dönüştürücü sistemin çıkış akımı ile karşılaştırılırken, master-slave yönteminde ise master olarak seçilen dönüştürücünün çıkış akımı ile karşılaştırılır. Master-slave yöntemlerde, "bağımlı" tipte dönüştürücülerden geçen akıma bakılmaksızın katlardan biri master olarak belirlenir ve her durumda slave dönüştürücü kontrol işareti değiştirilerek akım paylaşım hatası elde edilir. "Bağımlı" tipte master dönüştürücü sabittir. "Döner" tipte ise master dönüştürücü değişebilir. "Döner" tip çalışma esnekliği sağlar, ancak uygulaması karmaşıktır. "Otomatik" tipte ise üzerinden yüksek akım geçen dönüştürücü, otomatik olarak master dönüştürücü olarak seçilir ve slave dönüştürücünün kontrol işaretleri değiştirilerek akım dengesizliği giderilir (Luo ve diğ., 1999).

Çalışmada aktif akım paylaşım yöntemlerinden iç döngü regülasyonu ve ortalama akım hesaplama yöntemlerine göre daha az karmaşık olan otomatik tip master slave akım hata hesaplama yöntemi kullanılmıştır.

2.5. Sonuç

Şekil 2.12' de iki dönüştürücü için aktif akım paylaşımı kontrol yapılarının blok diyagramları sunulmaktadır. Dönüştürücülerde sarmaşık yönteminin kullanılması, hem giriş akım dalgalanmasında hem de çıkış gerilim dalgalanmasında azalmaya

neden olur. Şekil 2.13'de verilen benzetim çalışması sonucundan da görüleceği üzere, tek kat bir dönüştürücünün giriş akımı dalgalanma genliği 1,8A civarındayken, iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün giriş akımı dalgalanma genliği 0,6 A civarındadır. Benzer şekilde, tek kat yükseltici DA-DA dönüştürücünün periyodu yaklaşık 20µs iken, iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü giriş akımı periyodu yaklaşık 10µs' e düşmüştür.



Şekil 2.13. Benzetim sonucu elde edilen iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü bobin ve giriş akımları dalga şekilleri

Sarmaşık yöntem, tek katlı yüksek güçlü bir yükseltici dönüştürücü yerine iki yükseltici dönüştürücünün paralel olarak çalıştırılmasını sağlamıştır. Bu sayede, hem dönüştürücünün giriş ve çıkışındaki dalgalanmalar azaltılmış hem de daha düşük nominal değerli devre elemanlarının kullanımına olanak sağlanmıştır. Sarmaşık yöntemin kullanılması ile dönüştürücü giriş ve çıkışlarındaki filtre devrelerinde kullanılan elemanların boyutları azalmaktadır.

Tez çalışmasında kullanılan iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün analizi bu bölümde anlatılmıştır. Dönüştürücünün verimini arttırmak için anahtarlama elemanları üzerindeki kayıplar giderilmeli ya da en aza indirilmelidir. Bunun için devredeki güç anahtarlarına yumuşak anahtarlama yöntemi uygulanması gerekmektedir.

3. DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE YUMUŞAK ANAHTARLAMA

3.1. Giriş

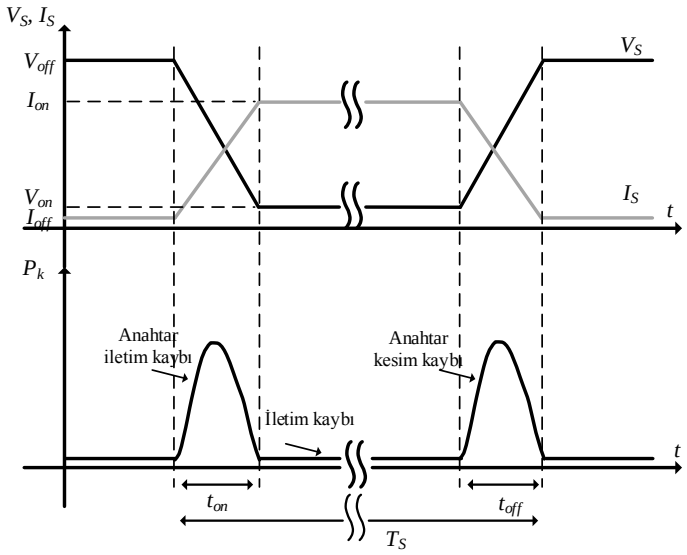
Güç elektroniği devrelerinde boyut ve verim en önemli parametrelerdir. Devrede kullanılan bobin, kondansatör gibi pasif elemanlar boyutu etkileyen faktörlerdir. Kullanılan güç anahtarları, diyotlar üzerindeki kayıp güç ise devrenin verimine etki etmektedir. Klasik güç elektroniği devreleri sert anahtarlama (SA) ile çalıştığından, anahtar iletime ya da kesime girdiğinde üzerindeki gerilim ve üzerinden geçen akım üst üste binerek bir güç kaybı oluşturmaktadır. Oluşan kayıp güç, anahtarlama kaybı olarak adlandırılır. Pasif elemanların boyutunu küçültmek için anahtarlama frekansı arttırıldığında, yarıiletken elemanlar üzerindeki anahtarlama kayıpları artacak ve verim düşecektir. Anahtarlama kayıplarını azaltmak ya da tamamen ortadan kaldırmak için yumuşak anahtarlama (YA) teknikleri üzerine birçok çalışma yapılmıştır (Bodur ve diğ., 2004; Hua ve diğ., 1994; Lee ve diğ., 2003; Stein ve diğ., 2004; Ürgün, 2008).

Yumuşak anahtarlamanın genel çalışma prensibi, anahtarın iletime girme anından önce üzerine düşen gerilimi ya da anahtarın kesime girme anından önce üzerinden geçen akımı sıfırlayarak kaybın azaltılmasına çalışılmasıdır. Günümüzde güç elektroniği sistemlerinde ve dolayısıyla dönüştürücülerde MOSFET ve IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) gibi güç anahtarlarının kullanımı oldukça yaygındır. Temelde transistör yapılarından geliştirilen bu güç anahtarlarının seçiminde kullanıldıkları güç ve anahtarlama frekansı önemli etkenlerdir.

Çalışmanın bu bölümünde dönüştürücülerin temel elemanı güç anahtarlarından ve genel olarak yumuşak anahtarlama tekniklerinden bahsedilecektir.

3.2. Güç Anahtarları ve Verim

Bu çalışmada kullanılan ikinci iyileştirme yöntemi yumuşak anahtarlamadır. Yumuşak anahtarlama için öncelikle güç anahtarlarından, anahtarlama kayıplarından ve verimden bahsedilmesi uygun olacaktır. Şekil 3.1' de ideal bir anahtar için bir anahtarlama periyodunda, anahtar üzerindeki gerilim ve akımlar, anahtarın iletim (ON), kesim (OFF) durumlarındaki kayıplar ile iletim kayıpları gösterilmektedir. Şekilde, T_S, bir anahtarlama periyodu, t_{on}, anahtarın iletime girme süresi, t_{off}, anahtarın kesime girme süresi, V_{on}, anahtar iletimdeyken üzerindeki gerilim düşümü, V_{off}, anahtar kesimdeyken üzerindeki gerilim düşümü, I_{on}, anahtar iletimdeyken üzerinden geçen akım, I_{off} ise anahtar kesimdeyken üzerinden geçen akımları göstermektedir.



Şekil 3.1. İdeal anahtar için iletim ve kesim anlarındaki akım-gerilim ve güç kaybı dalga şekilleri

Şekil 3.1' de kayıp güç Denklem (3.1) ile ifade edilebilir,

$$p(t) = \begin{cases} -\dfrac{V_{off} I_{on}}{t_{on}^{\,2}}(t - t_{on})t & 0 \le t \le t_{on} \\ V_{on} I_{on} & t_{on} \le t \le T_S - t_{off} \\ -\dfrac{V_{off} I_{on}}{t_{off}^{\,2}}(t - (T_S - t_{off}))(t - T_S) & T_S - t_{off} \le t \le T_S \end{cases} \quad (3.1)$$

Denklem (3.1)'den yararlanarak anahtarlardaki ortalama güç tüketimi Denklem (3.2) ile ifade edilmektedir,

$$P_{ort} = \frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} p(t)dt$$

$$P_{ort} = \frac{1}{T_S}\left[\int_0^{t_{on}} -\frac{V_{off} I_{on}}{t_{on}^{\,2}}(t-t_{on})t dt + \int_{t_{on}}^{T_S-t_{off}} V_{on} I_{on} + \int_{T_S-t_{off}}^{T_S} -\frac{V_{off} I_{on}}{t_{off}^{\,2}}(t-(T_S-t_{off}))(t-T_S)\right] \quad (3.2)$$

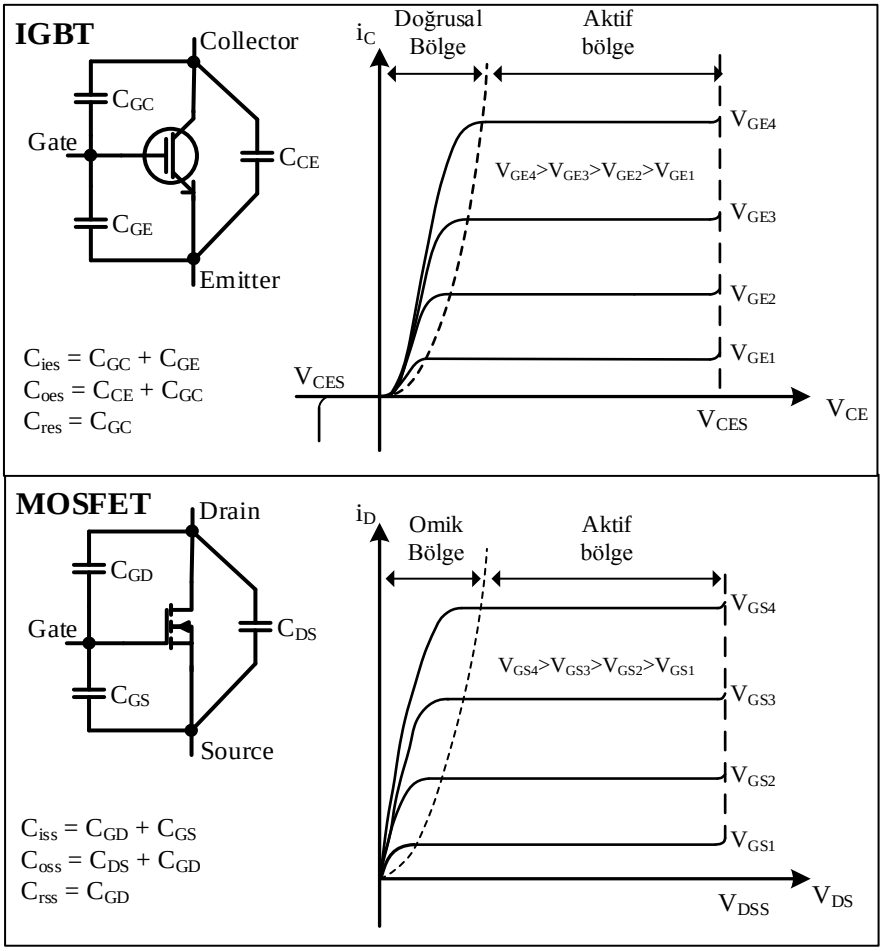
Denklem (3.2) çözüldüğünde ise ortalama güç kaybı,

$$P_{ort} = \frac{V_{off} I_{on}}{T_S}\left(\frac{t_{on}+t_{off}}{6}\right) + \frac{V_{on} I_{on}}{T_S}(T_S - t_{off} - t_{on}) \quad (3.3)$$

olacaktır. Denklem (3.3)' te bir anahtarlama periyodu için ilk ifade toplam anahtarlama kaybını, ikinci ifade ise toplam iletim kaybını verecektir. Denklem (3.3) ' den görüleceği üzere anahtarlama frekansı arttıkça anahtarlama kaybı artacaktır. Anahtarlardaki güç kayıpları ifade edilirken iletim kayıpları anahtarlama kayıplarına göre çok küçük olduğundan ihmal edilir.

3.2.1. Güç anahtarı seçimi

Dönüştürücü devrelerindeki giriş ile çıkış uçları arasındaki güç akışını sağlayan güç anahtarlarının seçimi önemli bir husustur. Güç anahtarı, iletim durumunda bobin akımının tamamını iletirken, kesim durumunda çıkış gerilimini tamamen engellemeli, bir konumdan diğerine geçerken anahtarlama geçiş kaybını engelleyecek şekilde hızlı olmalıdır. Günümüzde yapısal olarak iletimde çoğunluk taşıyıcı kullanan yarıiletken güç anahtarları MOSFET ve IGBT' ler oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Devrenin gereksinimleri (güç ve anahtarlama frekansı), iletime girme gecikme süresi, $t_{d(on)}$, kesime girme gecikme süresi, $t_{d(off)}$, akım yükselme süresi, t_{ri}, akım düşme süresi t_{fi}, ve iç kapasiteler kullanılacak anahtar tipinin seçiminde etkilidir. Genel olarak, yüksek anahtarlama frekansı ile çalışma gerektiren uygulamalarda MOSFET, yüksek güçlü ve daha düşük anahtarlama frekanslı uygulamalarda IGBT kullanılabilir.



Şekil 3.2. IGBT ve n-kanal MOSFET' in, iç kapasiteleri ve çıkış karakteristikleri

Şekil 3.2' de, IGBT ve n-kanal MOSFET' in, iç kapasiteleri ve çıkış karakteristikleri verilmiştir. Çoğu yarıiletken gibi MOSFET' lerde kapı(gate)sına uygulanan pozitif V_{GS} gerilimi ile iletime girer. Şekil 3.2' de farklı V_{GS} gerilimleri için çıkış karakteristiklerinde eğrilerin eğimi, MOSFET için en büyük dezavantaj olan iletim direnci, $R_{DS(on)}$ değerini verecektir. $R_{DS(on)}$ anahtarın ileri gerilim düşümünü dolayısıyla da oluşan kayıp gücü belirlediğinden önemlidir. MOSFET iletimdeyken kayıp güç, P_{on},

$$P_{on} = I_D^2 R_{DS(on)} \tag{3.4}$$

olacaktır. Bir anahtarlama elemanı olarak MOSFET, yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilir. Ancak iletim durumundaki direncinin yüksek olması yüksek güçlerde kullanılmasını engeller. MOSFET' in anahtarlama karakteristiğini

etkileyen bir diğer faktör de Şekil 3.2'de gösterilen iç kapasitelerdir. İç kapasiteler, giriş kapasitesi (C_{iss}), çıkış kapasitesi (C_{oss}) ve ters transfer kapasitesi (C_{rss})' ni oluştururlar. C_{iss} ve C_{rss}, anahtarlama anında MOSFET üzerindeki gerilimin yükselme ve düşme zamanlarına doğrudan etki eder.

IGBT, darlington bağlı bir MOSFET ve BJT(Bipolar Junction Transistor)' den oluşur. MOSFET gibi yüksek giriş empedansına, BJT gibi küçük iletim direncine sahip olup, yüksek güçlerde (>500V) çalışabilirler. Her ne kadar IGBT' ler iletim anında düşük kayıp özelliğine sahip olsalar da, kesim anında, yapısından dolayı oluşan kuyruk akımı dolayısıyla daha yüksek kayıp oluşturabilirler. Bununla birlikte, IGBT' ler yüksek frekanslı uygulamalar için uygun değildir. IGBT' lerin yapısında da MOSFET' lerde olduğu gibi iç kapasitelerden oluşur. Ancak IGBT karakteristik kapasiteleri özellikle yüksek gerilimlerde MOSFET' in karakteristik kapasitelerine göre oldukça düşüktür.

Her uygulama için gerekli anahtar yapısı farklıdır. Aynı sürücü devre ile MOSFET ya da IGBT' nin kullanılabilmesi, devre tasarımında kullanım kolaylığı sağlar. IGBT ve MOSFET'ler benzer özellikler taşıyor olsa da, anahtarlama açısından farklı karakteristik gösterirler.

Dönüştürücü yapısındaki yarıiletken elemanlarda oluşan kayıplar; diyotlarda ters toparlanma geriliminden, MOSFET' lerde, iletim direnci ve iç kapasitelerden ve IGBT' lerde kuyruk akımlarından meydana gelmektedir. Eğer devrede kullanılan güç anahtarı MOSFET ise iletime girme süresindeki kayıpların, IGBT ise kesime girme süresindeki kayıplarının giderilmesine çalışılır. Yarıiletken elemanlardaki bu kayıpları ortadan kaldırmak ve devrenin verimini yükseltmek için yumuşak anahtarlama teknikleri önerilmiştir. Genel olarak yumuşak anahtarlama teknikleri, pasif ve aktif yöntemler olarak ikiye ayrılabilir (Bodur ve diğ., 2004; Smith ve diğ., 1997; Ürgün, 2008).

Pasif yöntemler, güç anahtarına seri bobin ya da paralel kondansatör gibi pasif devre elemanları ile gerçekleştirilir. Aktif yöntemlerde ise, güç anahtarına ek olarak içinde aktif bir anahtar daha bulunan yardımcı hücreler kullanılır.

Yumuşak anahtarlama teknikleri;

- Sıfır Akım Anahtarlamalı (SAA)

Anahtarın iletime girme anında yapılan bir işlemdir. Anahtara seri bağlanan bir bobin vasıtasıyla iletime girme anında anahtardan geçen akımın yükselme hızı sınırlandırılarak oluşan kayıp enerji azaltılır. Bobindeki enerji bir dirençte ya da modern bastırma hücrelerinde kısa süreli bir kısmi rezonans ile gerilim kaynağı veya yüke aktarılarak geri kazanılır (Bodur ve diğ., 2002).

- Sıfır Gerilim Anahtarlamalı (SGA)

Anahtarın kesime girme anında gerçekleştirilen bir işlemdir. Temel olarak güç anahtarına küçük değerli bir kondansatör paralel bağlanarak, kesim anında elemanın uçlarında oluşan gerilimin yükselme hızı sınırlanarak oluşan kayıp enerji azaltılır. Pasif elemanlar ile yapılan SAA ve SGA tekniklerinde anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilememektedir. Sınırlayıcı olarak kullanılan elemanlar güç anahtarı üzerinde ilave stresler oluşturur. SAA' da kullanılan seri bastırma elemanı bobin güç anahtarı üzerinde ilave bir gerilim stresi oluştururken, SGA' da kullanılan paralel bastırma elemanı kondansatör ise ilave bir akım stresine neden olur. Seri bobinin neden olduğu ek gerilim stresinin önlenemediği kabul edilmektedir (Bodur ve diğ., 2002).

SAA ve SGA, genellikle pasif devre elemanları ile gerçekleştirilse de aktif eleman kullanılan devrelerde mevcuttur. SAA ve SGA' nın dezavantajlarını ortadan kaldırmak için daha ileri yumuşak anahtarlama teknikleri olan Sıfır Akım Geçişli (SAG) ve Sıfır Gerilim Geçişli (SGG) sunulmuştur.

- Sıfır Akım Geçişli (SAG)

Güç anahtarının kesime girme anında gerçekleştirilen bir işlemdir. Güç anahtarı, kesime girme anından önce geçen akım kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve akım sıfırda tutulurken kontrol işareti kesilir. Böylece, akım ile gerilimin üst üste binmesi ve anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir. Burada

hem SAA hem de SGA' nın sağlandığı söylenebilir. İşlemin gerçekleştirilebilmesi için bir yardımcı veya ilave yarı iletken anahtar gerekir (Bodur ve diğ., 2002).

- Sıfır Gerilim Geçişli (SGG)

Güç anahtarının iletime girme anında gerçekleştirilen bir işlemdir. Güç anahtarı iletime girme anından önce uçlarındaki gerilim kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve bu gerilim sıfırda tutulurken kontrol işareti uygulanır. Böylece, anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir. Gerilimin sıfıra düşmesi öne alınarak gerçekleştirilen bu teknikte de hem SGA hem de SAA' nın sağladığı söylenebilir. İşlemin gerçekleştirilebilmesi için bir yardımcı veya ilave yarı iletken anahtar gerekir. Sadece bu teknikte güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj enerji kaybı geri kazanılır. Yüksek değerlerde parazitik kondansatörlere sahip olan MOSFET güç elemanlarında bu yumuşak anahtarlama tekniği büyük önem taşır (Bodur ve diğ., 2002).

Aktif yöntemlerde, ana güç anahtarının yanında, bastırma hücresinde kullanılan yarıiletken elemanlarda yumuşak anahtarlamanın sağlanması gerektiği önemli bir husustur.

Yumuşak anahtarlama yöntemleri SGA-SAA ya da SGG-SAG gibi birleştirilerek de kullanılabilir (Aksoy ve diğ., 2010; Bodur ve diğ., 2004). SGG-SAG ile anahtarın hem iletim hem de kesimdeki kayıpları elimine edilmiş olur.

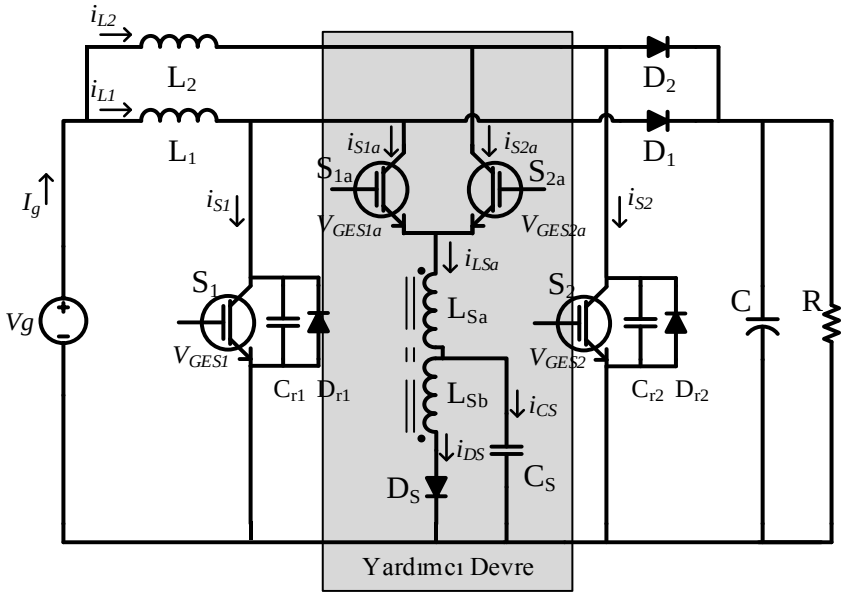
3.3. Sonuç

Yumuşak anahtarlamalı sarmaşık yapılı dönüştürücüler için yapılan önceki çalışmalarda güç anahtarlarının ya iletim ya da kesim anındaki kayıplarının giderilmesine çalışılmıştır. Dönüştürücü yapısındaki fazla anahtar sayısının meydana getirdiği kayıpları ortadan kaldırmak ve verimi arttırmak için daha ileri düzey yumuşak anahtarlama tekniklerinden yararlanılmalıdır. Kullanılacak yumuşak anahtarlama yapısı, devre karmaşıklığını arttırmadan anahtarlama kayıplarını ortadan kaldırarak yüksek frekanslarda çalışmaya olanak sağlamalıdır. Bu çalışmada, sarmaşık yapılı yükseltici dönüştürücüdeki güç anahtarlarının hem iletim hem de kesim anındaki anahtarlama kayıplarını birlikte ortadan kaldıracak SGG-SAG

yöntemi ile çalışan bir yardımcı devre önerilmiştir. Aktif bir yapı olduğundan, ana güç anahtarlarının yanında önerilen devredeki yardımcı güç anahtarının da SGA ve SAA ile yumuşak anahtarlama yapması sağlanmıştır. Önerilen devre, öncelikle klasik tip bir dönüştürücü için uygulanmış ve sonuçları Coruh ve diğ., (2012)' de yayınlanmıştır.

4. SGG-SAG İKİ KAT SARMAŞIK YÜKSELTİCİ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZ VE TASARIMI

Çalışmanın bu bölümünde SGG-SAG yumuşak anahtarlama tekniği uygulanan iki kat sarmaşık yükseltici devrenin analizi ve tasarımı verilmiştir. Şekil 4.1' de önerilen yapının devre şeması verilmiştir.



Şekil 4.1. Önerilen SGG-SGA iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü devre şeması

Çalışmada sarmaşık iki kat yükseltici dönüştürücü kullanıldığından ana anahtarlar S_1 ve S_2 arasında 180° faz farkı vardır. Her bir yükselticinin doluluk-boşluk oranı ve anahtarlama frekansı aynıdır. Devrenin yapısı nedeniyle D>0,5 çalışma şartları sağlanamamaktadır. Devrenin analizi D<0,5 için yapılmıştır.

Devrede, aktif bir yumuşak anahtarlama hücresi olduğundan her bir katın yardımcı devresinde ek bir yarıiletken anahtar kullanılmıştır. Önceki çalışmalarda, sarmaşık dönüştürücünün her katındaki anahtar için ayrı bir yardımcı anahtar ve ayrı hücre kullanılırken, bu çalışmada farklı olarak ayrı yarıiletken anahtarlar ve aynı hücre kullanılmıştır.

Önerilen devrenin güç katı, ana anahtarlar (S_1-S_2), bobinler (L_1-L_2), çıkış diyotları (D_1-D_2), çıkış kondansatörü (C)' nden oluşurken, yardımcı devrede, yardımcı anahtarlar (S_{1a}-S_{2a}), manyetik kuplajlı bobinler(L_{Sa}-L_{Sb}), bastırma kondansatörü(C_S) ve bastırma diyotu(D_S) kullanılmıştır. Ana anahtarlara paralel bağlı olarak gösterilen kondansatörler (C_{r1}-C_{r2}) yarı iletken elemanların yapısından kaynaklanan parazitik kapasitedir. (D_{r1}-D_{r2}) diyotları sırasıyla S_1 ve S_2 ana anahtarlarına bağlı ters paralel diyotlardır.

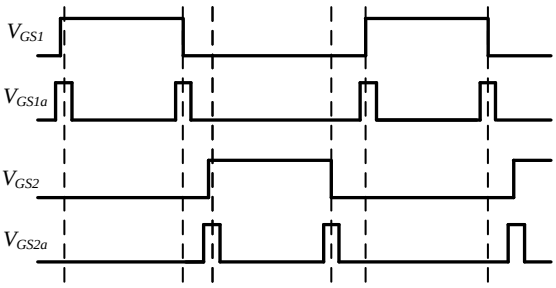
4.1. Önerilen Devrenin Analizi

4.1.1. Analiz için gerekli kabuller

Sarmaşık iki kat yükseltici devresinde yumuşak anahtarlama hücresinin analizini gerçekleştirebilmek için bazı kabuller yapılmıştır. Bunlar;

- D_{r1}-D_{r2} diyotları ana anahtarların üzerindeki gövde diyotları olarak düşünülür.
- C_{r1}- C_{r2} kapasiteleri, ana anahtarlarda ve diğer elemanlarda mevcut olan tüm parazitik kapasitelerin toplamı olarak düşünülür.
- C kondansatörü sabit ve dalgalanma olmayan bir çıkış gerilimi verecek kadar büyük olduğu düşünülür.
- Giriş gerilimi V_g sabittir.
- Güç katı bobinleri L_1=L_2'dir ve bastırma bobinlerinden oldukça büyüktür.
- t_0 anından önce S_1 ve S_2 ana anahtarları kesimde, D_1 ve D_2 çıkış diyotları iletimdedir. Bu durum kesim durumundaki yükseltici tip dönüştürücünün çalışmasına benzerdir.

Sarmaşık iki kat yükseltici dönüştürücü, paralel iki yükseltici devreden oluştuğundan L_1 bobininin bağlı olduğu güç katındaki S_1 ana anahtarının iletim ve kesim durumları için analizin gerçekleştirilmesi yeterlidir. D<0,5 için her bir kat güç anahtarının yumuşak anahtarlama süreçleri birbirinden bağımsızdır. Katlardan biri iletim durumundayken diğer kat kesim durumunda olmaktadır. Bu yüzden belirlenen aralıklar her iki ana anahtar için de geçerlidir. Şekil 4.2' de devredeki ana ve yardımcı anahtarların kontrol işaretleri verilmiştir.



Şekil 4.2. Önerilen devredeki güç anahtarlarının kontrol işaretleri

Devrenin PSPice tabanlı bir yazılım ile benzetimi sonucu 10 çalışma aralığı belirlenmiştir. Belirlenen çalışma aralıklarında, devre elemanların üzerindeki akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.3' de, çalışma aralıklarına göre devrenin eşdeğer devre şemaları ise Şekil 4.4' de verilmiştir.

4.1.2. Devrenin çalışma aralıkları

Aralık 1 [$t_0<t<t_2$]: $t=t_0$' dan önce ana anahtar S_1 kesim durumundadır ve giriş akımı I_g, L_1 bobini ve D_1 çıkış diyotu üzerinden akar. Aynı zamanda, yardımcı anahtar S_{1a} kesimdedir ve bu kol üzerindeki bastırma kondansatörü akımı i_{CS}, bastırma bobin akımları i_{LSa} ve i_{LSb}, 0'dır. Bastırma kondansatörü üzerindeki gerilim, V_{CS}, $V_{CSmaks2}$ gerilimine eşittir. Bu aralık, t_0 anında yardımcı anahtar S_{1a} 'nın iletime girmesi ile başlar ve L_{Sa} ve C_S arasında bir rezonans meydana gelir. Bu aralıkta, yardımcı anahtar akımı, i_{S1a} yükselirken çıkış diyotu akımı, i_{D1} eş zamanlı olarak azalır. $t=t_1$ anına gelindiğinde i_{S1a} giriş akımı, I_g değerine ulaşmış ve i_{D1} sıfıra düşmüş olur. Bununla birlikte V_{CS} gerilimi $V_{CS(t2)}$ gerilimine düşmüştür. Bu aralıkta;

Bastırma kondansatörü üzerindeki gerilim Denklem (4.1) ile verilir;

$$v_{CS}(t) = \left(V_o + V_{CSmaks2}\right).\cos\left(\omega_0\left(t - t_0\right)\right) - V_o \tag{4.1}$$

Yardımcı devreden akan akım ise,

$$i_{LSa}(t) = i_{CS}(t) = i_{S1a}(t) = \frac{V_o + V_{CS\,maks2}}{Z_0}.\sin\left(\omega_0\left(t - t_0\right)\right) \tag{4.2}$$

Denklem (4.2) şeklindedir ve çıkış diyotu üzerindeki akım,

$$i_{D1}(t) = I_g - i_{LSa}(t) = I_g - \left(\frac{V_o + V_{CS\,maks\,2}}{Z_0} . \sin\left(\omega_0 \left(t - t_0\right)\right) \right) \tag{4.3}$$

Denklem (4.3) ile gösterilir. Aralık 1,

$$t_{01} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \arcsin\left(\frac{I_o . Z_0}{V_o + V_{CS\,max\,2}} \right) \tag{4.4}$$

$$t_{12} = t_{rr} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left[\arcsin\left(\frac{(I_o + I_{rr}) . Z_0}{V_o + V_{CS\,max\,2}} \right) - \arcsin\left(\frac{I_o . Z_0}{V_o + V_{CS\,max\,2}} \right) \right] \tag{4.5}$$

sürelerinin toplamı kadar devam edecektir. I_{rr} ve t_{rr} sırasıyla, D_1 diyotunun ters toparlanma akımı ve süresidir. t_1 anından sonra D_1, ters toparlanma akımı iletmeye başlar, t_2 anında $-I_{rr}$ 'e ulaştığında kesime girer ve bu aralık tamamlanmış olur.

Yardımcı anahtar, S_{1a}, L_{Sa} bobini üzerinden SAA ile iletime girer ve D_1 yaklaşık SAA ve SGA ile kesime girer. Bu aralıktaki ω_0 ve Z_0;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{Sa} C_S}} \tag{4.6}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{Sa}}{C_S}} \tag{4.7}$$

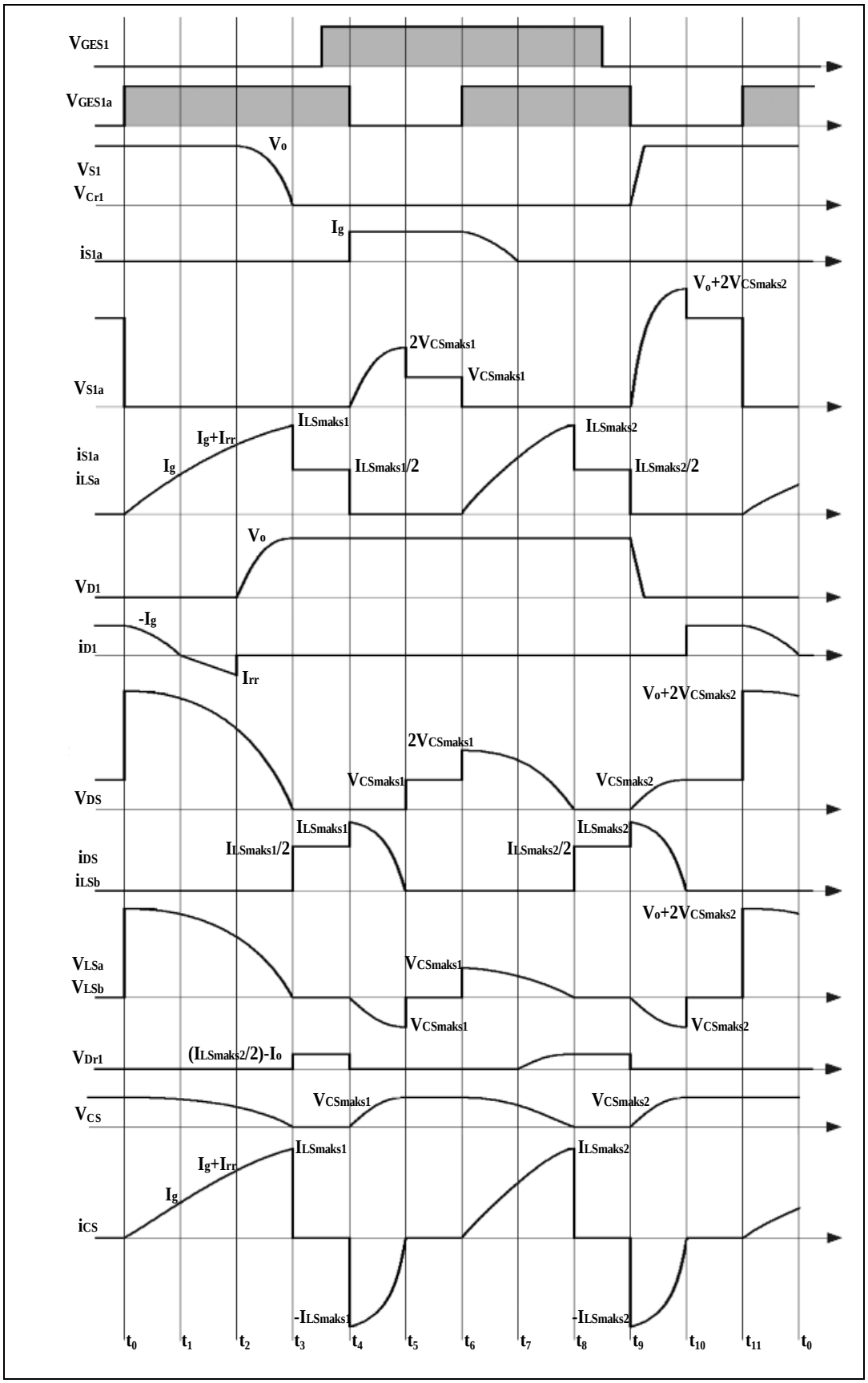
şeklindedir.

Aralık 2 [$t_2<t<t_3$]: $t=t_2$ anından önce S_1 ve D_1 kesim durumundadır ve S_{1a}, L_{Sa} ve C_S üzerinden (I_g+I_{rr}) akımı iletilir. $v_{CS}=V_{CS2(t2)}$ ve $V_{Cr1}=V_o$ 'dır. $t=t_2$ anında S_1-L_{Sa}-C_S-C_{r1} yolu üzerinden giriş akımı I_g ile bir rezonans başlar. Buna göre rezonans devresinden geçen akım;

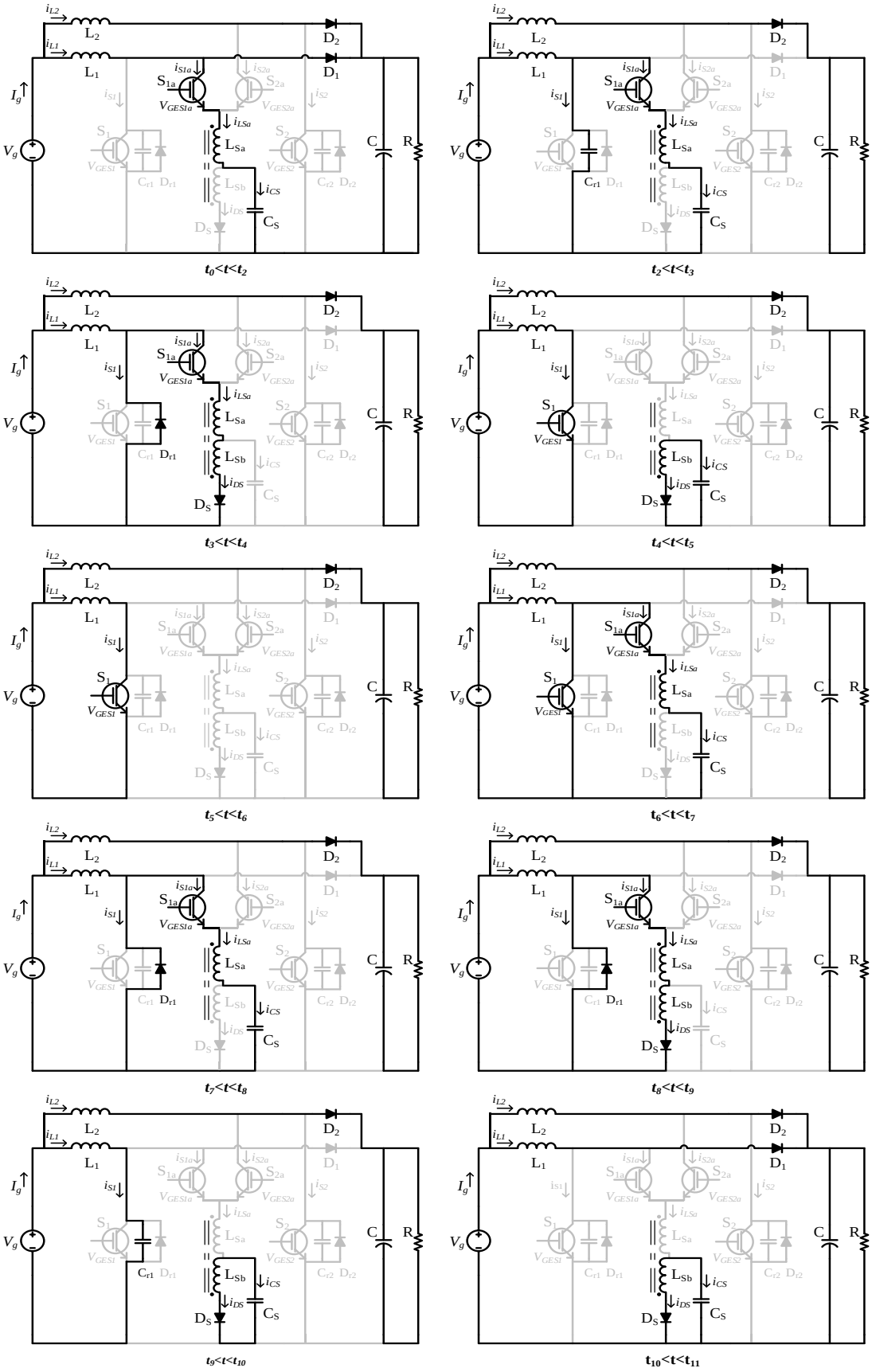
$$i_{LSa} = i_{S1} = i_{CS} = I_{rr} \cos\left(\omega_1 \left(t - t_2\right)\right) + \frac{V_o}{Z_1} \sin\left(\omega_1 \left(t - t_2\right)\right) + I_g \tag{4.8}$$

ve rezonans kondansatörü üzerindeki gerilim

$$v_{Cr1} = V_o \cos\left(\omega_1 \left(t - t_2\right)\right) + Z_1 I_{rr} \sin\left(\omega_1 \left(t - t_2\right)\right) + I_g \tag{4.9}$$



Şekil 4.3. Önerilen devrenin çalışma aralıklarına ait teorik dalga şekilleri



Şekil 4.4. Önerilen devrenin çalışma aralıklarına göre eşdeğer devre şemaları

şeklinde olacaktır. Bu aralık,

$$t_{23} = \frac{1}{\omega_1} \cdot \arctan\left(\frac{V_o}{Z_1 I_{rr}}\right) \tag{4.10}$$

süresi kadar devam eder. Bastırma bobini üzerinden geçen akım ve depolanan enerji sırasıyla,

$$I_{LSmaks1} = i_{LSa}(t_3) = \sqrt{(\mathrm{I_{rr}})^2 + \left(\frac{V_o}{Z_1}\right)^2} + I_g \tag{4.11}$$

$$W_{LSmaks1} = \frac{1}{2} L_{Sa} I_{LSmaks1}^2 \tag{4.12}$$

gibi olacaktır. $t=t_3$ anında v_{Cr1} ve v_{CS} gerilimleri sıfıra düşer ve C_{r1} üzerindeki gerilimin L_{Sa} bobinine aktarılması tamamlanmış olur ve L_{Sa} bobini üzerinden geçen akım ve depolanan enerji en yüksek değerine($I_{LSmaks1}$) ulaştığında aralık biter. C_{r1} kondansatörü C_S kapasitesine göre oldukça küçüktür. Bu yüzden Aralık 2, Aralık 1'e göre daha kısa sürer. Bu aralıkta,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{Sa} C_{r1}}} \tag{4.13}$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_{Sa}}{C_{r1}}} \tag{4.14}$$

eşitlikleri geçerli olur.

Aralık 3 [$t_3<t<t_4$]: $t=t_3$ anından önce S_1 ve D_1 kesim durumundadır ve S_{1a} ($I_{LSmaks1}/2$) akımını geçirirken, v_{CS} =0 ve v_{Cr1}=0'dır. Bu aralık v_{Cr1}' in sıfıra düştüğü anın hemen ertesinde başlar ve D_S bastırma diyotu iletime girer. Aralık süresince D_{r1} (I_g-$i_{LSmaks1}/2$) akımını iletir. Bu aralık, ana anahtar için sıfır gerilimde geçiş (SGG) aralığıdır. Aralıkta, yardımcı hücreden geçen akım Denklem (4.15) ile verilmiştir,

$$i_{LSa} = i_{LSb} = i_{S1} = i_{DS} = \frac{I_{LSmaks1}}{2} \tag{4.15}$$

Ana anahtar üzerindeki D_{r1} diyotundan geçen akım,

$$i_{Dr1} = \frac{i_{LSmaks1}}{2} - I_g \tag{4.16}$$

olacaktır. Bu durumda t_{34} aralığı SGG için seçilmiştir. Aralık, t_4 anında yardımcı anahtar kesime girdiğinde tamamlanmış olur. SGG anında ana anahtarın iletime sokulması gerekmektedir.

Aralık 4 [$t_4<t<t_5$]: $t=t_4$ anı itibari ile başlangıç koşulları $i_{S1}=0$, $i_{D1}=0$, $i_{S1a} = i_{DS} = i_{LSb} = (I_{LSmaks1}/2)$, $v_{Cr1}=0$ ve $v_{CS}=0$ olarak verilebilir. t_4 anında yardımcı anahtar kesime girerken ana anahtar iletime girer ve giriş akımı I_g 'i iletir. L_{Sb}-D_S-C_S yolu üzerinden L_{Sb} ve C_S arasında rezonans başlar. Bu rezonans aralığında geçerli denklemler,

$$i_{LSb} = i_{DS} = i_{CS} = I_{LSmaks1}\cos(\omega_2(t-t_4)) \tag{4.17}$$

$$v_{CS} = Z_2 I_{LSmaks1}\sin(\omega_2(t-t_4)) \tag{4.18}$$

$$t_{45} = \frac{1}{\omega_2}\frac{\pi}{2} \tag{4.19}$$

olarak verilmiştir. Bu aralık t_5 anında i_{LSb} sıfır olduğunda tamamlanır. Bastırma bobini üzerinde depolanmış enerjinin tamamı bastırma kondansatörüne aktarılmış olur. C_S üzerindeki gerilim en yüksek değerine ulaşır.

$$v_{CS}(t_5) = v_{CS(5)} = V_{CSmaks1} = Z_2 I_{LSmaks1} \tag{4.20}$$

$$W_{CS}(t_5) = W_{CS(5)} = W_{CS\,maks1} = W_{LS\,maks1} = \frac{1}{2}.C_S.V_{CS\,maks1}^2 = \frac{1}{2}.L_{Sb}.I_{LS\,maks1}^2 \tag{4.21}$$

Bu denklemlerdeki ω_1 ve Z_1;

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{Sb}C_S}} \tag{4.22}$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_{Sb}}{C_S}} \tag{4.23}$$

ile ifade edilir. Buna göre, S_1 ana anahtarı, SGG ile sağlanan SGA altında mükemmel olarak iletime girer ve yardımcı anahtar S_{1a} bastırma kondansatörü C_S ile SGA altında kesime girmiş olur.

Aralık 5 [$t_5<t<t_6$]: Dönüştürücünün iletim aralığıdır, ana bobin ana anahtar üzerinden kaynağa bağlıdır ve I_g akımını geçirir. Buna göre ana anahtar akımı Denklem (4.24)'te görüldüğü gibi giriş akımı I_g'e eşit olacaktır;

$$i_{S1} = I_g \tag{4.24}$$

Aralık 6 [$t_6<t<t_7$]: Bu aralığın başlangıç koşulları $i_{S1}=I_g$, $i_{S1a}=i_{LSa}=i_{LSb}=i_{D1}=0$ ve $v_{CS}=V_{CSmaks1}$. t_6 anında S_{1a} anahtarına iletim işareti uygulanır ve S_{1a}-C_S-L_{Sa}-S_1 yolu üzerinden C_S ile L_{Sa} arasında rezonans başlar. Aralık süresince, S_{1a} akımı yükselirken S_1 üzerinden geçen akım azalır. Bu aralık, t_7 anında S_{1a}' dan geçen akım I_g' e eşit olduğunda ve S_1' den geçen akım sıfıra düştüğünde sonlanır. Aralık sonunda V_{CS} gerilimi $V_{CS(t7)}$'e düşer.

$$i_{S1} = I_g - i_{S1a} \tag{4.25}$$

$$i_{LSa} = i_{S1a} = i_{CS} = \frac{V_{CSmaks1}}{Z_0}\sin(\omega_0(t-t_6)) \tag{4.26}$$

$$v_{CS} = V_{CSmaks1}\cos(\omega_0(t-t_6)) \tag{4.27}$$

$$t_{67} = \frac{1}{\omega_0}\arcsin\frac{Z_0 I_g}{V_{CSmaks1}} = \frac{1}{\omega_0}\arcsin\frac{I_g}{I_{LSmaks2}} \tag{4.28}$$

Burada, S_{1a} yardımcı anahtarı L_{Sa} bobini üzerinden SAA ile iletime girmiş olacaktır.

Aralık 7 [$t_7<t<t_8$]: Bu aralık için başlangıç koşulları, $i_{S1}=0$, $i_{S1a} = i_{LSa} = i_{CS} = I_g$ ve $v_{CS}=V_{CS(t7)}$'dir. t_7 anında, ana anahtardan geçen akımın sıfıra düşmesinin hemen ardından D_{r1}' in iletime girmesi ile bu aralık başlamış olur. Bu aralık süresince, önceki aralıkta başlamış olan rezonans S_{1a} - L_{Sa} - C_S - D_{r1} yolu üzerinden devam eder. V_{CS} gerilimi t_8 anında sıfıra düştüğünde bu aralık tamamlanır. Aralık sonunda L_{Sa} üzerinden geçen akım ve depolanan enerji en yüksek değerine($I_{LSmaks2}$) ulaşmış olur.

$$i_{LSa} = i_{S1a} = i_{CS} = \frac{V_{CSmaks1}}{Z_0}\sin(\omega_0(t_{67} + (t - t_7)) \quad (4.29)$$

$$v_{CS} = v_{CSmaks1}\cos(\omega_0(t_{67} + (t - t_7)) \quad (4.30)$$

$$t_{78} = \frac{1}{\omega_0}\left(\frac{\pi}{2} - \arcsin\frac{I_g}{I_{LSmaks2}}\right) \quad (4.31)$$

$$t_{67} + t_{78} = \frac{\pi}{2}.\frac{1}{\omega_0} \quad (4.32)$$

Bu aralık süresince D_{r1}, (I_g - i_{LSa}) akımını iletir.

Aralık 8 [$t_8<t<t_9$]: t_8 anındaki başlangıç koşulları, i_{S1}=0, i_{S1a}=i_{LSa}=i_{LSb}=($I_{LSmaks2}$/2), v_{Cr1}=0 ve v_{CS} =0. Bu aralık, t=$t8$ anında v_{CS} geriliminin sıfıra düşmesinin ve D_S' in iletime girmesi ile birlikte başlar. Bu aralık süresince, D_{r1}, (I_g-$I_{LSmaks2}$) akımını iletir. Aralık 7 ve Aralık 8'de D_S' nin iletimde olduğu sürelerin toplamı ana anahtar için sıfır akımda geçiş (SAG) süresidir.

$$i_{LSa} = i_{LSb} = i_{S1a} = i_{DS} = \frac{I_{LSmaks2}}{2} \quad (4.33)$$

$$i_{Dr1} = \frac{I_{LS\,maks2}}{2} - I_g \quad (4.34)$$

$$t_{78} + t_{89} = t_{SAG} \quad (4.35)$$

t_9 anında S_{1a}' nın kesime girmesi ile bu aralık tamamlanmış olur. SAG süresince ana anahtar kesime sokulmalıdır.

Aralık 9 [$t_9<t<t_{10}$]: Başlangıç koşulları; i_{S1}=0, i_{S1a}=i_{LSa}=$I_{LSmaks2}$, i_{D1}=0, v_{Cr1}=0 ve v_{CS}=0. S_{1a} kesime girdiğinde bu aralık başlar. Bu aralıkta iki farklı kapalı devre söz konusudur. İlk devrede C_{r1}, I_g akımı ile doğrusal olarak şarj olur. Diğer devrede ise, L_{Sa}' nın $I_{LSmaks1}$ başlangıç akımı ile D_S-L_{Sb}-C_S yolu üzerinden L_{Sb} ve C_S arasında rezonans başlar. C_S gerilim değeri en yüksek değerine($V_{CSmaks2}$) ulaşır. i_{LSb} akımı sıfıra düştüğünde ise bu aralık sonlanır. Bu aralık için,

$$i_{LSb} = i_{DS} = I_{LSmaks2} \cos(\omega_2 (t - t_9)) \tag{4.36}$$

$$v_{CS} = Z_2 I_{LSmaks2} \sin(\omega_2 (t - t_9)) \tag{4.37}$$

$$v_{CSmaks2} = v_{CS}(t_{10}) = Z_2 I_{LSmaks2} \tag{4.38}$$

denklemleri geçerli olacaktır.

$$t_{910} = \frac{1}{\omega_2} \frac{\pi}{2} \tag{4.39}$$

Denklem (4.39) aralık için gerekli süreyi göstermektedir. Buna göre, ana anahtar S_1, SAG ile sağlanan SAA ile mükemmel olarak kesime girer ve yardımcı anahtar ise C_S ve C_{r1} üzerinden SGA altında kesime girer.

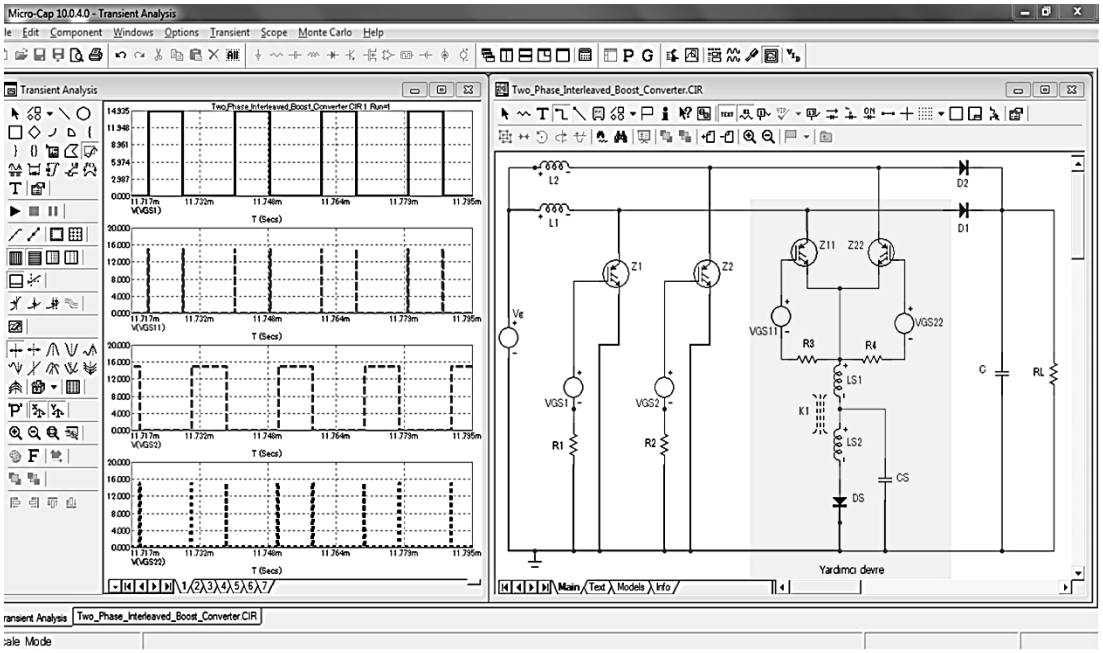
Aralık 10 [$t_{10}<t<t_{11}$]: bu aralık dönüştürücünün kesim aralığıdır ve Denklem (4.40) ve Denklem (4.41) geçerlidir.

$$i_{S1} = 0 \tag{4.40}$$

$$i_{DF} = I_g \tag{4.41}$$

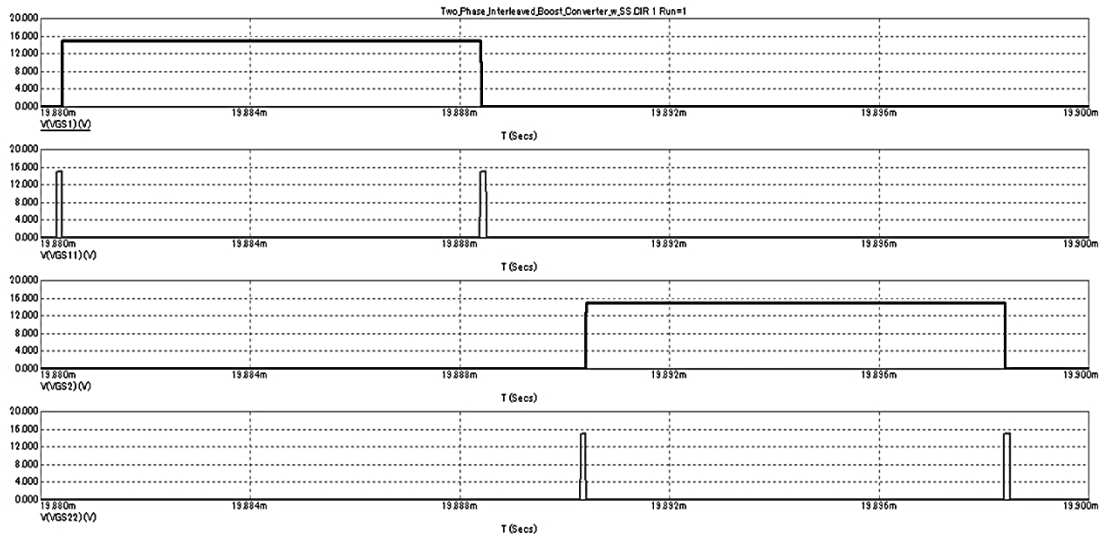
4.2. Benzetim Çalışması

Önceki bölümde analizi yapılan yumuşak anahtarlamalı iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün benzetimi Şekil 4.5' te arayüzü gösterilen Pspice tabanlı bir devre analiz yazılımı olan Microcap ile yapılmıştır. Yazılım, özellikle güç elektroniği devrelerinin çözümlenmesi için oldukça kolay bir kullanım ara yüzüne sahiptir. Kütüphanesinde yer alan elemanların yanında, istenilen devre elemanı modelinin yapılabilesi, analiz sonuçlarını olabildiğince uygulama çalışmalarına yakın hale getirmektedir. Önerilen devrenin benzetimi için yazılımda, devrenin uygulamadaki aktif elemanlarının gerçek değerlerine yakın muadilleri, pasif elemanlar içinse analiz programındaki ideal elemanlar kullanılmıştır.



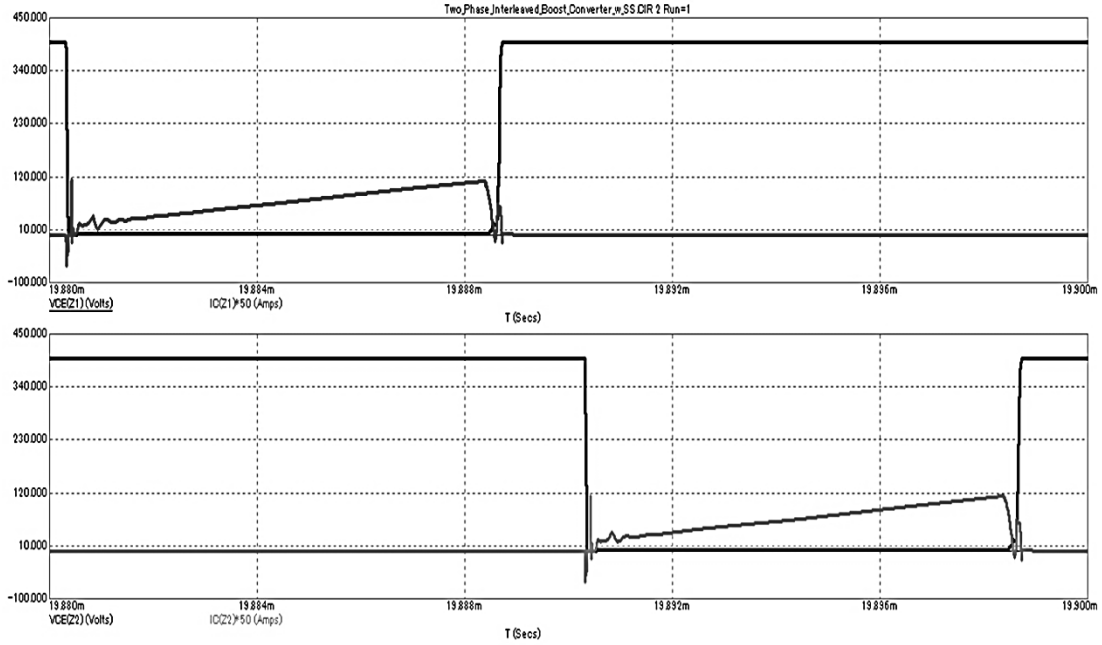
Şekil 4.5. Benzetim çalışmasında kullanılan yazılım arayüzü

Benzetim çalışması, 600W çıkış gücü, 400V çıkış gerilimi, 240V giriş gerilimi ve 50kHZ anahtarlama frekansı devre parametreleri için L_1=L_2=1mH, L_{Sa}=4µH, L_{Sb}=2µH, C_S=47nF, C=47µF eleman değerleri ve uygulama devresinde kullanılan yarıiletkenlere muadil güç anahtarı ve diyotlar ile gerçekleştirilmiştir. Benzetim kapsamında güç katı yarıiletken elemanları ve yardımcı devre elemanlarının gerilim akım dalga şekilleri sunulmuştur. Yazılımda, S_1 yerine Z_1, S_2 yerine Z_2, S_{1a} yerine Z_{11}, S_{2a} yerine Z_{22} kullanılmıştır.

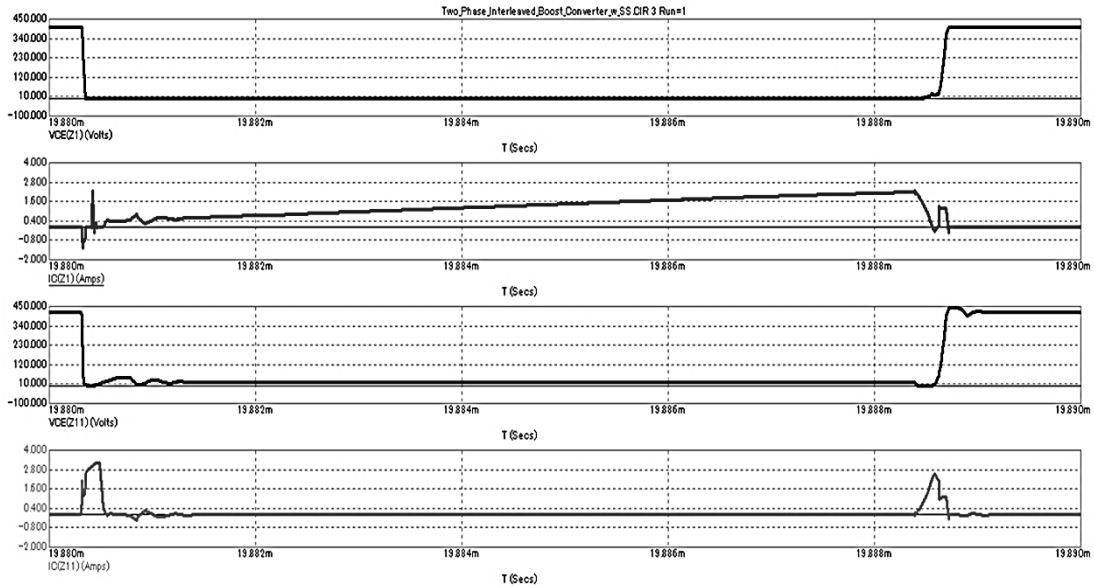


Şekil 4.6. Önerilen devrenin ana (S_1-S_2) ve yardımcı anahtarlarının (S_{1a}-S_{2a}) benzetim çalışmasında kullanılan kontrol işaretleri

Şekil 4.6’ da S_1-S_{1a} ve S_2-S_{2a} güç anahtarlarının kontrol işaretleri verilmiştir. Önerilen devrenin hem S_1 hem S_2 ana anahtarı için SGG-SAG sağladığı Şekil 4.7’ de görülmektedir. Görüldüğü gibi her iki ana anahtar içinde, anahtar gerilimi sıfır olduktan sonra anahtar akımı yükselmekte ve SGG işlemi gerçekleşmektedir. Benzer şekilde anahtarlar kesime girerken ise SAG işlemi gerçekleşmektedir.



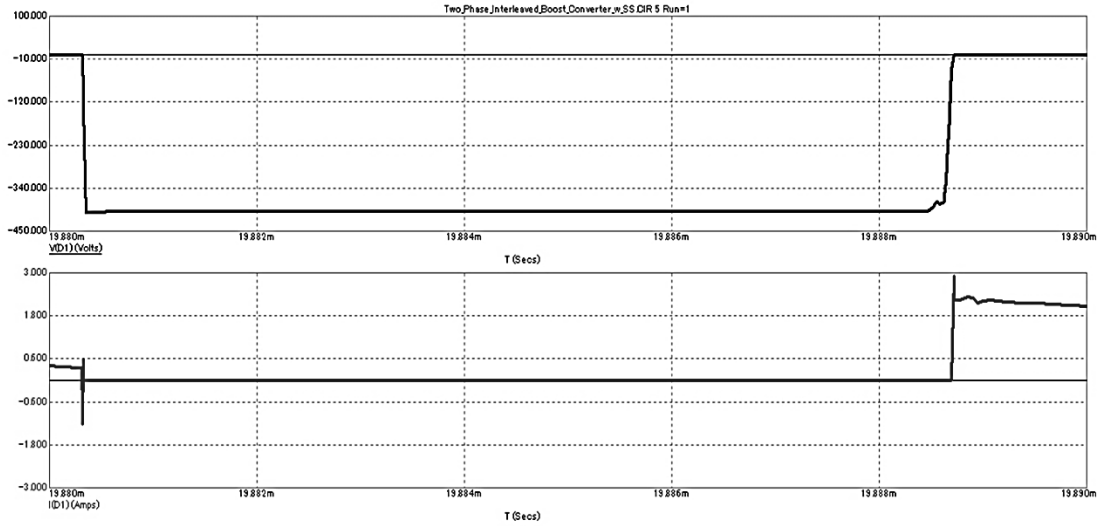
Şekil 4.7. Benzetim sonucunda önerilen devrenin S_1(üst) ve S_2(alt) ana anahtarlarına ait akım-gerilim dalga şekilleri



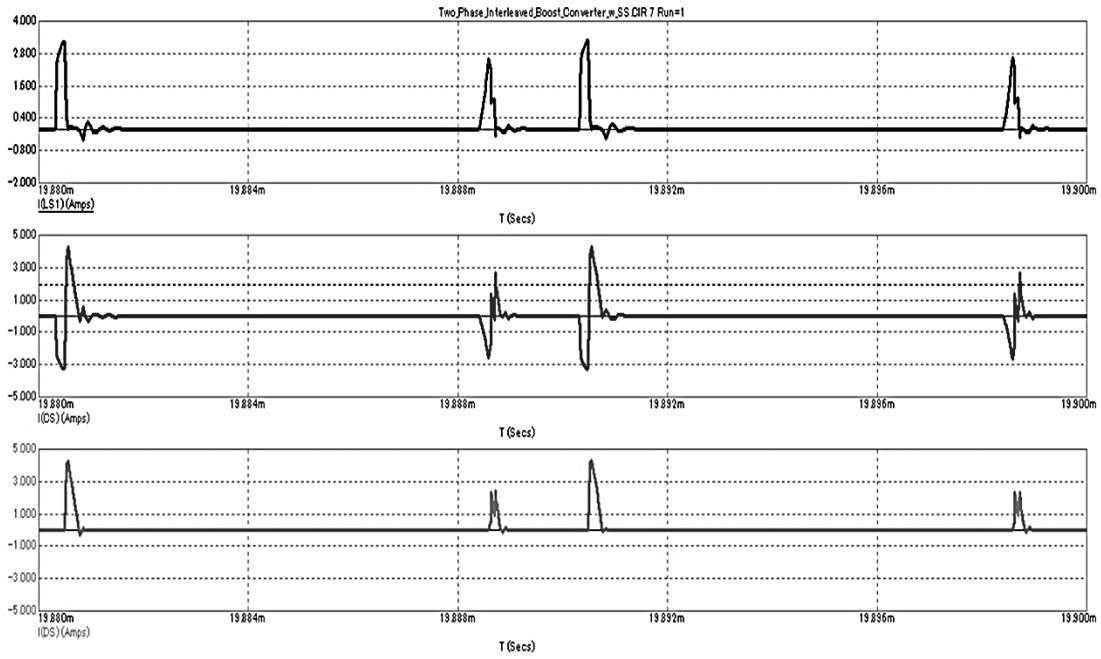
Şekil 4.8. Benzetim sonucunda önerilen devrenin S_1 ana anahtarı ile S_{1a} yardımcı devre anahtarının akım-gerilim dalga şekilleri

Devrenin analizi yapılırken de bahsedildiği gibi S_1 ve S_2 anahtarları için aynı aralıklar geçerlidir. Bu yüzden S_1 anahtarının bulunduğu güç katının incelenmesi yeterli olacaktır. Şekil 4.8' de S_1 ana anahtarının kesim durumundaki, S_1 ve S_{1a} anahtarlarının akım gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Görüldüğü üzere ana anahtar SAG ile kesime girerken, S_{1a} anahtarında SGA işlemi gerçekleşmektedir.

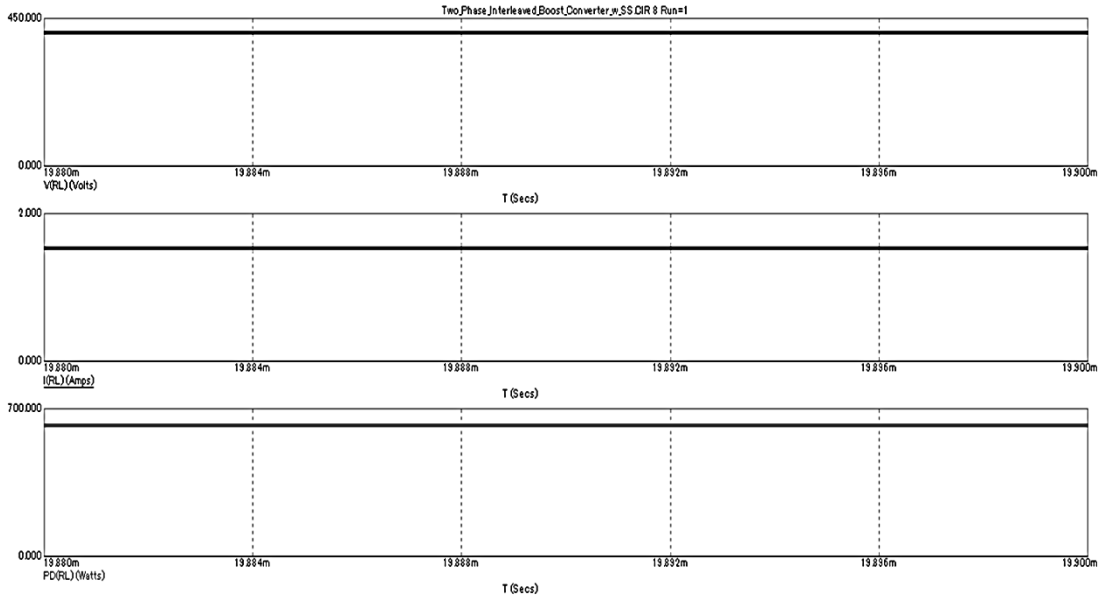
Benzer şekilde Şekil 4.9'da D_1 diyotunun akım gerilim dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 4.9. Benzetim sonucunda önerilen devrenin D_1 diyotu akım-gerilim dalga şekilleri



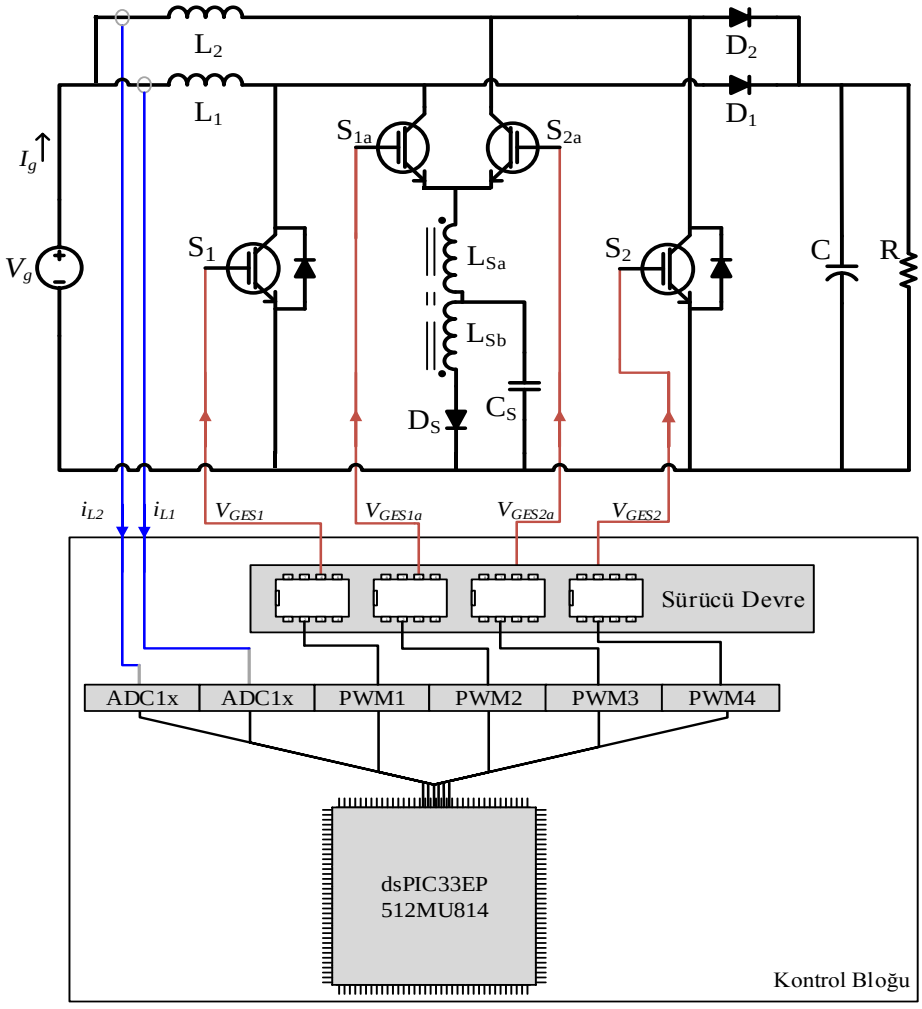
Şekil 4.10. Benzetim sonucunda önerilen devrenin yardımcı devre elemanları L_{Sa}, D_S ve C_S akım dalga şekilleri



Şekil 4.11. Benzetim sonucunda önerilen devrenin çıkış akım-gerilimi ile çıkış gücü dalga şekilleri

5. SGG-SGA İKİ KAT SARMAŞIK YÜKSELTİCİ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN UYGULAMA DEVRESİ VE DENEYSEL SONUÇLAR

Çalışmanın bu bölümünde, önceki bölümlerde analizi ve tasarımı anlatılan yumuşak anahtarlamalı iki kat sarmaşık yükseltici devrenin gerçeklemesi sunulmuştur. Şekil 5.1' de görüldüğü gibi oluşturulan deneysel düzenek güç devresi, bastırma hücresi ve kontrol bloğunun birleşiminden oluşmaktadır.



Şekil 5.1. Önerilen SGG-SAG iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün uygulama devresi

5.1. Uygulama Devresi

5.1.1. Güç devresi

Sistemin güç devresi, aynı özelliklerde iki yükseltici tip dönüştürücünün paralel bağlanmasından oluşmaktadır. Her devre bir güç anahtarı, bir bobin ve bir diyottan oluşur. Çıkış kondansatörü ortak kullanılır. Akım paylaşımını dengelemek için bobinlerin girişinde akım algılayıcılar bulunmaktadır.

Tablo 5.1' de uygulama devresinin parametreleri verilmiştir.

Tablo 5.1. Uygulama için devre parametreleri

Parametre	Değer
Giriş Gerilimi, V_g	230-240V
Giriş Akımı, I_g	2,6A
Çıkış Gerilimi, V_o	400V
Çıkış Gücü, P_o	600W
Anahtarlama frekansı, f_s	50kHz
L_1,L_2	1mH
S_1,S_2	IXGH48N60C3D1
S_{1a},S_{2a}	IXGH48N60C3
D_1,D_2	DSEI30-12
D_S	DSEP30-06
C_S	47nF
L_{Sa}, L_{Sb}	4µH, 2µH

Önerilen devre SGG-SAG ile çalışacağından, yardımcı anahtarlar, güç anahtarlarının hem iletim hem de kesim anında işlem yapmaktadır. Devre, D<0.5 için gerçekleştirilmiştir. Tablo 5.1' de verilen parametrelere ve Bölüm 2'deki analize göre sürekli iletim modunu sağlayacak bobin değerleri 1mH olacaktır.

Güç devresinde kullanılan yarıiletken elemanların bazı katalog bilgileri Tablo 5.2' de verilmiştir. Önceki çalışmaların çoğunda güç anahtarı olarak MOSFET kullanılmıştır. Önerilen devrede hem SGG, hem de SAG sağlandığından MOSFET ya da IGBT ana anahtar olarak kullanılabilir. Devrede, dört güç anahtarı kullanıldığından, özellikle akım paylaşımı kısıtlamalarında IGBT'ler daha iyi sonuç vermiştir. Çalışmada, güç anahtarları için IXYS firmasının IXGH48N60C3D1 kodlu IGBT'si ve yine IXYS firmasının DSEI30-12 kodlu hızlı diyotları kullanılmıştır.

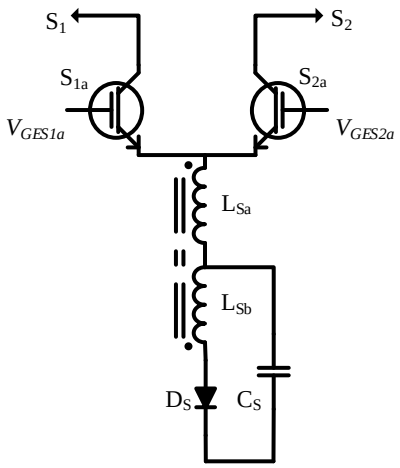
Tablo 5.2. Güç devresinde kullanılan güç anahtarı ve diyotun karakteristik özellikleri

Güç anahtarı	**V_{CE}**	**I_C**	**$t_{d(on)}$**	**t_{ri}**	**$t_{d(off)}$**	**t_{fi}**	**t_{rr}**
IXGH48N60C3D1	600V	48A	19ns	26ns	60ns	38ns	100ns
Diyot	**V**	**I_F**	**t_{rr}**				
DSEI30-12	1200V	26A	40ns				

Tablo 5.2' de güç anahtarının, $t_{d(on)}$, iletime girme gecikme süresi, t_{ri}, akım yükselme süresi, $t_{d(off)}$, kesime girme gecikme süresi, t_{fi}, akım düşme süresi ve t_{rr}, gövde diyotunun ters toparlanma süresidir. Tablo 5.2'deki değerlerden görüleceği üzere seçilen IGBT özellik olarak oldukça hızlı anahtarlama yapabilme yeteneğine sahiptir.

5.1.2. Yardımcı devre

Şekil 5.2' de, yumuşak anahtarlamalı iki kat yükseltici dönüştürücü devresi için önerilen yardımcı devrenin kesiti verilmiştir. Yardımcı devre, kuplajlı bir bobin(L_{Sa}-L_{Sb}), kondansatör(C_S), diyot(D_S) ve yardımcı anahtarlardan(S_{1a}-S_{2a}) oluşmaktadır. Yapılan çalışmada her bir kat için ayrı bir yardımcı anahtar kullanılsa da pasif elemanlar her iki dönüştürü katı için de ortaktır.



Şekil 5.2. Önerilen SGG-SAG iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücünün yardımcı devresi

Yardımcı devrede kullanılan yarıiletken güç anahtarları(S_{1a}-S_{2a}) IXYS firmasının IXGH48N60C3 kodlu IGBT'sidir. L_{Sa} ve L_{Sb} bobinleri, manyetik bir çekirdek üzerine sarılmış kuplajlı bobinlerdir. Diyot(D_S) olarak IXYS firmasının DSEP30-06 kodlu diyotu kullanılmıştır. 47nF'lık yardımcı kondansatör(C_S), önceden verilen

çalışma aralıklarında olduğu gibi L_{Sa} ve L_{Sb} bobinleri ile rezonansa girer, ana anahtarların yumuşak anahtarlama ile çalışması sağlanır.

Tablo 5.3. Yardımcı devrede kullanılan güç anahtarı ve diyotun karakteristik özellikleri

Güç Anahtarı	**V_{CE}**	**I_C**	**$t_{d(on)}$**	**t_{ri}**	**$t_{d(off)}$**	**t_{fi}**
IXGH48N60C3	600V	48A	19ns	26ns	60ns	38ns
Diyot	**V**	**I_F**	**t_{rr}**			
DSEP30-06	1200V	26A	40ns			

5.1.3. Kontrol bloğu

Şekil 5.1' de görüldüğü üzere devrenin kontrol bloğu üç kısımdan oluşmaktadır. Güç devresindeki anahtarların kontrolü DSC(Digital Signal Controller) tarafından sağlanmaktadır. Sarmaşık yükseltici dönüştürücüde akım paylaşımını sağlamak için her bir devrenin girişindeki algılayıcılardan alınan akım bilgisi ile birlikte göre güç anahtarı kontrol işaretleri üretilir. DSC'nin ürettiği kontrol işaretlerinin gerilim seviyesi, güç anahtarlarının sürülmesi için yeterli olmadığından ara sürücü devre ile yükseltilir. Devrenin kontrol bloğu, DSC, Algılayıcılar ve yarıiletken sürücü devresinden oluşmaktadır.

5.1.3.1. DSC (Digital Signal Controller)

Güç anahtarlarının iletime girmesi ya da konum değiştirmesi işlemi "sürme" olarak adlandırılır. Anahtarların sürülebilmesi için gereken PWM işaretleri temel olarak lojik devreler ile üretilir. Yarıiletken üretim teknolojilerindeki hızlı gelişim ile lojik devrelerin yerini, daha hızlı olan mikrodenetleyiciler, DSP(Digital Signal Processor) ve FPGA(Field-Programmable Gate Array)' ler almıştır.

Son yıllarda oldukça yaygın kullanılan DSC'ler, mikrodenetleyicilerin kontrol yeteneklerini, DSP' lerin hesaplama yetenekleri ile birleştirmiş, ucuz ve efektif bir çözüm sağlamıştır. Microchip firması tarafından üretilen DSC' ler 16 bitlik işlemci yapısıyla grafik işlem ve motor kontrol uygulamaları için uygun çözümler sağlamaktadır. Tez çalışmasında Microchip firmasının ürettiği dsPIC33EP512MU814 kodlu DSC'si kullanılmıştır. Microchip firmasının ürettiği en hızlı 16bitlik DSC'lerden olup genel özellikleri Tablo 5.4' te verilmiştir.

Tablo 5.4. dsPIC33EP512MU814'ün genel özellikleri

Parametre	**Değer**
Mimari	16-bit
CPU hızı (MIPS)	70
Hafıza tipi	Flash
Harici flash (kB)	24
Program hafızası (kB)	512
RAM	53,248
DMA RAM (Bytes)	4096
Çalışma sıcaklığı (°C)	-40 to 125
Çalışma gerilimi (V)	3 - 3.6
Toplam pin sayısı	144
İç Osilatör	7.37 MHz
PWM	16 adet
Motor kontrol PWM	14 adet
Timers	9 x 16-bit 4 x 32-bit

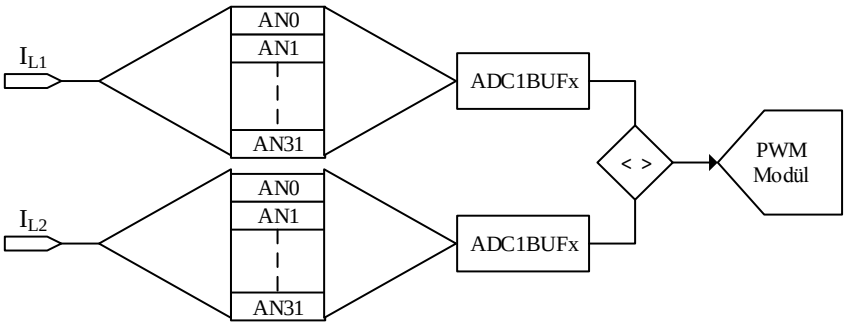
Çalışma gerilimi 3-3,6V civarındadır. 16 bit mimariye sahip olması ve 70 MIPS' lik çekirdek hızı, yüksek işlem kapasitesi sağlamaktadır. DSC' nin programlanmasında MPLAB ICD3 In-Circuit Debugger ve MPLABx yazılımı kullanılmıştır.

a) ADC Modülü

Çalışmada DSC'nin kullanılan temel birimleri ADC, TIMER ve PWM kanallarıdır. Algılayıcı çıkışlarının bağlı olduğu ADC'den alınan akım bilgisi ile PWM kanallarından gerekli güç anahtarı kontrol işaretleri üretilir. dsPIC33EP512MU814'ün ADC özellikleri (URL-2);

- 10 bit 4 kanal ya da 12 bit tek kanal olarak kullanılabilir.
- DMA(Direct Memory Access) kullanılabilir ya da 16-word lük tampon bellekler ile işlem yapılabilir.
- 10 bit modda 1.1Msps'a kadar, 12 bit modda 500ksps'a kadar dönüştürme yapabilir.
- Entegre üzerinde 32 analog giriş mevcuttur.
- 4 unipolar, fark alıcı Sample-Hold yükselticisi bulunur.
- Harici gerilim referansı kullanılabilir.
- 4 kanala kadar eşzamanlı örnekleme yapılabilir.
- Otomatik kanal tarama özelliği mevcuttur.
- CPU'nun uyku ya da boşta modunda çalışma yapabilir.

ADC modülü, Manual yada Otomatik "Örnekleme" ve Manual, Otomatik ve Tetikleyicili "Dönüştürme" işlemi yapabilmektedir. Çalışmada, Otomatik örnekleme ve Tetikleyicili Dönüştürme kullanılmıştır. Buna göre TIMER3'ten alınan kesme ile örnekleme bitirilip dönüştürme işlemi gerçekleştirilir.



Şekil 5.3. Akım paylaşımı bilgisinin DSC' e aktarımı

AN0...AN31. pinlerinden alınan akım bilgileri, ADC modülündeki tampon belleğe yazılır, tampon bellekteki bilgiler karşılaştırılıp, fark bilgisi PWM modülüne aktarılır.

b) PWM Modülü

dsPIC33EP512MU814'ün PWM modülü genel özellikleri (URL-2);

- Birbirinden bağımsız zaman bazı olan 7 PWM generatörü ve her PWM generatörünün xH ve xL olmak üzere iki çıkışı olup toplamda 14 PWM kanalı mevcuttur.
- Her PWM çıkışı için ayrı periyod ve görev döngüsü belirlenebilir.
- Her PWM çıkışı için ayrı ölü zaman ve faz kaydırma belirlenebilir.
- Görev döngüsü, ölü zaman, faz kaydırma ve frekans çözünürlüğü T_{OSC}'e bağlıdır.
- PWM darbeleri Kenar-hizalı ya da Merkez-hizalı mod ile üretilebilir.
- Push-Pull, Bütünleyici, Artık ve Bağımsız PWM çıkış modları, uygulamanın gerektirdiği türde PWM üretimini sağlar.

dsPIC33EP512MU814'ün 8,32ns'lik PWM çözünürlüğü vardır. DSC'i 60MHz (f_{CY}: Komut Döngü Saat Frekansı) ile çalıştırmak istenildiğinde sistem saat frekansı(f_{OSC}), f_{CY}' nin iki katı olduğundan 120MHz olacak ve sistem saat periyodu(T_{OSC}) 8,33ns

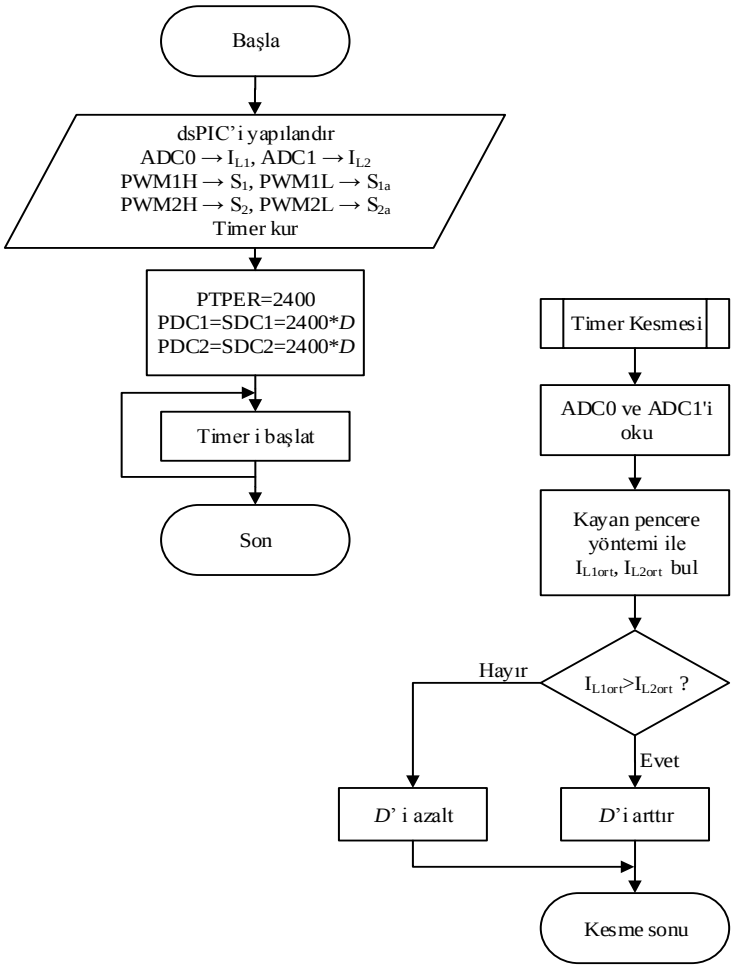
olacaktır. Bu durumda Kenar-hizalı mod PWM üretilmesi için gerekli PTPER değeri Denklem (5.1) ile hesaplanır,

$$PTPER = \frac{f_{OSC}}{f_{PWM}\, xPWMprescaler} \tag{5.1}$$

Denklem (5.1)' de, f_{PWM}: üretilmesi istenen PWM frekansı, *PWMprescaler* ise PWM giriş clock preskaleridir. Tez çalışmasında 50kHz çalışma frekansı kullanıldığından PTPER değeri Denklem (5.1)' e göre,

$$PTPER = \frac{f_{OSC}}{f_{PWM}\, xPWMprescaler} = \frac{120.10^6}{50.10^3\, x1} = 2400$$

olacaktır.



Şekil 5.4. PWM üretimi ve akım paylaşımı için kullanılan yazılımın akış diyagramı

Şekil 5.4'te DSC' de kullanılan yazılımının akış diyagramı verilmiştir. ADC0 ve ADC1'den elde edilen akım bilgileri değerlendirilerek, akım paylaşımını dengeleyecek *D* üretilir. Çalışmada, DSC'nin ürettiği PWM tiplerinden "Bağımsız-PWM" kullanılmıştır. Buna göre kullanılan PWM generatörlerinin frekansları ve ölü zamanları birbirinden bağımsızdır ve her generatörün xL ve xH çıkışlarına ayrı faz kaydırma tanımlanabilir.

ADC için gerekli TIMER3 kesmelerinin periyodu Denklem (5.2) ile hesaplanır;

$$T_{TIMER3} = PR1xT_{OSC} \tag{5.2}$$

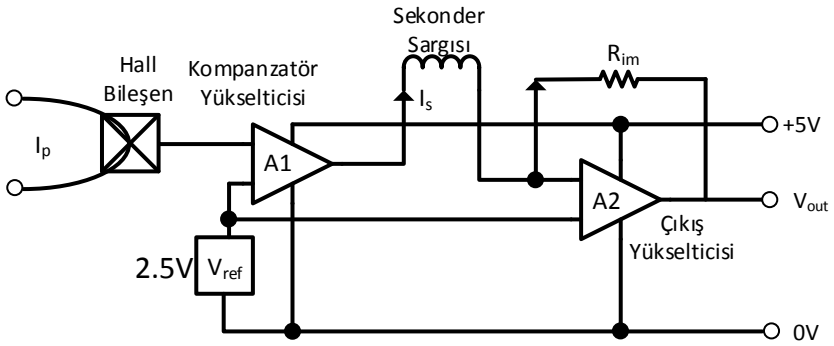
Denklem (5.2)' e göre;

$$T_{TIMER3} = PR1xT_{OSC} = 75x8,33.10^{-9} = 0,625.10^{-6}s$$

olmaktadır. Buna göre bir anahtarlama periyodunda 32 TIMER kesmesi üretilmekte ve ADC işlemi gerçekleşmektedir.

5.1.3.2. Algılayıcılar

Kontrol bloğunun kısımlarından biri de algılayıcılardır. Sarmaşık yapının temel dezavantajı olarak akım dengesizliği söylenebilir. Akım paylaşımının dengelemek için güç devresinden alınan akım bilgisi DSC'de işlenerek PWM üretilir. En eski ve ucuz akım algılama yöntemi hatta seri bir direnç bağlamaktır. Ancak günümüzde "Alan Etkili" algılayıcıların kullanımı yaygınlaşmaktadır. "Alan-Etkili" algılayıcılar ile hem hatta seri direnç bağlamanın dezavantajları ortadan kaldırılmış, hem de DSC'nin ADC pinleri güç devresinden yalıtılmış olur. Aksi durumda, güç devresindeki hata durumları, DSC'nin zarar görmesine neden olabilir. Güç devresinden yalıtımlı bir şekilde akım bilgisini almak için her bir katın girişine LEM firmasının ürettiği LTS-25-NP akım algılayıcısı eklenmiştir. Şekil 5.5' de LTS-25-NP'nin içyapısı verilmiştir.



Şekil 5.5. Uygulama devresinde kullanılan akım algılayıcısının içyapısı (URL-3)

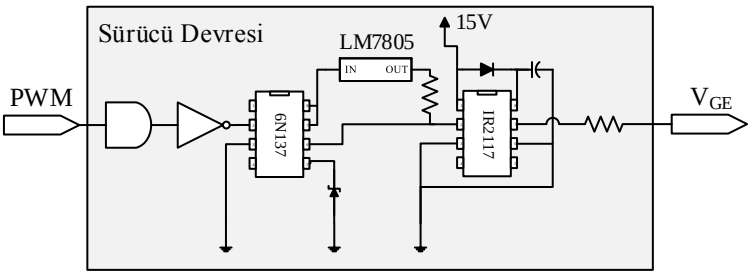
LTS serisi kapalı döngü algılayıcıların çıkış gerilim seviyesi DSP ya da mikroişlemcilerin ADC girişleri için uygundur. Çıkış gerilimi algılayıcıya entegre ölçüm direnci R_{IM} ile elde edilmektedir. Diğer alan-etkili algılayıcılarda olduğu gibi LTS'ler de primer ve sekonder sargıları mevcuttur. LTS-25-NP'nin hassasiyeti, alt tarafında, dışarı çıkarılmış sargı uçlarının farklı bağlantıları ile değiştirilebilir. Algılayıcının V_{out_LTS} çıkış gerilimi;

$$V_{out_LTS} = V_{ref} \cdot \frac{I_P . R_{IM}}{N_S} \tag{5.3}$$

olmaktadır. Denklemde, V_{REF}, algılayıcı referans gerilimidir ve LTS-25-NP için 2,5V'tur, I_P, algılayıcı primer sargısından geçen akım, N_S, sekonder sargı sayısıdır. LTS-25-NP için R_{IM} 50 Ω'dur.

5.1.3.3. Sürücü devre

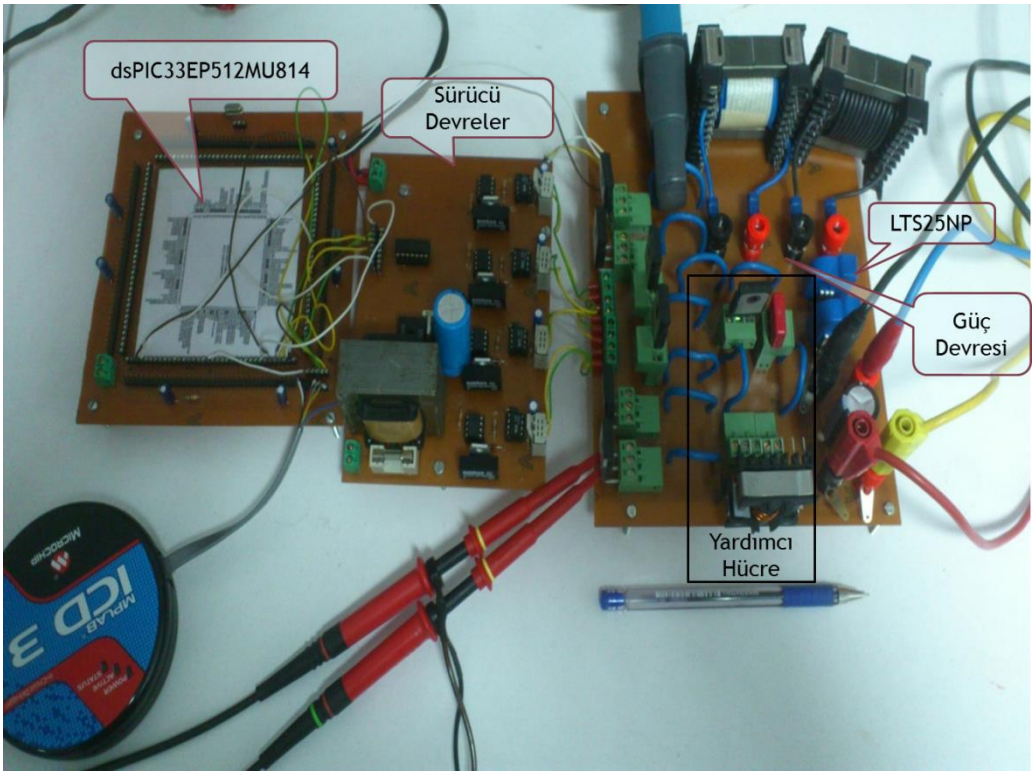
Kontrol bloğunun son kısmı ise, güç katındaki anahtarların sürme işlemini gerçekleştiren sürücü devrelerdir. Güç katında 4 güç anahtarı kullanıldığından, 4 ayrı sürücü devresi kullanılmıştır. DSC'nin PWM çıkışlarındaki gerilim seviyesi güç anahtarlarını sürmeye yetmeyeceğinden IR2117 güç anahtarı sürücüsü entegresi kullanılır. DSC ile IR2117 arasında 6N137 optokuplörlü bir ara devre ile yalıtım ve gerilim yükseltme işlemi gerçekleştirilir. Bazı durumlarda devredeki güç anahtarı sürücü devreden daha fazla akım çekilmesine neden olur. Bu yüzden DSC ile sürücü arasındaki yalıtım önemlidir. Şekil 5.6' da tek bir anahtar için gerekli sürücü devre şeması görülmektedir.



Şekil 5.6. Güç ve yardımcı devrede kullanılan güç anahtarlarının sürücü devre şeması

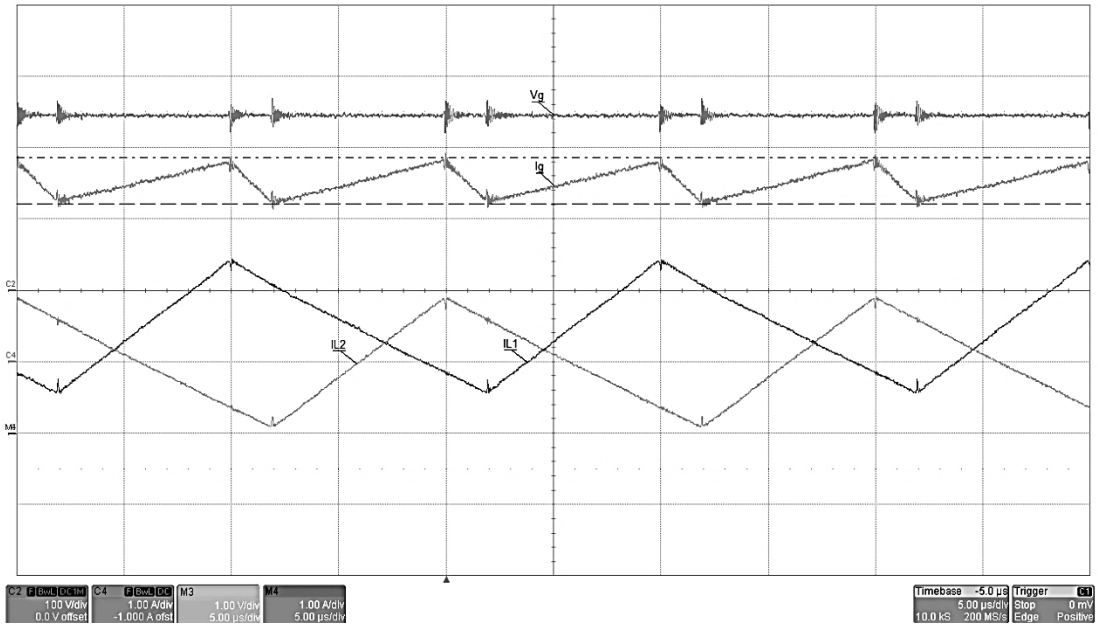
5.2. Deneysel Sonuçlar

Tez çalışması için Şekil 5.7' de görülen düzenek gerçekleştirilmiştir. Güç devresi hem sert anahtarlamalı hem de yumuşak anahtarlamalı olarak çalıştırılabilmektedir. Şekil 5.8-Şekil 5.17'de Lecroy 6100A Waverunner osiloskopundan alınmış çıktılar verilmiştir.



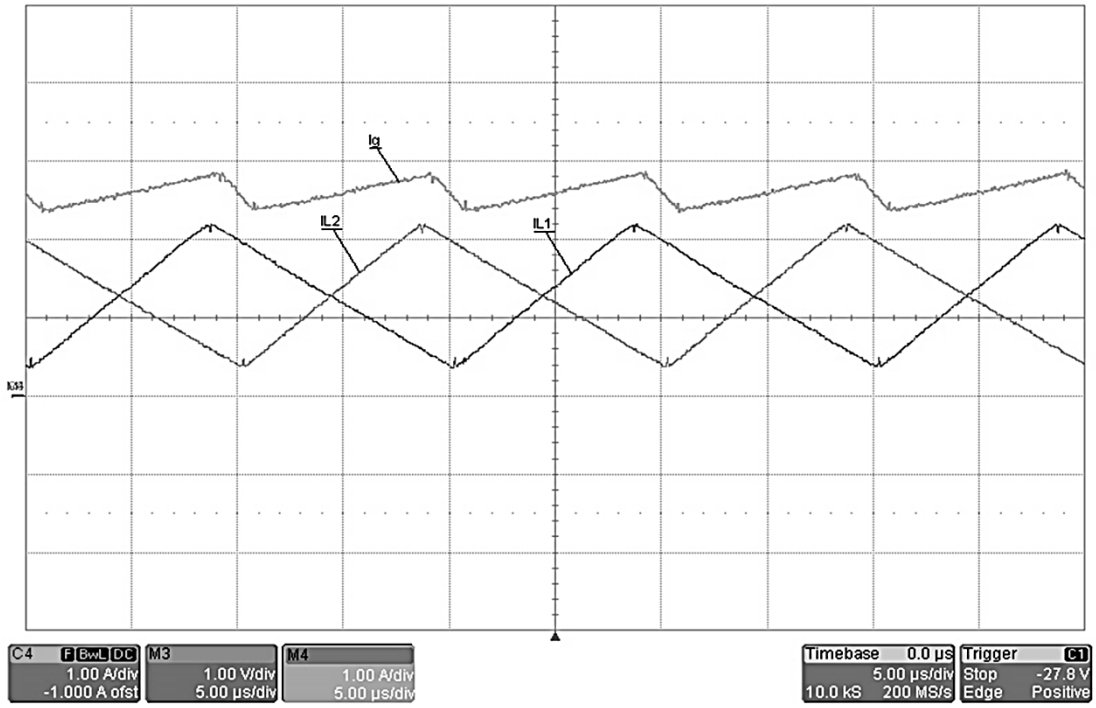
Şekil 5.7. Önerilen SGG-SAG iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü için gerçekleştirilen düzenek

İki kat sarmaşık dönüştürücü öncelikle sert anahtarlamalı olarak çalıştırılmıştır. Şekil 5.8' de, sert anahtarlama ile çalışmada, akım paylaşım kontrolü olmadığı durumda bobin akımları verilmiştir.



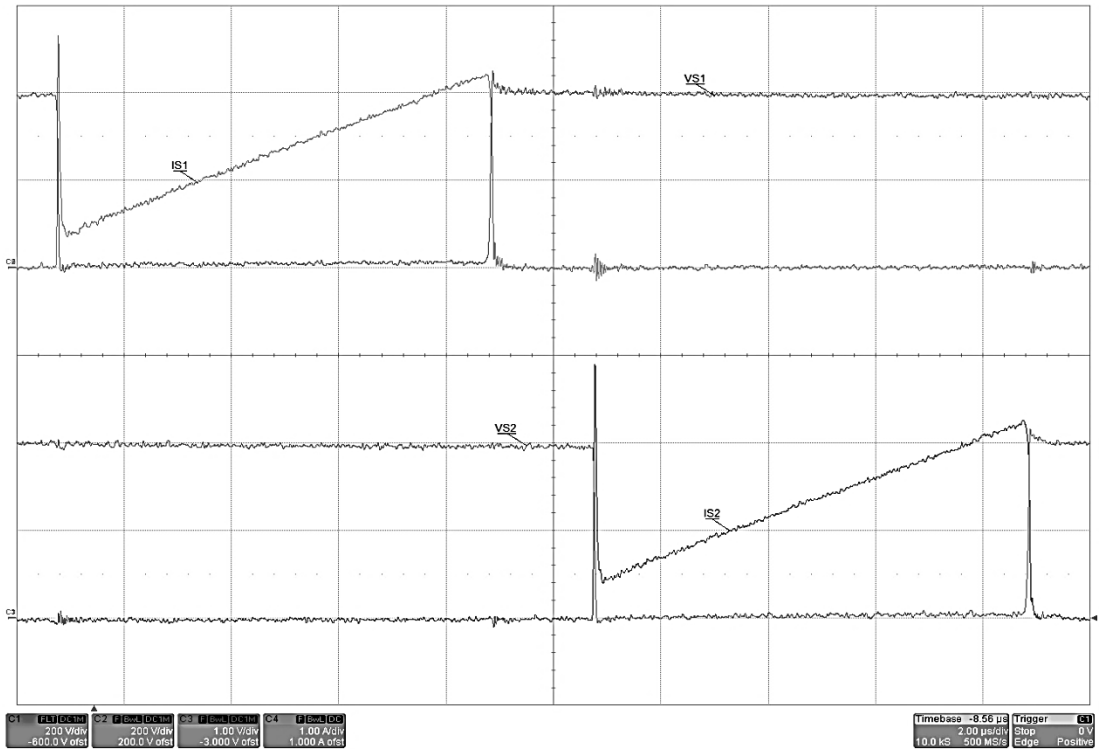
Şekil 5.8. SA çalışmada, akım paylaşım kontrolü olmadan I_{L1} ve I_{L2} bobin akımı, giriş akımı, I_g ve giriş gerilimi, V_g dalga şekilleri

Şekil 5.8' de, akım paylaşım kontrolü olmadığı durumda, I_{L1} ve I_{L2} bobin akımları ve I_g giriş akımı ve V_g giriş gerilimi dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 5.8' den görüldüğü üzere, akım paylaşımı kontrolü olmadığı durumda, L_1 bobini üzerine düşen akım, L_2 üzerine düşen akımdan daha yüksektir. Sert anahtarlama ve akım paylaşımındaki dengesizlik sebebiyle L_1 bobininin bağlı olduğu yükseltici kattaki yarıiletken elemanlar daha çok ısınmaktadır. Bununla birlikte Şekil 5.8'de görüldüğü üzere akım paylaşımındaki dengesizlik iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücünün giriş akımında(I_g) dengesizlik gerçekleşmemektedir. Şekil 5.8' de aynı zamanda akım paylaşımı kontrolü olmasa dahi giriş akımının dalgalanma genliğinin azaldığı ve frekansının arttığı görülmektedir. Sert anahtarlama için bobin akımları dalgalanma genliği 1,8A civarındayken, giriş akımı dalga genliği 0,65A olmuştur. Devrede akım paylaşımı kontrolü gerçekleştirildiğinde ise sonuç Şekil 5.9' daki gibi olmaktadır. Şekil 5.9'a göre bobin akımları dalgalanması 1,8A civarındayken, bu kez giriş akımı(I_g) dalgalanması 0,4A civarındadır. Buna göre, akım paylaşımı dengesizliği, giriş akımı dalgalanmasına arttırıcı yönde etki etmektedir.



Şekil 5.9. SA ile çalışmada akım paylaşım kontrolü olduğu durumda I_{L1} ve I_{L2} bobin akımı, giriş akımı, I_g ve giriş gerilimi

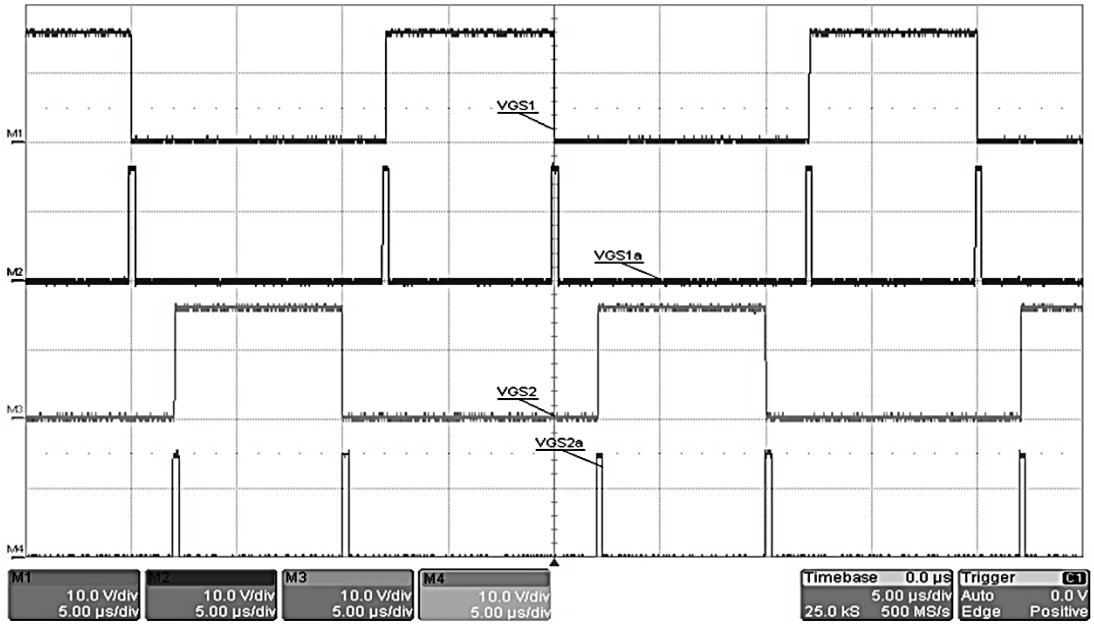
Akım paylaşım kontrolü gerçekleştirildikten sonra S_1 ve S_2 güç anahtarları üzerine düşen gerilim ve geçen akım dalga şekilleri Şekil 5.10' da verilmiştir.



Şekil 5.10. SA ile çalışmada, S_1 ve S_2 ana anahtarları akım-gerilim dalga şekilleri

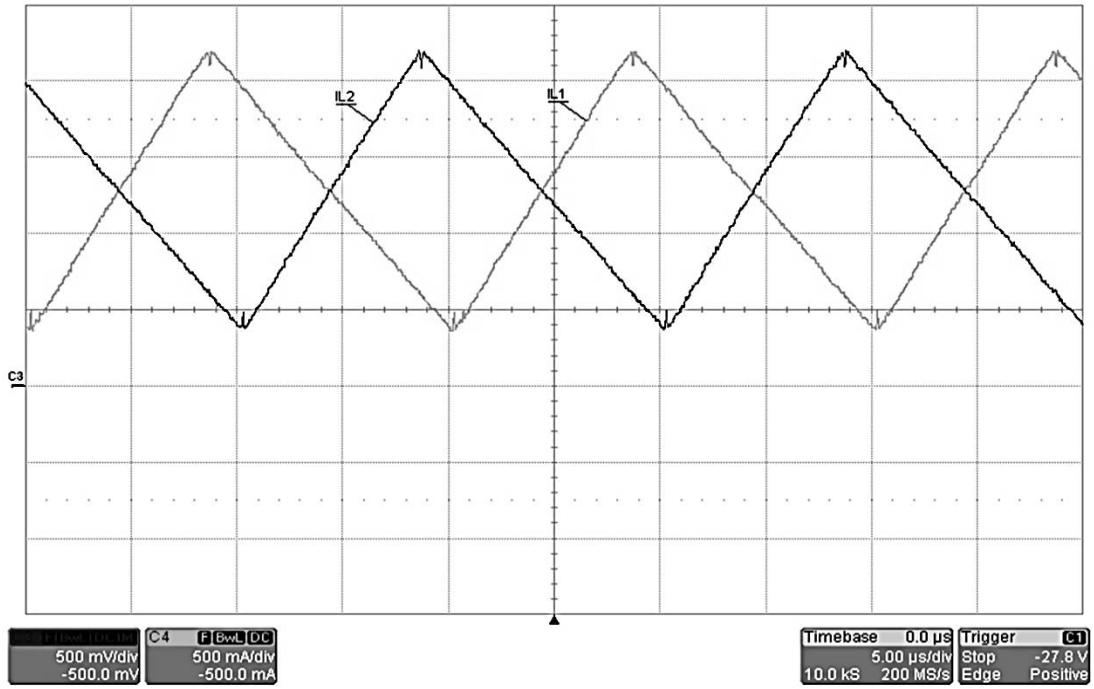
Şekil 5.10’ dan görüldüğü üzere her iki anahtarda sert anahtarlama ile iletime ve kesime girmektedir. Sert anahtarlamada oluşan kayıp gücün yanında, iletim anında oluşan ani akım yükselmeleri uzun süreli çalışmada IGBT’ lere zarar vermektedir. Sarmaşık çalışmanın bir diğer dezavantajı olarak Şekil 5.10’dan görülebileceği üzere, paralel katlardaki ana güç anahtarları, iletime ya da kesime girme anlarında karşılıklı olarak birbirini etkilemektedir. Bu durum, yüksek güçlü uygulamalarda ek kayıplara neden olabilir.

İki kat sarmaşık yükseltici tip dönüştürücünün önerilen yardımcı devre ile yumuşak anahtarlamalı (YA) olarak çalıştırılması sonucu elde edilen deneysel sonuçlar Şekil 5.12-Şekil 5.18 ile verilmiştir. Şekil 5.11’ de YA ile çalışma durumu için gerekli güç anahtarı kontrol işaretleri verilmiştir. Yardımcı devre güç anahtarları kontrol işaretleri darbe süreleri birbirine eşittir ve 0,3µs olarak seçilmiştir.

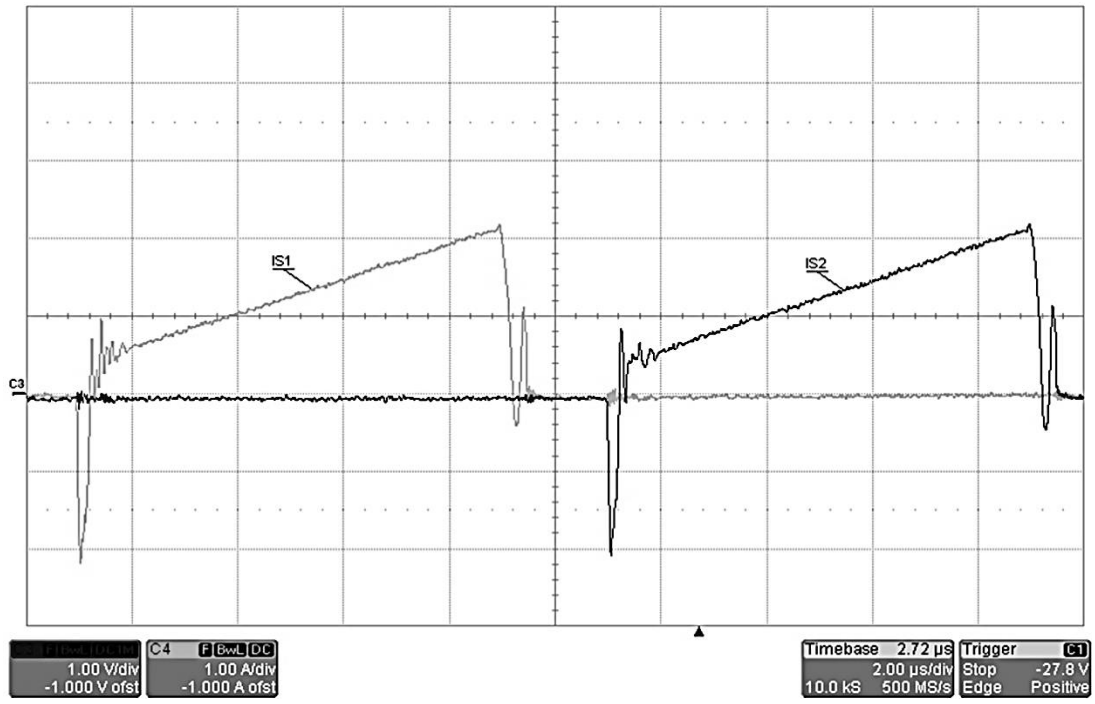


Şekil 5.11. YA ile çalışma durumunda, önerilen devredeki güç anahtarlarının kontrol işaretleri

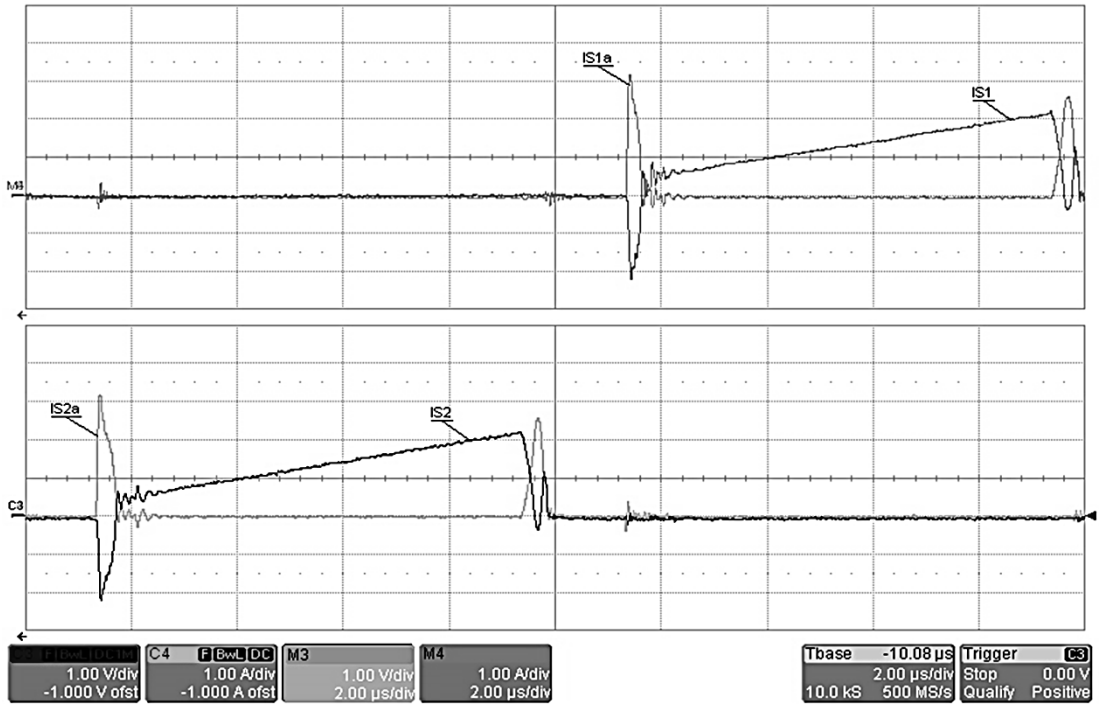
Yumuşak anahtarlama ile çalışma durumu için, Şekil 5.12’de I_{L1} ve I_{L2} bobin akımları, Şekil 5.13’ de ise I_{S1} ve I_{S2} anahtar üzerinden geçen akımlar verilmiştir. Her iki şekilden de görüldüğü üzere akım paylaşımları dengelidir. Görüldüğü üzere, D<0.5 için her iki ana anahtarda ayrı ayrı iletime girmekte ve yumuşak anahtarlama işlemi gerçekleşmektedir.



Şekil 5.12. YA ile çalışma durumda I_{L1} ve I_{L2} bobin akım dalga şekilleri

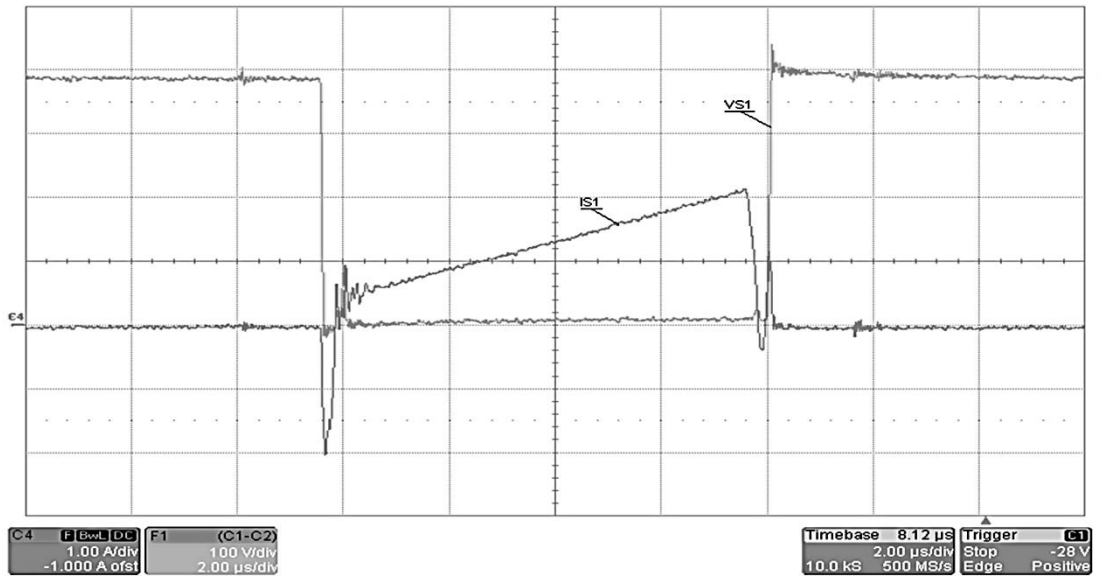


Şekil 5.13. YA ile çalışma durumunda S_1 ve S_2 ana anahtarları akım dalga şekilleri

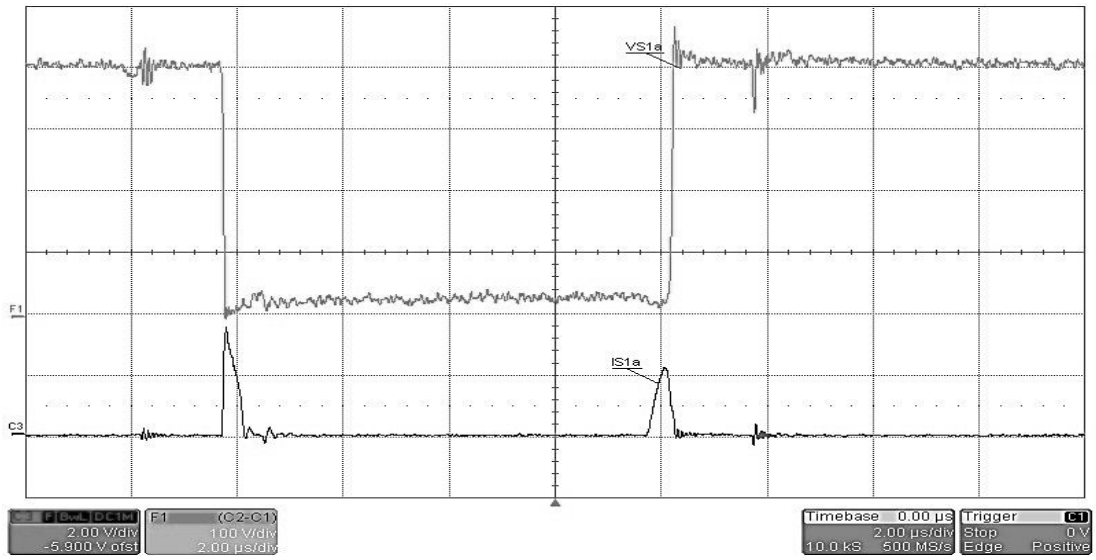


Şekil 5.14. YA ile çalışma durumunda, S_1-S_{1a}(üst) ve S_2-S_{2a}(alt) güç anahtarları akım dalga şekilleri

Şekil 5.14'de, tüm güç anahtarları üzerinden geçen akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 5.15'te ise S_1 ana anahtarı akım-gerilim dalga şekilleri sunulmuştur. Şekil 5.15'te S_1 ana anahtarının SGG ile iletime, SAG ile kesime girdiği görülmektedir.

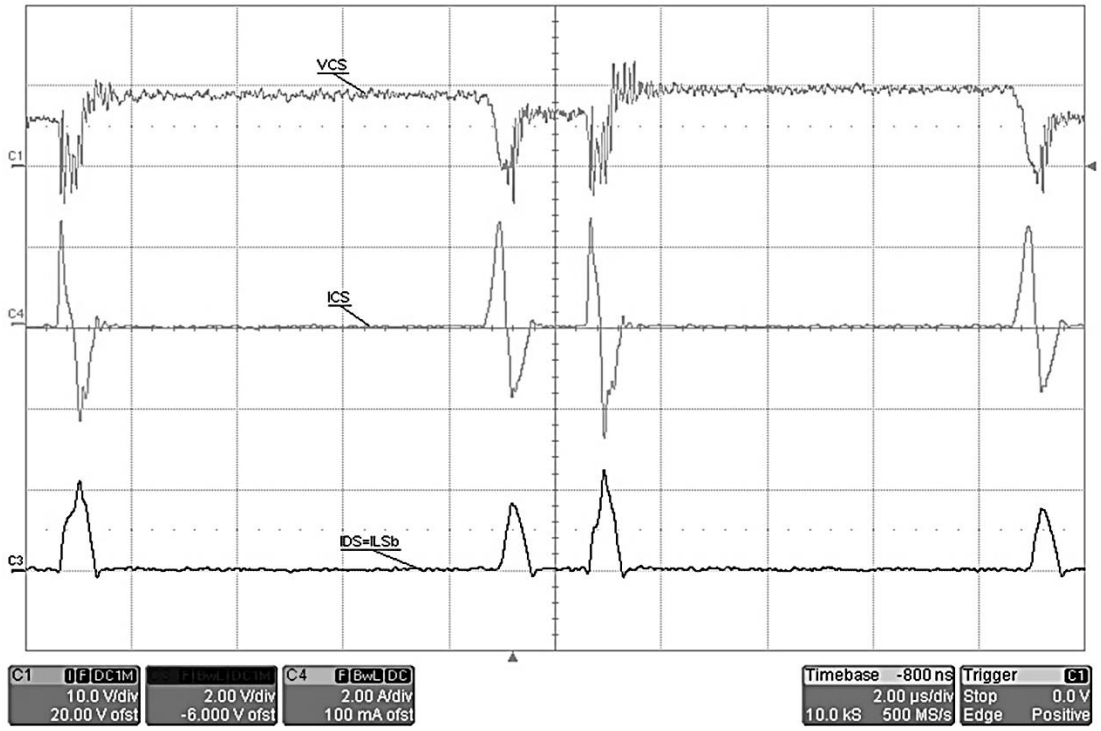


Şekil 5.15. YA ile çalışma durumunda, S_1 ana anahtarı akım ve gerilim dalga şekilleri

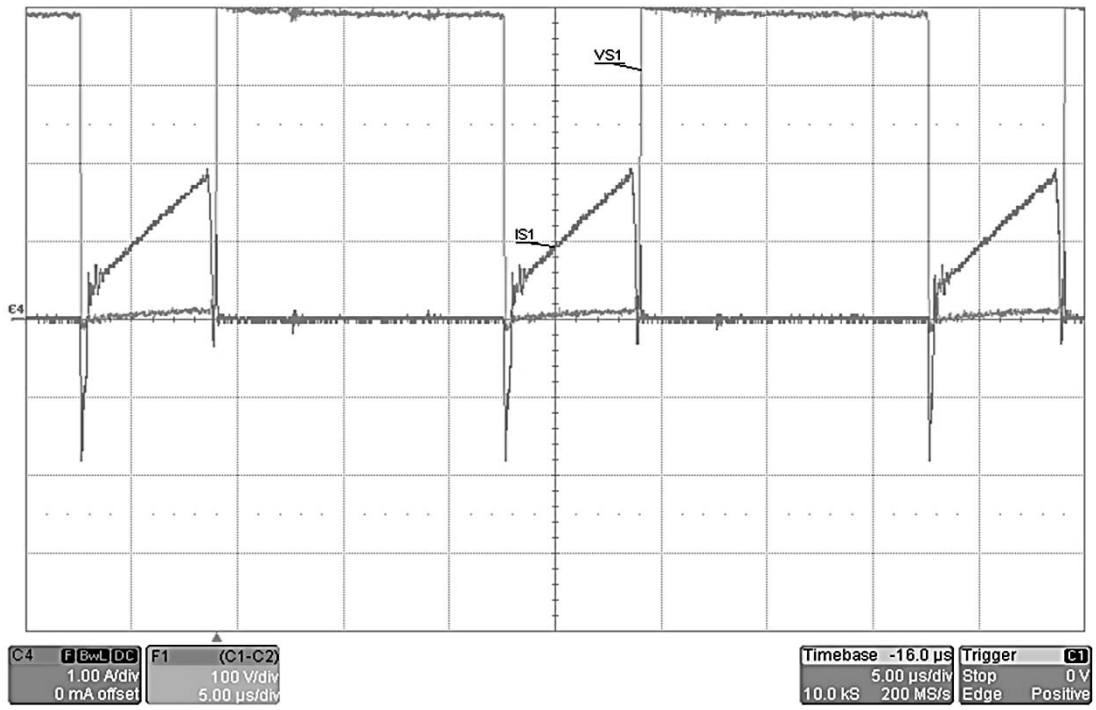


Şekil 5.16. YA ile çalışma durumunda, S_{1a} yardımcı anahtarı akım ve gerilim dalga şekilleri

Şekil 5.16' dan görüleceği üzere, yardımcı anahtar yaklaşık SGA ve SAA ile iletime ve kesime girmektedir.

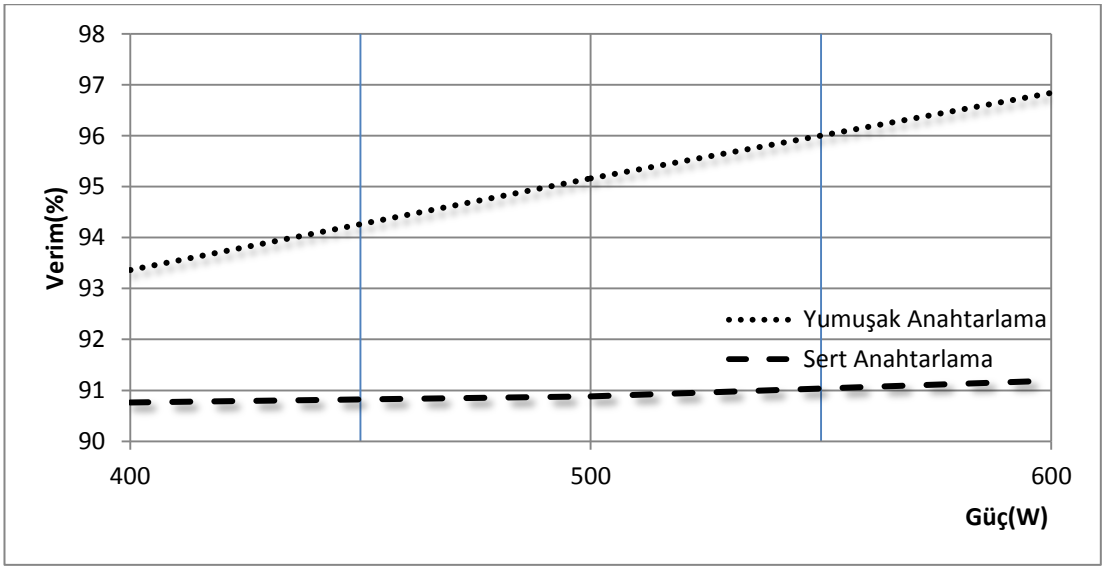


Şekil 5.17. YA ile çalışma durumunda, yardımcı devre elemanlarının akım gerilim dalga şekilleri



Şekil 5.18. YA ile çalışma durumunda, *D*=0,3 için S_1 ana anahtarı akım-gerilim dalga şekilleri

Önerilen devre farklı doluluk-boşluk değerleri için de çalışmaktadır. Şekil 5.18' de %30 doluluk boşluk oranı için S_1 anahtarının akım gerilim dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 5.19. Önerilen devrenin farklı çıkış güçleri için SA ve YA ile çalışma durumu verim eğrileri

Tüm devre elemanlarından ölçülen güç değerlerine göre önerilen devrenin verim eğrisi Şekil 5.19’ da verilmiştir. Verim eğrisinin çıkartılmasında LeCroy Waverunner 6100A osiloskop ve Fluke True RMS ölçüm cihazı kullanılmıştır.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Günümüzde DA kullanılan sistemlerin yaygınlaşması ile birlikte yüksek verimli ve küçük boyutlu DA-DA dönüştürücülere olan gereksinim, yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmayı zorunlu hale getirmiştir. Bunun yanı sıra, yüksek güçlü tek bir dönüştürücü yerine, daha düşük güçlü paralel bağlı dönüştürücülerin kullanımı bakım, ısı yayılımı, hata toleransı ve güvenilirlik açısından avantaj sağlamaktadır.

Sarmaşık yöntemde, paralel bağlı DA-DA dönüştürücülerdeki güç anahtarları kontrol işaretleri arasında faz kaydırma oluşturularak, giriş akımı ve çıkış gerilimindeki dalgalanma genliği azaltılırken, dönüştürücülerin çalışma frekansı değiştirilmeden efektif dalgalanma frekansı yükseltilmiş olur. Akım-gerilim dalgalanmasındaki değişim sayesinde, dönüştürücünün girişinde ve çıkışında kullanılan filtre elemanlarının boyutları küçültülebilir. Paralel bağlı sarmaşık dönüştürücüler, yüksek anahtarlama frekansları ile çalıştırıldığında ise yapısındaki fazla sayıda güç anahtarı ve çıkış diyotu kayıp güç miktarını arttırmaktadır. Oluşan kayıp güç, ancak yumuşak anahtarlama gibi teknikler kullanılarak giderilebilir.

Tez kapsamında, basit yapısı ile birçok güç elektroniği uygulamasında kullanılan yükseltici tip DA-DA dönüştürücü, hem klasik hem de sarmaşık iki katlı olarak analiz edilmiş, iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücü tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan dönüştürücü için önerilen yardımcı yumuşak anahtarlama devresinin benzetimi yapılarak çalışma aralıkları belirlenmiş ve bu aralıklara göre analizi gerçekleştirilmiştir. Yapılan analiz sonucu önerilen yumuşak anahtarlamalı iki kat sarmaşık yükseltici devrenin uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. Uygulama devresi, sert ve yumuşak anahtarlamalı olarak çalışması deneysel olarak incelenmiştir.

Sarmaşık yöntemde, aynı tip ve özellikte paralel dönüştürücüler kullanılsa da, katlar arasında akım paylaşımı eşit olmamaktadır. Bu yüzden akım paylaşımı kontrol yöntemleri kullanılması gerekmektedir. Şekil 5.8’ de akım paylaşım kontrolü

olmadığı durumda paralel katlardaki akım dengesizliği görülmektedir. Tez çalışmasında, önerilen yardımcı devrede güç anahtarı kullanılması akım paylaşımının dengelenmesini güçleştirmektedir. Çalışmada akım paylaşımını gerçekleştirmek için iç döngü regülasyonu ve akım paylaşım hatası hesaplanması için ise "otomatik" tip master-slave yönteminin farklı bir şekli kullanılmıştır. Şekil 5.4' de akış diyagramı verilen yöntemde, her iki paralel kattan alınan akım bilgisine göre, üzerinden fazla akım geçen paralel katın akımı referans kabul edilir ve diğer katın güç anahtarı kontrol işaretleri değiştirilerek akım paylaşımı dengelenmeye çalışılır. Şekil 5.9' da akım paylaşımı algoritmasının uygulanması ile elde edilen bobin akımları dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 5.9' a göre çalışmada kullanılan akım paylaşımı yazılımının oldukça başarılı olduğu açıktır. 600W çıkış gücü için yapılan deneysel çalışmada, anahtar kontrol işaretlerinde yapılan yaklaşık %0,5' lik değişim ile akım paylaşımı dengelenmiştir. Şekil 5.1' de sunulan sistemde, kontrol bloğu, tüm güç anahtarları için gerekli PWM işaretlerini üretirken, eş zamanlı olarak algılayıcılardan akım bilgisini değerlendirip, kontrol işaretlerinde gerekli değişiklikleri yapabilmelidir. Genellikle yapılan çalışmalarda kullanılan DSP' ler ile DSC'ler arasında yaklaşık 10 kat fiyat farkı bulunmaktadır. Kontrol bloğunda DSC kullanılması önerilen sistemin gerçekleştirilmesinde ekonomik bir çözüm sağlamaktadır. Tez çalışması için birçok DSC tipi denenmiş ve gerek hız, gerek çevre birim özelliklerine göre en uygun olarak, genel özellikleri Tablo 5.4' te verilen DSC kullanılmıştır.

Yüksek frekans ile çalışan sarmaşık dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama kullanımı ile ilgili yapılan önceki çalışmalarda genellikle SGA, SAA, SGA ve SAG yöntemleri ayrı ayrı kullanılmıştır. Sarmaşık yükseltici devrede kullanılan güç anahtarı sayısının fazla olması nedeniyle, daha gelişmiş yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanılması gerekmektedir. Bu tez çalışmasında önceki çalışmalardan farklı olarak, iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücüde kullanılan güç anahtarlarının hem iletim hem de kesim anındaki kayıpları ortadan kaldırmak için sıfır gerilim-sıfır akım geçişli (SGG-SAG) bir yardımcı devre yapısı önerilmiştir. Önerilen yardımcı devre, her paralel kol için ayrı yarıiletken anahtar ve ortak pasif elemanlardan oluşmaktadır. Bu yapısı ile diğer önerilen çalışmalardan farklıdır. Ek

olarak yardımcı devrede az sayıda devre elemanı kullanılması yumuşak anahtarlama teknikleri açısından önemli bir özelliktir.

Şekil 4.3'te benzetim sonucu elde edilen çalışma aralıkları, Şekil 4.4' te bu çalışma aralıkları için eşdeğer devre şemaları verilen SGG-SAG iki kat sarmaşık yükselten devrenin 600W çıkış gücü, 50 kHz anahtarlama frekansı için yapılan benzetim çalışması sonuçları Şekil 4.6 - Şekil 4.11' de sunulmuştur.

600W çıkış gücü, 50 kHz anahtarlama frekansı için önerilen devrenin deneysel çalışmaları Şekil 5.7' de sunulan düzenek ile gerçekleştirilmiştir. Öncelikle iki kat sarmaşık yükseltici dönüştürücü sert anahtarlama ile çalıştırılmıştır. Buna göre, paralel kollardaki ana anahtarlar üzerine düşen gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 5.8 - Şekil 5.9' da verilmiştir. Aynı güç için sarmaşık yükseltici dönüştürücüye yumuşak anahtarlama yardımcı devresi eklenmiş ve elde edilen deneysel sonuçlar Şekil 5.11 - Şekil 5.18 arasında verilmiştir. Sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama deneysel sonuçları karşılaştırıldığında, devredeki anahtarların SGG-SAG ile iletime ve kesime girdiği, yardımcı devredeki anahtarların ise SGA ve SAA ile iletime ve kesime girdiği gözlenmiştir. Sonuçlar benzetim sonuçları ile desteklenmiştir. Devrenin farklı doluluk-boşluk oranlarında da çalıştığı Şekil 5.18' den görülmektedir.

D<0,5 için çalışması ve yapısındaki fazla anahtar sayısı önerilen devrenin dezavantajı olarak gözükse de SGG-SAG' in yardımcı devre elemanları için SGA-SAA oluşturuyor olması, ek anahtarlama kayıplarının en az düzeyde olmasını sağlamıştır.

Önerilen devrenin farklı çıkış güçleri için elde edilen verim eğrisi Şekil 5.19' da verilmiştir. 600W çıkış gücü için tasarlanan iki kat yükseltici dönüştürücü sert anahtarlama ile çalıştığında verim %91 civarındayken, yumuşak anahtarlama ile çalışma durumunda, sert anahtarlamaya göre daha fazla güç anahtarı kullanılmasına rağmen %97 civarı verim elde edilmesi uygulanan yöntemin başarısını göstermektedir.

600W çıkış gücü için benzetimi ve uygulaması gerçekleştirilen SGG-SAG iki kat sarmaşık yükseltici DA-DA dönüştürücü, düşük giriş-çıkış dalgalanmasına sahip olması, yüksek verimle çalışması gibi özellikleri ile güneş panellerinin veya yakıt hücrelerinin kullanıldığı yenilenebilir enerji kaynakları sistemleri ve güç faktörü düzeltme uygulamalarında uygulanabilir bir çalışmadır.

KAYNAKLAR

Adragna C., Huber L., Irving B. T., Jovanović M. M., Analysis and Performance Evaluation of Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters around Zero-Crossing of Line Voltage, *24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC)*, Washington, DC, USA, 15-19 February 2009.

Aksoy I., Bodur H., Bakan A. F., A New ZVT-ZCT-PWM DC–DC Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, **25**(8), 2093 – 2105.

Blaabjerg F., Consoli A., Ferreira J. A., van Wyk J. D., The Future of Electronic Power Processing and Conversion, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, **20**(3), 715–720.

Bodur H., *Güç Elektroniği-Temel Analiz ve Uygulamalar*, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2010.

Bodur H., Aksoy İ., Akın, B., Anahtarlamalı ve Rezonanslı dönüştürücüler, *Kaynak Elektrik*, 2002, **158**, 100-108.

Bodur H., Bakan A. F., A New ZVT-PWM DC–DC Converter, *IEEE Transactions Power Electronics*, 2002, **17**(1), 40 – 47.

Bodur H., Bakan A. F., A New ZVT–ZCT–PWM DC–DC Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, **19**(3), 676 – 684.

Bose B. K., Evaluation of Modern Power semiconductor devices and Future Trends of converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1992, **28**(2), 403-413.

Canesin C. A., Barbi I., Novel Zero-Current-Switching PWM Converter, *IEEE Industrial Electronics*, 1997, **44**(3), 372 – 381.

Chan C. C., Chau K.-T., A New Zero-Voltage-Switching DC/DC Boost Converter, *IEEE Aerospace and Electronic Systems*, 1993, **29**(1), 125 – 134.

Chen Y.-T., Shiu S. M., Liang R.-H., Analysis and Design of a Zero-Voltage-Switching and Zero-Current-Switching Interleaved Boost Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, **27**(1), 161-173.

Choi H., Balogh L., A Cross-Coupled Master–Slave Interleaving Method for Boundary Conduction Mode (BCM) PFC Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, **27**(10), 4202-4211.

Choi H.-S., Cho B. H., Novel Zero-Current-Switching (ZCS) PWM Switch Cell Minimizing Additional Conduction Loss, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, **49**(1), 165 – 172.

Coruh N., Urgun S., Erfidan T., Ozturk S., ZVT-ZCT PWM DC-DC Boost Converter with ZVS-ZCS Auxiliary Circuit, *International Review Of Electrical Engineering (IREE)*, 2012, **7**(6), 5961-5969.

Das P., Moschopoulos G., Comparative Study of Zero-Current-Transition PWM Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, **54**(3), 1319 – 1328.

den Bossche A. V., Valchev V. C., *Inductors and Transformers for Power Electronics*, 1st Ed., Taylor and Francis, Boca Raton, 2005.

Do H.-L., Interleaved Zero-Voltage-Switching Boost Converter with a Coupled Inductor, *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 2012, **7**(2), 3685-3690.

Erickson R.W., Maksimovic D., *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd Ed., Kluwer Academic Publishers, New York, 2004.

Gallo C. A., Tofoli F. L., Pinto J. A. C., A Passive Lossless Snubber Applied to the AC–DC Interleaved Boost Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, **25**(3), 775-785.

Genç N., Birim Güç Katsayılı ve Sıfır Gerilim Geçişli Yeni Bir Sarmaşık Yükselten Dönüştürücünün Tasarımı ve Gerçeklenmesi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2010a, 269138.

Genc N., Iskender I., Design and Analysis of a Novel Zero-Voltage-Transition Interleaved Boost Converter for Renewable Power Applications, *International Journal Of Electronics*, 2010b, **97**(9), 1051-1070.

Genc N., Iskender I., Steady-State Analysis of a Novel ZVT Interleaved Boost Converter, *International Journal of Circuit Theory And Applications*, 2011, **39**(10), 1007-1021.

Giral R., Salamero L. M., Singer S., Interleaved Converters Operation Based on CMC, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999, **14**(4), 643-652.

Gurunathan R., Bhat A. K. S., A Zero-Voltage Transition Boost Converter Using a Zero-Voltage Switching Auxiliary Circuit, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, **17**(5), 658 – 668.

Gurunathan R., Bhat A. K. S., ZVT Boost Converter Using a ZCS Auxiliary Circuit, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2001, **37**(3), 889 – 897.

Hsieh Y.-C., Hsueh T.-S., Yen H.-C., An Interleaved Boost Converter With Zero-Voltage Transition, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, **24**(3-4), 973-978

Hua G., Yang E. X., Yimin J., Lee F. C., Novel Zero-Current-Transition PWM Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1994, **9**(6), 601 – 606.

Huang X., Wang X., Nergaard T., Lai J.-S., Xu X., Zhu L., Parasitic Ringing and Design Issues of Digitally Controlled High Power Interleaved Boost Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, **19**(5), 1341-1352.

Huber L., Irving B. T., Jovanovic M. M., Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, **23**(4), 1649-1657.

Jain N., Jain P. K., Joos G., A Zero Voltage Transition Boost Converter Employing a Soft Switching Auxiliary Circuit With Reduced Conduction Losses, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, **19**(1), 130 – 139.

Jovanovic M. M., Power Supply Technology – Past, Present, and Future, *Power Conversion and Intelligent Motion China Conference (PCIM China)*, Shanghai, China, 21-23 March 2007.

Jovanovic M. M., Jang Y., State-of-the-Art, Single-Phase, Active Power-Factor-Correction Techniques for High-Power Applications-An Overview, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, **52**(3), 701-708.

Jung D.-Y., Ji Y.-H., Park S.-H., Jung Y.-C., Won C.-Y, Interleaved Soft-Switching Boost Converter for Photovoltaic Power-Generation System, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, **26**(4), 1137-1145.

Kaya M. C., Design, Implementation, And Control Of A Two–Stage AC/DC Isolated Power Supply With High Input Power Factor And High Efficiency, MSc Thesis, METU, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara, 2008, 176850.

Kazimierczuk M., *Pulse Width Modulated Power Converters*, 1st Ed., Wiley, West Sussex, 2008.

Kolar J. W., Biela J., Waffler S., Friedli T., Badstuebner U., Performance Trends and Limitations of Power Electronic Systems, *6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, Nuremberg, Germany, 16-18 March 2010.

Kosai H., McNeal S., Jordan B., Scofield J., Ray B., Turgut Z., Coupled Inductor Characterization for a High Performance Interleaved Boost Converter, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2009, **45**(10), 4812-4815.

Lee D.-Y., Lee M.-K., Hyun D.-S., Choy I., New Zero-Current-Transition PWM DC/DC Converters Without Current Stress, *IEEE Transactions Power Electronics*, 2003, **18**(1), 95 – 104.

Lee K.-J., Park B.-G., Kim R.-Y., Hyun D.-S., Nonisolated ZVT Two-Inductor Boost Converter With a Single Resonant Inductor for High Step-Up Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, **27**(4), 1966-1973.

Lee P.-L., Lee Y.-S., Cheng D. K. W., Liu X.-C., Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors, *IEEE Transactions on Indsutrial Electronics*, 2000, **47**(4), 787-795.

Li W., He X., High Step-Up Soft Switching Interleaved Boost Converters with Cross-Winding-Coupled Inductors and Reduced Auxiliary Switch Number, *IET Power Electronics*, 2009, **2**(2), 125-133.

Li W., He X., ZVT Interleaved Boost Converters for High-Efficiency, High Step-Up DC–DC Conversion, *IET Electric Power Applications*, 2007, **1**(2), 284-290.

Luo S., Ye Z., Lin R-L., Lee F. C., A Classification and Evaluation of Paralleling Methods for Power Supply Modules, *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Charleston, USA, 27 Jun 1999-01 Jul 1999.

Maniktala S., *A to Z Switching Power Supplies*, 1st Ed., Elsevier, Oxford, 2006.

Martins M. L., Pinheiro H., Pinheiro J. R., Grundling H. A., Hey H. L., Family of Improved ZVT PWM Converters Using a Self-Commutated Auxiliary Network, *IEE Electric Power Applications*, 2003, **150**(6), 680 – 688.

McLyman W. T., *Transformer and Inductor Design Handbook*, 1st Ed., Marcel Dekker, New York, 2004.

Mirzaei R., Soft Switched Multi-phase Tapped-Boost Converter and its Control, PhD Thesis, Indian Institute of Science, Department of Electrical Engineering, 2007.

Miwa B. A., Interleaved Conversion Techniques for High Power Conversion, PhD Thesis, Massachusetts Institute of Technology, Department of Electrical Engineering and Computer Science, 1992a.

Miwa B. A., Otten D. M., Schlecht M. F., High Efficiency Power Factor Correction Using Interleaving Techniques, 7th Annual Conference and Exposition on Applied Power Electonics (APEC), Boston, USA, 23-27 February 1992b.

Nussbaumer T., Raggl K., Kolar J. W., Design Guidelines for Interleaved Single-Phase Boost PFC Circuits, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, **56**(7), 2559-2573.

Pahlevaninezhad M., Das P., Drobnik J., Jain P. K., Bakhshai A., A ZVS Interleaved Boost AC/DC Converter Used in Plug-in Electric Vehicles, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, **27**(8), 3513-3529.

Park Y., Jung B., Choi S., Nonisolated ZVZCS Resonant PWM DC–DC Converter for High Step-Up and High-Power Applications, IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, **27**(8), 3568-3575.

Park N.-J., Hyun D.-S., IBC Using a Single Resonant Inductor for High-Power Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, **56**(5), 1522-1530.

Pressman A. I., Billings K., Morey T., *Switching Power Supply Design*, 3rd Ed., McGraw Hill, New York, 2009.

Raggl K., Nussbaumer T., Doerig G., Biela J., Kolar J. W., Comprehensive Design and Optimization of a High-Power-Density Single-Phase Boost PFC, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, **56**(7), 2574-2587.

Rashid M. H., *Power Electronics Handbook*, 2nd Ed., Elsevier, Oxford, 2007.

Rezvanyvardom M., Adib E., Farzanehfard H., New Interleaved Zero-Current Switching Pulse-Width Modulation Boost Converter with One Auxiliary Switch, *IET Power Electronics*, 2011, **4**(9), 979-983.

Seyezhai R., Mathur B. L., Design And Implementation of Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Systems, *International Journal of Hydrogen Energy*, 2012, **37**(4), 3897–3903.

Shin H.-B., Park J.-G., Chung S.-K., Lee H.-W., Lipo T. A., Generalized Steady-State Analysis of Multiphase Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors, *IEE Electric Power Applications*, 2005a, **152**(3), 584-594.

Shin H.-B., Park J.-G., Chung S.-K., Lee H.-W. Lipo T. A., Small-Signal Analysis of Multiphase Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors, *IEE Electric Power Applications*, 2005b, **152**(5), 1161-1170.

Smith K. M. Jr., Smedley K. M., A Comparison of Voltage-Mode Soft-Switching Methods for PWM Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, **12**(2), 376-386.

Smith K. M. Jr., Smedley K. M., Properties and Synthesis of Passive Lossless Soft-Switching PWM Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999, **14**(5), 890 – 899.

Stein O., Pinheiro R., Hey H. L., A ZCT Auxiliary Commutation Circuit for Interleaved Boost Converters Operating in Critical Conduction Mode, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, **17**(6), 954-962.

Sun J., Dynamic Performance Analyses of Current Sharing Control for DC/DC Converters, PhD Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Department of Electrical Engineering, 2007.

Tabisz W. A., Jovanović M. M., Lee F. C., Present and Future of Distributed Power Systems, *Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Boston, USA, 23-27 February 1992.

Tseng C.-J., Chen C.-L., A Passive Lossless Snubber Cell for Non isolated PWM DC/DC Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998a, **45**(4), 593 – 601.

Tseng C.-J., Chen C.-L., Novel ZVT-PWM Converters with Active Snubbers, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1998b, **13**(5), 861 – 869.

URL-1: Power Electronics, http://zdh.qust.edu.cn/jpkc/zyj/pages/file/introduction.ppt (Ziyaret Tarihi: 23 Aralık 2012).

URL-2: dsPIC33EPXXX(GP/MC/MU)806/810/814 Datasheet, *Microchip*,http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70616g.pdf (Ziyaret Tarihi: 01 Nisan 2013).

URL-3: Isolated Current and Voltage Transducers: Characteristics – Applications - Calculations, *LEM*, http://www.lyr-ing.com/DocumentosLyR/HallEffSensors/Applications_of_LEMTransducers.pdf (Ziyaret Tarihi: 10 Mayıs 2013).

Ürgün S., Yumuşak Anahtarlamalı Eviriciler için Yeni Bir ZVT-ZCT Kısmi Rezonanslı DA Hat Devresinin Geliştirilmesi ve Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2008, 232761.

Wang C., Investigation on Interleaved Boost Converters and Applications, PhD Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Department of Electrical Engineering, 2009.

Wang C.-M., A New Family of Zero-Current-Switching (ZCS) PWM Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, **52**(4), 1117 – 1125.

Wang C.-M., Chiu H.-J., Chen D.-R., Novel Zero-Current-Switching (ZCS) PWM Converters, *IEE Electric Power Applications*, 2005, **152**(2), 407 – 415.

Wang D., He X., Zhao R., ZVT Interleaved Boost Converters with Built-In Voltage Doubler and Current Auto-Balance Characteristic, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, **23**(6), 2847 - 2854.

Wu C.-C., Young C.-M., New ZVT-PWM DC/DC Converters Using Active Snubber, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, **39**(1), 164 – 175.

Wu X., Zhang J., Ye X., Qian Z., Analysis and Design for a New ZVS DC–DC Converter With Active Clamping, , *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2006, **21**(6), 1572 – 1579.

Xu X., Liu W., Huang A. Q., Two-Phase Interleaved Critical Mode PFC Boost Converter With Closed Loop Interleaving Strategy, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, **24**(12), 3003 - 3013.

Yao G., Chen A., He X., Soft Switching Circuit for Interleaved Boost Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, **22**(1) 80 – 86.

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

Coruh N., Urgun S., Erfidan T., Ozturk S., ZVT-ZCT PWM DC-DC Boost Converter with ZVS-ZCS Auxiliary Circuit, *International Review Of Electrical Engineering-IREE,* 2012, **7**(6), 5961-5969.

Çoruh N., Erfidan, T., Ürgün S., DA-DA Boost Tipi Dönüştürücü Tasarımı ve Gerçeklenmesi, *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO),* Bursa, Türkiye, 26-30 Kasım 2008.

Ürgün S., Erfidan T., **Çoruh N.**, DA-DA Buck Tipi Dönüştürücü Tasarımı ve Gerçeklenmesi, *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO),* Bursa, Türkiye, 26-30 Kasım 2008.

Çoruh N., Erfidan, T., Ürgün S., Öztürk S., Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Analizi, *III.Enerji Verimliliği Ve Kalitesi Sempozyumu (EVK)*, Kocaeli, Türkiye, 21-22 Mayıs 2009,

Coruh N., Urgun S., Erfidan T., Ozturk S., Interleaved Boost Converter For Renewable Energy Applications, *5th International Ege Energy Symposium and Exhibition (IEESE),* Denizli, Turkey, 27-30 June 2010.

Coruh N., Urgun S., Erfidan T., Ozturk S., A Simple And Efficient Implemantation Of Interleaved Boost Converter, *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA),* Beijing, China, 21-23 June 2011.

ÖZGEÇMİŞ

Nasır Çoruh, 1979 yılında Kocaeli' de doğdu. Lise öğrenimini İstanbul Yeni Dünya Koleji' nde tamamladı. 1998 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden 2002 yılında mezun olup aynı yıl Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimine başladı. 2005 yılında tamamladığı yüksek lisans eğitiminin ardından yine aynı anabilim dalında doktora eğitimine başladı. Nasır Çoruh, 2006 yılında Fen Bilimleri Enstitüsü'nde araştırma görevlisi olarak çalışmaya başladığı görevine halen devam etmektedir.