

**BİRİM GÜÇ KATSAYILI VE SIFIR-GERİLİM-GEÇİŞLİ
YENİ BİR SARMAŞIK YÜKSELTEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ**

Naci GENÇ

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEMMUZ 2010
ANKARA**

Naci GENÇ tarafından hazırlanan BİRİM GÜÇ KATSAYILI VE SIFIR-GERİLİM-GEÇİŞLİ YENİ BİR SARMAŞIK YÜKSELTEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. İres İSKENDER

Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Muammer ERMİŞ

(Elektrik-Elektronik Müh., ODTÜ)

Doç. Dr. İres İSKENDER

(Elektrik-Elektronik Müh., Gazi Ünv.)

Prof. Dr. M. Sezai DİNÇER

(Elektrik-Elektronik Müh., Gazi Ünv.)

Prof. Dr. Ömer Faruk BAY

(Elektronik-Bilgisayar Eğt., Gazi Ünv.)

Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR

(Elektrik-Elektronik Müh., Gazi Ünv.)

Tarih: 21/07/2010

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Doktora derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Bilal TOKLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Naci GENÇ

**BİRİM GÜÇ KATSAYILI VE SIFIR-GERİLİM-GEÇİŞLİ
YENİ BİR SARMAŞIK YÜKSELTEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ
(Doktora Tezi)**

Naci GENÇ

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Temmuz 2010**

ÖZET

EN-61000-3-2 gibi uluslararası kuruluşlar tarafından getirilen standartları karşılamak için bir çok güç katsayısı düzeltme (GKD) devresi geliştirilmiştir. GKD yöntemi doğrusal olmayan yükler tarafından üretilen şebeke akım harmoniklerini düzenler. Sürekli iletim modlu (SİM) yükselten tip devre basit yapıya, yüksek güç yoğunluğuna, hızlı geçici tepkiye ve sürekli akım moduna sahip olduğu için bir çok alternatif devre içerisinde GKD ön düzenleyici olarak tercih edilir. Orta ve yüksek güç uygulamalarında çıkış gücünü arttırmak ve giriş akım dalgacık oranını düşürmek için sarmaşık (faz farklı paralel) yükselten GKD devreleri önerilmektedir.

Küçük boyutlu GKD dönüştürücü elde etmek için anahtarlama frekansı yükseltilir. Fakat, yüksek anahtarlama frekansı sert anahtarlama devrelerinde, anahtarlama kayıplarının artmasına ve yüksek boyutlu elektromanyetik girişim (EMI) süzgeç gereksinimine neden olur. Yükselten dönüştürücülerin anahtarlama kayıplarını azaltmak için kullanılan pasif yardımcı devrelerin en temel problemi, güç anahtarları üzerinde yüksek gerilim streslerine yol açması ve dönüştürücünün boyutunu ciddi oranda arttırmasıdır. Pasif yardımcı devrelerin dezavantajlarını içermeyen, yükselten ve sarmaşık yükselten

devrelerin anahtarlama kayıplarını azaltmak için aktif yardımcı devreler geliştirilmiştir. Sıfır-gerilim-geçişli (SGG) aktif yumuşak anahtarlama yöntemi gerilim ve akım stresi oluşturmada, bir dönüştürücünün ana anahtarlarının açma (ON) sürelerinde mükemmel bir anahtarlama sağlar. Güç MOSFET anahtarlarının kesim (OFF) süresindeki kayıpları açma (ON) süresindeki kayba göre çok düşük olduğundan, SGG aktif yardımcı devrelerin MOSFET içerikli dönüştürücülere uygulanması oldukça uygundur.

Bu çalışmada, yumuşak anahtarlama ve birim güç katsayılı, iki güç katı içeren sarmaşık yükselten devre geliştirilmiş ve incelenmiştir. Dönüştürücüde yüksek maliyete ve karmaşıklığa yol açmadan geliştirilen yardımcı devre sadece bir aktif anahtar ve az sayıda pasif devre elemanı içermektedir. Bu yardımcı devrenin en büyük avantajı, devredeki ana anahtarlarda SGG koşulu sağlanırken yardımcı devredeki anahtar ve diyotlarda da yumuşak anahtarlama sağlanmaktadır. Dönüştürücüdeki bütün anahtarlar yumuşak anahtarlama ile anahtarlanırken, her hangi bir gerilim ve akım stresi oluşmamaktadır. Çalışmada, önerilen devrenin davranışını açıklayan geçiş durumları, bir anahtarlama periyodu dahilinde analiz edilmiştir. Önerilen devrenin tasarımı yapıldıktan sonra Simpler programı kullanılarak benzetim çalışmaları yapılmıştır. Daha sonra önerilen devrenin DSP tabanlı ortalama akım kontrollü prototipi tamamlanarak deneysel çalışma sonuçları kaydedilmiştir. Önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin eşdeğeri olan sert anahtarlama devrenin de deneysel çalışmaları yapılarak verim karşılaştırması yapılmıştır. Sonuçlardan, benzetim çalışma sonuçlarının ve deneysel çalışma sonuçlarının uyumlu olduğu ve önerilen yumuşak anahtarlama tekniğinin sarmaşık yükselten GKD devresinin verimini %2 civarında arttırdığı görülmüştür.

Bilim Kodu : 905.1.033

Anahtar Kelimeler : GKD, sarmaşık yükselten, SGG, yumuşak anahtarlama

Sayfa Adedi : 162

Tez Yöneticisi : Doç.Dr.İres İSKENDER

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A NEW
UNITY POWER FACTOR INTERLEAVED BOOST CONVERTER
WITH ZERO-VOLTAGE-TRANSITION
(Ph.D. Thesis)**

Naci GENÇ

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY
July 2010**

ABSTRACT

Several active power factor correction (PFC) techniques have been developed to satisfy international standards such as EN-61000-3-2. The PFC technique reduces current harmonics in utility systems produced by nonlinear loads. Among the different alternatives, the boost converter operating in continuous conduction mode (CCM) which has simple topology, high power density, fast transient response and continuous input current has been widely adopted as a front-end PFC preregulator. In medium and high power applications, interleaved boost PFC converters have been proposed to increase the output power and to reduce the input current ripple.

The switching frequency is increased to design a PFC converter with lower volume. However, higher switching frequency causes increase in switching losses and a serious electromagnetic interference (EMI) problem in hard switched PWM converters. The main problem of passive auxiliary circuits which have been proposed to minimize switching losses of the boost converters is that the voltage stresses on the power switches are too high and the converter is bulky. Active auxiliary snubbers are also developed to

reduce switching losses of boost and interleaved boost converters without having the disadvantages of passive auxiliary circuits. The Zero voltage transition (ZVT) active technique provides basically a perfect turn on process for the main switches of a converter without voltage and current stresses. Since the turn off loss of MOSFETs is very low compared to the turn on loss, using MOSFETs in a converter with ZVT auxiliary circuit is more suitable.

In this study, an improved soft switched two-cell interleaved boost AC/DC converter with high power factor is proposed and investigated. The proposed auxiliary circuit is implemented using only one auxiliary switch and a minimum number of passive components without an important increase in the cost and complexity of the converter. The main advantage of this auxiliary circuit is that it not only provides ZVT for the main switches but also provides soft switching for the auxiliary switch and diodes. Though all semiconductor devices operate under soft switching, they do not have any additional voltage and current stresses. In the study, the transition modes for describing the behavior of the proposed converter in one switching period are described. After designing the proposed topology, the simulation studies have been done via Simpler software. A prototype of the proposed converter with DSP based average current control mode controlled has been done and experimental results are recorded. In addition, the experimental studies of the hard switched interleaved boost PFC converter have been done and efficiencies of the converters are compared. From the results, it is seen that the simulation and experimental results are in good agreement and the proposed soft switching technique improves the efficiency of the interleaved boost PFC converter around 2%.

Science Code : 905.1.033
Key Words : PFC, interleaved boost, ZVT, soft switching
Page Number : 162
Adviser : Assoc.Prof.Dr.İres İSKENDER

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren danışman hocam Doç.Dr. İres İSKENDER'e, görüşlerinden faydalandığım ve yardımlarını esirgemeyen Prof.Dr. Ömer Faruk BAY'a ve Doç.Dr. Timur AYDEMİR'e, hayatımın her safhasında bana destek olan değerli annem Halise GENÇ'e, doktora süresince her türlü desteği sağlayarak rahat çalışma ortamı sunan sevgili eşim Pınar GENÇ'e teşekkürü bir borç bilirim. Babam Ali GENÇ'in hatırasına.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	xiii
İÇİNDEKİLER	ix
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	xii
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	xiii
RESİMLERİN LİSTESİ	xxii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xxiii
1. GİRİŞ	1
2. GKD GEREKSİNİMİ VE ÇÖZÜM YÖNTEMLERİ	7
2.1. Tanımlar	8
2.2. Standartlar	14
2.3. Pasif GKD Yöntemleri	17
2.3.1. AA veya DA tarafına endüktör yerleştirilmiş pasif GKD devresi.....	20
2.3.2. AA tarafına paralel rezonant süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD devresi.....	21
2.3.3. DA tarafına LCD süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD devresi	22
2.3.4. AA tarafına paralel harmonik süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD devresi.....	24
2.3.5. Valley-fill doğrultucu pasif GKD devresi.....	25
2.4. Aktif GKD Yöntemleri.....	26
2.4.1. Düşüren (buck) aktif GKD devresi	27

Sayfa

2.4.2. Düşüren-yükselten (buck-boost) aktif GKD devresi.....	29
2.4.2. Yükselten (boost) aktif GKD devresi.....	30
3. ORTALAMA AKIM YÖNTEMİ İLE KONTROL EDİLEN SARMAŞIK YÜKSELTEN GKD DEVRE ANALİZİ	34
3.1. Klasik Yükselten Devre Analizi.....	35
3.2. Sarmaşık Yükselten Devre Analizi	43
3.2.1. Giriş akımının dalgacık miktarı.....	47
3.2.2. Çıkış geriliminin dalgacık miktarı.....	49
3.2.3. İki kanallı sarmaşık yükselten devrenin kararlı durum analizi.....	51
3.3. Ortalama Akım Kontrol Yöntemi.....	59
4. SIFIR-GERİLİM-GEÇİŞLİ YUMUŞAK ANAHTARLAMA YÖNTEMİ	63
4.1. Anahtarlama Kayıpları	63
4.2. Aktif Yumuşak Anahtarlama.....	70
4.3. Sarmaşık Yükselten Devre İçin SGG Yumuşak Anahtarlama	75
5. ÖNERİLEN SGG SARMAŞIK YÜKSELTEN GKD DEVRESİNİN ANALİZİ VE TASARIMI	80
5.1. Önerilen Devrenin Durum Analizleri.....	81
5.2. Güç Devresi Tasarım Kriterleri	90
5.2.1. Endüktör ve çıkış kondansatör değerlerinin belirlenmesi	91
5.2.2. Devrede kullanılan ana anahtar ve diyotların belirlenmesi	93
5.2.3. Yardımcı devre parametrelerinin belirlenmesi	94
5.3. Kontrol Devresi Tasarımı	96
5.3.1. TMS320F2812 eZdsp kartı	97

	Sayfa
5.3.2. Sinyal örnekleme devresi	106
5.3.3. Sürücü devresi	108
5.3.4. Kontrol parametrelerinin belirlenmesi	108
6. ÖNERİLEN SGG SARMAŞIK YÜKSELTEN GKD DEVRESİNİN BENZETİM ÇALIŞMASI SONUÇLARI	115
7. ÖNERİLEN SGG SARMAŞIK YÜKSELTEN GKD DEVRESİNİN DENEYSEL ÇALIŞMA SONUÇLARI	129
8. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME.....	150
KAYNAKLAR	153
EKLER.....	158

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. A ve D sınıfı cihazları için TS EN 61000-3-2 standardı.....	15
Çizelge 2.2. C sınıfı cihazları için TS EN 61000-3-2 standardı	16
Çizelge 2.3. IEEE 519-1992 standardı.....	17
Çizelge 3.1. SİM akımına sahip iki fazlı sarmaşık yükselten devre çalışma durumları.....	52
Çizelge 5.1. Önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin çalışma durumları.....	90
Çizelge 5.2. Önerilen devrenin tasarım çalışmasında kullanılan değerler	91
Çizelge 5.3. GKD kontrolcülerin belirlenmesinde kullanılan değerler.....	112
Çizelge 6.1. Benzetim çalışmalarında kullanılan parametreler.....	117
Çizelge 7.1. Önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin deney sonuçları.....	147
Çizelge 7.2. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin deney sonuçları.....	147

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Faz-farklı voltaj ve akım grafiği	9
Şekil 2.2. Farklı kayma ve bozulma faktörü oranlarında gerilim-akım dalga şekilleri	10
Şekil 2.3. Yalnızca doğrultucu ve çıkış kondansatörü içeren temel bir AA/DA devresi	12
Şekil 2.4. Temel bir AA/DA devresinin gerilim-akım dalga şekilleri	12
Şekil 2.5. 300W çıkış güç değerine sahip temel bir AA/DA devresinin şebekeden çektiği giriş gerilimi ve $10 \times$ giriş akımı dalga şekilleri	13
Şekil 2.6. 300W çıkış güç değerine sahip temel bir AA/DA devresinin şebekeden çektiği akımın harmonik bileşenleri	13
Şekil 2.7. IEEE 519-1992 standardının temelini oluşturan OBN'ı gösteren şekil...	17
Şekil 2.8. Temel AA/DA devresinde farklı çıkış kondansatör değerleri için çıkış gerilim dalga şekilleri ($V_{inrms} = 220 \text{ V}$, $R_o = 300 \Omega$)	18
Şekil 2.9. Temel AA/DA devresinde farklı çıkış kondansatör değerleri için giriş gerilim ve $10 \times$ giriş akımı dalga şekilleri ($V_{inrms} = 220 \text{ V}$, $R_o = 300 \Omega$) ..	18
Şekil 2.10. Temel AA/DA devresinde $C_o = 940 \mu\text{F}$ değeri için giriş akımının harmonik analizi ($V_{inrms} = 220 \text{ V}$, $R_o = 300 \Omega$)	19
Şekil 2.11. Temel AA/DA devresinde $C_o = 220 \mu\text{F}$ değeri için giriş akımının harmonik analizi ($V_{inrms} = 220 \text{ V}$, $R_o = 300 \Omega$)	19
Şekil 2.12. AA tarafına endüktör ilave edilmiş (solda) ve DA tarafına endüktör ilave edilmiş (sağda) pasif GKD AA/DA devreleri	20
Şekil 2.13. AA tarafına endüktör ilave edilmiş pasif GKD devresinin $V_{in}-20 \times I_{in}$ dalga şekilleri; ($V_{inrms} = 220 \text{ V}$, $C_o = 220 \mu\text{F}$, $R_o = 300 \Omega$)	20
Şekil 2.14. DA tarafına endüktör ilave edilmiş pasif GKD devresinin $V_{in}-50 \times I_{in}$ dalga şekilleri; ($V_{inrms} = 220 \text{ V}$, $C_o = 220 \mu\text{F}$, $R_o = 300 \Omega$)	21
Şekil 2.15. AA tarafına paralel rezonant süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD AA/DA devresi	22

Şekil	Sayfa
Şekil 2.16. AA tarafına paralel rezonant süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD AA/DA devresinin $V_{in}-50*I_{in}$ dalga şekilleri	22
Şekil 2.17. DA tarafına LCD süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD AA/DA devresi	23
Şekil 2.18. DA tarafına LCD süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD AA/DA devresinin $V_{in}-50*I_{in}$ dalga şekilleri	23
Şekil 2.19. AA tarafına paralel harmonik süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD devresi.....	24
Şekil 2.20. AA tarafına paralel harmonik süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD devresinin $V_{in}-50*I_{in}$ dalga şekilleri.....	24
Şekil 2.21. Valley-fill doğrultuculu pasif GKD devresi	25
Şekil 2.22. Aktif GKD yöntemi blok şeması	26
Şekil 2.23. Düşüren tip aktif GKD devre şeması.....	28
Şekil 2.24. Düşüren tip aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri	28
Şekil 2.25. Düşüren-yükselten aktif GKD devre şeması.....	29
Şekil 2.26. Düşüren-yükselten tip aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri.....	29
Şekil 2.27. Yükselten aktif GKD devre şeması	30
Şekil 2.28. Yükselten aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri.....	31
Şekil 2.29. Yükselten aktif GKD devresinin endüktör akım şekilleri.....	32
Şekil 2.30. Sarmaşık yükselten aktif GKD devresi.....	33
Şekil 3.1. Yükselten aktif GKD devresinin şematik gösterimi	35
Şekil 3.2. SİM akım dalga şekline sahip yükselten devrenin eşdeğer devreleri	36
Şekil 3.3. SİM durumunda yükselten devrenin gerilim-akım dalga şekilleri	36
Şekil 3.4. Endüktör akım ortalama değerinin görev çarpanının ile değişimi.....	38

Şekil	Sayfa
Şekil 3.5. Yükselten GKD devresine uygulanan gerilim, görev çarpanı (d) ve SİM için gerekli L değeri değişimleri.....	40
Şekil 3.6. Yükselten devrenin ortalama model gösterimi	43
Şekil 3.7. N -adet güç katı paralel bağlanmış yükselten devrenin gösterimi	45
Şekil 3.8. N -adet güç katı paralel bağlanmış sarmaşık yükselten devrenin gösterimi	45
Şekil 3.9. 3-adet güç katı içeren sarmaşık yükselten devrenin tetikleme sinyalleri ve akım dalga şekilleri.....	46
Şekil 3.10. Sarmaşık yükselten devrede, giriş akım dalgacık miktarının endüktör akım dalgacık miktarına ve görev çarpanına göre değişimi ...	49
Şekil 3.11. Sarmaşık yükselten devrede, çıkış gerilim dalgacık miktarının çıkış gerilimine oranının görev çarpanına göre değişimi	51
Şekil 3.12. İki kanallı sarmaşık yükselten devre.....	52
Şekil 3.13. İki kanallı sarmaşık yükselten devrenin endüktör akımlarının gösterimi (180° faz farklı ; $d < 0,5$)	53
Şekil 3.14. İki kanallı sarmaşık yükselten devrenin $d < 0,5$ için çalışma durumları .	53
Şekil 3.15. İki kanallı sarmaşık yükselten devrenin endüktör akımlarının gösterimi (180° faz farklı ; $d > 0,5$)	57
Şekil 3.16. İki kanallı sarmaşık yükselten devrenin $d > 0,5$ çalışma durumları	58
Şekil 3.17. Ortalama akım kontrollü sarmaşık yükselten GKD devresinin blok gösterimi	59
Şekil 3.18. Ortalama akım kontrollü GKD devresinin doğrultulmuş akım dalga şekli	62
Şekil 4.1. Bir anahtarın, bir anahtarlama peryodundaki gerilim, akım ve kayıplarını gösteren grafikler	64
Şekil 4.2. Güç diyodu gerilim ve akım grafikleri	65
Şekil 4.3. Yükselten devrede kullanılan bir MOSFET'in gövde diyodu dahil eşdeğer devresi ve gerilime göre iletim bölgeleri	67

Şekil	Sayfa
Şekil 4.4. Güç MOSFET'inin açma-kapama sürelerindeki gerilim ve akım grafikleri	68
Şekil 4.5. Gövde diyodu içeren IGBT anahtarının eşdeğer devresi ve gerilime göre iletim bölgeleri	69
Şekil 4.6. Güç IGBT anahtarının kesim (OFF) süresindeki gerilim ve akım grafikleri	69
Şekil 4.7. Kaynak [41]'de aktarılan SGA pasif yumuşak anahtarlama yükselten devre	71
Şekil 4.8. Aktif yumuşak anahtarlama yükselten dönüştürücü genel görünümü...	72
Şekil 4.9. Kaynak [43] ve [44]'de aktarılan aktif yumuşak anahtarlama yükselten devreler	73
Şekil 4.10. Kaynak [48]'de aktarılan aktif yumuşak anahtarlama yükselten devre	74
Şekil 4.11. Kaynak [51] ve [52]'de aktarılan, sarmaşık yükselten devreye uygulanan aktif yumuşak anahtarlama yöntemleri	74
Şekil 4.12. SGG yumuşak anahtarlama kullanılan tetikleme sinyalleri	75
Şekil 4.13. Rezonant olmayan SGG yumuşak anahtarlama yardımcı devre örnekleri	76
Şekil 4.14. Rezonant SGG yumuşak anahtarlama yardımcı devre örnekleri	76
Şekil 4.15. İkili SGG yumuşak anahtarlama yardımcı devre örnekleri	77
Şekil 4.16. Sarmaşık yükselten GKD için önerilen SGG aktif yardımcı devre	77
Şekil 5.1. Önerilen ortalama akım kontrollü SGG sarmaşık yükselten GKD devresi	80
Şekil 5.2. Önerilen devrenin basitleştirilmiş eş değeri devresi	81
Şekil 5.3. Önerilen devrenin bir anahtarlama periyodundaki teorik dalga şekilleri ($d < 0,5$ için)	83

Şekil	Sayfa
Şekil 5.4. Önerilen devrenin bir anahtarlama peryodundaki teorik dalga şekilleri ($d > 0,5$ için)	84
Şekil 5.5. Önerilen devrenin bir anahtarlama peryodundaki farklı durumlarına ait eş değer devreleri ($d > 0,5$ için).....	85
Şekil 5.6. Önerilen devrenin akım dalga şekilleri ve etkin görev çarpanı	92
Şekil 5.7. Önerilen çalışmanın kontrol devresi birimleri	97
Şekil 5.8. TMS320F2812 eZdsp kartı ve ara birimleri	99
Şekil 5.9. CCS programı ara yüz görünümü	100
Şekil 5.10. Önerilen devre için kullanılan DSP'den üretilen PWM sinyalleri.....	105
Şekil 5.11. LA 55-P akım dönüştürücü devresi	106
Şekil 5.12. LV 25-P gerilim dönüştürücü devreleri	107
Şekil 5.13. DSP ile güç devresi arasında kullanılan sürücü devresi	108
Şekil 5.14. Gerilim kontrolcüsü bode çizimi	113
Şekil 5.15. Akım kontrolcüsü bode çizimi.....	113
Şekil 6.1. Ortalama akım kontrollü önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin Simplerer benzetim diyagramı.....	116
Şekil 6.2. Simplerer benzetim programının EQUBL modülü	116
Şekil 6.3. 110 V ve 220 V etkin giriş gerilimlerindeki çıkış gerilimi ($V_o = 400$ V)	118
Şekil 6.4. 110 V giriş gerilimi ile 5*giriş akımı ($V_{in}=110$ V _{rms} ; $i_{in}=5,63$ A _{rms}).....	119
Şekil 6.5. Doğrultulmuş gerilim-5*akım grafikleri ($V_g = 110$ V _{rms} ; $i_g = 5,63$ A _{rms})	119
Şekil 6.6. 220 V giriş gerilimi ile 50*giriş akımı ($V_{in}=220$ V _{rms} ; $i_{in}=2,81$ A _{rms}).....	120

Şekil	Sayfa
Şekil 6.7. 220 V doğrultulmuş gerilimi ile 50*doğrultulmuş akım dalga şekilleri ($V_g = 220 \text{ V}_{\text{rms}}$; $i_g = 2,81 \text{ A}_{\text{rms}}$)	120
Şekil 6.8. 220 V etkin giriş geriliminde elde edilen, doğrultulmuş akım ve endüktör akımları dalga şekilleri (i_g , i_{L1} , i_{L2}).....	121
Şekil 6.9. $d < 0,5$ için doğrultulmuş ve endüktör akımları dalga şekilleri (i_g , i_{L1} , i_{L2}).....	122
Şekil 6.10. $d > 0,5$ için doğrultulmuş ve endüktör akımları dalga şekilleri (i_g , i_{L1} , i_{L2}).....	122
Şekil 6.11. $d > 0,5$ için M_1 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM1} , $20*i_{D,M1}$).....	123
Şekil 6.12. $d > 0,5$ için M_2 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM2} , $20*i_{D,M2}$).....	123
Şekil 6.13. $d < 0,5$ için M_1 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM1} , $20*i_{D,M1}$).....	124
Şekil 6.14. $d < 0,5$ için M_2 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM2} , $20*i_{D,M2}$).....	124
Şekil 6.15. $d > 0,5$ için M_a yardımcı anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSMa} , $20*i_{D,Ma}$).....	125
Şekil 6.16. $d < 0,5$ için M_a yardımcı anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSMa} , $20*i_{D,Ma}$).....	125
Şekil 6.17. C_r kondansatör gerilimi ve $10*L_r$ endüktör akımı dalga şekilleri (V_{Cr} , $10*i_{Lr}$)	126
Şekil 6.18. Elektronik yük kullanılarak elde edilen; SGG sarmaşık yükselten GKD devresi çıkış gerilimi (V_o), elektronik yük çıkış gerilimi (V_{o1}), giriş gerilimi (V_{in}) ve $10*$ giriş akımı ($10*i_{in}$) dalga şekilleri	127
Şekil 6.19. Elektronik yük kullanılarak elde edilen; elektronik yük giriş akımı (i_{Load1}) ve giriş akımı (i_{in}) dalga şekilleri.....	127
Şekil 6.20. Devrenin 100 W'taki V_{in} ve $200*I_{in}$ grafikleri (THBi=%15,2).....	128
Şekil 7.1. TMS320F2812 eZdsp kartının gerçek-zaman (real-time) ikonu kullanılarak ADC'den örneklenen sinyallerin gözlenmesi	130

Şekil	Sayfa
Şekil 7.2. Önerilen devre için gerekli olan PWM sinyalleri	130
Şekil 7.3. Uygulamada kullanılan giriş gerilimi ve THB oranı	131
Şekil 7.4. Önerilen devrenin kontrolsüz çalıştırılması durumunda elde edilen giriş akım dalga şekli ve giriş akım THB oranı (V_{in} - i_{in} , THBi)	131
Şekil 7.5. 110 V ve 220 V etkin giriş gerilimlerinde elde edilen çıkış gerilimi ve çıkış akımı deney sonucu ($V_o = 400$ V, $I_o = 1,52$ A)...	132
Şekil 7.6. 110 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli ve giriş akım THB oranı ($V_{in}=110$ V _{rms} ; $i_{in}=5,83$ A; THBi=%5,12)	133
Şekil 7.7. 110 V etkin giriş geriliminde; doğrultulmuş gerilim-doğrultulmuş toplam akım ve endüktör akımı (i_{L1}) dalga şekilleri	133
Şekil 7.8. Fluke 43B cihazı ile 110 V giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli, giriş güç katsayısı ve güç değerleri, akım THB oranı.....	134
Şekil 7.9. 220 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli ve giriş akım THB oranı ($V_{in}=220$ V _{rms} ; $i_{in}=3$ A _{rms} ; THBi=%10,5) ..	135
Şekil 7.10. 220 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim-doğrultulmuş gerilim dalga şekli ve doğrultulmuş gerilim-doğrultulmuş akım dalga şekli ...	135
Şekil 7.11. 300 W çıkış güç ve 220 V giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım ve çıkış gerilim-çıkış akım dalga şekli ($i_{in}=1,43$ A; THBi=%10,7)	135
Şekil 7.12. 300 W çıkış gücü ve 220 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli ve giriş akım THB oranı	137
Şekil 7.13. 600 W çıkış gücü ve 220 V giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli, giriş güç katsayısı ve güç değerleri, akım THB oranı.....	137
Şekil 7.14. $d>0,5$ ve $d<0,5$ için endüktör akımları dalga şekilleri (i_{L1} , i_{L2}).....	138
Şekil 7.15. $d>0,5$ ve $d<0,5$ için doğrultulmuş toplam akım ve birinci endüktörün akım dalga şekilleri (i_g , i_{L1})	139
Şekil 7.16. 600 W – 400 W çıkış yük değişiminde, çıkış gerilim ve giriş akım değişimleri.....	139
Şekil 7.17. $d>0,5$ için M_1 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM1} , i_{DM1})	140

Şekil	Sayfa
Şekil 7.18. $d < 0,5$ için M_2 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM2} , i_{DM2})	140
Şekil 7.19. $d > 0,5$ için M_1 ana anahtarın gerilim-akım ve M_2 ana anahtarın akım dalga şekilleri (V_{DSM1} , i_{DM1} , i_{DM2})	140
Şekil 7.20. Farklı giriş akımı değerlerinde; M_1 ana anahtarın ve M_a yardımcı anahtarın akım dalga şekilleri (i_{D1} , i_{DMa})	141
Şekil 7.21. $d < 0,5$ için M_a yardımcı anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSMa} , i_{DMa})	141
Şekil 7.22. $d > 0,5$ için M_a yardımcı anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (sağdaki grafikte M_1 akımı ile değişimi verilmiştir) (V_{DSMa} , i_{DMa})	142
Şekil 7.23. C_r kondansatör gerilimi ve yardımcı anahtar akımı dalga şekilleri (sağdaki grafikte M_1 akımı ile değişimi verilmiştir) (V_{Cr} , i_{DMa})	142
Şekil 7.24. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin; giriş gerilim-giriş akım ve çıkış gerilim dalga şekilleri (600 W, 220 V)	143
Şekil 7.25. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin; giriş gerilim-giriş akım ve giriş akım THB oranı (Fluke 43B cihazı)	143
Şekil 7.26. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin; $d < 0,5$ ve $d > 0,5$ için endüktör akımları dalga şekilleri (i_{L1} , i_{L2})	144
Şekil 7.27. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin; $d < 0,5$ ve $d > 0,5$ için doğrultulmuş akım ve birinci endüktörün akımı (i_g , i_{L1})	144
Şekil 7.28. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD; farklı görev çarpanı değerlerinde M_1 ana anahtarın gerilim-akım şekilleri (V_{DSM1} , i_{DM1})	144
Şekil 7.29. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD; M_1 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (ON ve OFF) (V_{DSM1} , i_{DM1})	145
Şekil 7.30. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD; farklı görev çarpanı değerlerinde M_1 gerilim-akım şekilleri (V_{DSM1} , i_{DM1} , i_{DM2})	145
Şekil 7.31. Verim hesabı yapılırken kullanılan cihazlarla birlikte devre görünümü	147
Şekil 7.32. Önerilen SGG devre ile sert anahtarlama devrenin verim karşılaştırması	148

Şekil	Sayfa
Şekil 7.33. Önerilen SGG devresinin farklı güçlerde giriş akım THB değerinin karşılaştırması	129

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 7.1. Ortalama akım kontrollü önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin prototipi.....	149

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
t	zaman (sn)
V_{in}	şebeke giriş gerilimi (V)
$V_{in,rms}$	şebeke giriş gerilimin etkin değeri (V)
i_{in}	giriş akımı (A)
$i_{in,rms}$	giriş akımının etkin değeri (A)
V_{1rms}	gerilimin temel bileşeninin etkin değeri (V)
I_{1rms}	akımın temel bileşeninin etkin değeri (A)
I_o	akımın ortalama değeri (A)
I_n	akımın n. bileşen değeri (A)
I_{sc}	şebeke kısa devre akımı (A)
I_L	şebeke tarafından görülen yük akımı (A)
L	endüktör (H)
L_1, L_2	birinci ve ikinci güç katının endüktörleri (H)
L_r	yardımcı devre rezonans endüktörü (H)
C	kondansatör (F)
C_o	çıkış kondansatörü (F)
C_r	yardımcı devre rezonans kondansatörü (F)
C_s	yardımcı devre snubber kondansatörü (F)
R	direnç (Ω)

Simgeler	Açıklama
R_o	çıkış yük direnci (Ω)
R_{mi}	doğrultulmuş akım örnekleme direnci (Ω)
R_{mg}	doğrultulmuş gerilim örnekleme direnci (Ω)
R_{mo}	çıkış gerilim örnekleme direnci (Ω)
V_g	doğrultulmuş gerilim (V)
i_g	doğrultulmuş akım (A)
i_{L1}, i_{L2}	birinci ve ikinci endüktörün akım değerleri (A)
I_{ort}	endüktör ortalama akımı (A)
I_{max}	endüktör tepe akımı (A)
i_{Co}	çıkış kondansatör akım değeri (A)
V_o	çıkış gerilimi (V)
V_L	endüktör gerilimi (V)
Δi_L	endüktör akım dalgacık oranı (A)
Δi_{in}	giriş akım dalgacık oranı (A)
ΔV_o	çıkış gerilim dalgacık oranı (V)
gk	güç katsayısı
k_θ	kayma faktörü
k_d	bozulma faktörü
P	aktif güç (W)
S	görünür güç (VA)
T	periyot (sn)
T_s	anahtarlama peryodu (sn)
f	şebeke gerilim frekansı (Hz)
f_s	anahtarlama frekansı (sn)

Simgeler	Açıklama
d	görev çarpanı
D_{eff}	etkin görev çarpanı
τ	giriş akımının anahtarlama peryodu (sn)
q	giriş akımının görev çarpanı
M_1, M_2	ana anahtarlar
D_{o1}, D_{o2}	çıkış diyotları
M_a	yardımcı anahtar
V_{DS}	anahtar kanal-kaynak gerilimi (V)
V_{GS}	anahtar kapı-kaynak gerilimi (V)
i_{DM1}	M_1 ana anahtarlar akımı (A)
i_{DMa}	M_a yardımcı anahtarlar akımı (A)
i_{Lr}	L_r yardımcı devre endüktör akımı (A)
V_{Cr}	C_r yardımcı devre kondansatör gerilimi (V)
FF	Faz farkı
N	Güç katı sayısı
K_g	Doğrultulmuş gerilim sensörü düşürme katsayısı
K_i	Doğrultulmuş akım sensörü düşürme katsayısı
K_o	Çıkış gerilim sensörü düşürme katsayısı
G_v	Gerilim kontrolcüsü
G_i	Akım kontrolcüsü
$V_{o,ref}$	Çıkış gerilim referans değeri
$i_{g,ref}$	Akım referans değeri
e_v	Gerilim hata sinyali
e_i	Akım hata sinyali

Simgeler	Açıklama
V_{off}	Anahtarın kesim zamanındaki (OFF) gerilimi (V)
V_{on}	Anahtarın açma zamanındaki (ON) gerilimi (V)
i_{off}	Anahtarın kesim zamanındaki (OFF) akımı (A)
i_{on}	Anahtarın açma zamanındaki (ON) akımı (A)
t_{off}	Anahtarın kesim (OFF) süresi (sn)
t_{on}	Anahtarın açma (ON) süresi (sn)
W_{off}	Anahtarın kesim (OFF) süresinde oluşan enerji (J)
W_{on}	Anahtarın açma (ON) süresinde oluşan enerji (J)
W_{iletim}	Anahtarın iletim süresinde oluşan enerji (J)
P_{ort}	Ortalama anahtar kaybı (W)
P_{sw}	Anahtarlama kaybı (W)
I_{RM}	Diyot ters akımının tepe değeri (A)
t_{rr}	Diyot akımı ters dönüşüm zamanı (sn)
P_{in}	Giriş güç (W)
P_o	Çıkış güç (W)
t_d	SGG için gerekli gecikme süresi (sn)
K_{P1}, K_{I1}	Gerilim kontrolcüsü katsayıları
K_{P2}, K_{I2}	Akım kontrolcüsü katsayıları

Kısaltma	Açıklama
AA	Alternatif akım
ADC	Analog-dijital dönüştürücü
AGS	Alçak geçirgen süzgeç
AGD	Anahtarlama gücü dönüştürücüleri
CCM	Continuous conduction mode
DA	Doğru akım
EV	Olay yöneticisi
EMI	Elektromanyetik girişim
GKD	Güç katsayısı düzeltme
KİM	Kesikli iletim modu
MOSFET	Metal oksit yarı-iletken alan etkili transistör
IGBT	Yalıtılmış kapı bipolar transistörü
OBN	Ortak bağlantı noktası
PFC	Power factor correction
PWM	Pulse density modulation
SAA	Sıfır akım anahtarlama
SGA	Sıfır gerilim anahtarlama
SAG	Sıfır akım geçişli
SGG	Sıfır gerilim geçişli
SİM	Sürekli iletim modu
SRM	Sınır iletim modu
THB	Toplam harmonik bozulma
ZVT	Zero voltage transition

1. GİRİŞ

Şebekede mevcut elektrik enerjisi bir çok uygulama için doğrudan kullanıma müsait değildir. Bu nedenle, alternatif akım (AA) formunda olan şebeke ile doğru akım (DA) formunda gerilim gereksinimi olan yükler arasında AA/DA anahtarlama güç dönüştürücüleri (AGD) kullanılır. 50 Hz'lik şebekeden beslenen bir çok cihazın içerisinde bu güç dönüşümünü yapan devreler mevcuttur. Tüketicilerin evlerde ve işyerlerinde kullandıkları cihazlar (bilgisayar, tv, kamera, fotokopi makinası, motor sürücüleri, kaynak makineleri, endüksiyon ve ark fırınları, flüoresan lambalar, v.s.) düşünüldüğünde, AA/DA dönüştürücüleri kullanılan elektrik enerjisinin büyük bir bölümünde rol oynamaktadırlar.

AA/DA dönüştürücüleri en basit halde doğrultucu devre (diyotlu veya tristörlü) ve büyük bir kapasitif süzgeç içerirler. Her hangi bir düzeltici devre kullanılmadığı takdirde, bu doğrultucu ve kapasitif süzgeç içeren AA/DA dönüştürücüleri şebekeden doğrusal olmayan akımların çekilmesine ve dolayısıyla harmonik içeren düşük giriş güç katsayılı (gk) giriş akımı üretilmesine neden olarak, elektrik şebekesinin kirlenmesine yol açmaktadırlar. Şebekeden çekilen bu doğrusal olmayan akımlar kullanılan cihazların boyutunu arttırdığı gibi harmonik içeriğinden dolayı şebeke geriliminin bozulmasına yol açar ve aynı şebekeden beslenen diğer kullanıcıları da olumsuz etkiler. AA/DA dönüştürücüleri içeren bir cihazın elektrik şebekesinde oluşturduğu kirlilik az olabilir, fakat bir tüketicinin birden çok cihaza sahip olduğunu ve aynı elektrik şebekesini binlerce tüketicinin kullandığını düşünürsek, binlerce cihaz tarafından üretilen akım harmonikleri şebekeyi önemli ölçüde kirletmektedir. Elektrik enerjisine olan talebin hızla arttığı günümüzde, bu durum uluslararası düzenleyici kuruluşların dikkatini önemli ölçüde çekmiştir. Devletler üretilen cihazların şebekeden çektikleri akımların harmonik içeriğini ve güç katsayısını düzenleyici standartlar geliştirmişlerdir. Bu nedenle, AA/DA dönüşümü içeren cihazlarda giriş akım güç katsayısını ve harmonikleri düzenleyen Güç Katsayısı Düzeltme (GKD) devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır.

AA/DA dönüştürücülerde giriş akım güç katsayısı ve harmonik bozulmaları iyileştirmek için doğrultucu devre ile birlikte pasif süzgeçler kullanılabilir. Pasif devre elemanlarından (endüktör, L ve kondansatör, C) yapılan bu süzgeçlerin ucuz olmaları ve herhangi bir kontrol devresine ihtiyaç duymamaları en büyük avantajlarıdır. Sistemin boyutunu arttırmaları, her bir harmonik bileşen için ayrı ayrı tasarım gerektirdikleri, empedanslarının zamanla değişimleri en büyük dezavantajları olarak sayılabilir. AA/DA devrelerinde giriş seri bağlanan bir süzgeç endüktörü giriş akımının güç katsayısını ve harmonik bozulmasını düzeltebilmektedir. Fakat yine de uluslararası standartlarda belirtilen değerlerde düzeltme yapamaz. Orta ve büyük güç değerlerine (>100 W) sahip devrelerde kullanılan pasif süzgeç elemanları (L , C) devre boyutunu önemli ölçüde arttırdığından pek tercih edilmezler. Bu nedenlerden dolayı, AA/DA dönüştürücülerinde giriş akım güç katsayısını düzeltmek ve akım harmonik miktarını düşürmek için pasif süzgeç yöntemi uygun değildir (özellikle 100 W'ın üzerindeki güç değerlerinde).

Şebeke için doğrusal yük olmayan temel AA/DA devrelerinde 1'e yakın giriş güç katsayısı ve düşük harmonik içerikli sinüzoidal dalga şekline sahip giriş akımı elde etmek için aktif GKD devrelerin kullanılması oldukça uygun bir yöntemdir. Aktif GKD yönteminde doğrultucu devre ile çıkış kondansatörü arasına giriş akımının frekansından daha yüksek anahtarlama frekansına sahip bir dönüştürücü devre yerleştirilir. Çıkış gerilimini regüle etmek ve giriş güç katsayısını yükseltmek için kullanılan GKD devresi bir kontrol devresine ihtiyaç duyar. Bu kontrol devresi vasıtasıyla giriş akımının dalga şekli ideal sinüzoidale yakın olup, 1'e yakın giriş güç katsayısı elde edilir. Bu nedenle doğrusal olmayan yükler şebeke için ideal rezistif yüklere dönüştürülmüş olur. Diğer taraftan, doğrultucu devre ile çıkış kondansatörü arasına yüksek frekanslı dönüştürücü devre eklenmesi, aktif GKD devresinin anahtarlama kayıplarından dolayı, toplam devre veriminin düşmesine neden olur. Ayrıca, toplam devre maliyetini arttıran aktif GKD devresi yüksek anahtarlama frekansından dolayı devrede yüksek EMI (elektromanyetik girişim) oluşmasına yol açar.

Ulusal/uluslararası standartları karşılayabilmek için AA/DA güç dönüşümü ihtiyacı duyulan uygulamalarda aktif GKD devrelerinin kullanılması kaçınılmaz olmuştur. Güç kalitesinin artırılması için kullanılan ve yük ile şebeke arasına ilave edilen bu devrelerin küçük boyutlu olmasının yanı sıra verimli olmaları da önemli bir çalışma konusu olmuştur. GKD devrelerin küçük boyutlu olması için anahtarlama frekansı yükseltilir. Fakat bu devrelerde anahtarlama frekansı arttıkça anahtarlama kayıpları artmakta ve toplam devre verimi düşmektedir. IGBT ve MOSFET gibi yüksek frekanslarda çalışabilen anahtarların kullanıldığı GKD devrelerinin verimini arttırmak için sıfır-gerilim-anahtarlama (SGA) ve sıfır-akım-anahtarlama (SAA) yöntemlerinin yanı sıra sıfır-gerilim-geçişli (SGG) ve sıfır-akım-geçişli (SAG) yumuşak anahtarlama yöntemleri de geliştirilmiştir. Bunlardan SGA ve SAA yöntemleri için sadece pasif devre elemanları kullanılarak yumuşak anahtarlama yapılabildiği gibi, içerisinde aktif güç yarı iletken anahtarı ve pasif devre elemanları barındıran aktif yardımcı devrelerle de yumuşak anahtarlama yapılabilmektedir. Fakat, SGG ve SAG yöntemlerinde kullanılan yardımcı devreler mutlaka aktif anahtar içerirler. Yumuşak anahtarlama yöntemi anahtarlama kayıplarını azalttığı gibi EMI üretimini de azaltmaktadır. Bir GKD devresinin verimi yumuşak anahtarlama ile artırıldığında, yumuşak anahtarlama için kullanılan yardımcı devrenin içerdiği elemanların az olması (boyutu artmasın diye) ve yardımcı devrenin kontrol kısmını karmaşık hale getirmemesi hususları dikkat edilecek en önemli unsurlar olarak karşımıza çıkmaktadır.

Uluslararası kuruluşlar tarafından getirilen zorunlu sınırlamalardan dolayı, doğrusal olmayan yükler tarafından üretilen akım harmoniklerinin düzenlenmesinde aktif GKD devrelerinin kullanımı oldukça artmıştır. Aktif GKD devrelerine her ne kadar zorunluluklardan dolayı ihtiyaç duyulsa da, yükten önce kullanılan bir ön düzenleyici devre (pre regulator) olduğundan küçük boyutlu, düşük maliyetli ve verimli olması istenir. Bu nedenle, yumuşak anahtarlama yöntemlerinden biri kullanılarak daha verimli aktif GKD devresi tasarımı uzun yıllardır önemli bir bilimsel çalışma konusu olmuştur. Aktarılan nedenlerden dolayı, orta ve yüksek güçlerde sıklıkla kullanılan tek fazlı sarmaşık yükselten tip aktif GKD devresi için yeni bir yumuşak anahtarlama

yöntemi geliştirilerek daha verimli ve düşük maliyetli bir ön düzenleyici devre tasarımı bu tez çalışmasının amacını oluşturmuştur. Ayrıca, tek fazlı sarmaşık yükselten aktif GKD devresinin detaylı analizi yapılarak devre yapısının anlaşılması ve GKD devrelerinde sıklıkla kullanılan ortalama akım kontrol yönteminin DSP tabanlı uygulanması bu çalışmanın amaçları arasındadır.

Hedeflenen amaçlar doğrultusunda çalışmalar yapılmış ve bu tez çalışması sonuçlandırılmıştır. Çalışmalar sonucunda, yumuşak anahtarlama yöntemlerinden olan SGG yöntemi kullanılarak sarmaşık yükselten tip aktif GKD devresine uygun yeni bir yardımcı devre geliştirilmiştir. Literatürde mevcut benzer çalışmalar incelendiğinde, sarmaşık yükselten tip aktif GKD devresi için geliştirilen bu yeni yardımcı devre daha az sayıda aktif ve pasif devre elemanları içermektedir. Bu vasıtaıyla, daha düşük maliyetli ve daha düşük boyutlu verimli bir sarmaşık yükselten aktif GKD ön düzenleyici devresi tasarlanmıştır. Önerilen devrede kullanılan ortalama akım kontrol yöntemi TMS320F2812 eZdsp kartı kullanılarak uygulandığından, bu çalışma, günümüzde kullanım alanı gittikçe genişleyen DSP kartının güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılmasına bir örnek teşkil etmektedir.

Tez çalışması süresince yapılan ve aşağıda özetlenen literatür araştırması ilgili bölümlerde de aktarılmıştır.

Grigore (2001) ve Basu (2006) çalışmalarında, AA/DA dönüştürücülerinde pasif ve aktif GKD uygulamalarını aktararak, GKD uygulamalarında kullanılan devreleri detaylı bir şekilde incelemişlerdir [7-8].

AA/DA dönüştürücülerde, GKD'nin uygulanması, yeni GKD devreleri geliştirme, GKD devrelerinin analizi ve uygulamasına yönelik bir çok çalışma mevcuttur. Yapılan literatür araştırmasında, [9-13] numaralı kaynaklar bu çalışmaların temelini oluşturmaktadır.

AA/DA dönüştürücülerin şebeke akımı üzerindeki olumsuzlukları gidermek için bir takım ulusal ve uluslararası standartlar getirilmiştir. Uluslararası kuruluşlar tarafından yayımlanan bu standartlar üzerindeki çalışmalar uzun yıllar önce başlamış ve geliştirilmesi yönünde çalışmalar devam etmektedir [4-5].

Literatürde yapılan çalışmaların çoğu yükselten tip GKD devresine yöneliktir. Tez konusu olan sarmaşık yükselten GKD devresine yönelik yapılan bazı çalışmalar [14-16], [21-23] ve [28]'de aktarılmıştır. Bu çalışmalar, sarmaşık yükselten GKD devresinin analizi, kontrolü ve uygulamasını içermektedir. Sarmaşık yükselten GKD devresinin detaylı analizi [30-33] numaralı kaynaklarda ele alınmıştır.

GKD devreleri için geliştirilmiş bir çok kontrol yöntemi olmasına rağmen, temel olarak kullanılan kontrol yöntemleri bir kaç tanedir. [24-27] kaynakları GKD için kullanılan temel kontrol yöntemlerini aktarmaktadırlar. Yükselten ve sarmaşık yükselten GKD devresinde en çok tercih edilen ortalama akım kontrol yöntemi [30] ve [36] numaralı kaynaklarda detaylı bir şekilde incelenmiştir.

Yükselten tip dönüştürücünün yumuşak anahtarlamasına yönelik literatürde bir çok çalışma olmasına rağmen, sarmaşık yükselten dönüştürücüye yumuşak anahtarlama uygulanmış çalışma sayısı oldukça azdır. Ayrıca, bu çalışmaların büyük bir bölümü DA/DA devrelerine uygulanmıştır. Yükselten dönüştürücüye pasif yumuşak anahtarlama uygulamış temel çalışmaları [39-41]'den, aktif yumuşak anahtarlama uygulanmış temel çalışmaları da [42-50]'den inceleyebiliriz. Tez konusu sarmaşık yükselten dönüştürücüye aktif yumuşak anahtarlama uygulanmış temel çalışmalar ise [51] ve [52]'de aktarılmıştır.

Genel giriş, amaç ve katkısı birinci bölümde aktarılan bu tez çalışması sekiz ayrı bölümden oluşmaktadır.

Tezin ikinci bölümünde, GKD gereksinimi ve çözüm yöntemleri başlığı altında; konuyla ilgili tanımlar, standartlar, pasif ve aktif GKD yöntemleri ele alınmıştır.

Ayrıca, yükselten tip devrenin türetilmişı olan sarmaşıık yükselten devre tanıtılmıştır. Ortalama akım kontrolü ile kontrol edilen sarmaşıık yükselten GKD devresinin detaylı analizi üçüncü bölümde aktarılmıştır. Dördüncü bölümde, güç elektroniğı dönüştürücülerinde oluşın anahtarlama kayıpları verilerek tez çalışmasında önerilen SGG yumuşak anahtarlama yöntemi tanıtılmıştır. Önerilen SGG sarmaşıık yükselten devrenin tasarımı ve çalışmada kullanılan DSP tabanlı kontrolcü tasarımı çalışmanın beşinci bölümünde aktarılmıştır. Önerilen devrenin benzetim çalışma sonuçları ve deneysel çalışma sonuçları ise sırasıyla altıncı ve yedinci bölümlerde ele alınmıştır. Yapılan çalışmanın sonuç ve değeriendirme kısmı ise sekizinci bölümde aktarılmıştır.

2. GKD GEREKSİNİMİ VE ÇÖZÜM YÖNTEMLERİ

Günümüzde kullanılan bir çok cihaz güç elektroniği devresi içerdiğinden doğrusal olmayan akımların çekilmesine dolayısıyla harmoniklerin üretilmesine neden olarak elektrik şebekelerinin kirlenmesine yol açmaktadırlar. Güç elektroniği devresi içeren (özellikle AA/DA dönüştürücü içeren) bir cihazın elektrik şebekesinde oluşturduğu kirlilik az olabilir, fakat bir tüketicinin birden çok cihaza sahip olduğunu ve aynı elektrik şebekesini binlerce tüketicinin kullandığını düşünürsek, üretilen akım harmonikleri şebekeyi önemli ölçüde kirlletmektedir.

Yarı iletken anahtarlar içeren devreler ile beslenen cihazlar (motorlar, kaynak makineleri, endüksiyon ve ark fırınları, flüoresan lambalar v.s.) çektikleri aktif gücün yanı sıra önemli miktarda reaktif güç çekerler. Çekilen reaktif güç kontrolsüz bırakıldığında, güç katsayısı düşer. Bu da, dağıtım tesislerinin aktif güç bakımından normal kapasitenin altında çalışmasına neden olur. Bu suretle ekonomik olmayan bir işletme meydana geldiği gibi, elektrik enerjisine olan talebin hızla arttığı günümüzde, enerji sıkıntısına sebep olur. Bu nedenle, cihazların elektrik şebekesinden çektikleri akımların içerdiği harmonik miktarının sınırlandırılması ve giriş güç katsayısının düzeltilmesi kaçınılmaz olmuştur.

GKD yapılmadığı takdirde, harmonik içerikli şebeke akımının güç sisteminde meydana getirdiği bazı olumsuzluklar aşağıda özetlenmektedir.

- Motor, jeneratör gibi cihazlarda akım harmoniklerinden kaynaklanan ısınmaların oluşması,
- Güç devresinde elektromanyetik girişimlerin (EMI) oluşması,
- Akım harmoniklerinden dolayı oluşan gerilim harmoniklerinin yüksek tepe değerlerinde, kablolarda, sarımlarda veya kondansatörlerde zayıf izolasyonların oluşması ve bozulmaların meydana gelmesi,
- Gerilim harmoniklerinden kaynaklı çeşitli elektronik cihazların düzgün çalışmaması,

- Kontrol Sinyallerinde bozulmaların oluşması,
- Şebeke hattının yüklenebilirliğinin azalması,

Yukarıda aktarılan nedenlerden dolayı, cihazların elektrik şebekesinden çektikleri akımların içerdiği harmonik miktarını sınırlamak için Güç Katsayısı Düzeltme (GKD) gereksinimi doğmuştur.

2.1. Tanımlar

Eş. 2.1’de verildiği gibi ideal bir sinüzoidal gerilim düşünürsek, $T(1/)$ periyoduna sahip $V_{in}(t)$ giriş geriliminin doğrusal olmayan bir yük için sağladığı giriş akımı $I_{in}(t)$ sinüzoidal olmayıp, Fourier serisi açılımı kullanılarak Eş. 2.2 ile ifade edilir [1].

$$V_{in}(t) = \sqrt{2}V_{1rms} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

$$I_{in}(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \sin(n\omega t + \theta) \quad (2.2)$$

burada, V_{1rms} giriş gerilimine ait temel bileşenin etkin değerlerini ifade eder. İdeal bir sinüzoidal gerilim için gerilimin temel bileşeninin etkin değeri gerilimin etkin değerine eşittir ($V_{1rms} = V_{rms}$). I_0 , giriş akımının ortalama değerlerini I_n ise n . bileşenindeki değerini ifade eder. θ , akımın temel bileşeninin etkin değeri ile gerilimin etkin değeri arasındaki kayma açısıdır.

Güç katsayısı (gk), bir alternatif akım (AA) girişinden çekilen aktif gücün (P) görünür güce (S) oranıdır.

$$gk = \frac{P}{S} \quad (2.3)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{in}(t) \cdot I_{in}(t) \cdot dt = V_{rms} \cdot I_{1rms} \cdot \cos \theta \quad (2.4)$$

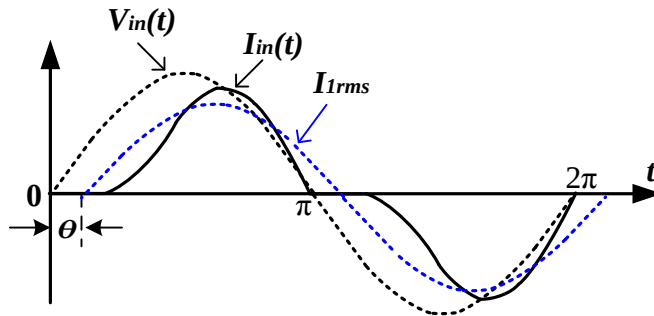
$$S = V_{rms} \cdot I_{rms} \quad (2.5)$$

burada, V_{rms} gerilimin I_{rms} ise akımın etkin değerlerini ifade eder. Şekil 2.1’de gösterilen ideal bir sinüzoidal gerilim dalga şeklinde, güç katsayısı kayma faktörü (displacement factor, k_θ) ve bozulma faktörünün (distortion factor, k_d) çarpımından oluşmaktadır. Kayma faktörü, k_θ , gerilimin etkin değeri (V_{rms}) ile akımının temel bileşeninin etkin değeri (I_{1rms}) arasındaki kayma açısının kosinüsüdür ($\cos$). Bozulma faktörü, k_d , ise akımın temel bileşeninin etkin değerinin (I_{1rms}) akımın toplam etkin değerine (I_{rms}) oranıdır. Eş. 2.4 ve 2.5’i kullanarak, bu tanımları aşağıda aktarılan matematiksel eşitlikler ile ifade edebiliriz [2].

$$gk = \frac{V_{rms} \cdot I_{1rms} \cdot \cos \theta}{V_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{I_{1rms} \cdot \cos \theta}{I_{rms}} = k_d \cdot k_\theta \quad (2.6)$$

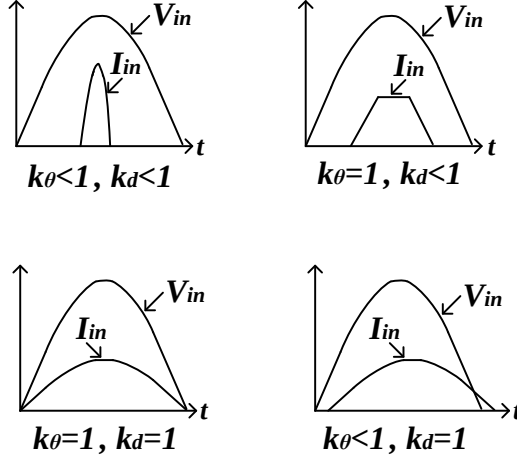
$$k_d = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \quad (2.7)$$

$$k_\theta = \cos \theta \quad (2.8)$$



Şekil 2.1. Faz-farklı voltaj ve akım grafiği

Şekil 2.2’de farklı kayma ve bozulma faktörü oranlarına sahip gerilim-akım dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 2.2. Farklı kayma ve bozulma faktörü oranlarında gerilim-akım dalga şekilleri

k_θ değerinin küçülmesi aynı yük için daha büyük görünür güç çekildiği anlamına gelmektedir. Bu da şebekenin verimini düşürür. k_d değerinin küçülmesi ise daha fazla harmonik akımların üretildiği anlamına gelir. Bu da, şebekeyi kirleterek diğer kullanıcıların olumsuz etkilenmesine yol açar.

Doğrusal olmayan bir yükün şebekeden çektiği ve akımın etkin değerine göre hesaplanan Toplam Harmonik Bozulma (THB) değeri;

$$THB(\%) = 100 \times \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{1rms}^2}{I_{1rms}^2}} = 100 \times \sqrt{\frac{I_h^2}{I_{1rms}^2}} = 100 \times \sqrt{\frac{1}{k_d^2} - 1} \quad (2.9)$$

eşitliği ile ifade edilir. Burada, I_h akımın içerdiği toplam harmonik miktarını ifade eder. Eş. 2.6 ile Eş. 2.9’u ele alırsak, gerilimin etkin değeri ile akımının temel bileşeninin etkin değeri arasındaki kayma açısı sıfır olduğunda (yani $\cos \phi = 1$) k değeri 1’e ve gk değeri ise k_d değerine eşit olur. Bu durumda, akımın THB değerini, gk cinsinden Eş. 2.10 ile ifade edebiliriz.

$$THB(\%) = 100 \times \sqrt{\frac{1 - gk^2}{gk^2}} \quad (2.10)$$

Eş. 2.10'dan, gk değeri 1'e eşit yada 1'e çok yakın olan bir akımın THB değerinin de çok düşük olduğu görülmektedir. Örneğin, gk değeri 0,95 olan bir akımın THB değeri ise %32,9'dur. Görüldüğü gibi, 0,95 gibi yüksek bir gk değerine sahip olan bir akımın THB değeri istenilen miktardan daha yüksek olabilmektedir. Bu nedenle, bir cihazın çektiği akımın gk değerinin standartlarla belirlenmesinin yanı sıra bu akımın içerdiği harmonik akımların miktarlarının da sınırlandırılması gerekmektedir.

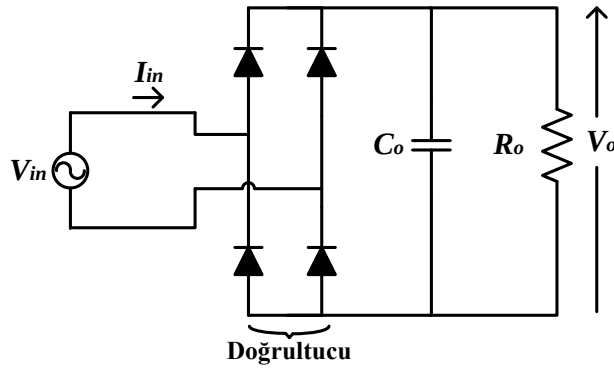
THB değeri bir cihazın her hangi bir güç değerinde çektiği akımın etkin değerine göre hesaplanırken, IEEE 519-1992 standardının dikkate aldığı TDD değeri ise bir cihazın çektiği maksimum akımın temel bileşenine göre hesaplanır. Eş. 2.11 ile verilen TDD (Total Demand Distortion) Toplam Harmonik Talebi ifade eder.

$$TDD(\%) = 100 \times \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{1rms}^2}{I_{Lrms}^2}} \quad (2.11)$$

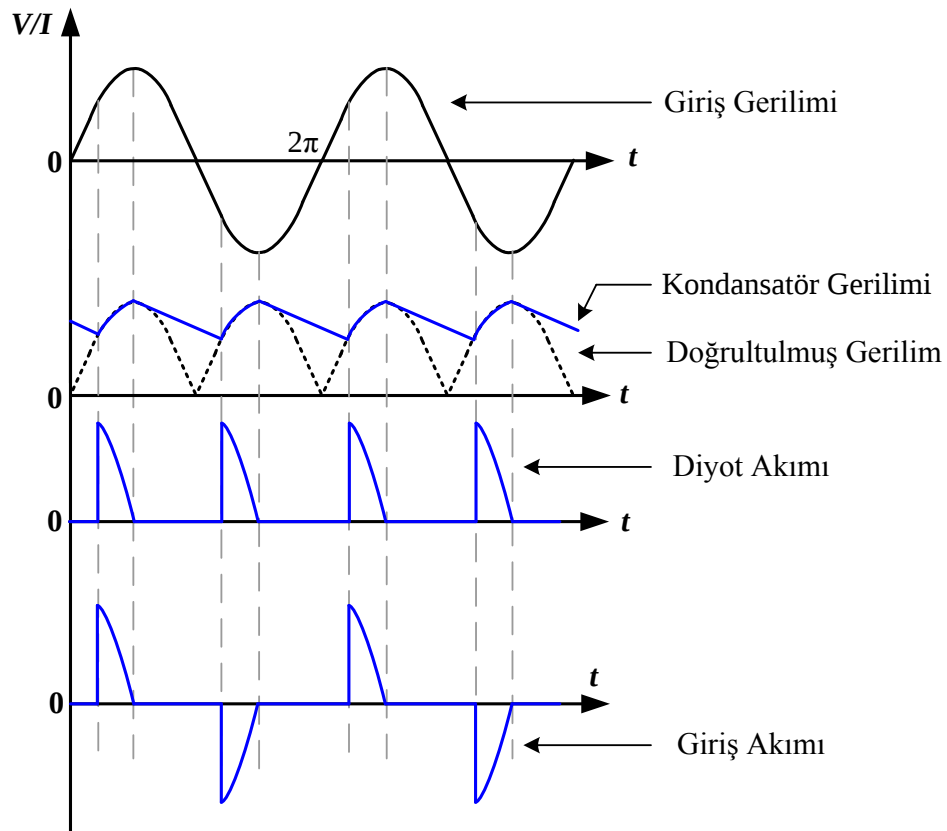
Eş. 2.11'de verilen I_{Lrms} bir cihazın (yükün) çekebildiği maksimum akımı ifade eder. Cihaz düşük güçlerde çalıştırılsa bile, TDD hesaplanırken cihazın nominal gücünde çekebileceği maksimum akım dikkate alınır.

Yukarıda aktarılan tanımlar ışığında temel bir AA/DA devresini incelersek; Şekil 2.3'te gösterildiği gibi, temel bir AA/DA dönüştürücü devresi bir doğrultucu devre ve çıkışında büyük bir kapasitif süzgeç içerir. Her hangi bir düzeltici devre kullanılmadığı takdirde, bu doğrultucu ve kapasitif süzgeç içeren AA/DA dönüştürücü şebekeden doğrusal olmayan harmonik içeren düşük giriş güç katsayılı akımın çekilmesine ve dolayısıyla elektrik şebekesinin kirlenmesine yol açmaktadır. Temel AA/DA devresinin çekmiş olduğu akımdaki yüksek harmonik oranı, Şekil 2.4'te görüldüğü gibi, doğrultucu devresindeki diyotların iletim sürelerinin çok kısa

olmasından kaynaklıdır [3]. Çıkış DA gerilim değerinin düşük dalgalık oranına sahip olması için genellikle yüksek değerli kondansatör kullanılır. Bu nedenle, çıkış kondansatörü tam dolduğu zaman, diyotların iletim süresi çok kısa olur ve şebekeden yüksek harmonik içerikli akım çekilir.

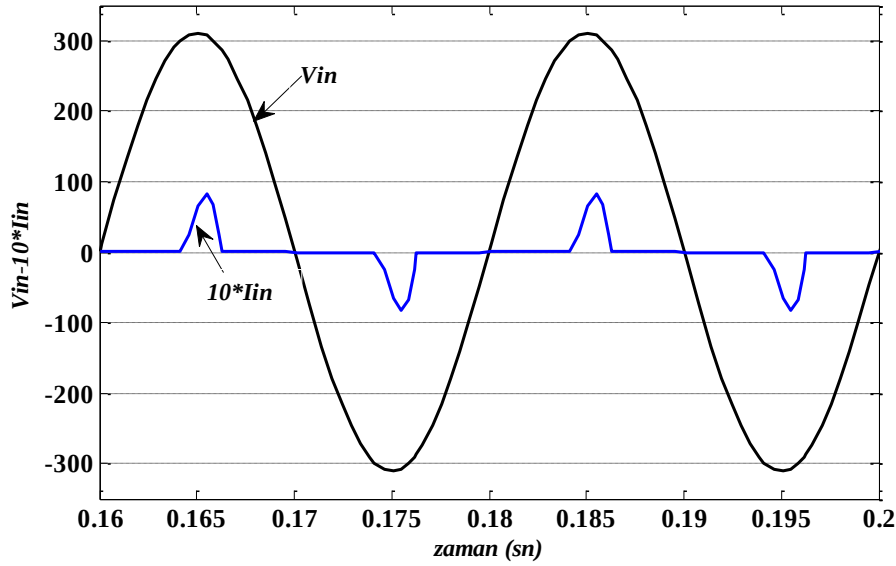


Şekil 2.3. Yalnızca doğrultucu ve çıkış kondansatörü içeren temel bir AA/DA devresi

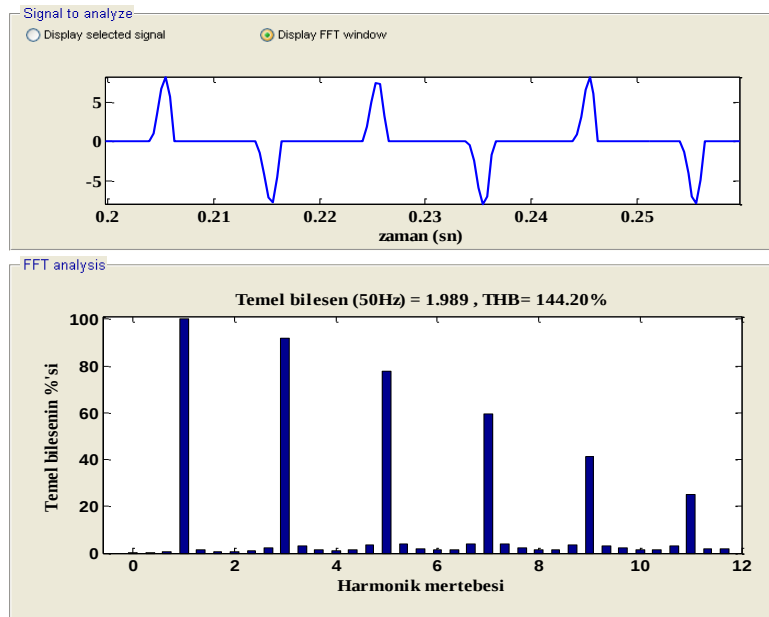


Şekil 2.4. Temel bir AA/DA devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri

Şekil 2.5 ve 2.6'da etkin değeri 220 V, hat direnci 0.4Ω , hat endüktansı 1 mH ve çıkış kondansatör değeri 940 μF olan 300 W çıkış güç değerinde temel bir AA/DA dönüştürücünün benzetim çalışmasından elde edilmiş giriş gerilim-giriş akım dalga şekilleri ve giriş akımının harmonik bileşenleri aktarılmıştır.



Şekil 2.5. 300W çıkış güç değerine sahip temel bir AA/DA devresinin şebekeden çektiği giriş gerilim ve 10*giriş akımı dalga şekilleri (benzetim çalışması)



Şekil 2.6. 300W çıkış güç değerine sahip temel bir AA/DA devresinin şebekeden çektiği akımın harmonik bileşenleri (benzetim çalışması)

Görüldüğü üzere temel AA/DA devresi kullanılarak DA gerilimi elde edilmesi yüksek harmonik içerikli akımların çekilmesine yol açar (çekilen akımın THB değeri % 144,20). Bu da şebeke akımını önemli ölçüde kirleterek aynı şebekeye bağlı diğer cihazların da olumsuz etkilenmesine yol açar.

2.2. Standartlar

Önceki kısımlarda açıklandığı üzere, şebeke akımı üzerindeki olumsuzlukları gidermek için bir takım ulusal ve uluslararası standartlar getirilmiştir. Bu standartlar üzerindeki çalışmalar uzun yıllar önce başlamış ve geliştirilmesi yönünde çalışmalar devam etmektedir. Şebeke akımının harmonik içeriğini düzenlemek amacı ile geliştirilen temel standartlar aşağıda aktarılmıştır.

EN 61000-3-2 (Avrupa Birliği Standardı)

1982'den önce IEC (International Electrotechnical Committee) tarafından yayımlanan IEC 555-2 kodlu standart 1987 yılında CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization) tarafından EN 60555-2 kodu ile Avrupa Birliği standardına uyarlanmıştır. IEC 555-2 standardı 1995 yılında IEC 1000-3-2 olarak değiştirilince, CENELEC de Avrupa Birliği standardını EN 61000-3-2 olarak değiştirmiştir. Günümüzde halen geçerli olan Avrupa Birliği standardı EN 61000-3-2 kodlu standarttır. Avrupa Birliği uyum yasaları çerçevesinde, ülkemiz de Avrupa Birliği tarafından kullanılan EN 61000-3-2 kodlu standardı, TS EN 61000-3-2 kodu ile kullanılmaktadır. Avrupa Birliği tarafından kabul edilen bu standart, 230V-50Hz'lik tek fazlı şebeke veya 400V-50Hz'lik üç fazlı şebekeye bağlanan faz başına 16A etkin akım çeken cihazlar için uygulanmaktadır. Bu standart kapsamındaki cihazlar, tipine bağlı olarak A, B, C ve D olarak sınıflandırılmıştır.

TS EN 61000-3-2 standardı kapsamındaki cihazlar için getirilen akım harmonik miktarlarına ait sınırlamalar Çizelge 2.1. ve Çizelge 2.2'de aktarılmıştır [4-5].

Çizelge 2.1. A ve D sınıfı cihazları için TS EN 61000-3-2 standardı

A Sınıfı Cihazlar		D Sınıfı Cihazlar	
Güç Sınırı (Güç Sınırı Yok)		Nispi Güç Aralığı (600 W $\geq$ Güç > 75 W)	Tam Güç Aralığı (600 W $\geq$ Güç > 75 W)
Harmonik mertebe (n)	Azami izin verilebilen harmonik akımı (A)	Watt başına azami izin verilebilen harmonik akımı (mA/W)	Azami izin verilebilen harmonik akımı (A)
Tek Harmonikler			
3	2,30	3,4	2,30
5	1,14	1,9	1,14
7	0,77	1	0,77
9	0,40	0,5	0,40
11	0,33	0,35	0,33
13	0,21		
15 $\leq n \leq 39$ (A Sınıfı)	Aşağıdaki eşitlikler kullanılır		
13 $\leq n \leq 39$ (D Sınıfı)	2,25/n	3,85/n	2,25/n
Çift Harmonikler			
2	1,08	Uygulanmaz	
4	0,43		
6	0,30		
8 $\leq n \leq 40$ (A Sınıfı)	1,84/n		

Belirtilen sınıflandırma gruplarına giren cihaz tipleri aşağıda aktarılmıştır.

- *A Sınıfı*; Dengeli 3-fazlı cihazlar, sınıf D olarak belirtilen cihazlar hariç olmak üzere evlerde kullanılan aletler, taşınabilir aletler hariç diğer aletler, akkor lambalar için kısıcılar, ses cihazları, diğer üç sınıfta adlandırılmayan cihazlar.
- *B Sınıfı*; Taşınabilir aletler, profesyonel cihaz olmayan ark kaynak cihazları.

- *C Sınıfı*; Aydınlatma cihazları.
- *D Sınıfı*; Kişisel bilgisayarlar ve kişisel bilgisayar ekranları, televizyon alıcıları, 600 W'a eşit olan yada 600 W'tan düşük olan (>75 W) cihazlar.

Çizelge 2.2. C sınıfı cihazları için TS EN 61000-3-2 standardı

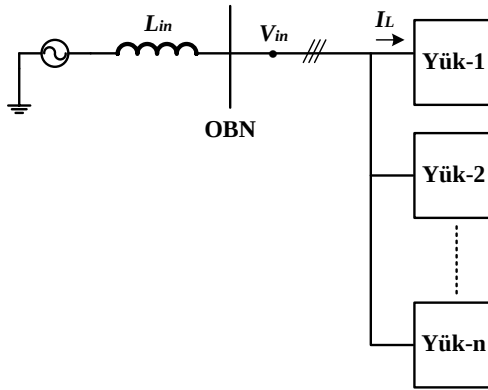
Harmonik merteye (n)	Temel frekansta giriş akımının %'si olarak ifade edilen azami izin verilebilen harmonik akımı (%)
2	2
3	30 x devre güç katsayısı
5	10
7	7
9	5
$13 \leq n \leq 39$	3

IEEE 519-1992 Standardı

IEEE tarafından geliştirilen bu standart her hangi bir cihaz gereksinimine göre değil de, Şekil 2.7'de gösterildiği gibi, kullanıcının şebekeye bağlandığı Ortak Bağlantı Noktasına (OBN) göre üretilen harmonik akımlarını düzenler. Bu standart genellikle faz başına 110V etkin şebeke gerilimini kullanan ülkelerde (ABD gibi) uygulanır. IEEE 519-1992 standardının OBN'nin kısa devre akımı ve yükün maksimum akımının temel bileşenine bağlı olarak getirdiği sınırlamalar Çizelge 2.3'de aktarılmıştır. Çizelge 2.3'te aktarılan I_{sc} OBN'da çekilebilecek kısa devre akımını ve I_L ise şebeke tarafından görülen yükün maksimum akımını ifade eder.

Daha önce açıklandığı gibi, bu standardın temel aldığı değer THD değil TDD (Total Demand Distortion) dir. TDD hesaplanırken yükün maksimum akımı dikkate

alındığından, bir cihazın TDD değeri nominal güç değerinde THD'ye eşittir. Fakat, bir cihaz düşük güç değerlerinde çalıştırıldığında, THD değeri yükselirken TDD değeri düşer.



Şekil 2.7. IEEE 519-1992 standardının temelini oluşturan OBN'ı gösteren şekil

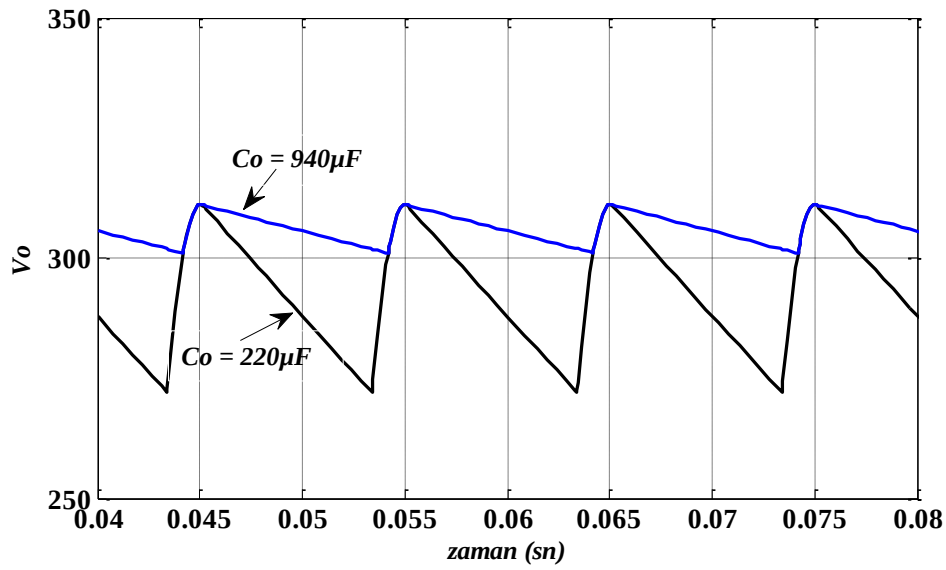
Çizelge 2.3. IEEE 519-1992 standardı

I_{sc}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	TDD (%)
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
$1000 >$	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

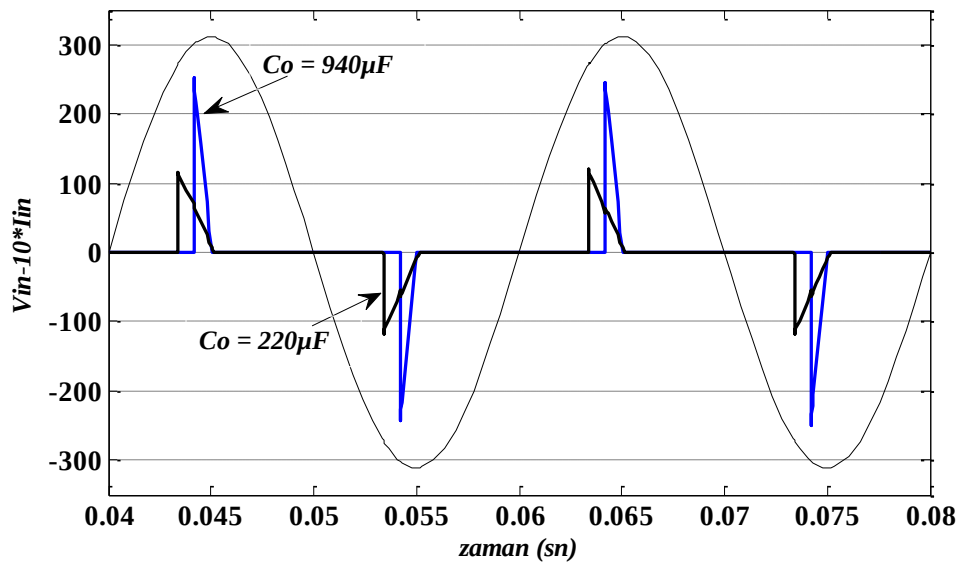
2.3. Pasif GKD Yöntemleri

Şebeke akımının dalga şeklini düzeltmenin en basit yolu, Şekil 2.3'te gösterilen temel AA/DA devresine her hangi bir devre elemanı ilave etmeden, C_o çıkış kondansatörünün değerini düşürmektir. C_o çıkış kondansatörünün değeri düşürüldüğü zaman çıkış geriliminin dalgacık oranı artar ve dolayısıyla doğrultucu diyotlarının iletim süresi artmış olur. Bu çözüm yöntemi çıkış geriliminin dalgacık oranından etkilenmeyen yükler için kullanılabilir. Farklı çıkış kondansatör değerlerine sahip temel bir AA/DA devresinin giriş gerilim ve giriş akım dalga

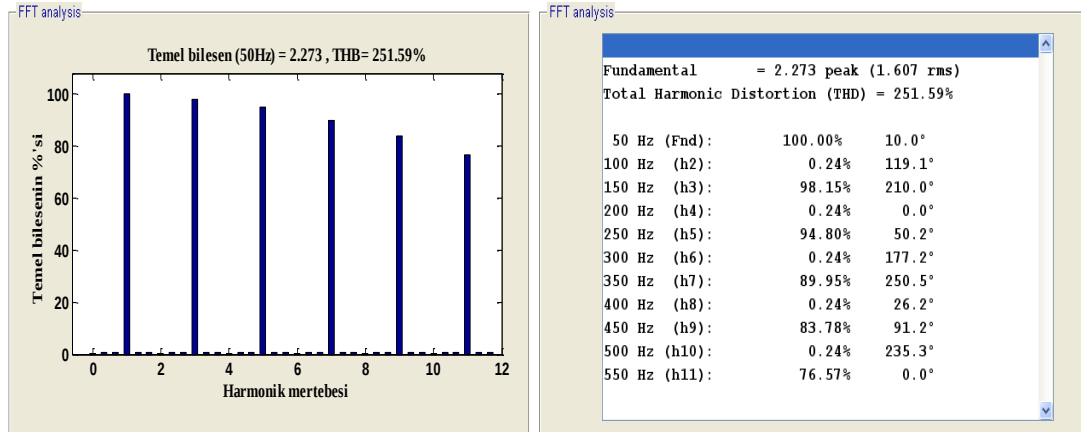
şekilleri ile giriş akımının harmonik sonuçları Şekil 2.8, 2.9, 2.10 ve 2.11’de aktarılmıştır. Görüldüğü gibi, çıkış kondansatörünün değeri düştükçe doğrultucu diyotlarının iletim süresi artmakta ve giriş akımının tepe değeri düşmektedir. Çıkış kondansatörünün etkisini açık bir şekilde görebilmek için devrenin endüktansı ihmal edilmiştir.



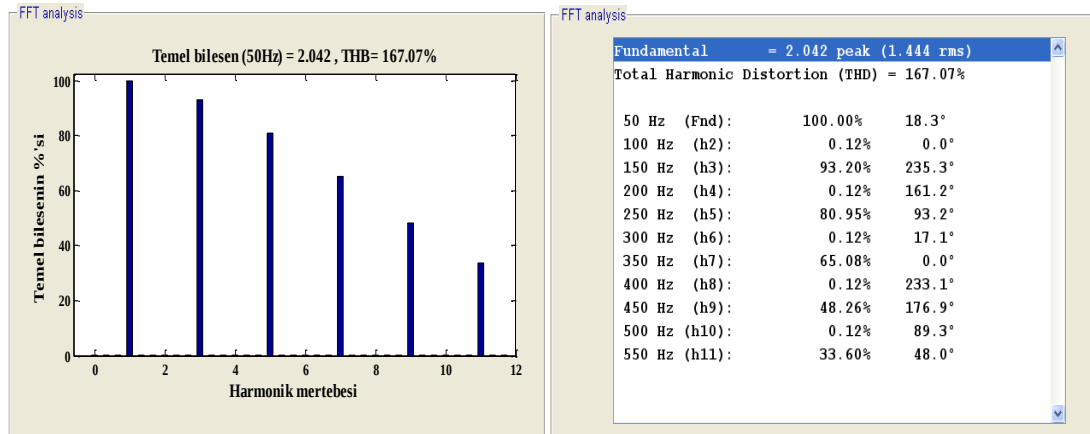
Şekil 2.8. Temel AA/DA devresinde farklı çıkış kondansatör değerleri için çıkış gerilim dalga şekilleri ($V_{inrms} = 220$ V, $R_o = 300$ Ω)



Şekil 2.9. Temel AA/DA devresinde farklı çıkış kondansatör değerleri için giriş gerilim ve 10*giriş akımı dalga şekilleri ($V_{inrms} = 220$ V, $R_o = 300$ Ω)



Şekil 2.10. Temel AA/DA devresinde $C_o = 940 \mu F$ değeri için giriş akımının harmonik analizi ($V_{inrms} = 220 V$, $R_o = 300 \Omega$)

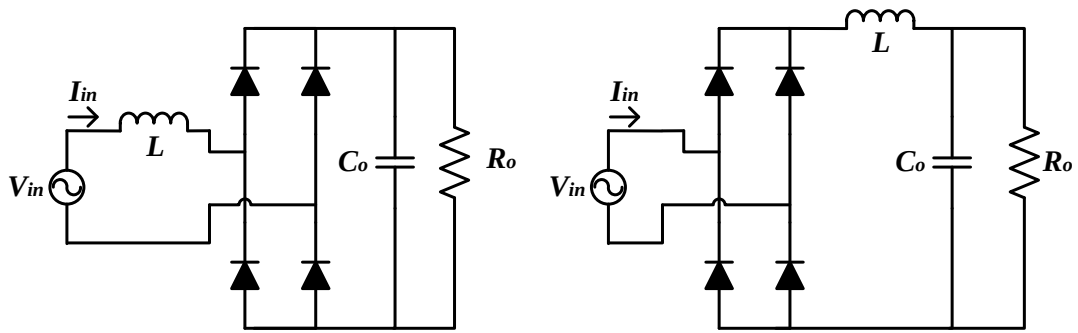


Şekil 2.11. Temel AA/DA devresinde $C_o = 220 \mu F$ değeri için giriş akımının harmonik analizi ($V_{inrms} = 220 V$, $R_o = 300 \Omega$)

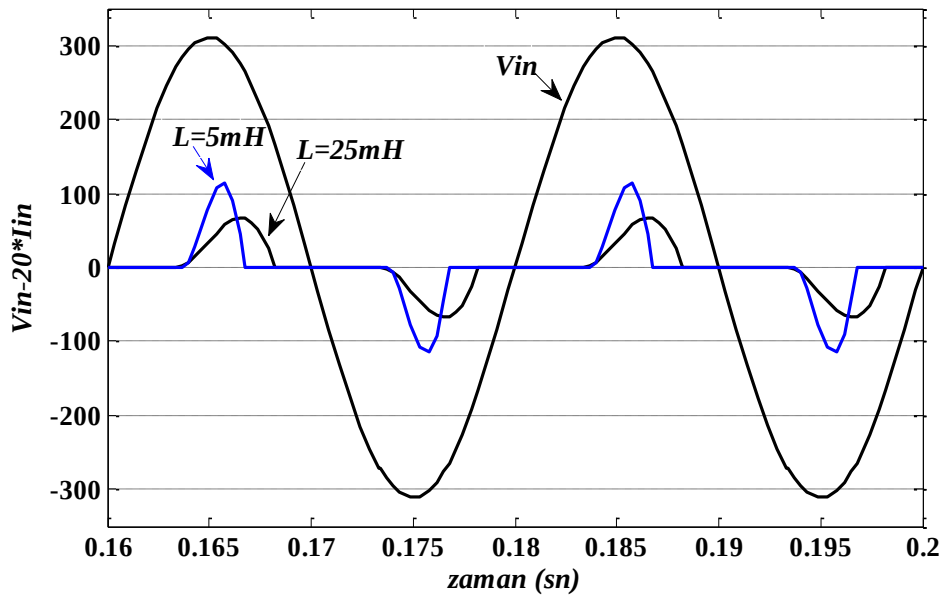
Yukarıda aktarılan sonuçlara bakıldığında, çıkış kondansatörünün değeri azaltılarak kayma faktörü, k_θ artırılabilir. Fakat bu yöntem hem çıkış geriliminin dalgacık oranını arttırmakta hem de bozulma faktörü, k_d değerinin düzeltilmemektedir. Sonuçlardan da görüleceği üzere, yalnızca doğrultucu devre ve çıkış kondansatörü içeren temel AA/DA devresinin THB değeri oldukça yüksektir. Bu temel AA/DA devresinin giriş akım harmoniklerini düzenlemek için ekstra pasif devre elemanları içeren bazı pasif yöntemler geliştirilmiştir.

2.3.1. AA veya DA tarafına endüktör yerleştirilmiş pasif GKD devresi

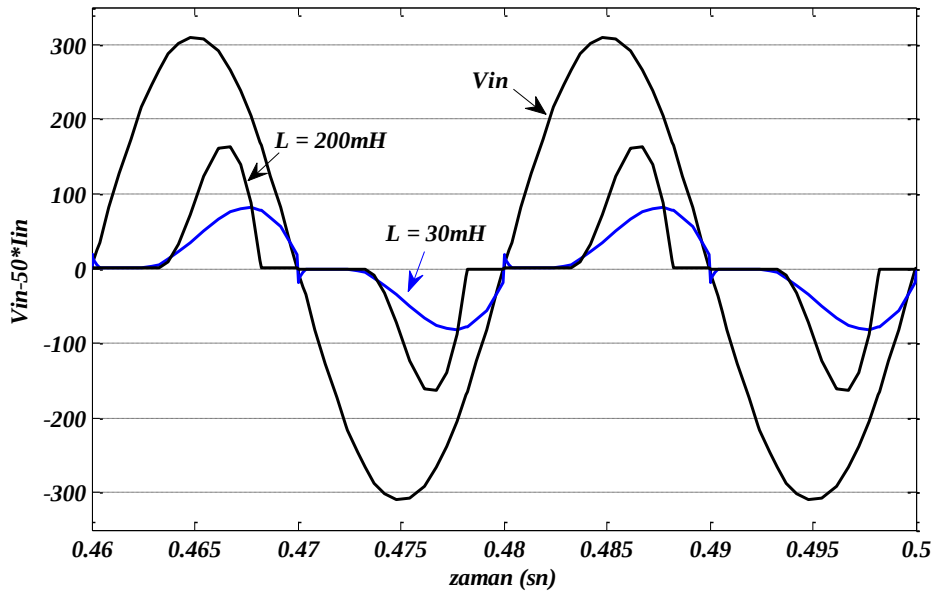
Sadece doğrultucu ve çıkış kondansatörü içeren temel AA/DA devresinin giriş güç katsayısını yükseltmek için kullanılan en temel yöntemlerden biri, Şekil 2.12’de görüldüğü gibi devrenin AA şebeke tarafına veya doğrultucudan sonra olan DA tarafına endüktör ilave edilmesidir [6].



Şekil 2.12. AA tarafına endüktör ilave edilmiş (solda) ve DA tarafına endüktör ilave edilmiş (sağda) pasif GKD AA/DA devreleri



Şekil 2.13. AA tarafına endüktör ilave edilmiş pasif GKD devresinin $V_{in}-20 \cdot I_{in}$ dalga şekilleri; ($V_{inrms} = 220 \text{ V}$, $C_o = 220 \text{ }\mu\text{F}$, $R_o = 300 \text{ }\Omega$)

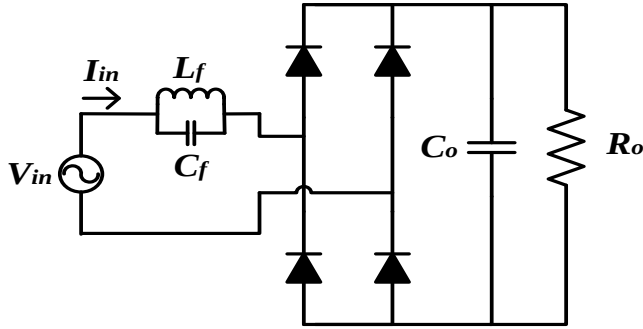


Şekil 2.14. DA tarafına endüktör ilave edilmiş pasif GKD devresinin $V_{in}-50*I_{in}$ dalga şekilleri; ($V_{inrms} = 220$ V, $C_o = 220$ μ F, $R_o = 300$ Ω)

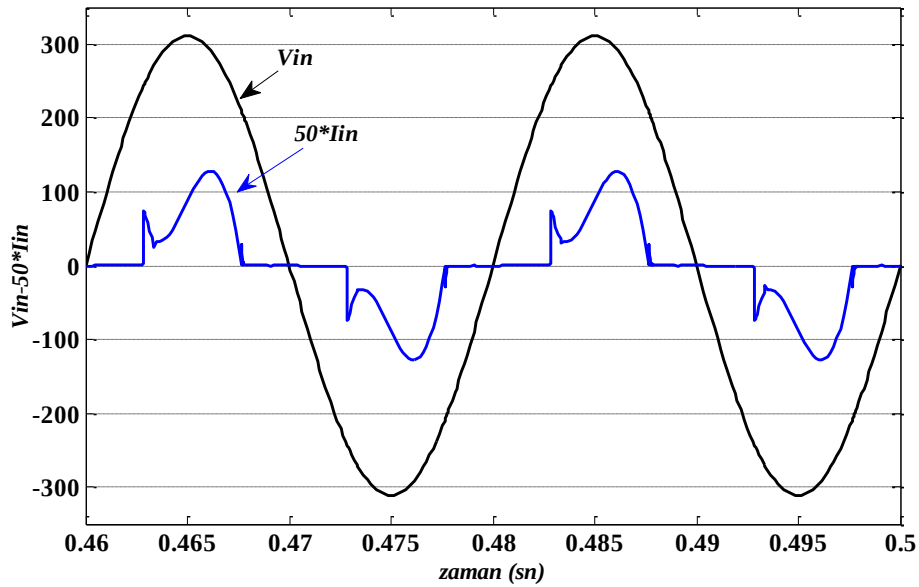
Şekil 2.13 ve 2.14’te, temel devrenin AA şebeke tarafına veya doğrultucudan sonra olan DA tarafına endüktör ilave edilmiş pasif devrelerin benzetim çalışmalarından elde edilmiş giriş gerilim ve giriş akım dalga şekilleri aktarılmıştır. Sabit bir yük akımı için DA tarafına yerleştirilen endüktör akımının sürekliliği fazla oldukça giriş güç katsayısı değeri artar. Teorik olarak, endüktörün değeri sonsuz ise, endüktör akımı sabit değerde kare şeklinde olur ve 0,9 değerinde güç katsayısı elde edilebilir [6]. Bu nedenle, yüksek gk değeri elde edebilmek için yerleştirilen endüktörün değeri yüksek olmalıdır.

2.3.2. AA tarafına paralel rezonant süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD devresi

Şekil 2.15’te AA tarafına paralel rezonant süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD AA/DA devresi verilmiştir [6]. AA tarafına ilave edilen bu paralel süzgeç sadece 3. harmonik mertebesini süzecek şekilde tasarlanır. Böylece, giriş akımının temel bileşeninden sonraki en büyük seviyeli harmonik akımı süzölmüş olur. Diğer harmonik akımları süzölmediğinden şebeke akımında mevcuttur. Şekil 2.16’da ise bu devrenin benzetim çalışmasından elde edilen giriş gerilim ve akım dalga şekilleri aktarılmıştır.



Şekil 2.15. AA tarafına paralel rezonant süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD AA/DA devresi

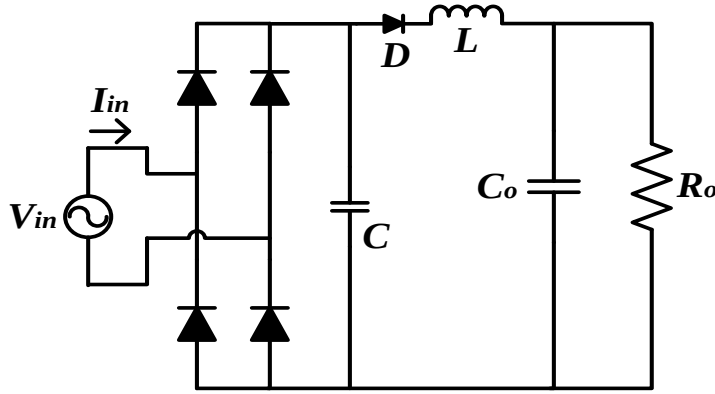


Şekil 2.16. AA tarafına paralel rezonant süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD AA/DA devresinin V_{in} - $50*I_{in}$ dalga şekilleri; ($V_{inrms} = 220$ V, $C_o = 220$ μ F, $C_f = 47$ μ F, $L_f = 25$ mH, $R_o = 300$ Ω)

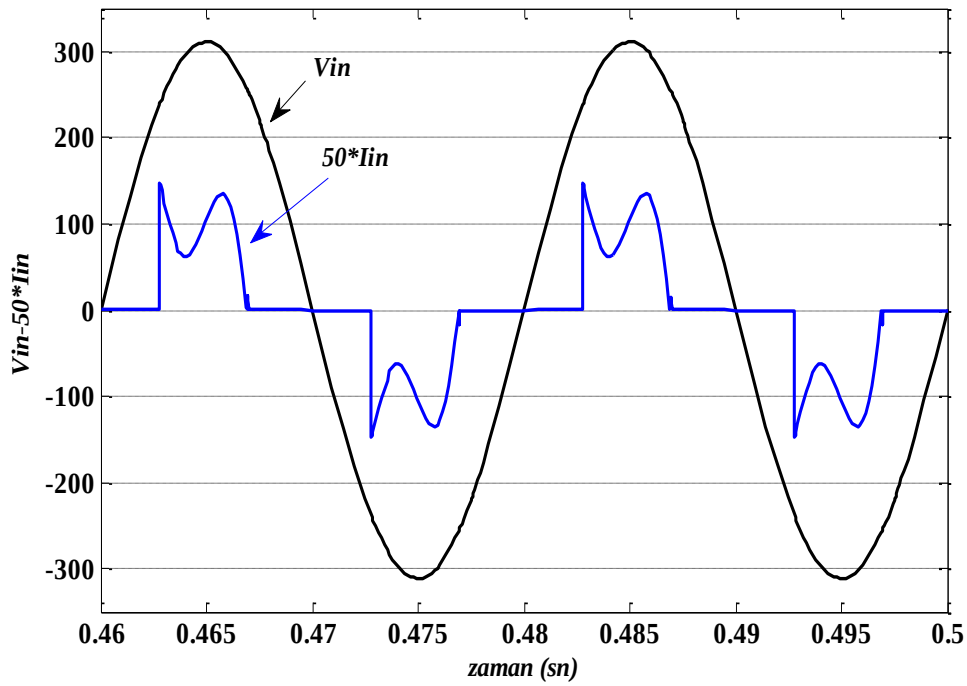
2.3.3. DA tarafına LCD süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD devresi

Şekil 2.17’de DA tarafına LCD süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD AA/DA devresi verilmiştir [7]. DA tarafına ilave edilen bu süzgeç endüktör ve kondansatörün yanı sıra fazladan bir adet diyot içermektedir. Bu devrenin en büyük avantajı süzgeç için kullanılan elemanların değerlerinin düşük olmasıdır. TS EN 61000-3-2 standartları içerisinde sınıf D cihazları için kullanılabilen bir yöntemdir. Fakat, gün geçtikçe standartlar güncellenmekte ve sınırlamalar artmaktadır. Bu nedenle, bu yöntem de

çoğu uygulama için yetersiz kalmaktadır. Şekil 2.18’de ise bu devrenin benzetim çalışmasından elde edilen giriş gerilim ve giriş akım dalga şekilleri aktarılmıştır.



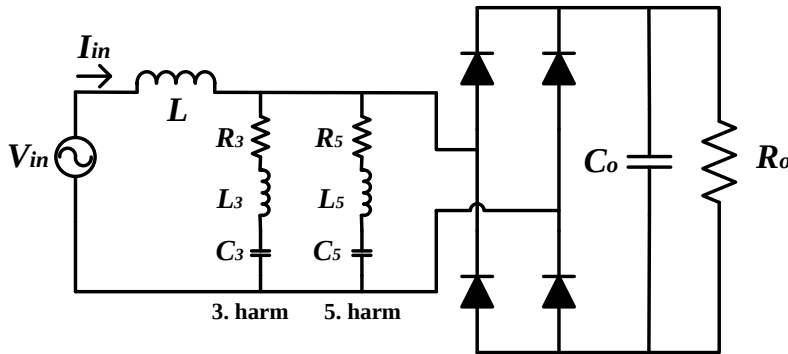
Şekil 2.17. DA tarafına LCD süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD AA/DA devresi



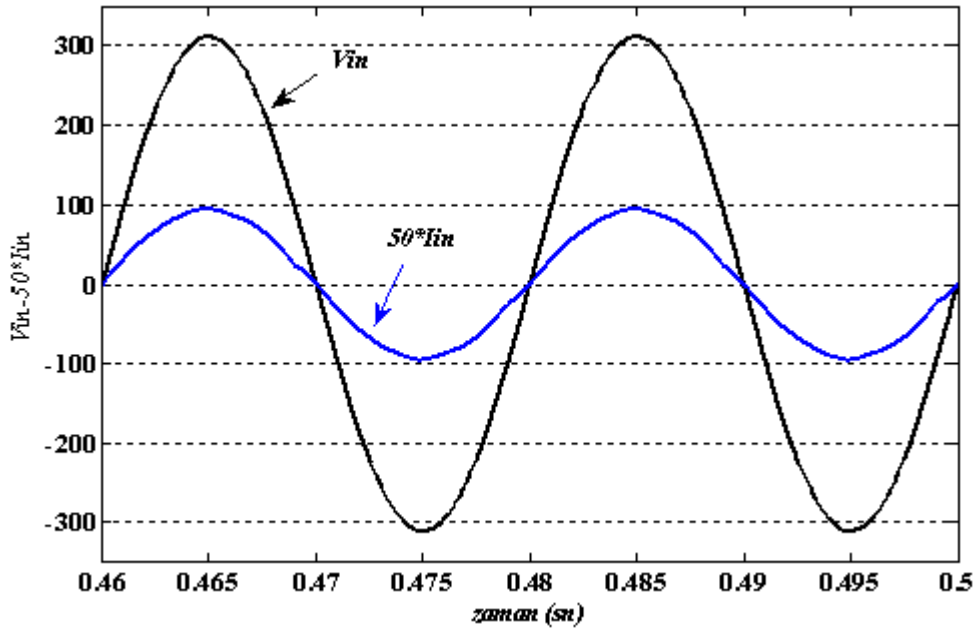
Şekil 2.18. DA tarafına LCD süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD AA/DA devresinin V_{in} - $50*I_{in}$ dalga şekilleri; ($V_{inrms} = 220$ V, $C_o = 220$ μ F, $C = 4.7$ μ F, $L = 10$ mH, $R_o = 300$ Ω)

2.3.4. AA tarafına paralel harmonik süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD devresi

Pasif GKD için sıklıkla kullanılan bu yöntemde, Şekil 2.19’da gösterildiği gibi, devrenin AA tarafına şebekeye paralel yerleştirilen birden çok seri süzgeç kullanılır [8]. Şekil 2.20’de ise bu devrenin benzetim çalışmasından elde edilen giriş gerilim ve akım dalga şekilleri aktarılmıştır.



Şekil 2.19. AA tarafına paralel harmonik süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD devresi

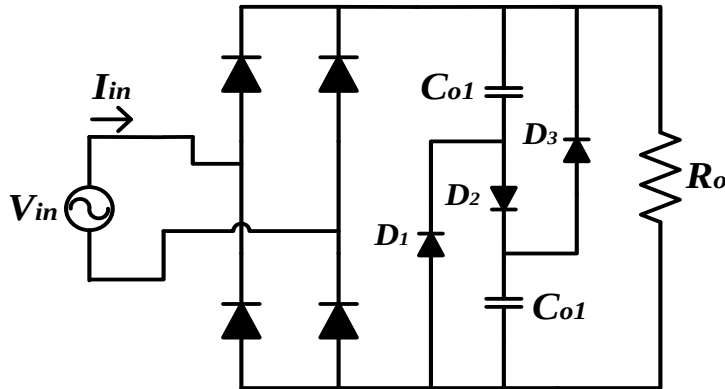


Şekil 2.20. AA tarafına paralel harmonik süzgeç yerleştirilmiş pasif GKD devresinin V_{in} - $50 \cdot I_{in}$ dalga şekilleri; ($V_{inrms} = 220$ V, $C_o = 470$ μ F, $L = 400$ mH, $L_3 = 220$ mH, $L_5 = 100$ mH, $C_3 = 5,6$ μ F, $C_5 = 4,04$ μ F, $R_3 = R_5 = 0,1$ Ω , $R_o = 300$ Ω)

Her bir süzgeç belirli bir harmonik mertebesindeki akımın süzgeçlenmesi için tasarlanır. Farklı mertebeli birden çok harmonik akımı olduğundan, her biri için ayrı bir süzgeç gerekir. Bu olanaksız olduğundan, uygulamada genellikle en yüksek mertebeli harmonik akımları (3. ve 5. harmonik akımları) için süzgeçler yapılır. Devrenin toplam maliyetini ve boyutunu arttırdığından bir çok uygulamada tercih edilmez.

2.3.5. Valley-fill doğrultuculu pasif GKD devresi

Şekil 2.21’de gösterilen Valley-fill doğrultuculu pasif GKD AA/DA devresinin en büyük dezavantajı, diğer devrelere göre çıkış geriliminin dalgacık oranı oldukça yüksektir. Bu yöntem genellikle aydınlatma devrelerinde kullanılır [7-8].

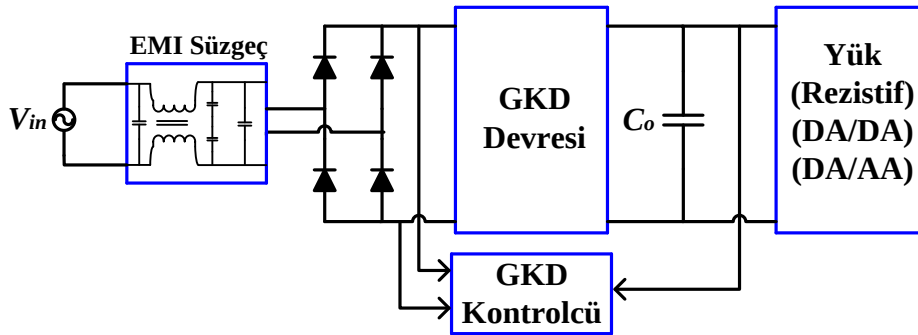


Şekil 2.21. Valley-fill doğrultuculu pasif GKD devresi

AA/DA dönüştürücülerinde kullanılan pasif GKD yöntemlerinin basit olmaları, güvenilir olmaları, gürültüden etkilenmemeleri, EMI üretmemeleri ve anahtarlama kayıplarına yol açmamaları en büyük avantajlarıdır. Diğer taraftan, GKD için pasif yöntemlerin kullanılması, devreleri ağır ve büyük boyutlu yapar. Çıkış geriliminin kontrol edilemeyişi ve dinamik tepkilerin ağır olması pasif yöntemlerin diğer önemli dezavantajlarıdır. Bu nedenlerle, AA/DA dönüştürücülerde pasif GKD devrelerinin kullanımı pek tercih edilmez.

2.4. Aktif GKD Yöntemleri

Pasif GKD yöntemlerin dezavantajlarından dolayı, aktif GKD yöntemlerinin AA/DA dönüştürücülerde kullanımı oldukça yaygınlaşmıştır. Aktif GKD yöntemleri, Şekil 2.22’de gösterildiği gibi, temel güç elektroniği anahtarları ile yapılmakta ve mutlaka kontrolcüye ihtiyaç duymaktadır. Bu yöntemler şebeke frekansı gibi düşük frekanslarda (50-60 Hz) yapılabilirdiği gibi (genellikle tristör kullanılarak), genellikle yüksek frekanslarda (10-300 kHz) yapılmaktadır (MOSFET, IGBT gibi güç elektroniği anahtarları kullanılarak). AA/DA dönüştürücülerde çıkış geriliminin kontrol edilmesi aktif GKD yöntemlerin pasif yöntemlere göre en önemli üstünlüğüdür. Ayrıca, aktif GKD yöntemlerinde yüksek frekanslara çıkıldıkça, dönüştürücüde kullanılan endüktör ve kondansatör değerleri de düştüğü için daha düşük boyutlu devre elde edilebilir. Çalışmanın bu bölümünde literatürde mevcut yüksek frekanslı temel aktif GKD devreleri aktarılmaktadır [9-13].



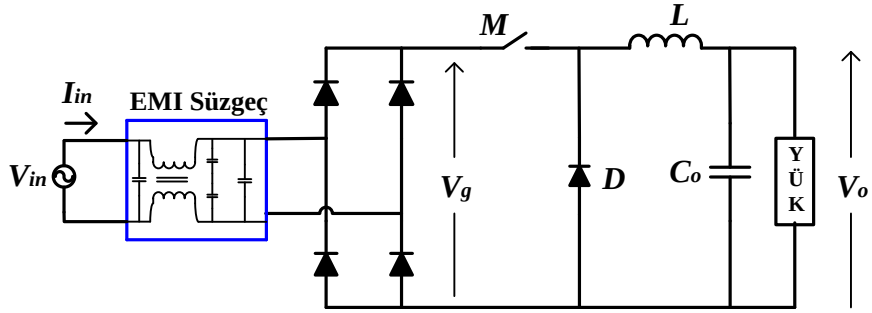
Şekil 2.22. Aktif GKD yöntemi blok şeması

Yüksek frekanslı aktif GKD devresi, temel AA/DA devresindeki diotlu doğrultucu ile çıkış kondansatörü arasında yükselten, düşüren, düşüren-yükselten tip temel DA/DA devreleri veya bunlardan türetilen devrelerin ilave edilmesi ile elde edilir. Ayrıca, temel AA/DA devresindeki diotlu doğrultucu kullanılmadan, tüm anahtarların kontrollü olduğu köprüsüz, yarım-köprü, tam-köprü gibi aktif GKD devreleri de geliştirilmiştir. Tüm bu devrelerde, şebeke frekansından yüksek bir anahtarlama frekansı ile giriş akımı kontrol edilmekte ve frekansı giriş gerilim frekansının iki katı olan çıkış gerilimi kontrolü de yapılmaktadır. Çıkış gerilimi,

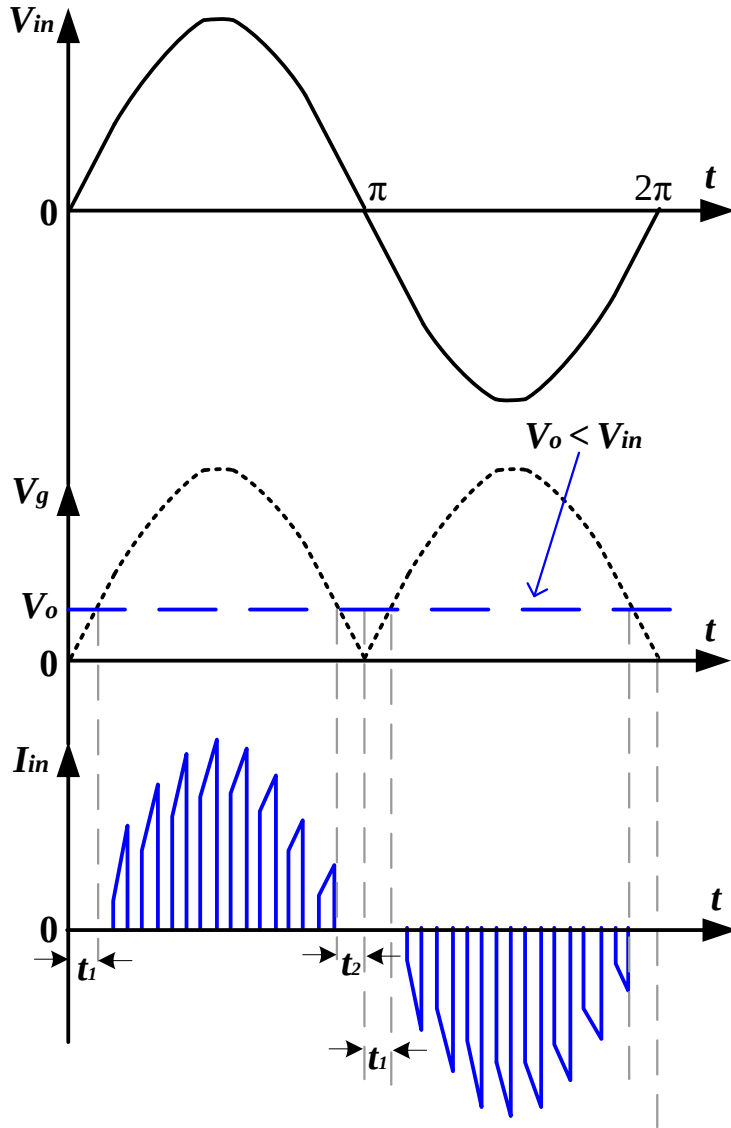
kullanılan devreye bağılı olarak, giriş geriliminin tepe değerinden düşük veya yüksektir. Düşüren tip devrede (Buck Converter) çıkış gerilimi giriş geriliminin tepe değerinden düşük iken yükselten tip devrede (Boost Converter) çıkış gerilimi giriş geriliminin tepe değerinden yüksektir. Düşüren-yükselten tip devrede (Buck-Boost Converter) ise kontrolcüye bağılı olarak çıkış gerilimi giriş geriliminin tepe değerinden düşük yada yüksek olabilmektedir. Aktif GKD devrelerinde kullanılan endüktörün akım dalga şekli sürekli veya kesikli olabilir. Sürekli iletim modunda (SİM), endüktör akımı bir anahtarlama periyodu süresince sıfıra düşmez. Kesikli iletim modunda (KİM) ise, endüktör akımı bir anahtarlama periyodu süresince sürekli olmayıp kesintiye uğrar. Yukarıda bahsedilen temel aktif GKD devrelerin tümünde endüktör akımı sürekli iletim modunda olsa bile, giriş akımı sadece yükselten tip devrede sürekli iletim modunda olabilir. Çünkü, düşüren ve düşüren-yükselten tip devrelerde giriş akımı devreye seri bağlanan anahtar ile her bir anahtarlama periyodunda kesintiye uğramaktadır.

2.4.1. Düşüren (buck) aktif GKD devresi

Giriş gerilimini düşüren bu tip aktif GKD devresinin (Şekil 2.23) gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 2.24’de aktarılmıştır. Düşüren devrede giriş gerilimi (V_{in}) çıkış geriliminden (V_o) yüksek olması gerektiğinden, giriş geriliminin düşük olduğu durumlarda (t_1 ve t_2 süresince) anahtarlama yapılmamakta ve giriş akımında kesintiler oluşmaktadır. Bu durum giriş geriliminin sıfıra yakın olduğu durumlarda giriş akımında bozulmalar oluşturmaktadır. Düşüren tip devrede kullanılan endüktör akımı sürekli olsa bile, giriş akımı her bir anahtarlama periyodunda kesintiye uğradığından kesintili durumdadır. Bundan dolayı, düşüren tip GKD devrelerinde giriş akımının dalgacık oranı yüksek olup daha büyük oranda EMI üretilmiş olur. Ayrıca, bu devrenin giriş akım dalga şekli kesintili olduğundan, anahtar akımının tepe oranı yüksektir. Bu nedenle, bu devrede akım değeri daha yüksek anahtar ve diyot kullanılır.



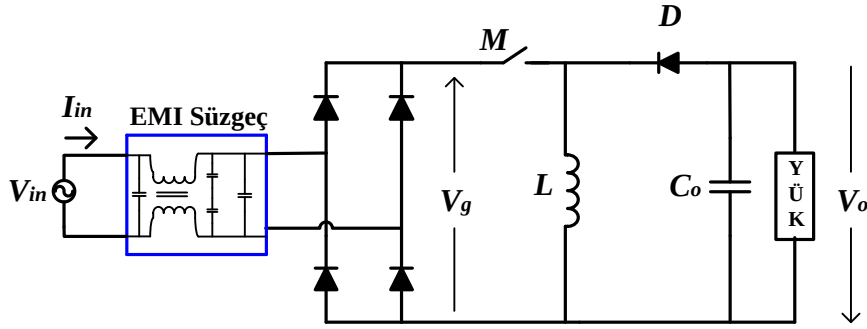
Şekil 2.23. Düşüren tip aktif GKD devre şeması



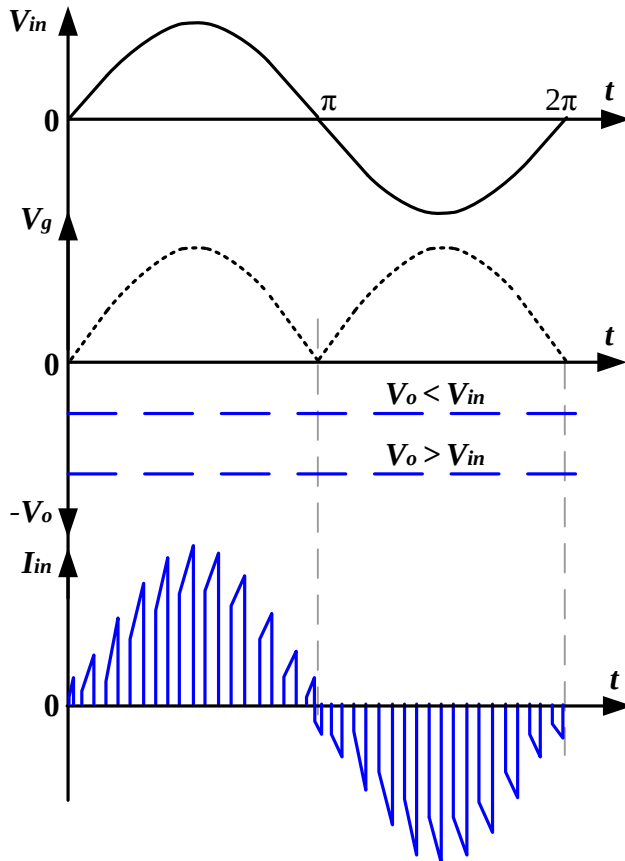
Şekil 2.24. Düşüren tip aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri

2.4.2. Düşüren-yükselten (buck-boost) aktif GKD devresi

Giriş gerilimini düşüren yada yükselten bu aktif GKD devresinin (Şekil 2.25) gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 2.26’da aktarılmıştır.



Şekil 2.25. Düşüren-yükselten aktif GKD devre şeması

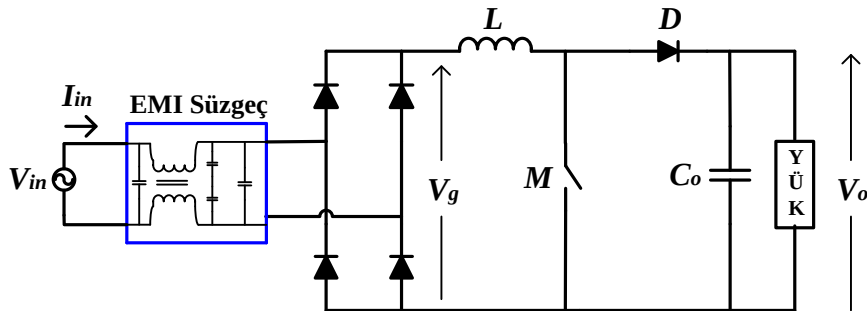


Şekil 2.26. Düşüren-yükselten aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri

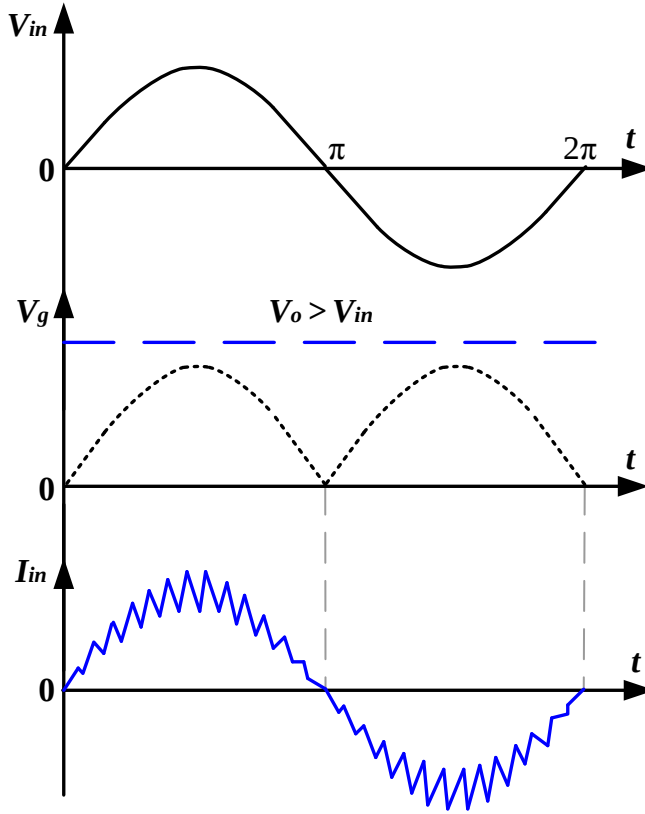
Giriş gerilimi çıkış geriliminden yüksek veya düşük olsa bile devre çalışmaktadır. Bu nedenle, giriş geriliminin her hangi bir değerinde giriş akımında kesintiler oluşmamaktadır. Bu devrede de düşüren tip devrede olduğu gibi, kullanılan endüktör akımı sürekli olsa bile, giriş akımı her bir anahtarlama periyodunda kesintiye uğramaktadır. Giriş akımının dalga şekli kesintili olduğundan, düşüren tip devredeki dezavantajlar bu devre için de geçerlidir. Ayrıca, düşüren-yükselten GKD devresinin çıkış gerilimi giriş gerilimine göre negatif polaritede olduğundan anahtarlar üzerindeki gerilim stresleri daha yüksektir.

2.4.3. Yükselten (boost) aktif GKD devresi

Güç katsayısı düzeltmede en çok kullanılan devre olan yükselten tip aktif GKD devresinde (Şekil 2.27) çıkış gerilimi her zaman giriş geriliminden yüksektir. Çıkış gerilimi daima giriş geriliminden yüksek olduğundan, düşüren tip GKD devresinde meydana gelen giriş geriliminin sıfıra yakın noktalarındaki bozulma oluşmamaktadır. Yani, bu devrenin GKD kontrolünde, giriş geriliminin sıfır noktasından tepe noktasına kadar devre anahtarlmalı olarak çalıştırılabilmektedir. Bu sayede, giriş akım dalga şekli tamamen giriş gerilim dalga şekline dönüştürülebilir. Bu devrenin diğer devrelere göre en büyük avantajı, Şekil 2.28’de de görüldüğü gibi, giriş akımı hem SİM modunda hem de düşüren tip GKD devresinde olduğu gibi KİM modunda olabilir. Ayrıca, uygun kontrolcü kullanılarak bu devrenin giriş akım dalga şeklinin sınır iletim modunda da (SRM) olması sağlanabilir. Devrede kullanılan endüktör devrenin girişinde olduğundan, endüktör akımı sürekli modda olduğu takdirde, giriş akım dalga şekli de sürekli modda olabilmektedir.



Şekil 2.27. Yükselten aktif GKD devre şeması

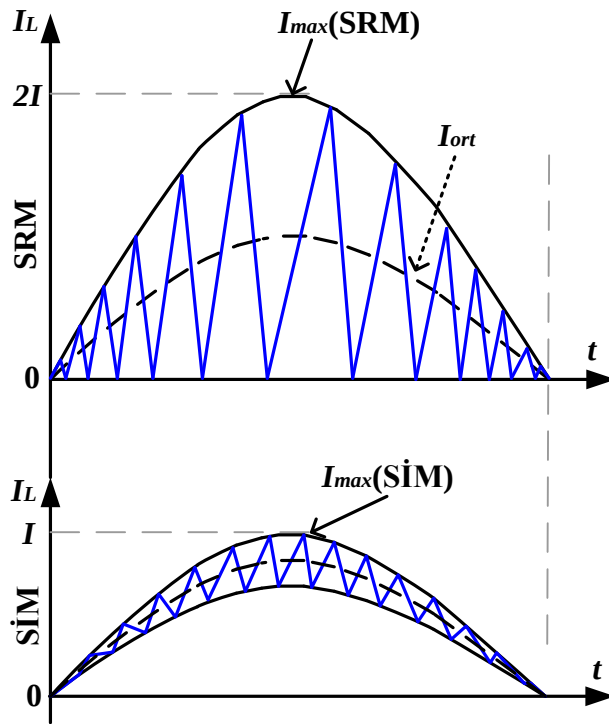


Şekil 2.28. Yükselten aktif GKD devresinin gerilim ve akım dalga şekilleri

Özellikle ortalama akım kontrol yöntemi kullanılarak SİM dalga şeklinde giriş akımına sahip yükselten GKD devreleri bir çok uygulamada kullanılmaktadır [14-15]. Yükselten aktif GKD devresinin endüktör akımının SİM şeklinde olmasının en önemli avantajı giriş akımının dalgacık oranının düşük olmasıdır. Bu da, daha düşük akım değerlerine sahip devre elemanlarının kullanılması ve daha düşük boyutlu EMI süzgece ihtiyaç duyulması anlamına gelir.

Farklı bir kontrolcü kullanılarak, yükselten aktif GKD devresinin endüktör akımının SRM şeklinde olması sağlanabilir (Şekil 2.29). Endüktör akımının şekli SRM olduğu takdirde, devrenin girişinden çekilen akımın dalgacık oranının ortalama akım kontrol yöntemi ile elde edilen SİM dalga şekline sahip giriş akımının dalgacık oranından iki kat daha yüksektir. Bu nedenle, SRM şeklinde giriş akımına sahip devrede daha yüksek akım değerlerine sahip yarıiletken elemanlar ve daha büyük boyutlu EMI

süzgeç kullanılır. Bunun yanı sıra, giriş akım şekli SRM olan yükselten aktif GKD devresinin anahtarlama frekansı sabit değildir. Anahtarlama frekansı, giriş geriliminin düşük olduğu noktalarda yüksek ve yüksek olduğu noktalarda ise düşüktür. Yarıiletken elemanların çalışma frekansları sınırlı olduğundan, giriş gerilim dalga şeklinin sıfıra yakın olduğu noktalarda çok yüksek anahtarlama frekansının olması devrede kullanılan yarıiletken elemanlar için önemli bir handikaptır [16].



Şekil 2.29. Yükselten aktif GKD devresinin endüktör akım şekilleri

Yukarıda aktarılan temel devrelerin yanı sıra bu devrelerden türetilmiş GKD devreleri de mevcuttur. Flyback ve forward gibi içerisinde trafo barındıran izolasyonlu GKD devreleri olduğu gibi, özellikle yükselten tip devreden türetilmiş ve diyotlu doğrultucuya ihtiyaç duymayan köprüsüz, tam-köprü, yarım-köprü GKD devreleri bunlardan bazılarıdır [17-20].

3. ORTALAMA AKIM YÖNTEMİ İLE KONTROL EDİLEN SARMAŞIK YÜKSELTEN GKD DEVRE ANALİZİ

Önceki bölümde aktarıldığı üzere, GKD uygulamaları için bir çok devre çeşidi kullanılmaktadır. Yükselten tip GKD devresi diğer devrelere göre bir çok avantaja sahip olduğundan, uygulamada en çok tercih edilen devredir. Yükselten GKD devresinin giriş akımı devrede kullanılan endüktörün akımı olduğundan, giriş gerilimini takip eden sürekli iletim modunda akım dalga şeklinin elde edilebilmesi bu devrenin en büyük avantajıdır. Sürekli iletim moduna sahip akımın dalgacık oranı daha düşük olmakta ve devrenin girişinde gereksinim duyulan EMI süzgecinin boyutunu düşürmektedir. Ayrıca, yükselten GKD devresinde kullanılan anahtarın kaynak ucu devrenin ortak ucuna bağlı olduğundan, devre anahtarlama için kullanılan sürücü devre tasarımı basit ve kolaydır.

Yükselten GKD devresinin kontrolünde, ortalama akım kontrol yönteminin haricinde ‘histerisiz akım kontrol yöntemi’, ‘tepe akım kontrol yöntemi’, ‘PWM (Pulse Density Modulation) kontrol yöntemi’ gibi farklı kontrol yöntemleri de kullanılmaktadır. Literatürde geniş yer bulan bu yöntemlerin her biri farklı avantaj ve dezavantajlara sahiptirler [24-27]. GKD uygulamalarında yarıiletken elemanlar üzerindeki akım streslerinin az ve giriş akım dalgacık oranının düşük olması arzu edildiğinden, diğer kontrol yöntemlerine göre önemli üstünlükleri olan ortalama akım kontrol yönteminin kullanımı oldukça yaygındır.

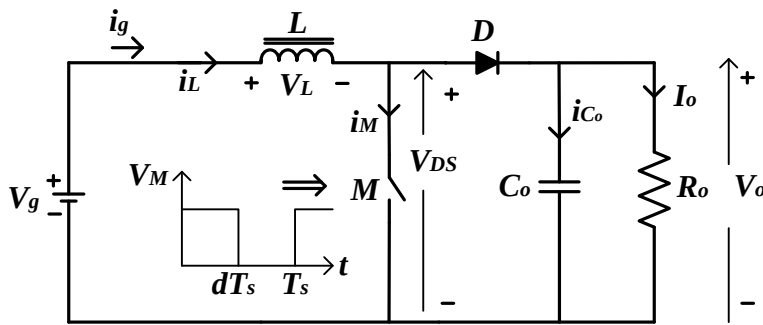
Orta ve yüksek güç uygulamalarında düşük boyutlu ve yüksek güç yoğunluğuna sahip GKD devrelerinin türetilmesi önemli bir çalışma konusu olmuştur. Düşük boyutlu ve yüksek güç yoğunluğuna sahip bir GKD devresi elde edilebilmenin temel yöntemi girişte kullanılan EMI süzgecinin boyutunun düşürülmesi ve devrede yarıiletkenlerin soğutulması için kullanılan soğutucuların boyutunun düşürülmesidir. Bu nedenle, girişte daha düşük boyutlu EMI süzgeç gereksinimi duyan ortalama akım kontrollü yükselten GKD devresi önemli bir seçenektir. Fakat, yüksek güç uygulamalarında klasik tek anahtarlı yükselten GKD devresinde kullanılan yarıiletkenlerin nominal akım değerleri yüksek olduğundan, daha büyük boyutlu

soğutuculara ihtiyaç duyulmaktadır. Literatürde bu soruna çözüm için paralelleme tekniklerinin geliştirildiği görülmektedir [23], [28]. Güç devrelerinin yanı sıra yükselten devrede kullanılan yarıiletkenlerin paralellenmesi yöntemi ile daha düşük değerli anahtarlar kullanılmakta ve soğutucu boyutu düşürülmektedir.

Çalışmanın temelini ortalama akım yöntemi ile kontrol edilen sarmaşık yükselten GKD devresi oluşturduğundan, bu bölümde yükselten ve sarmaşık yükselten GKD devrelerinin analizi ile birlikte ortalama akım kontrol yöntemi detaylı bir şekilde irdelenmiştir.

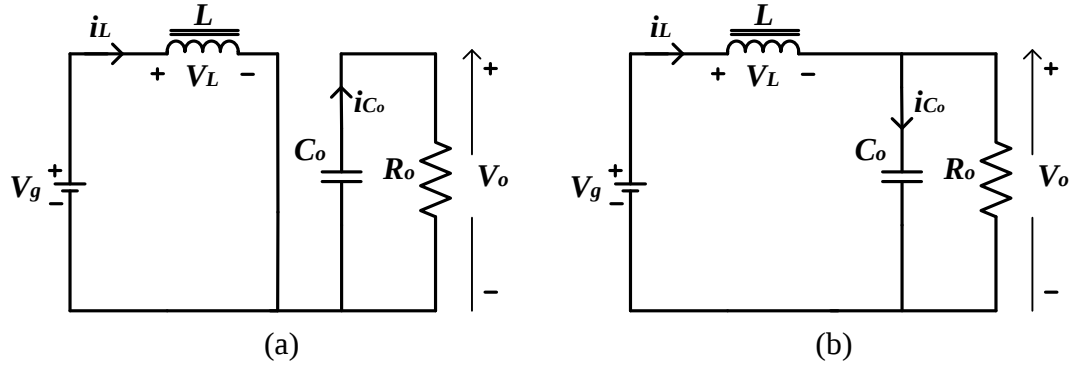
3.1. Klasik Yükselten Devre Analizi

Ortalama akım kontrol yöntemi vasıtasıyla yükselten GKD devresinde kullanılan endüktörde SİM dalga şeklinin elde edildiği daha önce aktarılmıştı. Bu nedenle, devre analizi SİM akım dalga şekline göre yapılmıştır. Şekil 2.27’de aktarılan yükselten aktif GKD devresinin giriş gerilimini doğrultulmuş gerilim olarak alırsak, şematik modeli Şekil 3.1’deki gibi aktarılabilir.

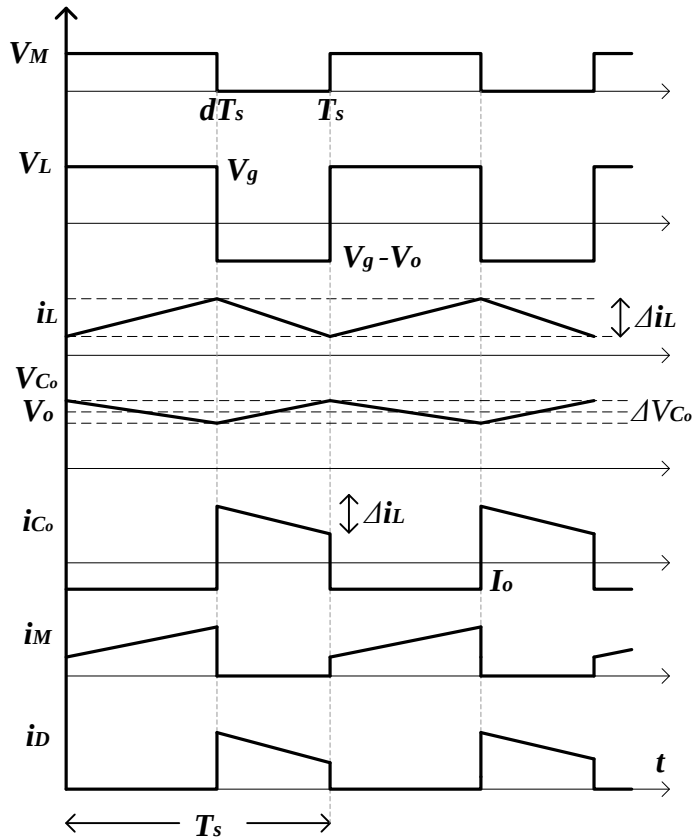


Şekil 3.1. Yükselten aktif GKD devresinin şematik gösterimi

Yükselten GKD devresi anahtar içeren aktif bir devre olduğundan, devrenin analizi anahtarın açık ve kapalı olma durumuna göre incelenir. Devredeki aktif anahtarın açık ve kapalı olma durumuna göre yükselten devreye ait eşdeğer devre şekilleri Şekil 3.2’de ve gerilim-akım dalga şekilleri ise Şekil 3.3’te aktarılmıştır.



Şekil 3.2. SİM akım dalga şekline sahip yükselten devrenin eşdeğer devreleri; (a) M anahtarı kapalı (ON) iken, (b) M anahtarı açık (OFF) iken



Şekil 3.3. SİM durumunda yükselten devrenin gerilim-akım dalga şekilleri

Yükselten GKD devresinin giriş gerilimi doğrultulmuş şebeke gerilimi olup Eş. 3.1 ile ifade edilir.

$$V_g(t) = |V_{in}(t)| = |V_{1rms} \cdot \sin(\omega t)| = |V_{1rms} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f)| \quad (3.1)$$

burada, f , V_{in} şebeke geriliminin frekansı olup 50 Hz değerindedir. Yükselten devrede kullanılan bütün elemanların ideal olduğu düşünülürse, anahtarın durumuna göre aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

M anahtarı kapalı konumda (ON) iken endüktör gerilimi ve kondansatör akımı,

$$V_g = V_L \quad (3.2)$$

$$V_L = L \frac{\Delta i_L}{d \cdot T_s} \quad (3.3)$$

$$i_{C_o} = -V_o / R_o \quad (3.4)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. M anahtarı açık konumda (OFF) ise değerler,

$$V_L = V_g - V_o \quad (3.5)$$

$$V_o - V_g = L \frac{\Delta i_L}{(1-d) \cdot T_s} \quad (3.6)$$

$$i_{C_o} = i_L - (V_o / R_o) \quad (3.7)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Burada; Δi_L , endüktör akımının dalgacık miktarını; d , görev çarpanını; T_s ise anahtarlama periyodunu ifade eder. M anahtarının her iki durumunda da endüktör akımının dalgacık miktarı eşit olacağından,

$$\Delta i_L = \frac{V_g \cdot d \cdot T_s}{L} = \frac{(V_o - V_g) \cdot (1-d) \cdot T_s}{L} \quad (3.8)$$

Eş. 3.8'den yükselten devreye ait giriş ve çıkış gerilim ilişkisi Eş. 3.9 ile ifade edilir.

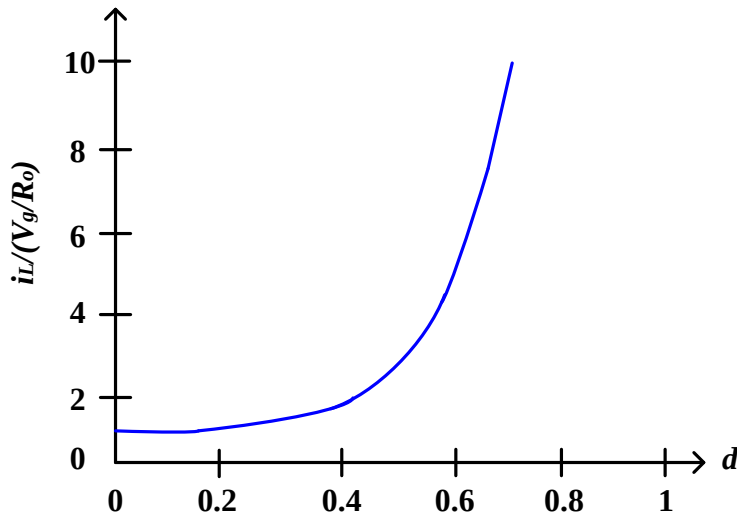
$$V_o = \frac{V_g}{1-d} \quad (3.9)$$

devrenin kayıpsız olduğunu düşünürsek, giriş ve çıkış akım ilişkisi Eş. 3.10 ile, giriş akımının giriş gerilimi ve görev çarpanı cinsinden ise Eş. 3.11 ile ifade edilir.

$$i_g = i_L = \frac{I_o}{1-d} \quad (3.10)$$

$$i_g = i_L = \frac{V_g}{(1-d)^2 \cdot R_o} \quad (3.11)$$

Eş. 3.11'den yararlanılarak elde edilen Şekil 3.4'e bakıldığında, görev çarpanının artması ile endüktör akımının ortalama değerinin arttığı görülmektedir.



Şekil 3.4. Endüktör akım ortalama değerinin görev çarpanının ile değişimi

Eş. 3.12' de verilen devrenin anahtarlama peryodunu kullanarak, Eş. 3.8 ile ifade edilen endüktör akımının dalgacık miktarı, görev çarpanı ve anahtarlama frekansı cinsinden Eş. 3.13 ile yeniden ifade edilebilir.

$$T_s = \frac{1}{f_s} = d \cdot T_s + (1-d) \cdot T_s = \frac{\Delta i_L \cdot L \cdot V_o}{V_g \cdot (V_o - V_g)} \quad (3.12)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_g \cdot (V_o - V_g)}{f_s \cdot L \cdot V_o} = \frac{V_g \cdot d}{f_s \cdot L} \quad (3.13)$$

burada, f_s anahtarlama frekansını ifade eder. Şekil 3.3'den yararlanarak çıkış kondansatörünün gerilim değişimi Eş. 3.14 ile ifade edilebilir. Kondansatör üzerindeki gerilim aynı zamanda çıkış gerilimidir.

$$\Delta V_c = \Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_0^{T_s} i_{C_o} \cdot dt = \frac{I_o \cdot (V_o - V_g)}{f_s \cdot C_o \cdot V_o} = \frac{I_o \cdot d}{f_s \cdot C_o} \quad (3.14)$$

Endüktör akımının sürekli iletim modu için gerekli olan endüktör ve kondansatörün sınır değerleri, $\Delta i_L = 2i_L$ ve $\Delta V_o = 2V_o$ eşitlikleri uygulanarak elde edilir. Bu durumda, yukarıdaki denklemlerden yararlanarak, bu sınır değerler Eş. 3.15 ve 3.16 ile ifade edilir.

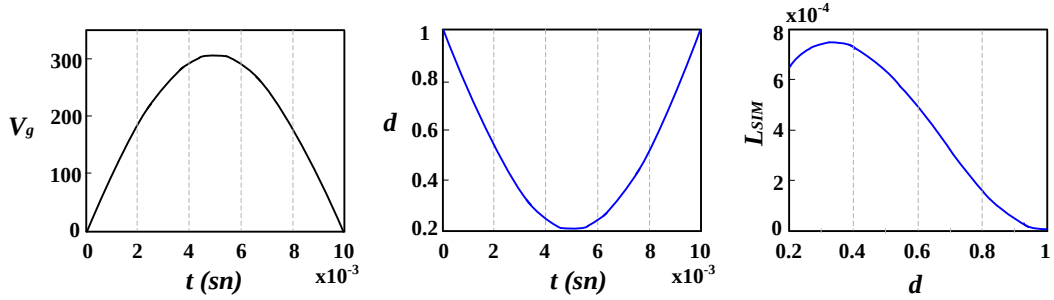
$$L_{SIM} = \frac{d \cdot (1-d)^2 \cdot R_o}{2 \cdot f_s} \quad (3.15)$$

$$C_{SIM} = \frac{d}{2 \cdot f_s \cdot R_o} \quad (3.16)$$

Yukarıda aktarılan eşitliklerden, çıkış geriliminin görev çarpanının artmasıyla arttığı görülmektedir. Endüktör akımı giriş akımı olduğundan her zaman çıkış akımından büyük olmaktadır. Endüktörü iç dirence sahip ideal olmayan bir eleman olarak düşünersek, endüktör akımının artması bu iç dirençten dolayı kaybın artması ve dolayısıyla devrenin veriminin düşmesi anlamına gelir. Ayrıca, endüktör akımının dalgalık miktarının endüktörün değeri ile ters orantılı olduğu görülmektedir.

Dalgacık oranının az olması endüktör akımının etkin değerini düşürerek kayıpları azaltır.

Yükselten GKD devrelerinin klasik DA-DA yükselten devrelere göre tek farkı, GKD devrelerine uygulanan gerilim, Şekil 3.5'te aktarıldığı gibi şebeke frekansı ile sinüzoidal değişen doğrultulmuş gerilimdir. Bu nedenle, devrenin görev çarpanı (d) bir periyot boyunca sürekli değişmektedir. Buna bağlı olarak SİM sınırı için gerekli endüktör değeri de değişiklik gösterir. Şekil 3.5'te yükselten GKD devrelerine uygulanan gerilim, görev çarpanı ve SİM sınırı için gerekli endüktör değerlerini gösterir grafikler aktarılmıştır. (Grafikler; 220 V etkin giriş gerilimi, 390 V çıkış gerilimi, 50 kHz anahtarlama frekansı ve 300 W'lık bir yükselten GKD devresi düşünülerek çizdirildi).



Şekil 3.5. Yükselten GKD devresine uygulanan gerilim, görev çarpanı (d) ve SİM için gerekli L değeri değişimleri

Klasik yükselten devrenin i_L ve V_o değişkenleri için kararlı durum denklemleri kullanılarak ortalama devre modeli aşağıda aktarıldığı gibi elde edilebilir. M anahtarı kapalı konumda (ON) iken endüktör akımının ve çıkış geriliminin t zamanındaki değişimleri (di_L/dt ve dV_o/dt),

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L} \quad (3.17)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{C_o \cdot R_o} \quad (3.18)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. M anahtarının açık konumundaki (OFF) değişimler ise,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g - V_o}{L} \quad (3.19)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_L}{C_o} - \frac{V_o}{C_o \cdot R_o} \quad (3.20)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Aktarılan bu değişimlere, $\dot{X} = \bar{A} \cdot \bar{X} + \bar{B} \cdot U$ kararlı durum denklemleri uygulanırsa,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(R_o \cdot C_o) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot |V_g| \Rightarrow M \rightarrow \text{ON} \quad (3.21)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C_o & -1/(R_o \cdot C_o) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot |V_g| \Rightarrow M \rightarrow \text{OFF} \quad (3.22)$$

$$\bar{A} = d \cdot A_1 + (1-d) \cdot A_2 \quad (3.23)$$

$$\bar{B} = d \cdot B_1 + (1-d) \cdot B_2 \quad (3.24)$$

eşitlikleri elde edilir. Burada, A_1 ve B_1 anahtarın kapalı olduğu durumdadaki, A_2 ve B_2 ise açık olduğu durumdaki matrisleri ifade eder. Bu durumda, Eş. 3.21 ve 3.22'yi ayrıştırırsak, $\bar{A}, A_1, A_2$; $\bar{B}, B_1, B_2$ ve U kararlı durum denklemlerindeki matrisler,

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(R_o \cdot C_o) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C_o & -1/(R_o \cdot C_o) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-d)/L \\ (1-d)/C_o & -1/(R_o \cdot C_o) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

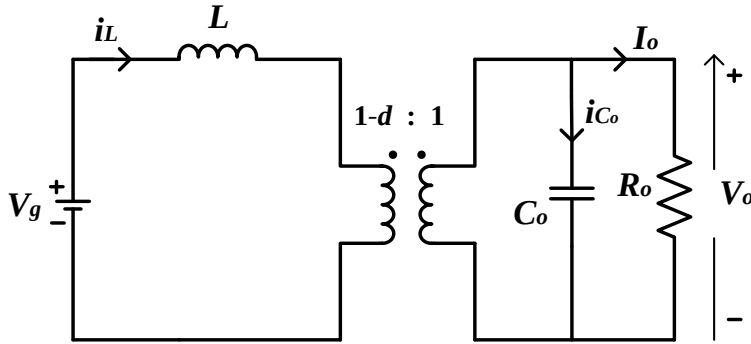
$$\bar{B} = B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$U = |V_g| \quad (3.29)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Kararlı durum denklemi anahtarın her iki konumu düşünülerek yükselten devre değişkenlerine uygulanırsa,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-d)/L \\ (1-d)/C_o & -1/(R_o \cdot C_o) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot |V_g| \quad (3.30)$$

eşitliği elde edilir. Eş. 3.30 kullanılarak elde edilen yükselten devrenin ortalama modeli Şekil 3.6’da aktarılmıştır.



Şekil 3.6. Yükselten devrenin ortalama model gösterimi

3.2. Sarmaşık Yükselten Devre Analizi

Klasik tek anahtarlı yükselten güç elektroniği dönüştürücüsünün güç kapasitesi bir kaç nedenden dolayı sınırlıdır. Bu nedenler; akım arttırıldıkça anahtarlama elemanları üzerindeki akım stresleri artmaktadır, diyotların ters dönüşüm akımları ve oluşan rezonant akımları elemanların nominal sınırlarını aşacak düzeyde yüksek olmaktadır. Akımın arttırılması ile yüksek ısınma ve doyum probleminin oluşmaması için kullanılan endüktörün boyutunun arttırılması gerekir. Aktarılan bu sınırlamalardan dolayı, klasik tek anahtarlı yükselten devrenin güç kapasitesinin arttırılması için aşağıda açıklanan paralelleme yöntemleri geliştirilmiştir.

Anahtar paralelleme;

Klasik yükselten dönüştürücüde kullanılan tek anahtarın yerine iki veya daha fazla anahtarın paralellenerek kullanılması tercih edilen yöntemlerden biridir. Paralel kullanılan anahtarların tümüne aynı tetikleme sinyali uygulanır. Bu yöntemde, sadece anahtar akımının değeri bölüştürüldüğünden, kullanılan diyot ve endüktör ile ilgili güç sınırlamaları devam etmektedir. Ayrıca, kullanılan anahtarların bazı üretim farklılıklarından dolayı, akımın anahtarlar arasında eşit bölüştürülememesi durumu söz konusudur.

Dönüştürücü paralelleme;

Bazı uygulamalarda, birden çok klasik yükselten dönüştürücü modül halinde tasarlanarak belli güç kapasitesini karşılamak üzere birlikte kullanılırlar. Bu yöntemin en büyük dezavantajı, pahalı ve boyutun büyük olmasıdır. Her bir modül için ayrı soğutucu kullanılmaktadır. Bir önceki yöntemde olduğu gibi modüller arası akımın eşit paylaşılması zordur. Ayrıca, bir modülün akımı diğer bir modülde sirkülasyon yaparak istenmeyen durumlara yol açabilir [29].

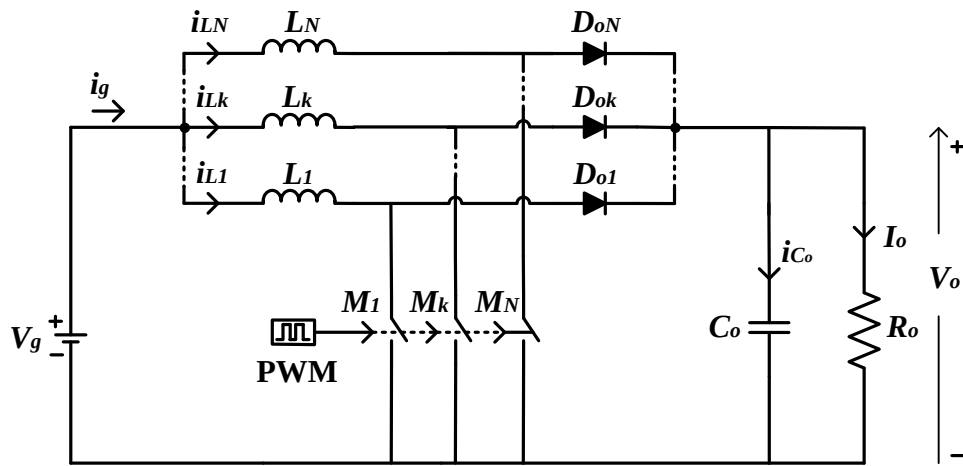
Güç katı paralelleme;

Yükselten dönüştürücü güç katı yarı iletken anahtarlar ve endüktörden oluşmaktadır. Şekil 3.7’de görüldüğü gibi N adet anahtar sayısına eşit güç katlarına paralel olarak bağlanır. Bu paralel güç katlarının anahtarlarına aynı tetikleme sinyalleri uygulanır. Giriş akımı, paralel bağlanmış güç katlarının çektiği akımın toplamına eşittir. Bütün anahtarlar aynı tetikleme sinyali ile anahtarlanır ve güç katları arası akımın eşit paylaşılmasına yönelik ek kontrol devresi kullanılmaz. Bu yöntemde manyetik malzeme olan endüktörler arası farklılıklar güç katları arası akımın eşit bölünmemesine yol açar. Diğer yöntemlere göre en önemli avantajı, birden çok endüktör kullanıldığından büyük boyutlu endüktöre ihtiyaç duyulmaz. Çünkü toplam enerji depolama ihtiyacı birden çok endüktör tarafından sağlanmaktadır. Bu avantaja rağmen, giriş akımının dalgacık oranının yüksek olması, giderilmesi gereken önemli bir sorundur.

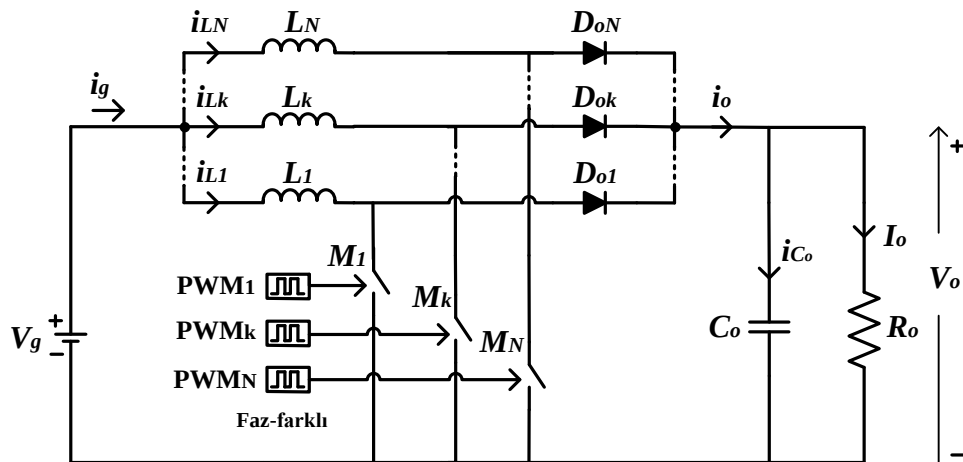
Faz-Farklı güç katı paralelleme (Sarmaşık paralelleme);

Bir önceki yöntem pratik olsa da, dönüştürücü girişinden çekilen akımın dalgacık oranına bir çözüm üretmemektedir. Şekil 3.8’de görüldüğü gibi, her bir güç katındaki anahtar faz-farklı tetiklenmek suretiyle, güç katlarının paralellenmesi bir önceki yöntemin avantajlarını sağladığı gibi giriş akımının dalgacık oranını da düşürmektedir. Giriş akımı, paralel bağlanmış güç katlarının çektiği akımın

toplamına eşittir. Bütün anahtarlar faz-farklı tetikleme sinyalleri ile anahtarlandığından, her hangi bir veya birden çok güç katının akımı yükselirken, diğer güç katı yada güç katlarının akımları düşmektedir. Bu nedenle, güç katlarının akımlarının toplamı olan giriş akımının dalgacık oranı düşer. Bu yöntemde güç katları arası akımın eşit paylaşılmasına yönelik ek kontrol devresi kullanılır. Teorik olarak güç katı sayısında sınır olmasa da, pratikte çok sayıda güç katına sahip böyle bir devrenin uygulaması oldukça zordur. Bu nedenle, pratikte iki veya üç güç katına sahip faz-farklı yükselten devre uygulamaları tercih edilir.



Şekil 3.7. N -adet güç katı paralel bağlanmış yükselten devrenin gösterimi

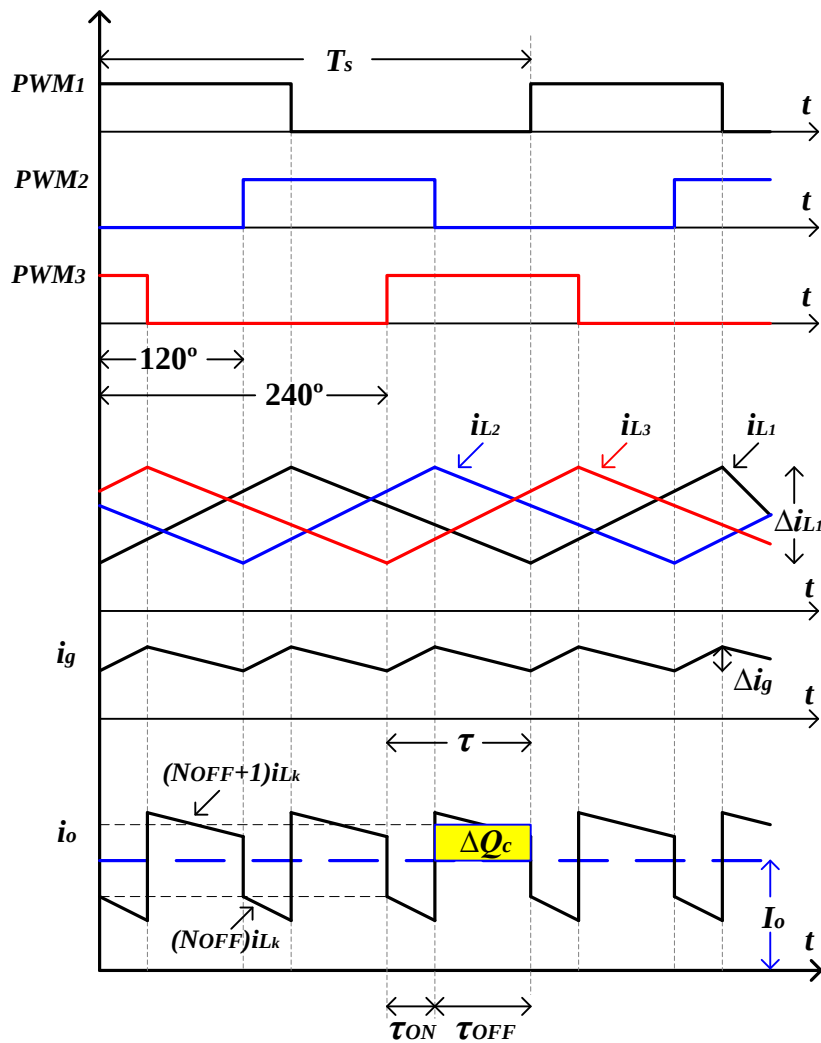


Şekil 3.8. N -adet güç katı paralel bağlanmış sarmaşık yükselten devrenin gösterimi

Sarmaşık yükselten devrenin her bir güç katı için uygulanan faz farkı, FF ,

$$FF = k \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N} \quad (3.31)$$

eşitliği ile ifade edilir. Burada k , sarmaşık yükselten devrenin içerdiği güç katının mertebesini ifade eder ($k = 1, 2, \dots, N$).



Şekil 3.9. 3-adet güç katı içeren sarmaşık yükselten devrenin tetikleme sinyalleri ve akım dalga şekilleri

Şekil 3.9’da üç adet güç katı içeren sarmaşık yükselten devrenin anahtar tetikleme sinyalleri, endüktör akımları, giriş akım ve çıkış akım şekilleri aktarılmıştır. Şekilden de görüldüğü üzere, üç adet güç katı içeren sarmaşık yükselten devrede, bir ile ikinci katlar arası faz farkı 120° iken birinci ile üçüncü katlar arası faz farkı 240° olmaktadır. Yani her bir güç katı bir öncekine göre 120° faz farkı ile anahtarlanmaktadır.

N adet güç katı içeren sarmaşık yükselten devrenin giriş akımı, çıkış akımı ve ilgili dalgacık oranlarının analizleri Şekil 3.9’da aktarılan grafikler temel alınarak yapılmıştır. Devrenin detaylı analizine [30] ve [31] numaralı kaynaklarından ulaşılabilir. Devrenin analizi yapılırken bütün elemanların ideal olduğu ve devrede kullanılan endüktörlerin kuplaj bağlantısının olmadığı varsayılmıştır.

3.2.1. Giriş akımının dalgacık miktarı

Sarmaşık yükselten devrelerin giriş akımı bütün endüktör akımların toplamına eşittir. Şekil 3.9’da görüldüğü gibi, sarmaşık yükselten devrenin giriş akımının frekansı her bir güç katının frekansından farklıdır. Her bir güç katının anahtarlama periyodu T_s , olan N adet güç katı içeren sarmaşık yükselten devrenin giriş akımının anahtarlama periyodu, τ , Eş. 3.32 ile ifade edilir.

$$\tau = \frac{T_s}{N} \quad (3.32)$$

Her bir giriş akımı periyodunda kapalı (ON) olan ve açık (OFF) olan anahtar sayısının toplamından bir fazlası kadar güç katı vardır. Bir giriş akımı periyodunda sürekli olarak kapalı olan anahtar sayısına N_{ON} , sürekli olarak açık olan anahtar sayısına N_{OFF} dersek, N adet güç katı Eş. 3.33 ile ifade edilir [30].

$$N = N_{ON} + N_{OFF} + 1 \quad (3.33)$$

Sarmaşık yükselten devrenin giriş akımının bir peryodundaki yükselen süreye τ_{ON} dersek, giriş akımı için tanımlanacak olan q görev çarpanı,

$$q = \frac{\tau_{ON}}{\tau} \quad (3.34)$$

eşitliği ile ifade edilir. 3.32 ve 3.34 eşitlikleri kullanılarak, giriş akımının görev çarpanı her bir güç katının görev çarpanı (d) cinsinden Eş. 3.35'deki gibi ifade edilebilir [30].

$$q = N \cdot d - N_{ON} \quad (3.35)$$

$$1 - q = N \cdot (1 - d) - N_{OFF} \quad (3.36)$$

Eş. 3.37' de verilen ve bütün endüktör akımlarının toplamı olan giriş akımının belli bir zaman içerisindeki değişimi Eş. 3.38 ile ifade edilir.

$$i_g = \sum_{k=1}^N i_{Lk} \quad (3.37)$$

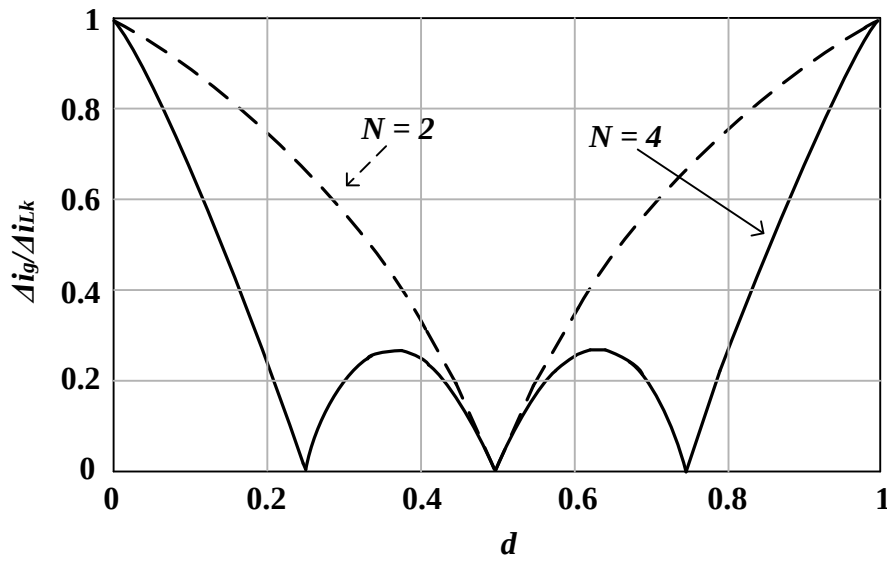
$$\frac{di_g}{dt} = \sum_{k=1}^N \frac{di_{Lk}}{dt} \quad (3.38)$$

Yükselten devre için elde edilen Eş. 3.30'daki endüktör akımının zamanla değişimi kullanılarak, giriş gerilimi ve görev çarpanları cinsinden, giriş akımının değişimi Eş. 3.39 ve giriş akımının dalgacık oranı ise Eş. 3.40 ile ifade edilir.

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{N \cdot V_g}{L} \cdot \left(1 - \frac{N_{OFF}}{N \cdot (1 - d)}\right) = \frac{V_g \cdot (1 - q)}{L \cdot (1 - d)} \quad (3.39)$$

$$\Delta i_g = \frac{V_g \cdot (1-q)}{L \cdot (1-d)} \cdot q \cdot \tau \quad (3.40)$$

Eş. 3.40 ile elde edilen giriş akımının dalgacık miktarını Eş. 3.13 ile elde edilen endüktör akımı dalgacık miktarına oranlarsak, Şekil 3.10’da aktarılan grafikler elde edilir [30].



Şekil 3.10. Sarmışık yükselten devrede, giriş akım dalgacık miktarının endüktör akım dalgacık miktarına oranının görev çarpanına göre değişimi

Şekil 3.10’dan, giriş akım dalgacık miktarının sarmışık yükselten devrede kullanılan güç katı sayısına ve görev çarpanı değerine bağlı olarak değiştiği görülmektedir. Devrede kullanılan paralel kolların sayısına bağlı olarak, belirli görev çarpanı değerlerinde giriş akım dalgacık miktarı sıfır olmaktadır. Paralel kolların sayısı arttıkça giriş akım dalgacık miktarı azalmaktadır.

3.2.2. Çıkış geriliminin dalgacık miktarı

Sarmışık yükselten dönüştürücünün çıkış akımı yük akımı ile çıkış kondansatör akımının toplamına eşittir. Çıkış kondansatör değerinin çok büyük olduğu düşünülürse, Şekil 3.9’da gösterildiği gibi, dönüştürücünün çıkış akımının DA

bileşeni yükten geçerken, AA bileşenini kondansatör çeker. Eş 3.41 ile verilen Şekil 3.9'daki ΔQ_C alanı, çıkışta sabit akım sağlamak için kondansatörde biriken şarj miktarını ifade eder.

$$\Delta Q_C = ((N_{OFF} + 1) \cdot i_{Lk} - I_o) \cdot (1 - q) \cdot \tau \quad (3.41)$$

Giriş akımı N adet endüktörün akımının toplamına eşit olduğundan, Eş. 3.11 kullanılarak,

$$i_{Lk} = \frac{i_g}{N} = \frac{I_o}{N \cdot (1 - d)} = \frac{V_o}{R_o \cdot N \cdot (1 - d)} \quad (3.42)$$

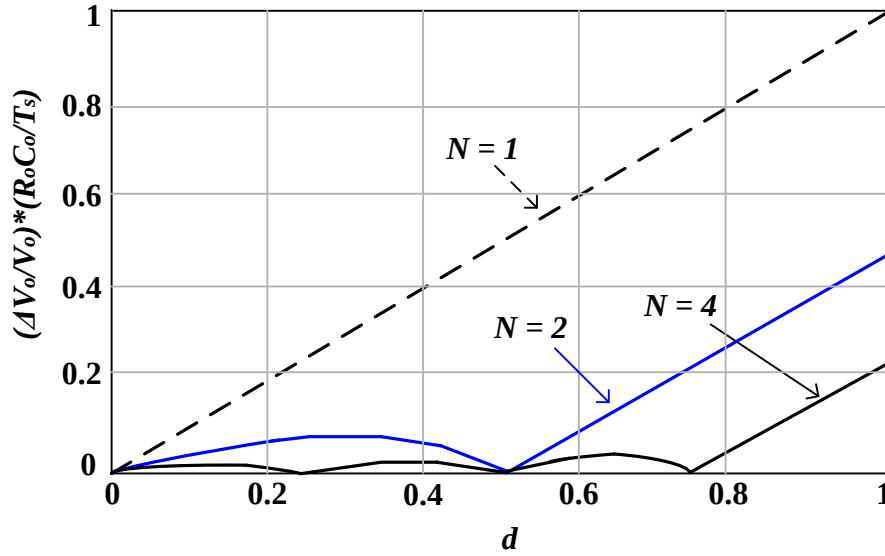
ifadesi elde edilir. 3.36 ve 3.42 eşitlikleri Eş. 3.41'de kullanılırsa, ΔQ_C alanı Eş. 3.43 ile yeniden düzenlenebilir [30].

$$\Delta Q_C = \frac{T_s}{N^2} \cdot \frac{V_o}{R_o} \cdot \frac{q \cdot (1 - q)}{(1 - d)} \quad (3.43)$$

Şarj miktarı ile çıkış gerilim dalgacık oranı arasındaki bağıntı Eş. 3.44 ile verilmiştir.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q_C}{C_o} = \frac{T_s}{N^2} \cdot \frac{V_o}{R_o \cdot C_o} \cdot \frac{q \cdot (1 - q)}{(1 - d)} \quad (3.44)$$

Eş. 3.44 ile elde edilen çıkış geriliminin dalgacık miktarını çıkış gerilimine oranlarsak, Şekil 3.11'de aktarılan, görev çarpanına göre farklı paralel kolların etkisini gösteren grafikler elde edilir. Şekil 3.11'den, çıkış gerilim dalgacık miktarının çıkış kondansatörüne, yüke ve her bir güç katının anahtarlama frekansına bağlı olduğu görülmektedir. Ayrıca, devrede kullanılan paralel kol sayısı ve görev çarpanı da çıkış gerilim dalgacık miktarını doğrudan etkilemektedir. Giriş akım dalgacık miktarında olduğu gibi, paralel kol sayısının artması çıkış gerilim dalgacık miktarını azaltmaktadır.



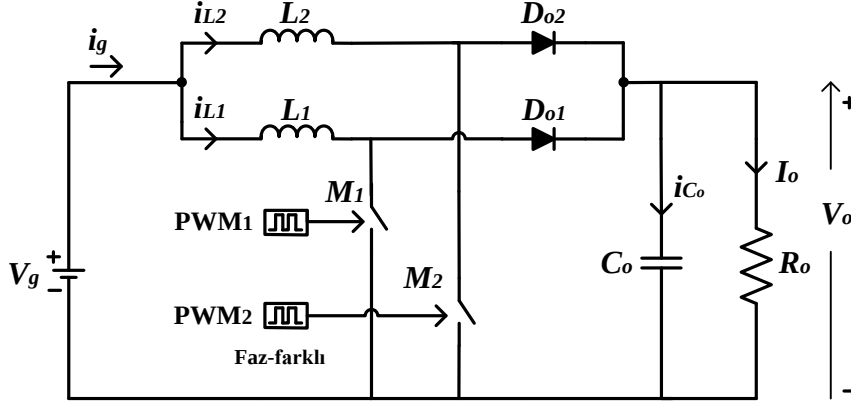
Şekil 3.11. Sarmışık yükselten devrede, çıkış gerilim dalgacık miktarının çıkış gerilimine oranının görev çarpanına göre değişimi

Yukarıda aktarıldığı üzere, yükselten devrelerde faz farklı anahtarlama yönteminin kullanılması hem giriş akım dalgacık miktarını hem de çıkış gerilim dalgacık miktarını düşürmektedir. Bu yöntemle, dönüştürücü güç seviyesi arttırıldığı gibi daha düşük boyutlu EMI süzgece ihtiyaç duyulur.

3.2.3. İki kanallı sarmışık yükselten devrenin kararlı durum analizi

Yukarıda sarmışık yükselten dönüştürücünün giriş akım ve çıkış gerilim dalgacık miktarlarının analizi aktarıldı. Bu kısımda ise, sarmışık yükselten dönüştürücü değişkenlerinin kararlı durum analizi yapılacaktır. Sarmışık yükselten devrenin kararlı durum analizi, Şekil 3.12'de aktarılan SİM endüktör akım dalga şekline sahip iki kanallı devre için yapılmıştır.

Eş. 3.1'de verildiği gibi, yükselten GKD devrelerinin giriş gerilimi doğrultulmuş şebeke gerilimi olup, şebeke frekansı ile sinüzoidal olarak değişir. Bu nedenle, sarmışık yükselten devrenin çalışma durumları görev çarpanına (yani, giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiye) bağlı olarak değişir. Görev çarpanına bağlı olarak devrenin çalışma durumları Çizelge 3.1'de aktarılmıştır.



Şekil 3.12. İki kanallı sarmaşık yükselten devre

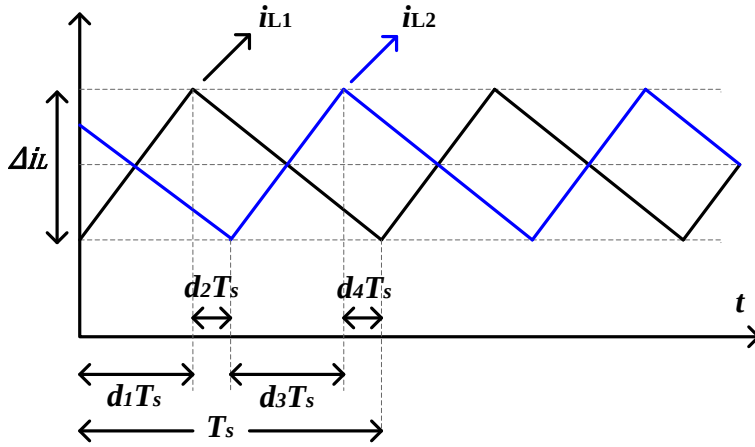
Çizelge 3.1. SİM akımına sahip iki fazlı sarmaşık yükselten devre çalışma durumları

Çalışma Durumları	İletimdeki yarıiletkenler	
	$V_o/2 < V_g$ ($d < 0,5$)	$V_o/2 > V_g$ ($d > 0,5$)
durum-1: $d_1 T_s$ aralığında	$M_1, D_{o2} : \text{ON}$	$M_1, D_{o2} : \text{ON}$
durum-2: $d_2 T_s$ aralığında	$D_{o1}, D_{o2} : \text{ON}$	$M_1, M_2 : \text{ON}$
durum-3: $d_3 T_s$ aralığında	$M_2, D_{o1} : \text{ON}$	$M_2, D_{o1} : \text{ON}$
durum-4: $d_4 T_s$ aralığında	$D_{o1}, D_{o2} : \text{ON}$	$M_1, M_2 : \text{ON}$

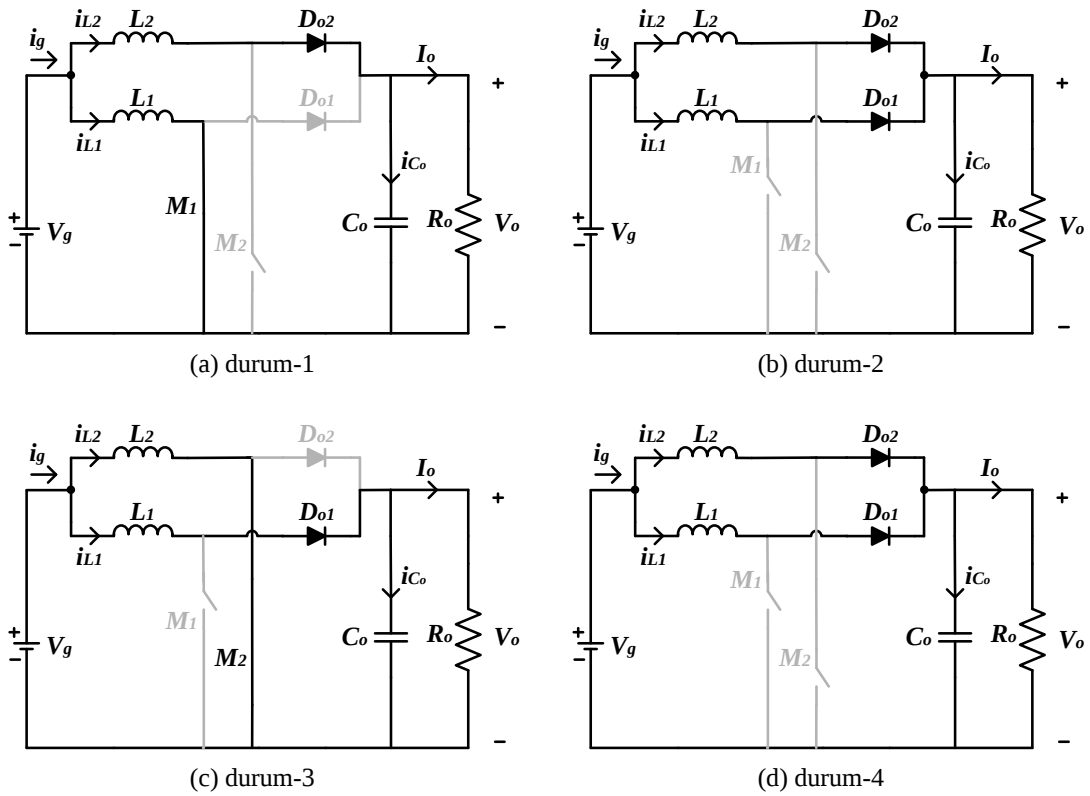
Çizelge 3.1’de aktarılan d_1 , d_2 , d_3 ve d_4 ifadeleri, devrenin kararlı durum analizlerini yapabilmek için, Şekil 3.13 ve 3.15’te gösterildiği gibi, devrenin görev çarpanına (d) bağlı bir anahtarlama peryodu süresince tanımlanmış değişkenlerdir. Çizelge 3.1’de aktarıldığı gibi, görev çarpanına bağlı olarak (0,5’ten büyük veya küçük olma durumuna bağlı) devrenin çalışma durumları değişmektedir. Bu nedenle, devrenin kararlı durum analizi iki farklı durum için ayrı ayrı yapılmıştır.

$V_o/2 < V_g$ ($d < 0,5$) durumu için (SİM):

Görev çarpanı 0,5’ten küçük olduğu durumda, sarmaşık yükselten devrenin SİM endüktör akım dalga şekilleri Şekil 3.13’te ve çalışma durumlarına ait eşdeğer devreler ise Şekil 3.14’te aktarılmıştır.



Şekil 3.13. İki kanallı sarmaşık yükselten devrenin endüktör akımlarının gösterimi (180° faz farklı ; $d < 0,5$)



Şekil 3.14. İki kanallı sarmaşık yükselten devrenin $d < 0,5$ için çalışma durumları

Devrede kullanılan elemanlar ideal kabul edilerek, devrenin kararlı durum analizi dört farklı durum için elde edilmiştir. Kararlı durum analizi klasik yükselten devrede detaylı bir şekilde irdelendiğinden, bu kısımda sadece sarmaşık yükselten devrenin

kararlı durum denklemleri aktarılacaktır. Sarmaşık yükselten devrenin kararlı durum analizi ile ilgili geniş bilgi [32] ve [33] numaralı kaynaklarından edinilebilir.

Sarmaşık yükselten devrenin endüktör akımlarının ve çıkış geriliminin t zamanındaki değişimlerine (di_L/dt ve dV_o/dt) ait kararlı durum denklemleri $d < 0,5$ için aşağıda aktarılmıştır. Eşitlikler elde edilirken Şekil 3.14'teki ilgili eşdeğer devrelerden ve Şekil 3.13'ten yararlanılmıştır.

durum-1; ($d < 0,5$)

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_g}{L_1} \quad (3.45)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_g}{L_2} - \frac{V_o}{L_2} \quad (3.46)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_{L2}}{C_o} - \frac{v_o}{R_o C_o} - \frac{I_o}{C_o} \quad (3.47)$$

durum-2; ($d < 0,5$)

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_g}{L_1} - \frac{V_o}{L_1} \quad (3.48)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_g}{L_2} - \frac{V_o}{L_2} \quad (3.49)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_{L1} + i_{L2}}{C_o} - \frac{V_o}{R_o C_o} - \frac{I_o}{C_o} \quad (3.50)$$

durum-3; ($d < 0,5$)

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_g}{L_1} - \frac{V_o}{L_1} \quad (3.51)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_g}{L_2} \quad (3.52)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_o} - \frac{V_o}{R_o C_o} - \frac{I_o}{C_o} \quad (3.53)$$

durum-4; ($d < 0,5$)

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_g}{L_1} - \frac{V_o}{L_1} \quad (3.54)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_g}{L_2} - \frac{V_o}{L_2} \quad (3.55)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_{L1} + i_{L2}}{C_o} - \frac{V_o}{R_o C_o} - \frac{I_o}{C_o} \quad (3.56)$$

eşitlikleri elde edilir. Devrenin her bir çalışma durumuna, $\dot{X}_1 = \bar{A}_1 \cdot \bar{X} + \bar{B}_1 \cdot U$; $\dot{X}_2 = \bar{A}_2 \cdot \bar{X} + \bar{B}_2 \cdot U$; $\dot{X}_3 = \bar{A}_3 \cdot \bar{X} + \bar{B}_3 \cdot U$ ve $\dot{X}_4 = \bar{A}_4 \cdot \bar{X} + \bar{B}_4 \cdot U$ kararlı durum denklemleri uygulandıktan sonra, durum matrisleri toplanarak $\dot{X} = \bar{A} \cdot \bar{X} + \bar{B} \cdot U$ genel ifadesi elde edilir. Eş. 3.60 ve 3.61 ile verilen genel ifadeye ait matrisler elde edilirken, 3.57, 3.58 ve 3.59 eşitlikleri kullanılır.

$$\bar{A} = A_1 d_1 + A_2 d_2 + A_3 d_3 + A_4 d_4 \quad (3.57)$$

$$\bar{B} = B_1 d_1 + B_2 d_2 + B_3 d_3 + B_4 d_4 \quad (3.58)$$

$$1 = d_1 + d_2 + d_3 + d_4 \quad (3.59)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -(1-d_1)/L_1 \\ 0 & 0 & -(1-d_3)/L_2 \\ (1-d_1)/C_o & (1-d_3)/C_o & -1/R_o C_o \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} -1/L_1 & 0 \\ -1/L_2 & 0 \\ 0 & -1/C_o \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

Kararlı durum genel denklemindeki değişken matrisi ve kaynak matrisi ise,

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$U = \begin{bmatrix} V_g \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

eşitlikleri ile gösterilir. Burada her bir kolun (kanalın) görev çarpanını klasik yükselten devrede olduğu gibi, d olarak alırsak; Şekil 3.13'ten yararlanarak, $d_1 = d$, $d_2 = 0.5 - d$, $d_3 = d_1$, $d_4 = d_2$ ve $d_1 + d_2 = 0.5$ eşitliklerin olduğu görülmektedir. Kararlı durum denklemine $X_{kd} = -(A)^{-1} \cdot (B) \cdot (U)$ şeklinde ters dönüşüm uygulanırsa, sarmaşık yükselten devre değişkenleri devre parametreleri cinsinden Eş. 3.64 ile elde edilir.

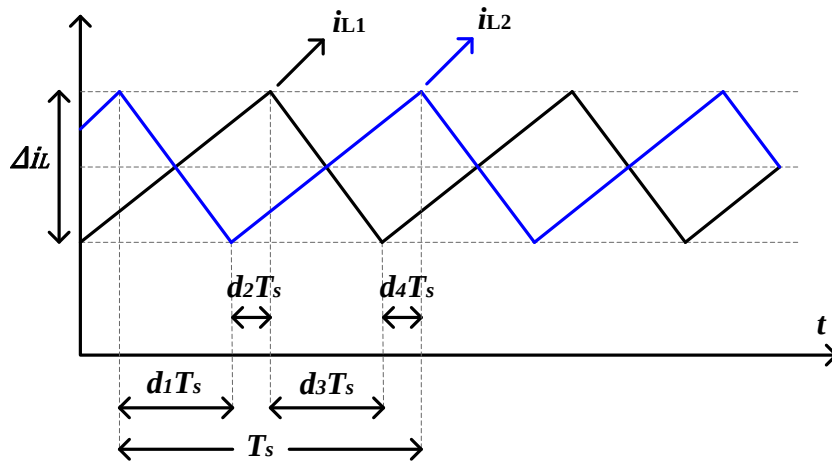
$$X_{kd} = -(A)^{-1} \cdot (B) \cdot (U) = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{2 \cdot R_o (1-d)^2} \\ \frac{V_g}{2 \cdot R_o (1-d)^2} \\ \frac{2R_o V_g (1-d)}{2 \cdot R_o (1-d)^2} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

Eş. 3.64'ten yararlanarak, devrenin giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki Eş. 3.65 ile aktarılmıştır.

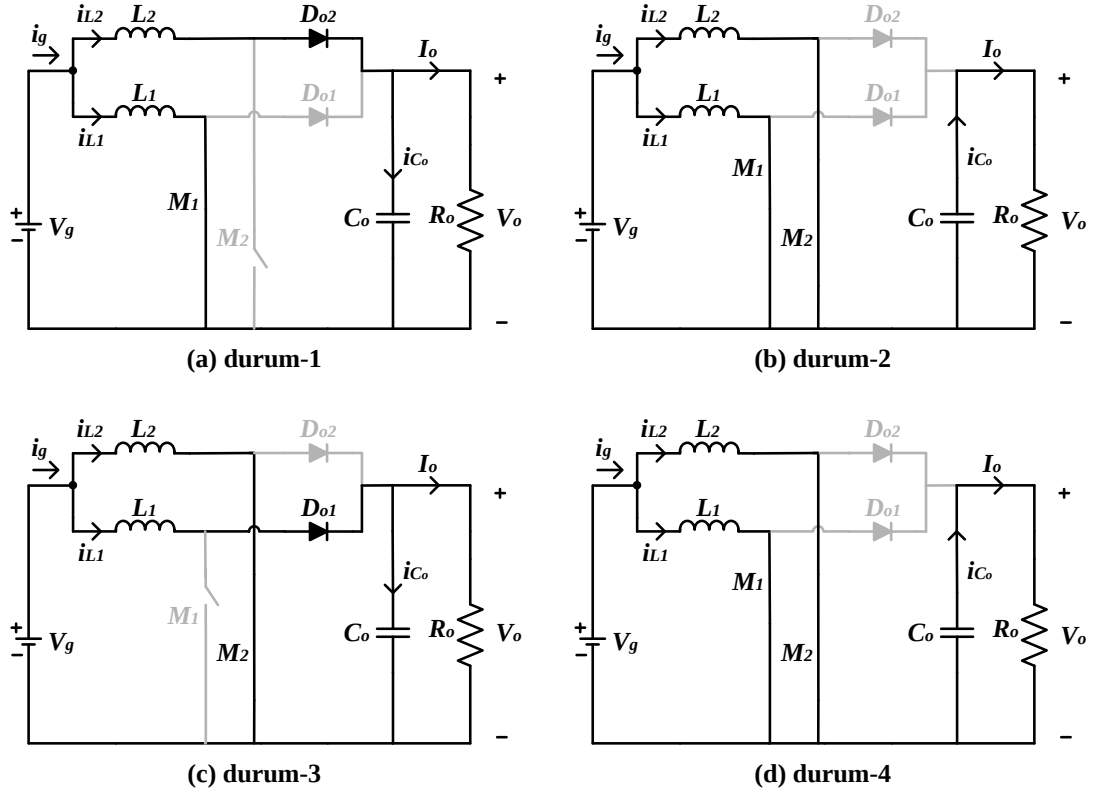
$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{2R_o(1-d)}{2R_o(1-d)^2} = \frac{1}{(1-d)} \quad (3.65)$$

Görüldüğü üzere, sarmaşık yükselten devrenin giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki eşitlik (Eş. 3.65) ile klasik tek anahtarlı yükselten devrenin giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki eşitlik (Eş. 3.9) aynıdır.

$V_o/2 > V_g$ ($d > 0,5$) durumu için (SİM):



Şekil 3.15. İki kanallı sarmaşık yükselten devrenin endüktör akımlarının gösterimi (180° faz farklı ; $d > 0,5$)



Şekil 3.16. İki kanallı sarmaşık yükselten devrenin $d > 0,5$ için çalışma durumları

Görev çarpanı 0,5'ten büyük olduğu durumda, sarmaşık yükselten devrenin SİM endüktör akım dalga şekilleri Şekil 3.15'te ve çalışma durumlarına ait eşdeğer devreler ise Şekil 3.16'da aktarılmıştır. $d > 0,5$ durumunda, sarmaşık yükselten devrenin endüktör akımlarının ve çıkış geriliminin t zamanındaki değişimlerine ait kararlı durum denklemleri, $d < 0,5$ durumundaki yöntem uygulanarak elde edilir. $d > 0,5$ durumunda sarmaşık yükselten devrenin kararlı durum denklemine ait matrisler aşağıda aktarılmıştır.

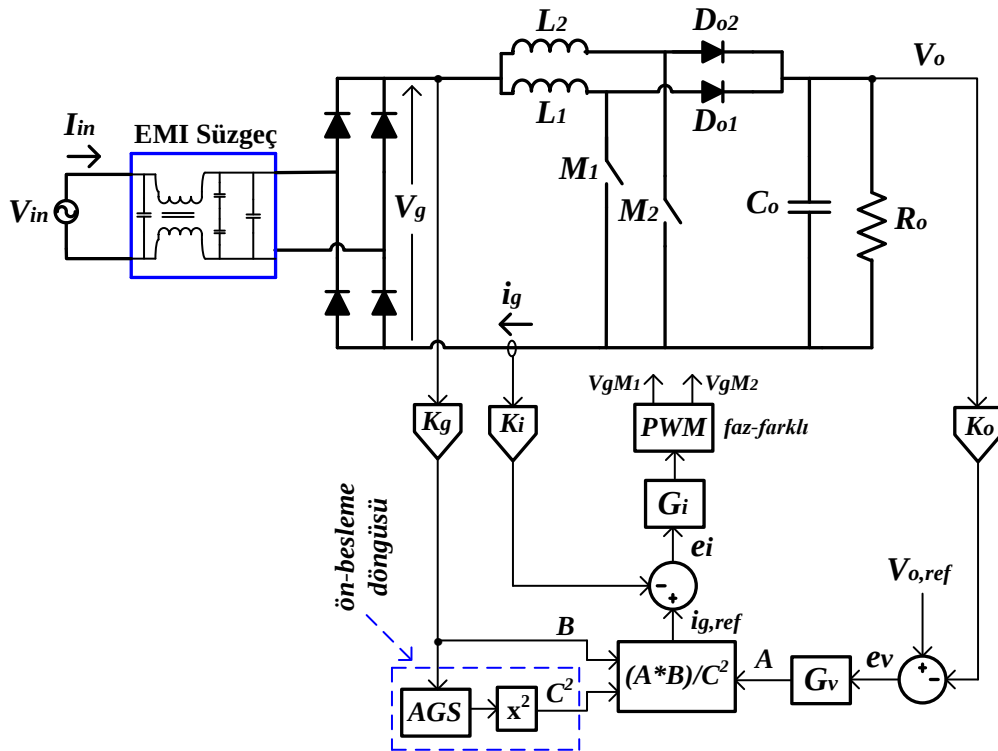
$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -d_4 / L_1 \\ 0 & 0 & -d_2 / L_2 \\ d_4 / C_o & d_2 / C_o & -1 / R_o C_o \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} -1 / L_1 & 0 \\ -1 / L_2 & 0 \\ 0 & -1 / C_o \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

$d > 0,5$ durumunda kararlı durum genel denklemindeki değişken matrisi ve kaynak matrisi bir önceki ($d < 0,5$ durumunda) ile aynıdır. Yine aynı şekilde, Şekil 3.15'ten yararlanarak, $d_1 = d$, $d_2 = 0,5 - d$, $d_3 = d_1$, $d_4 = d_2$ ve $d_1 + d_2 = 0,5$ eşitliklerinin olduğu görülmektedir.

3.3. Ortalama Akım Kontrol Yöntemi

GKD devrelerinde kullanılan kontrol yöntemlerinin temel amacı, dönüştürücüye rezistif karakteristik sağlayarak, birim giriş güç katsayısı elde etmektir. Dönüştürücüye rezistif özellik sağlamak için giriş akımının giriş gerilimini takip etmesi gerekir. Ortalama akım kontrol yöntemi, dönüştürücü akım kontrolünü sağlayan ve GKD devrelerinde sık kullanılan yöntemlerden biridir. Şekil 3.17'de ortalama akım kontrol yönteminin sarmaşık yükselten GKD devresine uygulanışı aktarılmıştır.



Şekil 3.17. Ortalama akım kontrollü sarmaşık yükselten GKD devresinin blok gösterimi

Şekil 3.17’de gösterilen ortalama akım kontrol yöntemindeki terimlerin açıklaması aşağıda verilmiştir.

K_g	: Doğrultulmuş giriş gerilim sensörü düşürme katsayısı
K_i	: Doğrultulmuş giriş akım sensörü düşürme katsayısı
K_o	: Çıkış gerilim sensörü düşürme katsayısı
G_v	: Gerilim kontrolcüsü
G_i	: Akım kontrolcüsü
$V_{o,ref}$	: Çıkış gerilim referans değeri
e_v	: Gerilim hata sinyali
e_i	: Akım hata sinyali
$i_{g,ref}$	: Akım referans sinyali
A	: Gerilim kontrolcüsü çıkış sinyali
B	: Örneklenen doğrultulmuş giriş gerilim sinyali
C^2	: Örneklenen ön-besleme gerilim sinyalinin karesi
AGS	: Alçak geçiren süzgeç

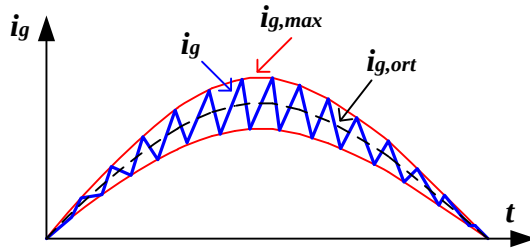
Ortalama akım kontrol yönteminde, gerilim kontrol döngüsü ve akım kontrol döngüsü olmak üzere iki kontrol döngüsü mevcuttur. Gerilim kontrol döngüsü çıkış gerilimini kontrol ederek akım kontrol döngüsüne referans sinyali üretir. Akım kontrol döngüsü ise doğrultulmuş giriş akımını kontrol ederek anahtarlama sinyallerinin üretilmesini sağlar. Çıkış gerilimi ya dirençlerden oluşan gerilim bölücü devresi ya da gerilim örnekleme sensörü vasıtasıyla örneklenir ve çıkış gerilim referansı ($V_{o,ref}$) ile karşılaştırılarak, çıkış gerilim hata sinyali (e_v) üretilir. Bu hata sinyali, akım referans değerini ($i_{g,ref}$) belirleyecek düzeyde, gerilim kontrolcüsü (G_v) tarafından düzeltilir. Diyotlu doğrultucu çıkış gerilimi (aynı zamanda sarmaşık yükselten devrenin giriş gerilimi) olan V_g gerilim değeri de çıkış geriliminde olduğu gibi örneklenir. Örneklenen bu gerilim sinyali akımın referans sinyalinin ($i_{g,ref}$) şeklini belirlemek için kullanılır. Gerilim kontrolcüsünden elde edilen kontrol çıkış sinyali (A) ile doğrultulmuş gerilim örneklemesinden elde edilen gerilim sinyali (B) çarpılarak akımın referans sinyali ($i_{g,ref}$) elde edilir. Doğrultulmuş akım değeri (i_g) ya

bir direnç yada akım örnekleme sensörü vasıtasıyla örneklenir ve elde edilen akım referans sinyali ile karşılaştırılarak akım hata sinyali (e_i) üretilir. Bu akım hata sinyali akım kontrolcüsü (G_i) tarafından düzeltilir ve PWM bloğunda kullanılarak anahtarlar için gerekli anahtarlama sinyalleri üretilir.

Şekil 3.17'den, gerilim ve akım kontrol döngülerinin haricinde, bir ön-besleme döngüsünün de olduğu görülmektedir. Bu ön besleme döngüsü, sabit çıkış güç değerinde, GKD devresinin giriş geriliminde meydana gelecek değişimlerden kontrol parametrelerinin etkilenmemesi için kullanılır. Sabit güç değerinde, giriş gerilimindeki artış giriş akımının düşmesine yol açar. Ortalama akım kontrol yönteminde çarpım bloğu olduğundan, giriş gerilimindeki bu değişim akım değerini düşürürken, akım kontrol referans değerinin artmasına yol açar [34]. Gerilim kontrolcüsü yeterince hızlı olmadığından, bu değişime kısa sürede cevap veremez. Kontrol parametrelerindeki bu değişimden dolayı, çıkışa aktarılan güç artmış olur. Bu olumsuzluğu gidermek için ortalama akım kontrol yöntemine ön-besleme bloğu ilave edilir. Ön-besleme bloğunun temelini, örneklenen doğrultulmuş gerilimin alçak geçiren süzgeçten geçirilerek etkin değerine bağlı bir sinyalin elde edilmesi oluşturmaktadır. Sabit güç için, doğrultulmuş gerilimin etkin değerinin karesinin çarpım bloğunun paydasına ilave edilmesi yeterlidir. Bu şekilde, giriş gerilimdeki değişiklikler kontrol parametrelerini olumsuz etkilemez. Örneğin, giriş gerilimi iki kat arttığı zaman giriş akımı iki kat azalır. Giriş akımı iki kat azalmışken, giriş gerilimindeki bu artış üretilen akım referans sinyalinin iki kat artmasına yol açar. Bu nedenle, güçteki değişim dört kattır. Giriş gerilim etkin değerinin karesinin çarpım bloğuna payda olarak eklenmesi bu güç değişimini gidermektedir [35].

Ortalama akım kontrol yönteminde, Şekil 3.18'de görüldüğü gibi, üretilen akım referans sinyaline bağlı olarak, akım kontrolcüsü dönüştürücü giriş akımının ortalamasında düzeltme yapar. Bu nedenle, ortalama akım kontrol yönteminin GKD devrelerinde kullanılan diğer kontrol yöntemlerine göre, aşağıda aktarılan önemli üstünlükleri mevcuttur.

- Giriş akım dalga şeklinin giriş gerilimini takibinde yüksek doğruluk oranı elde edilir.
- Tepe akım kontrol yönteminde görev çarpanı 0,5'ten büyük olduğu durumlarda eğim kontrolü gerekirken, ortalama akım kontrol yönteminde buna gerek yoktur.
- Gürültü hassasiyetinde ortalama akım kontrol yöntemi oldukça iyidir [24], [36].
- Ortalama akım kontrol yöntemi SİM dalga şeklinde endüktör akımı sağladığından, giriş akım dalgacık oranı daha düşüktür.
- Ortalama akım kontrol yöntemi ile şebekeden daha düşük etkin akım çekilmektedir. Tepe akım kontrol ve PWM kontrol yöntemlerinde bu oran yüksektir.
- Ortalama akım kontrol yöntemi sabit anahtarlama frekansı ile çalışırken, histerisiz akım kontrol yöntemi ve SRM kontrol yönteminde anahtarlama frekansı değişkendir.



Şekil 3.18. Ortalama akım kontrollü GKD devresinin doğrultulmuş akım dalga şekli

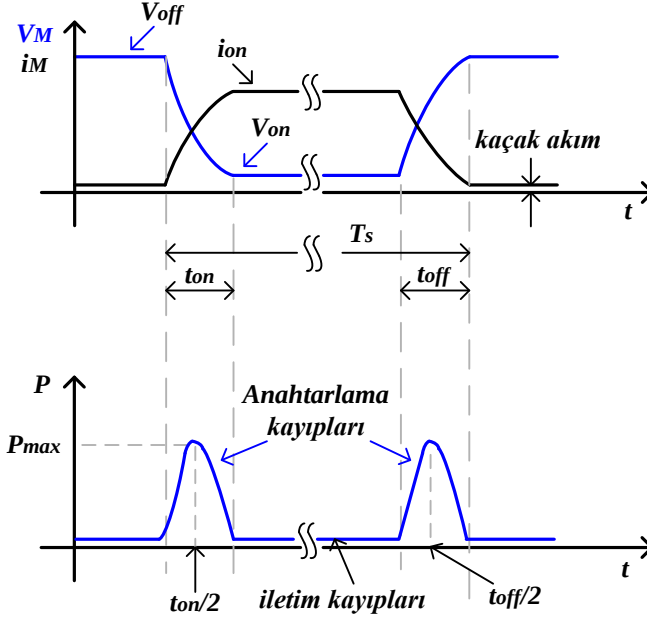
4. SIFIR-GERİLİM-GEÇİŞLİ YUMUŞAK ANAHTARLAMA YÖNTEMİ

Daha önce aktarıldığı üzere, ulusal/uluslararası standartlardan dolayı kullanılması kaçınılmaz olan, güç kalitesinin artırılması için yük ile şebeke arasına ilave edilen GKD devrelerinin küçük boyutlu olmasının yanı sıra verimli olmaları da önemli bir çalışma konusu olmuştur. GKD devrelerinin küçük boyutlu olması istenildiğinden, bu devrelerde kullanılan pasif elemanların boyutlarının küçük olması gerekir ve bu nedenle, devrenin anahtarlama frekansı yükseltilir. GKD devrelerinde genellikle IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor = yalıtılmış kapı bipolar transistörü) güç anahtarlarına göre daha yüksek frekanslarda çalışabilen MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor = metal oksit yarı-iletken alan etkili transistör) güç anahtarları kullanılır. Fakat yüksek anahtarlama frekanslarına çıkıldıkça da anahtar kayıpları artmakta ve dolayısıyla devrenin verimi düşmektedir. GKD devrelerinde verim arttırmak ve kullanılan aktif anahtarların ömrünü yükseltmek için yumuşak anahtarlama yöntemleri geliştirilmiştir. Yumuşak anahtarlama yöntemleri anahtarlama kayıplarını azalttığı gibi EMI üretimini de azaltmaktadır.

Çalışmanın bu bölümünde, anahtar kayıplarının analizi yapıldıktan sonra yumuşak anahtarlama yöntemleri aktarılmış ve tez konusunun bir parçası olan sıfır-gerilim-geçişli (SGG) yumuşak anahtarlama yöntemi detaylı bir şekilde irdelenmiştir.

4.1. Anahtarlama Kayıpları

Çalışmanın temelini oluşturan yumuşak anahtarlamanın önemini pekiştirmek için sert anahtarlama devrelerinde oluşan anahtarlama kayıplarını analiz etmek gerekir. Bu kısımda, GKD devrelerinde kullanılan MOSFET ve IGBT güç anahtarlarının yanı sıra devrenin bir diğer yarıiletken elemanı olan güç diyodu kayıpları da incelenmiştir. MOSFET ve IGBT anahtarlarını incelenmeden önce, Şekil 4.1’de aktarılan, temel bir M anahtarının bir anahtarlama periyodunda oluşan gerilim, akım ve kayıplarını gösteren grafiklerden yararlanarak kayıp analizi yapılmıştır.



Şekil 4.1. Bir anahtarın, bir anahtarlama peryodundaki gerilim, akım ve kayıplarını gösteren grafikler

Şekil 4.1’de aktarılan t_{on} süresi anahtarın açma (ON), t_{off} süresi ise anahtarın kesim (OFF) süresini ifade eder. V_m gerilimi ve i_m akımı taşıyan M anahtarı üzerine düşen gerilim ve akım değerleri her bir süreçteki indisler ile ifade edilmiştir. P , gücü ifade ederken, maximum güç için P_{max} ifadesi kullanılmıştır. Şekil 4.1’de verilen gerilim ve akım dalga şekillerinin doğrusal değiştiği ve kaçak akımın olmadığı düşünülürse, bir anahtarlama peryodunda oluşan kayıplar ve toplam kayıp ile ilgili eşitlikler aşağıda aktarıldığı gibi ifade edilebilir [37].

$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot V_{off} \cdot i_{on} \cdot t_{on} \quad (4.1)$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot V_{off} \cdot i_{on} \cdot t_{off} \quad (4.2)$$

$$W_{iletim} = V_{on} \cdot i_{on} \cdot (T_s - t_{on} - t_{off}) \quad (4.3)$$

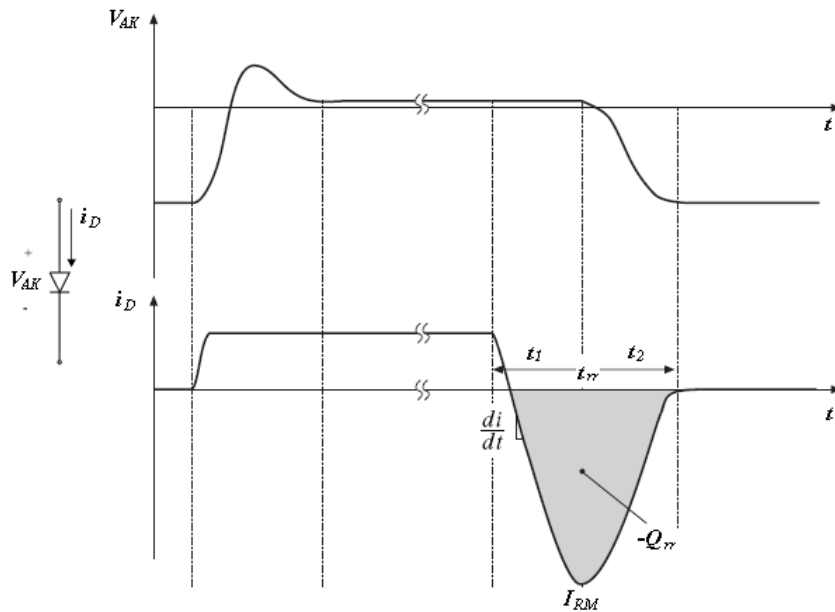
burada, W_{on} anahtarın açma (ON) süresinde harcanan enerjiyi, W_{off} anahtarın kesim (OFF) süresinde harcanan enerjiyi ve W_{iletim} ise anahtarın iletim süresinde harcanan enerjiyi ifade eder. Bir anahtarlama periyodunda oluşan ortalama güç kaybını, P_{ort} olarak ifade edersek,

$$P_{ort} = \frac{1}{T_s} \int P(t) \cdot dt = (W_{on} + W_{iletim} + W_{off}) \cdot f_s \quad (4.4)$$

eşitliği elde edilir. Anahtarlama kayıplarına göre oldukça az olan iletim kayıplarını ihmal edersek, P_{sw} ile tanımlayacağımız anahtarlama kayıplarını,

$$P_{sw} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} P(t) \cdot dt + \int_{T_s - t_{off}}^{T_s} P(t) \cdot dt \right] = (W_{on} + W_{off}) \cdot f_s \quad (4.5)$$

eşitliği ile ifade edebiliriz. Dönüştürücülerde kullanılan aktif anahtarlara ait kayıpların haricinde güç diyotlarının da kayıpları mevcuttur.



Şekil 4.2. Güç diyodu gerilim ve akım grafikleri

Şekil 4.2’de verilen, V_{AK} anot-katot gerilimine ve i_D akımına sahip bir güç diyodunun gerilim-akım grafiklerine bakıldığında, en büyük kaybın diyot kesim süresinde olduğu görülmektedir. Ters kesim aralığı süresince diyot uçlarındaki gerilim temelde sıfırdır, fakat diyot ters gerilimi henüz karşılayabilecek durumda değildir. Ters akımın tepe değeri ve dönüşüm yükü (gölgele kısımla gösterilmiş alan), başlangıç akımı, sıcaklık ve kesim işlemi süresindeki akımın değişim oranı gibi bir çok değişkene bağlıdır. Tepe değerinden sonra ters akımın değişim oranı tamamen ani veya yavaş olabilir. 50-60 Hz işlemi için bu etki genel olarak ihmal edilebilir. Ters akım değeri ve tersine dönüşüm zaman değeri, bazı hızlı diyotlar için belirlenebilir. Şekil 4.2’deki grafikten aşağıdaki eşitlikler yazılabilir [38];

$$Q_{rr} = 0,5 \cdot I_{RM} \cdot t_{rr} \quad (4.6)$$

$$I_{RM} = \left(\frac{di_D}{dt} \right) \cdot t_1 \quad (4.7)$$

$$t_{rr} = \frac{2Q_{rr}}{\left(\frac{di_D}{dt} \right)} \quad (4.8)$$

Eşitliklerde, Q_{rr} , Şekil 4.2’deki gölgele alanla gösterilen yük, I_{RM} ters akımın tepe değeri, t_{rr} tersine dönüşüm zamanı ve t_1 ve t_2 ise t_{rr} zamanının alt bölümleridir. Yukarıdaki eşitlikler t_{rr} ve I_{RM} değerlerini bulmak için kullanılabilir. $t_1 = t_2 = t_{rr} / 2$, alınırsa,

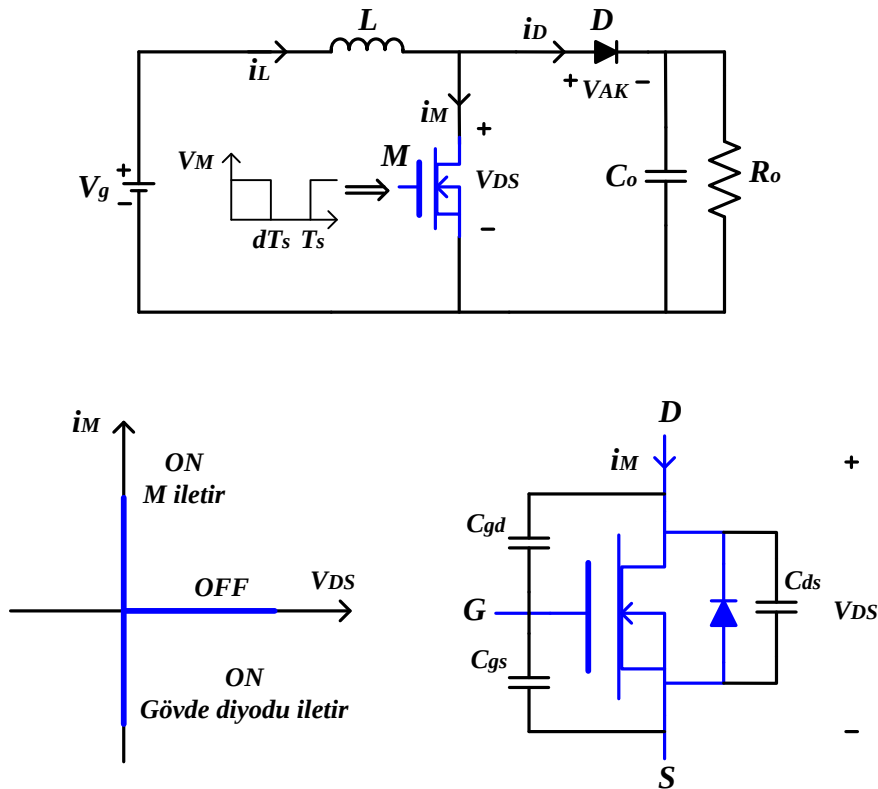
$$t_{rr} = \left(\frac{4Q_{rr}}{\left(\frac{di_D}{dt} \right)} \right)^{0,5} \quad (4.9)$$

$$I_{RM} = \left[Q_{rr} \left(\frac{di_D}{dt} \right) \right]^{0,5} \quad (4.10)$$

eşitlikleri yazılabilir.

Yukarıda anahtarlama kayıplarının analizi yapılırken temel bir aktif anahtar için gerilim akım grafikleri ele alındı. Fakat, anahtar çeşidine bağlı olarak anahtarlama açma ve kesim grafikleri farklılık göstermektedir. Bu farklılıklar güç MOSFET'leri ve güç IGBT anahtarları için aşağıda ayrı ayrı ele alınmıştır.

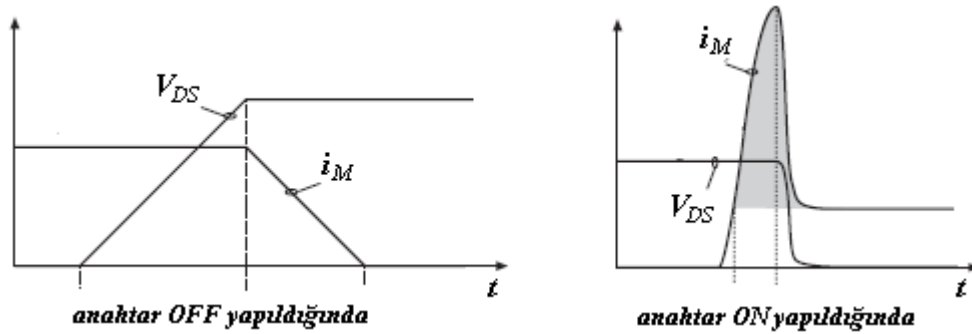
MOSFET: Sert anahtarlama klasik yükselten bir devrede kullanılan, gövde diyodu içeren güç MOSFET anahtarının gösterimi ve eşdeğer devresi Şekil 4.3'te verilmiştir. MOSFET anahtarında kullanılan ifadelerin açılımları; Gate (Kapı), Source (Kaynak) ve Drain (Akaç) notasyonu şeklindedir [38].



Şekil 4.3. Yükselten devrede kullanılan bir MOSFET'in gövde diyodu dahil eşdeğer devresi ve gerilime göre iletim bölgeleri

Güç MOSFET'inin statik karakteristikleri, güç elemanı ile ilgili akım ve gerilim değerlerindeki artış haricinde, küçük sinyal MOSFET'lerine benzer. Tipik bir güç

MOSFET’inde eşik geriliminden daha az V_{GS} değerleri için i_M sıfırdır. V_{GS} geriliminin eşik değerinden daha büyük değerleri için, MOSFET doğrusal bölgede veya sabit direnç bölgesinde olabilir. MOSFET’in iletim-kesim anahtarlama sırasında iki kapasitör önemlidir. Bunlar kapı ile kaynak arasındaki C_{gs} ve kapı ile akçe arasındaki C_{gd} iç kapasitörleridir. Her kapasitans, gerilimin doğrusal olmayan bir fonksiyonudur. Bu değişimlerin ihmalı, verilen çalışma şartlarını oluşturmak için gereken kapı yüklenmesinde bariz hata meydana getirir [38].

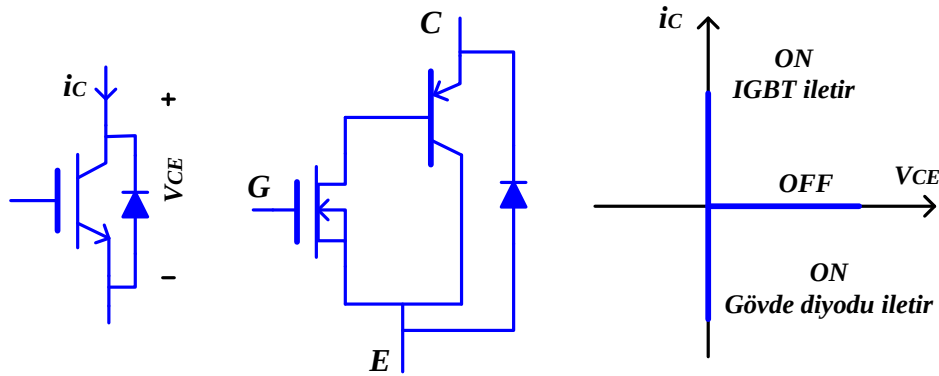


Şekil 4.4. Güç MOSFET’inin açma-kapama sürelerindeki gerilim ve akım grafikleri

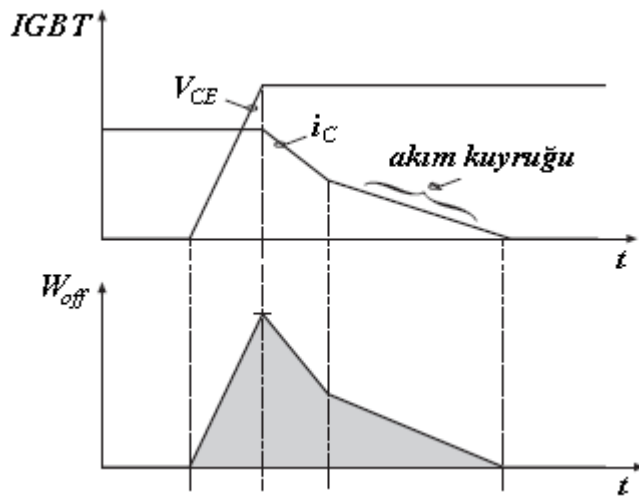
Güç MOSFET’lerinde iç kapasitanslardan dolayı gerilim akım grafiği anahtarın açma (ON) süresinde daha farklıdır. Şekil 4.4’te aktarıldığı gibi, bu iç kapasitanslardan dolayı anahtarlamanın açma süresinde oluşan akımın tepe değeri daha yüksektir. Bu nedenle, MOSFET anahtarlarında açma (ON) zamanındaki kayıpların giderilmesi daha büyük önem arz eder.

IGBT: Gövde diyodu içeren güç IGBT anahtarının gösterimi ve eşdeğer devresi Şekil 4.5’te verilmiştir. BJT ve MOSFET’in avantajlarını üzerinde taşıyan IGBT, MOSFET’ler gibi yüksek giriş empedansı ve BJT’ler gibi düşük iletim kayıplarına sahiptir. MOSFET gibi gerilim kontrollü eleman olan IGBT’nin kapı sürmesinin kolaylığı, tepe akım düşüklüğü, sağlamlık gibi avantajları olmasına rağmen, MOSFET’lerin sahip olduğu yüksek anahtarlama frekansına sahip değildir. MOSFET’lerde bulunan iç kapasitanslar IGBT’lerde olmadığından anahtarlamanın açma (ON) süresinde oluşan akımın tepe değeri yüksek değildir. Bu nedenle,

MOSFET anahtarlarında oluşan açma (ON) zamanındaki yüksek kayıplar IGBT'lerde yoktur. Fakat, Şekil 4.6'da aktarıldığı gibi, IGBT'lerin kesim (OFF) zamanında MOSFET'lerde olmayan ikinci bir akım kuyruğu mevcuttur. Bu da, IGBT anahtarlamasının kesim (OFF) zamanında ciddi kayıplara yol açmaktadır. Bundan dolayı, IGBT anahtarlarında açma (ON) zamanındaki kayıplardan çok kesim (OFF) zamanındaki kayıpların giderilmesi daha büyük önem arz eder.



Şekil 4.5. Gövde diyodu içeren IGBT anahtarının eşdeğer devresi ve gerilime göre iletim bölgeleri



Şekil 4.6. Güç IGBT anahtarının kesim (OFF) süresindeki gerilim ve akım grafikleri

Yukarıda aktarılan bilgilerden, MOSFET ve IGBT anahtarlarının karşılaştırılması yapılarak aşağıda maddeler halinde özetlenmiştir.

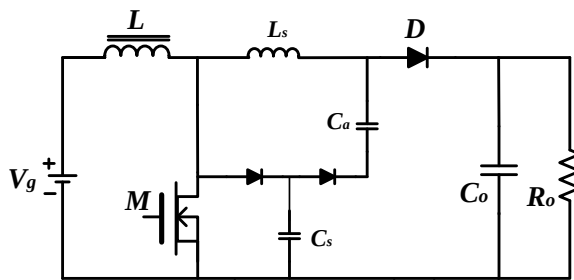
- IGBT anahtarlarının güç değerleri MOSFET'lere göre yüksektir. Fakat, gelişen teknoloji ile birlikte son yıllarda yüksek güçlü MOSFET anahtarları üretilmektedir.
- IGBT'lerin açma (ON) zamanındaki kayıpları ve iletim kayıpları MOSFET'lere göre düşüktür. MOSFET'lerin iç kapasitanslarından dolayı açma zamanındaki tepe akım değeri yüksektir.
- IGBT'lerde kesim (OFF) zamanında meydana gelen ikinci akım kuyruğu anahtarlama kesim (OFF) zamanında ciddi kayıplara yol açmaktadır. Bu durum MOSFET'lerde yoktur.
- Anahtarlama hızı bakımından; MOSFET'lerin anahtarlama frekansları IGBT'lere göre yüksektir.

4.2. Aktif Yumuşak Anahtarlama

Daha önce aktarıldığı üzere, farklı güç elektroniği uygulamalarında ön düzenleyici olarak kullanılan GKD devrelerinin küçük boyutlu olması istenir. Küçük boyutlu bir GKD devresi elde etmek için, genellikle MOSFET'lerin yüksek anahtarlama frekansından yararlanılır. GKD devrelerinin boyutunu düşüren yüksek anahtarlama frekansı ciddi anahtarlama kayıplarını da beraberinde getirir. Bu nedenle, GKD devrelerinin verimini arttırmak için çeşitli yumuşak anahtarlama yöntemleri geliştirilmiştir.

Yumuşak anahtarlama yöntemlerini pasif yumuşak anahtarlama ve aktif yumuşak anahtarlama olarak iki guruba ayırabiliriz. Pasif yumuşak anahtarlama, temel devre elemanlarının haricinde, yumuşak anahtarlama sağlayacak yardımcı devrede endüktör ve kondansatör gibi pasif devre elemanları bulunur. Bazı pasif yardımcı devrelerde endüktör ve kondansatörün yanı sıra pasif yarıiletken olan diyotlar da kullanılır. Pasif yumuşak anahtarlama yöntemleri ile genellikle sıfır-akım-anahtarlama (SAA) ve sıfır-gerilim-anahtarlama (SGA) yapılmaktadır. SAA, anahtarın kesim (OFF) geçişi akımın sıfır olduğu durumda oluşur ve genellikle IGBT kuyruk akımından kaynaklanan anahtarlama kayıplarını elimine etmek için kullanılır.

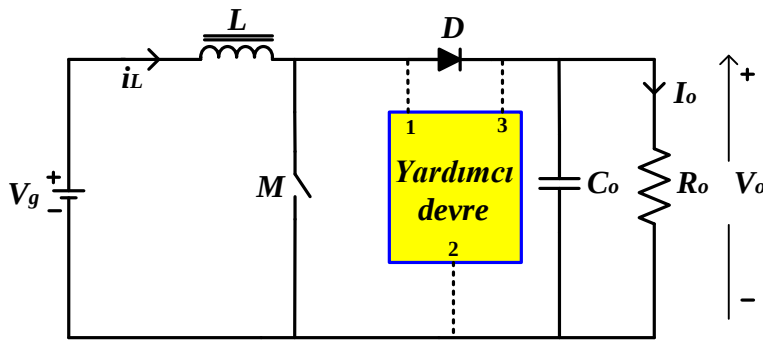
SGA, anahtarın açma (ON) geçişi gerilimin sıfır olduğu durumda oluşur ve anahtarlarda depolanan gerilimden kaynaklı anahtarlama kayıplarını elimine etmek için kullanılır. Literatürde mevcut pasif yumuşak anahtarlama yöntemleri incelendiğinde; pasif yardımcı devrelerin toplam devre boyutunu arttırdığı, devrede kullanılan anahtarlar üzerinde ciddi gerilim ve akım stresleri oluşturduğu ve devrenin geniş güç aralığında işlevsel olmadığı görülmektedir. Örneğin, referans [39], [40] ve [41]'de yapılan çalışmalarda, pasif yumuşak anahtarlama yöntemi kullanılarak devredeki temel anahtarlar SGA ile anahtarlasmaktadır. Fakat, [39]'da yumuşak anahtarlama için kullanılan yardımcı devre endüktörünün değeri oldukça yüksek (temel devre endüktör değerinin yarısı oranında) olduğundan dönüştürücü boyutunun ciddi oranda arttığı, [40]'da ise yumuşak anahtarlama yardımcı devresinde kullanılan diyotların ters akımları yüksek olduğundan devredeki anahtarlar üzerinde ciddi osilasyonlar oluşturduğu görülmektedir. Şekil 4.7'de aktarılan ve [41]'de yapılan çalışmada, yardımcı devrede kullanılan L ve C ile ana anahtarda SGA sağlanmasına rağmen, anahtar normal durumda çekmesi gereken akımın yaklaşık üç katı büyüklükte akım çekmektedir. Bu da, daha yüksek güçte anahtar kullanılmasını gerektirir. Pasif yumuşak anahtarlama yöntemlerinin bu dezavantajlarından dolayı, aktif yumuşak anahtarlama yöntemleri daha çok tercih edilmektedir.



Şekil 4.7. Kaynak [41]'de aktarılan SGA pasif yumuşak anahtarlmalı yükselten devre

Aktif yumuşak anahtarlama, Şekil 4.8'de yükselten devrede görüldüğü gibi, temel devre elemanlarının haricinde, yumuşak anahtarlamaı sağlayacak yardımcı bir devre kullanılır. Bu yardımcı devrede, bir veya birden çok aktif anahtarın yanı sıra endüktör ve kondansatör gibi pasif devre elemanları da bulunur. Yumuşak

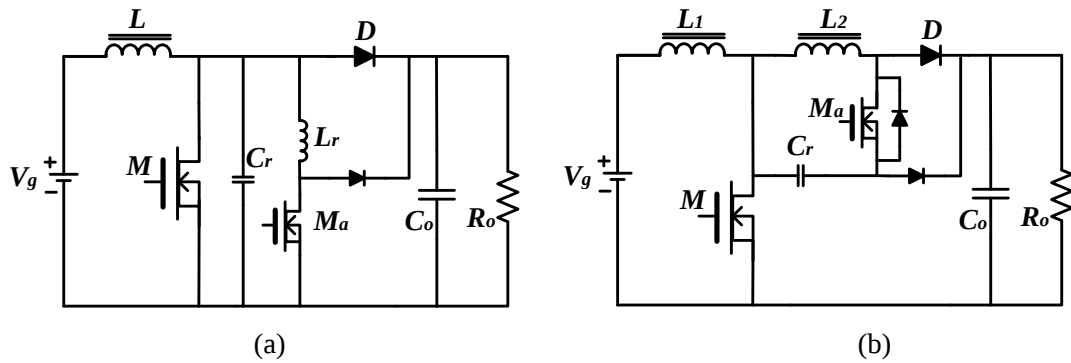
anahtarlama yardımcı devrede kullanılan aktif anahtarlar sağladığından, aktif yardımcı devrelerde kullanılan endüktör ve/veya kondansatör değerleri oldukça küçüktür. Dolayısıyla, aktif yardımcı devreler pasif yardımcı devreler gibi dönüştürücü boyutunu arttırmazlar. Aktif yumuşak anahtarlama yöntemlerinin en önemli dezavantajı, yardımcı devre aktif anahtar veya anahtarlar içerdiğinden, ekstra bir kontrol devresine ve anahtar sürücüsüne ihtiyaç duymalarıdır. Bu nedenle, dönüştürücünün maliyetinin artmaması ve kontrol devresinin az karmaşık olması, aktif yumuşak anahtarlama yöntemlerinde dikkat edilecek önemli konulardır.



Şekil 4.8. Aktif yumuşak anahtarlama yükselten dönüştürücü genel görünümü

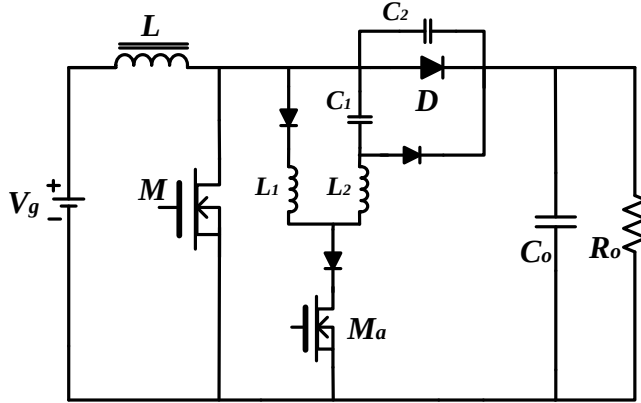
Aktif yumuşak anahtarlama yöntemleri ile SAA ve SGA'nın yanı sıra, sıfır-akım-geçişli (SAG) ve sıfır-gerilim-geçişli (SGG) anahtarlama yapılmaktadır. SAG yönteminde, anahtarın kesim (OFF) geçişi sırasında anahtarın gövde diyodundan ters akım geçirilerek anahtarlama yapılır. Genellikle IGBT için kullanılan bu yöntem, IGBT kuyruk akımından kaynaklanan anahtarlama kayıplarının elimine edilmesini sağlar. SGG'de ise, anahtarın açma (ON) geçişi sırasında, gerilim sıfır olana kadar anahtarın gövde diyodundan ters akım geçirilerek anahtarlama yapılır. Genellikle MOSFET için kullanılan bu yöntem, anahtarın açma (ON) sürecinde oluşan kayıpları elimine etmek için kullanılır. Daha önce aktarıldığı gibi, MOSFET'ler yüksek anahtarlama frekansı gibi önemli bir avantaja sahip olmalarına rağmen, açma (ON) sürecindeki anahtarlama kayıpları devrelerde önemli verim düşüklüğüne yol açmaktadır. Bu nedenle, SGG yumuşak anahtarlama yöntemi kullanılarak MOSFET'lerdeki anahtarlama kayıpları önemli ölçüde düşürülmektedir.

Yapılan literatür araştırmasında, güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan bir çok aktif yumuşak anahtarlama yönteminin geliştirildiği görülmektedir. Bu çalışmaların çoğu DA/DA dönüştürücülere uygulanmıştır [42-45]. GKD devrelerinin giriş gerilimi sinüzoidal olduğu için (dolayısıyla görev çarpanı zamanla değişmektedir) yumuşak anahtarlama yöntemi uygulamak DA/DA dönüştürücülere göre daha zordur. Literatürde mevcut aktif yumuşak anahtarlama yöntemlerinden, yükselten DA/DA ve yükselten GKD devrelerine uygulanan bazı çalışmalar incelendiğinde bir takım eksiklikler olduğu gözlenmiştir. Örneğin, yükselten DA/DA dönüştürücüde kullanılan en temel çalışmalar incelendiğinde [43-45], dönüştürücülerde her hangi bir akım veya gerilim stresi oluşmadan ana anahtarlar yumuşak anahtarlanmaktadır. Fakat, yardımcı devrelerde kullanılan aktif anahtarların halen sert anahtarlanması bu devrelerin en büyük dezavantajıdır. Ayrıca [44]'teki çalışmada (Şekil 4.9) kullanılan yardımcı devre anahtarının kaynak ucunun ortak noktaya bağlı olmaması, sürücü devresi tasarımını zorlaştırır ve karmaşıklık yaratır. [46-47] nolu çalışmalarda kullanılan aktif yardımcı devrelerin birden fazla yardımcı anahtar içermeleri, dönüştürücülerin maliyetini arttırmakta ve kontrol devresini karmaşık hale getirmektedir.



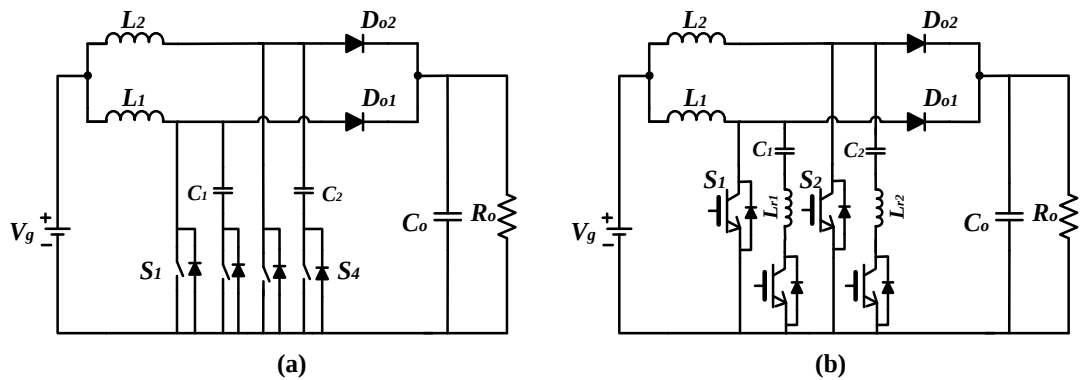
Şekil 4.9. Kaynak [43] ve [44]'te aktarılan aktif yumuşak anahtarlmalı yükselten devreler

Yardımcı devresinde tek anahtar içermesine rağmen, birden fazla endüktör içeren çalışmalar da [48-50] mevcut. Şekil 4.10'da aktarıldığı gibi, bu devrelerin birden çok yardımcı endüktör içermesi dönüştürücünün toplam boyutunu arttırmaktadır.



Şekil 4.10. Kaynak [48]'de aktarılan aktif yumuşak anahtarlama yükselten devre

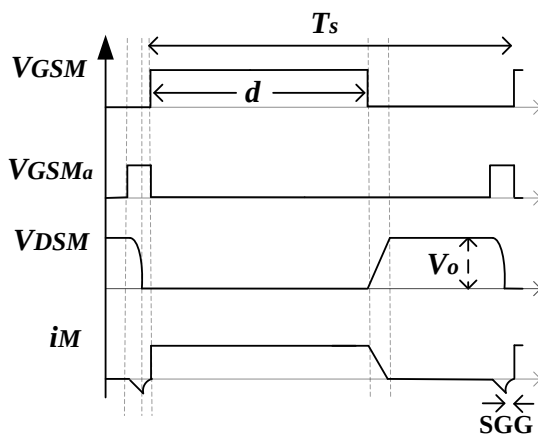
Yukarıda aktarıldığı gibi, literatürde yükselten tip devreye uygulanan bir çok aktif yumuşak anahtarlama yöntemi olmasına rağmen, sarmaşık yükselten devreye aktif yumuşak anahtarlama uygulayan çok az çalışma mevcuttur. [51-52]'de aktarılan çalışmalar (Şekil 4.11) son yıllarda yapılmış temel çalışmalardır. Bu çalışmalarda kullanılan aktif yardımcı devreler vasıtasıyla sarmaşık yükselten dönüştürücünün ana anahtarları yumuşak anahtarlama ve ana anahtarlara ait kayıplar düşürülmektedir. Fakat, yardımcı devreye ait anahtarların kayıplarının devam etmesi, yardımcı devrede birden çok aktif anahtarın kullanılması bu çalışmaların dezavantajlarıdır.



Şekil 4.11. Kaynak [51] ve [52]'de aktarılan, sarmaşık yükselten devreye uygulanan aktif yumuşak anahtarlama yöntemleri

4.3. Sarmaşık Yükselten Devre İçin SGG Yumuşak Anahtarlama Yöntemi

Doğrusal olmayan yükler için ön düzenleyici olarak kullanılan sarmaşık yükselten GKD devre tasarımı bu çalışmanın temelini oluşturmaktadır. Ön düzenleyici GKD devrelerinin küçük boyutlu olması istendiğinden, yüksek anahtarlama frekansına sahip MOSFET'lerin kullanılması oldukça yaygındır. MOSFET'ler yüksek anahtarlama frekansı gibi önemli bir avantaja sahip olmalarına rağmen, açma (ON) sürecindeki anahtarlama kayıpları devrelerde önemli verim düşüklüğüne yol açmaktadır. Yukarıda aktarılan yumuşak anahtarlama yöntemleri ile ilgili literatür araştırmasından sonra, SGG yumuşak anahtarlama yöntemi ile MOSFET'lerin açma (ON) zamanındaki anahtarlama kayıplarının elimine edilmesi dönüştürücülere önemli bir avantaj sağladığı görülmüştür. Ayrıca, literatürde yükselten tip devreye uygulanan bir çok aktif yumuşak anahtarlama yöntemi olmasına rağmen, özellikle orta ve yüksek güç uygulamalarında tercih edilen sarmaşık yükselten devreye aktif yumuşak anahtarlama uygulayan çok az çalışma olduğu görülmüştür. Bu nedenle, sonraki bölümde analizi aktarılan, sarmaşık yükselten GKD devresi için yeni bir SGG yumuşak anahtarlama yardımcı devre tasarımı bu tez çalışmasının konusu olmuştur.

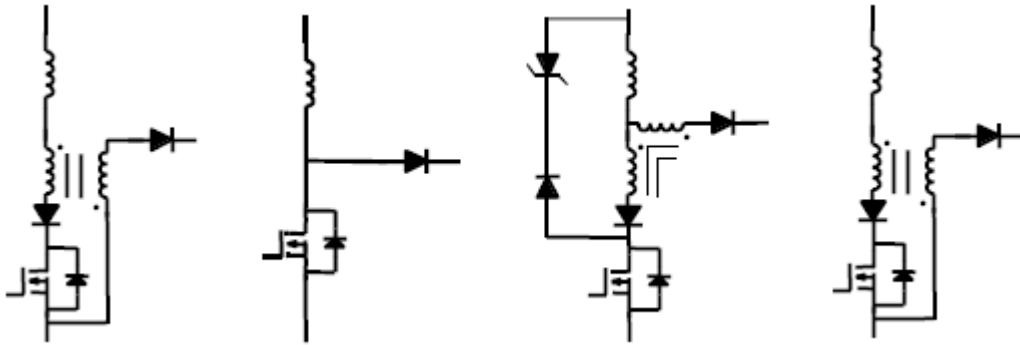


Şekil 4.12. SGG yumuşak anahtarlama kullanılan tetikleme sinyalleri

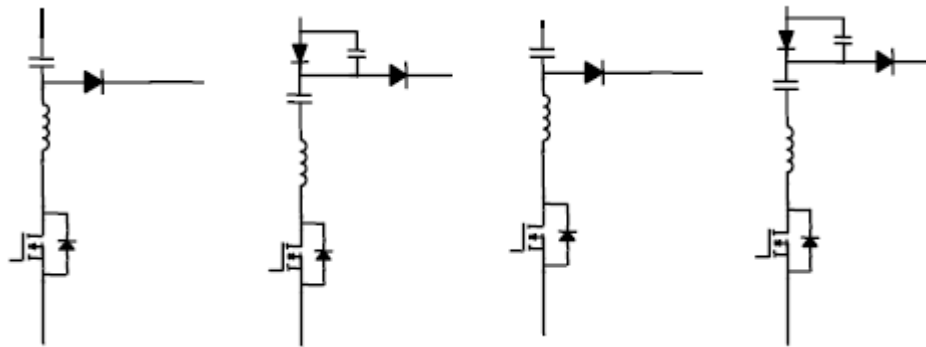
SGG yumuşak anahtarlama yönteminde, Şekil 4.12'de görüldüğü gibi, MOSFET'in açma (ON) geçişi sırasında, gerilim sıfır olana kadar anahtarın gövde diyodundan

ters akım geçirilerek anahtarlama yapılır. Bu şekilde, MOSFET'lerde en çok anahtarlama kaybının olduğu anahtarın açma (ON) sürecindeki kayıplar elimine edilmiş olur. Şekil 4.12'de verilen V_{GSM} ve V_{GSMa} sırasıyla ana anahtar ve yardımcı anahtar tetikleme sinyallerini, V_{DSM} ve i_M ise M ana anahtarının gerilim ve akım ifadeleridir.

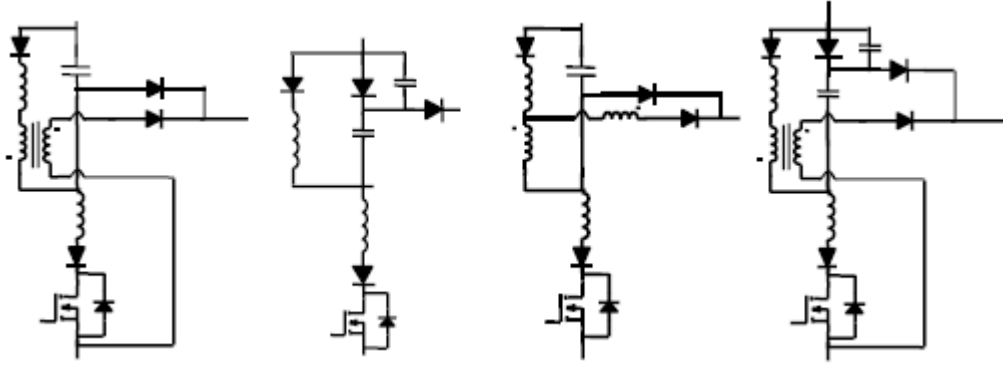
SGG için kullanılan yardımcı devreler aktif anahtarın yanı sıra içerdiği pasif devre elemanlarına göre sınıflandırılabilir [53]. Şekil 4.13'te aktarılan yardımcı devre örnekleri aktif anahtarın haricinde sadece endüktör içerdiğinden rezonant olmayan devre olarak adlandırılırken, Şekil 4.14'te aktarılan yardımcı devre örnekleri aktif anahtarın haricinde endüktör ve kondansatör içerdiğinden rezonant devre olarak adlandırılır. Şekil 4.15'te aktarılan yardımcı devre örnekleri ise rezonant olmayan ve rezonant yardımcı devrelerden türetildiklerinden ikili devre olarak adlandırılırlar.



Şekil 4.13. Rezonant olmayan SGG yumuşak anahtarlama yardımcı devre örnekleri

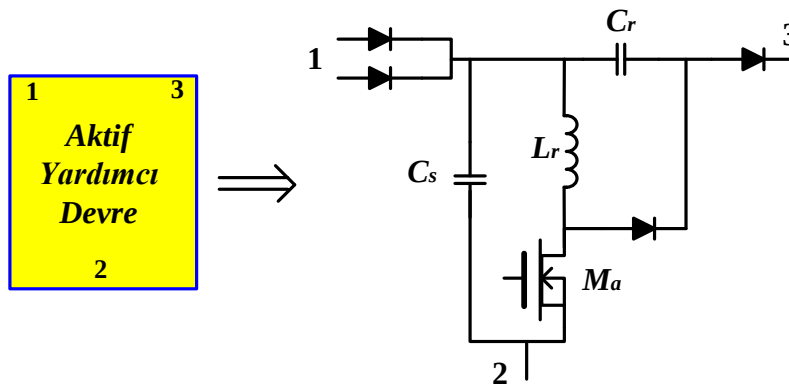


Şekil 4.14. Rezonant SGG yumuşak anahtarlama yardımcı devre örnekleri



Şekil 4.15. İkili SGG yumuşak anahtarlama yardımcı devre örnekleri

Yukarıda verilen SGG yardımcı devre örneklerinin her biri bir adet ana anahtar için kullanılmaktadır. Bu yardımcı devreler genellikle yükselten devreye uygulanmıştır. Bu yardımcı devreler incelendikten sonra, Şekil 4.16'da aktarılan, sarmaşık yükselten GKD devresi için uygun yeni bir SGG aktif yardımcı devre türetilmiştir.



Şekil 4.16. Sarmaşık yükselten GKD devresi için önerilen SGG aktif yardımcı devre

Şekil 4.16'da verilen ve sarmaşık yükselten GKD devresi için önerilen SGG aktif yardımcı devresi türetilirken aşağıda aktarılan kriterler dikkate alınmıştır.

- Küçük boyutlu GKD devresi için anahtarlama frekansları yüksek MOSFET'lerin kullanımı daha uygundur.
- MOSFET'lerin iç kapasitanslarından dolayı açma zamanındaki tepe akım değeri yüksek olduğundan açma (ON) zamanında oluşan kayıpları yüksektir.

- Aktif yumuşak anahtarlama yöntemleri pasif yumuşak anahtarlama yöntemlerinin sahip olduğu dezavantajları gidermektedir. Bu nedenle, tasarlanacak devrede aktif yumuşak anahtarlama yönteminin kullanılması daha uygundur.
- SGG aktif yumuşak anahtarlama yönteminde, anahtarın açma (ON) geçişi sırasında gerilim sıfır olana kadar anahtarın gövde diyodundan ters akım geçirilerek anahtarlama yapılır. Bu nedenle, MOSFET’lerde en yüksek kayıpların olduğu açma (ON) sürecindeki kayıpları elimine etmek için en uygun yöntem SGG’dir.
- GKD devrelerinin küçük boyutlu olması önemli olduğundan, tasarlanacak yardımcı devrenin de küçük boyutlu olması gerekir. Dolayısıyla, tasarlanacak yardımcı devrede kullanılacak pasif elemanlar (özellikle endüktör) az sayıda ve küçük boyutlu olmalıdır.
- Sarmaşık yükselten GKD devresi birden çok güç katı içermekte ve bu güç katları faz farklı anahtarlandığından kontrolü klasik yükselten devreye göre zordur. Bu nedenle, tasarlanacak yardımcı devrenin kontrol devresini daha da karmaşık hale getirmemesi gerekir. Yardımcı devre sadece bir aktif anahtar içerirse, hem dönüştürücünün maliyeti artmamış olur hem de kontrol devresi daha basit olur.
- Sarmaşık yükselten GKD devresinin giriş gerilimi zamanla değişen sinüzoidal gerilim olduğundan, devrenin görev çarpanı da zamanla değişmektedir. Ayrıca, devreden geçen akımın da değeri değişmektedir. Bu nedenle, tasarlanacak yardımcı devre en olumsuz şartlarda bile SGG koşulunu sağlaması gerekir.

Bu kriterler ışığında, yukarıda aktarılan SGG yardımcı devre örnekleri detaylı bir şekilde analiz edildi ve sarmaşık yükselten devre için Şekil 4.16’da verilen SGG aktif yardımcı devre geliştirildi. Sarmaşık yükselten GKD devresi için önerilen bu yardımcı devrenin literatürde mevcut sarmaşık yükselten devrelere uygulanmış yardımcı devrelere göre önemli özellikleri aşağıda maddeler halinde özetlenmiştir.

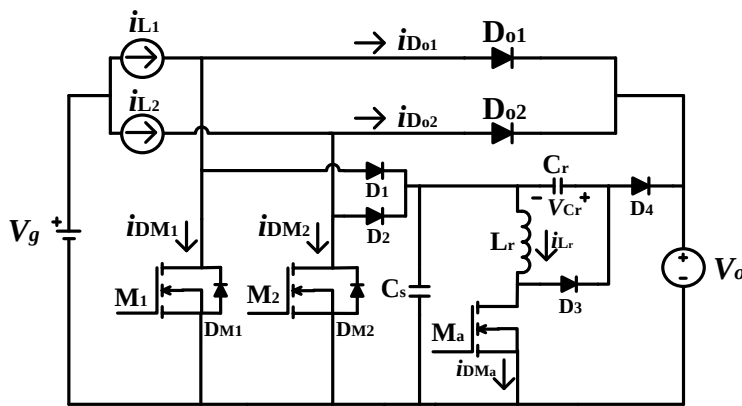
- Sarmaşık yükselten GKD dönüştürücüsündeki birden çok ana anahtar için yalnızca bir yardımcı anahtarın kullanılması hem dönüştürücünün maliyetini arttırmamakta hem de kontrol devresinin daha az karmaşık olmasını sağlamaktadır.

- Önerilen yardımcı devrede kullanılan pasif elemanların sayısının az (özellikle endüktörün) olması ve değerlerinin oldukça düşük olması dönüştürücünün boyutunu arttırmamaktadır.
- Sarmaşık yükselten GKD devresindeki ana anahtarlar SGG ile anahtarlandığı gibi, yardımcı devre anahtarı da hem açma hem de kesim zamanında yumuşak anahtarlama ile anahtarlanmaktadır. Bu da, devrenin verimini daha çok yükseltir.
- Önerilen yardımcı devre ile hem ana anahtarlar üzerinde hem de yardımcı devre elemanları üzerinde her hangi bir gerilim veya akım stresi oluşmamaktadır.
- Önerilen yardımcı devredeki pasif yarıiletken elemanlar (diyotlar) üzerinde devrenin verimini etkileyecek kayıplar oluşmamaktadır.
- Önerilen yardımcı devre sarmaşık yükselten GKD devresinin en olumsuz koşulları düşünülerek tasarlandığı için, giriş geriliminin ve akımının bütün değişimlerinde etkinliğini korumaktadır.

Önerilen SGG yardımcı devresinin sarmaşık yükselten GKD devresine uygulanışı ve tüm devre analizi bir sonraki bölümde detaylı bir şekilde ele alınmıştır.

5.1. Önerilen Devrenin Durum Analizleri

Önerilen devrenin durum analizinde; çıkış kondansatörü (C_o) yüksek bir değere sahip olduğundan, devrenin çıkışı sabit bir gerilim kaynağı olarak alındı. Devrede kullanılan endüktörlerin değerleri yeterince büyük olduğundan, akım şekilleri SİM olduğundan ve anahtarlama frekansı (f_s) şebeke frekansından (f) çok yüksek olduğundan, her bir endüktörden geçen akım bir anahtarlama periyodu süresince sabit alındı. Ayrıca, analizde devrede kullanılan elemanlar ideal kabul edildi. Bu kabullenmeler neticesinde önerilen devrenin basitleştirilmiş eş değer devresi Şekil 5.2’de aktarılmıştır.



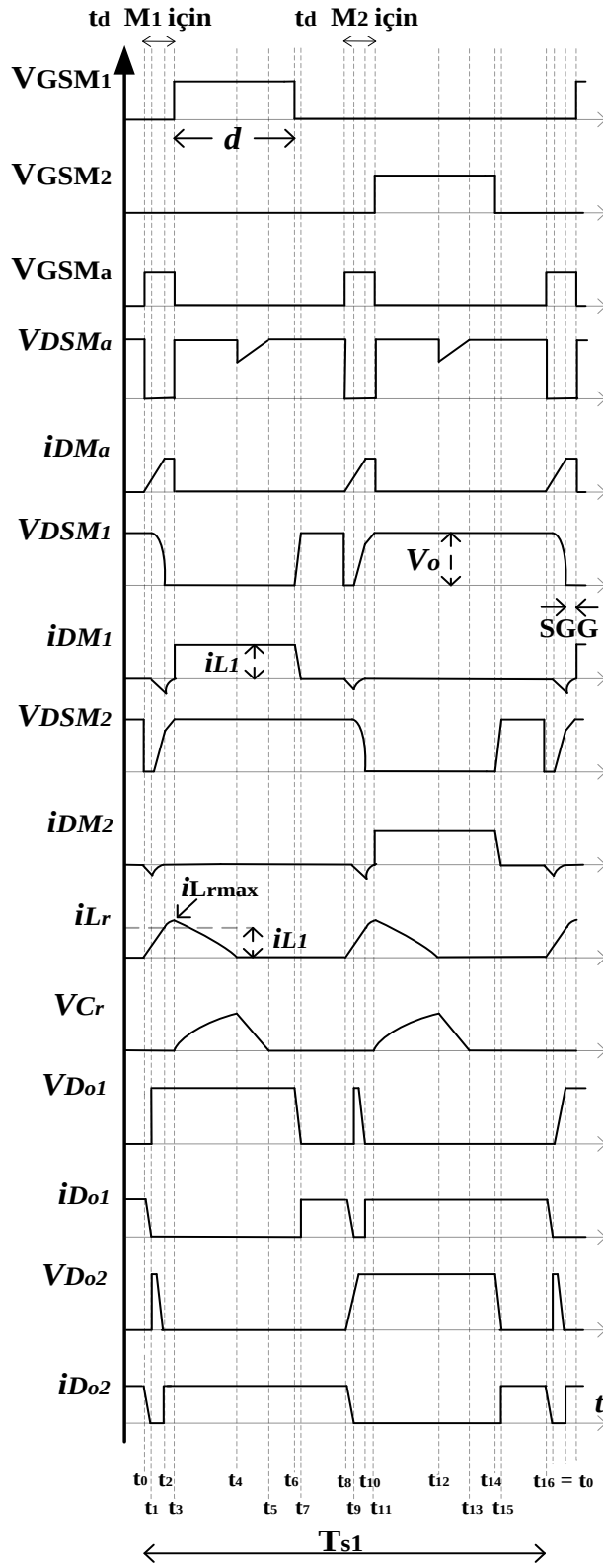
Şekil 5.2. Önerilen devrenin basitleştirilmiş eş değer devresi

Devredeki ana anahtarlar M_1 ve M_2 180° faz farklı eşit anahtarlama frekansı ve eşit görev çarpanı ile anahtarlansın. Yardımcı devre anahtarı M_a ise sabit görev çarpanı ile her bir ana anahtardan önce anahtarlansın. Bu durumda, yardımcı anahtarın anahtarlama frekansı ana anahtarların frekansının iki katıdır. Eş. 3.1 ve Şekil 3.5’te aktarıldığı gibi devrenin giriş gerilimi (V_g) doğrultulmuş şebeke gerilimi olup zamanla sinüzoidal olarak değişir. Buna bağlı olarak, devrenin görev çarpanı da değişmektedir. 220 V etkin değere sahip şebeke gerilimi ve 400 V sabit DA çıkış gerilimi düşünülürse, önerilen GKD devresinin görev çarpanı (d), 0,5’ten büyük ve küçük olmaktadır. Önerilen sarmaşık yükselten GKD devresi, görev çarpanının 0,5’ten büyük veya küçük olma durumuna göre farklı eş değer devrelere sahiptir.

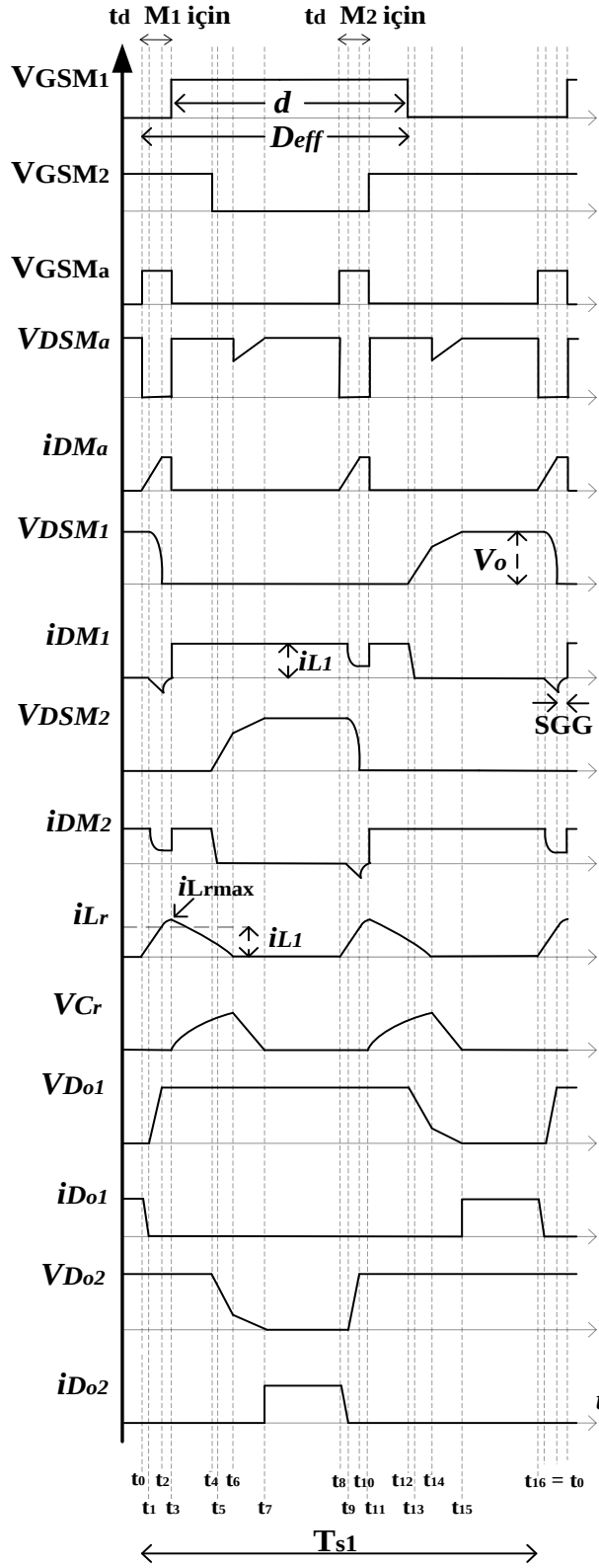
Önerilen devre PSpice programı kullanılarak analiz edildi ve farklı görev çarpanı değerleri için devrenin bütün durumları elde edildi. PSpice programı gerçek devre elemanlarının modellerini içerdiğinden doğru sonuçlar elde etmek için tercih edildi. Önerilen devrenin PSpice modelinde aşağıda aktarılan değerler kullanıldı.

Çıkış gücü	: $P_o = 600 \text{ W}$
Çıkış gerilimi	: $V_o = 400 \text{ V}$ (gerilim kaynağı)
Giriş gerilimi	: $V_{in} = 220 \text{ V}_{\text{rms}}$ ($V_g = V_{in} $)
Giriş şebeke frekansı	: $f = 50 \text{ Hz}$
Anahtarlama frekansı	: $f_s = 50 \text{ kHz/anahtar}$
Yardımcı devre endüktör değeri	: $L_r = 12 \mu\text{H}$
Yardımcı devre kondansatörleri	: $C_r = 10 \text{ nF}$, $C_s = 2,2 \text{ nF}$
Ana anahtarlar (M_1 ve M_2)	: <i>IRFP460</i>
Yardımcı anahtar (M_a)	: <i>IRFP450</i>
Çıkış diyotları (D_{o1} ve D_{o2})	: <i>DSEI30-12A</i>
Yardımcı devre diyotları	: <i>UF5408</i>

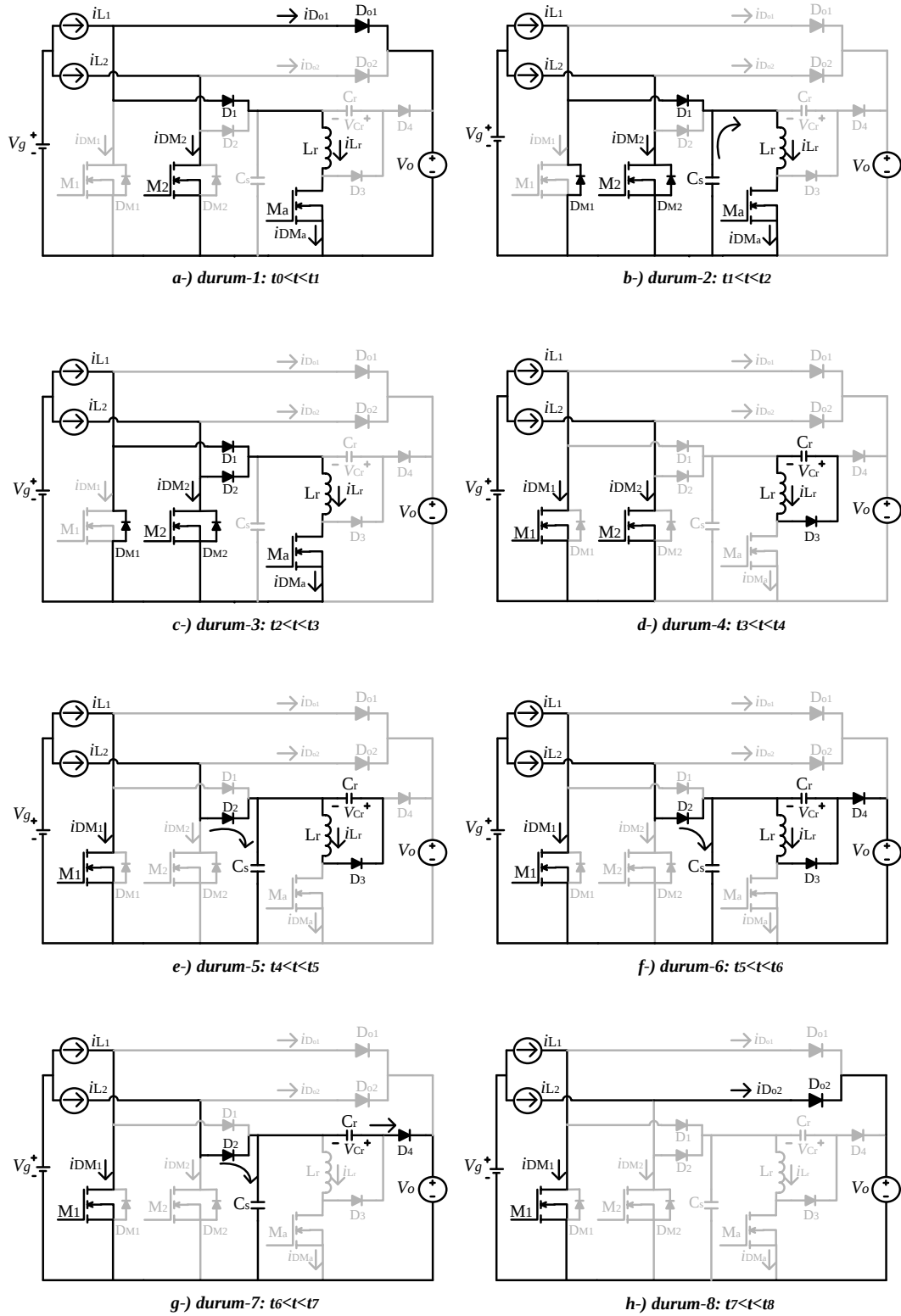
Yapılan analizler sonucunda, hem $d > 0,5$ hem de $d < 0,5$ değerleri için, önerilen devrenin bir anahtarlama peryodunda onaltı durumunun olduğu tespit edildi. Önerilen sarmaşık yükselten GKD devresi, iki adet 180° faz farklı eşit anahtarlama frekansı ve eşit görev çarpanı ile anahtarıldığından, devrenin her bir anahtarlama peryodunda oluşan onaltı farklı durumu sekizerli olarak ikiye ayırabiliriz. Birinci sekiz durumdaki eş değer devreler ile ikinci sekiz durumdaki eş değer devreler bir birinin aynısıdır. Bu iki grup arasındaki fark her bir güç katına ait olan anahtar ile çıkış diyodu farkıdır. Yani, birinci sekiz durumdaki eş değer devrelerde M_2 ile M_1 ve D_{o2} ile D_{o1} değişiklikleri yapılarak, ikinci sekiz durumdaki eş değer devreler elde edilir. Bu nedenle, sadece ilk sekiz durumdaki eş değer devrelerin analizi aktarılmıştır. Önerilen devrenin PSpice analizinden elde edilen teorik dalga şekilleri $d < 0,5$ için Şekil 5.3'te ve $d > 0,5$ için ise Şekil 5.4'te aktarılmıştır. Ayrıca, $d > 0,5$ için önerilen devrenin durum eş değer devreleri Şekil 5.5'te aktarılmış ve devamında her bir durum detaylı olarak irdelenmiştir.



Şekil 5.3. Önerilen devrenin bir anahtarlama periyodundaki teorik dalga şekilleri ($d < 0,5$ için)



Şekil 5.4. Önerilen devrenin bir anahtarlama periyodundaki teorik dalga şekilleri ($d > 0,5$ için)



Şekil 5.5. Önerilen devrenin bir anahtarlama periyodundaki farklı durumlarına ait eş değer devreleri ($d > 0,5$ için)

durum-1; ($t_0 < t < t_1$) (Şekil 5.5-a). t_0 'dan önce, ana anahtar M_1 ile yardımcı anahtar M_a kesimde (OFF) ve birinci güç katının çıkış diyodu D_{01} iletimde (ON) dir. t_0 'da, M_a yardımcı devre anahtarı iletime (ON) sokulunca, L_r üzerinden akacak rezonant akımı yükselmeye başlar. M_a yardımcı devre anahtar akımının zamanla yükselme oranı (di/dt) L_r endüktörü ile sınırlandırıldığından, M_a yumuşak anahtarlama ile iletime sokulmuş olunur ve birinci güç katı çıkış diodunun (D_{01}) akımı doğrusal olarak düşer. Bu nedenle, D_{01} diodunun ters akımından dolayı oluşan ters toparlanma kaybı (the reverse recovery loss) büyük ölçüde elimine edilmiş olunur. C_s 'nin üzerindeki gerilim V_o 'a eşit olduğundan, bu durumdaki zaman ve L_r akımı;

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{C_s}}{L_r} \cdot (t_1 - t_0) = \frac{V_o}{L_r} \cdot (t - t_0) \quad (5.1)$$

$$V_{C_r}(t) = 0 \quad (5.2)$$

$$(t_1 - t_0) = \Delta t_1 = \frac{i_{L_1} \cdot L_r}{V_o} \quad (5.3)$$

$$i_{D_{01}}(t) = i_{L_1} - i_{L_r} \quad (5.4)$$

eşitlikleri ile ifade edilir.

durum-2; ($t_1 < t < t_2$) (Şekil 5.5-b). $t=t_1$ de D_{01} 'in akımı sıfır olur. C_s kondansatörü boşalmaya başlar ve L_r akımı L_r ile C_s arasındaki rezonanstan dolayı artmaya devam eder. C_s , üzerindeki gerilim sıfır oluncaya dek (t_2 'ye kadar) deşarj olur. Bu rezonans zaman periyodu, Δt_2 ve ilgili akım-gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$i_{L_r}(t) = i_{L_1} + \frac{V_o}{Z_1} \cdot \sin w_1(t - t_1) \quad (5.5)$$

$$V_{C_s}(t) = V_o \cdot \cos \omega_1(t - t_1) \quad (5.6)$$

$$(t_2 - t_1) = \Delta t_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot C_s} \quad (5.7)$$

burada, $\omega_1 = 1/\sqrt{L_r \cdot C_s}$ ve $Z_1 = \sqrt{L_r / C_s}$ tir.

durum-3; ($t_2 < t < t_3$) (Şekil 5.5-c). $t=t_2$ 'den hemen önce M_1 ile D_{o1} kesim (OFF) ve M_2 ile yardımcı devre anahtarı, M_a iletim (ON) durumundadırlar. M_a , yardımcı devre anahtarı i_{L_r} akımını her iki ana anahtarın gövde diyotları vasıtasıyla taşır. t_2 'de C_s kondansatörü tamamen boşalır ve L_r akımı tepe değerine ulaşır. C_s kondansatörü ana anahtarların ve yardımcı devre elemanlarının parazitik kapasitörlerini de kapsamaktadır. Bu zaman diliminde, i_{L_r} akımı L_r , M_a ve ana anahtarların gövde diyotları üzerinden geçmektedir. Bu durumdaki i_{L_r} akımının tepe değeri Eş. 5.8 ile ifade edilir.

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r \max} = i_{L_1} + V_o / Z_1 \quad (5.8)$$

$$V_{C_r}(t) = 0 \quad (5.9)$$

Bu zaman diliminde, M_1 ana anahtarı SGG koşulu ile anahtarlanmalıdır. Yani SGG koşulu için gövde diyodu iletimi devam etmelidir. M_1 , ana anahtarını SGG koşulu ile iletime sokmak için gerekli olan asgari t_d zamanı ise Eş. 5.10 ile belirlenir.

$$t_d = \Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{i_{L_1} \cdot L_r}{V_o} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot C_s} = \frac{i_{in} \cdot L_r}{2 \cdot V_o} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot C_s} \quad (5.10)$$

Eş. 5.10'da görüldüğü gibi, en kötü durum giriş akımının en yüksek değerinde oluşmaktadır. GKD devrelerinin giriş ve çıkış gerilim değerleri ile nominal güç değerleri tasarım başlangıcında belirlendiği için, yardımcı devre parametreleri giriş

akımının en yüksek olduğu değere (en kötü şart) göre belirlenmelidir. Diğer bir deyişle, Eş. 5.10'da verilen gecikme zamanı ve yardımcı devre parametreleri belirlenirken en olumsuz koşullar dikkate alınmalıdır.

durum-4; ($t_3 < t < t_4$) (Şekil 5.5-d). t_3 'ten önce M_a yardımcı anahtarı i_{L_r} akımını ve M_1 ana anahtarının gövde diyodu ise bu akımın bir kısmını iletir. t_3 'te, aynı anda M_a yardımcı anahtarı kesime ve M_1 ana anahtarı ilettime sokulur. Bu zaman diliminde M_1 ve M_2 ana anahtarları giriş akımını birlikte taşırlar. Yardımcı devre kondansatörü (C_r) dolmaya başlar ve L_r üzerindeki akım bu zaman diliminin sonuna kadar düşmeye başlar. C_r kondansatörü M_a yardımcı anahtar geriliminin zamanla yükselmesini sınırlamaktadır. Bu nedenle, M_a yardımcı anahtarın kesime sokulması yumuşak anahtarlama ile olmaktadır. L_r - D_3 - C_r arasında bir rezonans başlar ve L_r 'de birikmiş enerji C_r kondansatörüne aktarılır. C_r 'nin üzerindeki gerilim ve L_r akımı aşağıda aktarıldığı gibi ifade edilebilir;

$$i_{L_r}(t) = i_{D_3} = i_{L_r \max} \cdot \cos \omega_2(t - t_3) \quad (5.11)$$

$$V_{C_r}(t) = i_{L_r \max} \cdot Z_2 \cdot \sin \omega_2(t - t_3) \quad (5.12)$$

burada, $\omega_2 = 1/\sqrt{L_r \cdot C_r}$ ve $Z_2 = \sqrt{L_r / C_r}$ dir.

durum-5; ($t_4 < t < t_5$) (Şekil 5.5-e). Bu zaman dilimi M_2 ana anahtarının kesime girmesiyle başlar. C_s kondansatörü dolmaya başlar. L_r 'de birikmiş enerjinin C_r kondansatörüne transferi devam eder. M_a yardımcı anahtarı üzerindeki gerilim bu zaman dilimi sonunda çıkış gerilimine ulaşır. C_r kondansatörü M_2 anahtarının gerilimini sınırladığından, M_2 anahtarı yumuşak anahtarlama ile kesime gitmiş olur.

durum-6; ($t_5 < t < t_6$) (Şekil 5.5-f). t_5 'te M_2 anahtarının akımı sıfıra düşer ve M_a anahtarının gerilimi çıkış gerilimine (V_o) ulaşır. C_r kondansatörü D_4 yardımcı devre diyodu üzerinden çıkışa boşalır. Bu zaman diliminin sonunda, i_{L_r} akımı sıfıra düşer.

C_r kondansatörü tam boşalmadığından, bu kondansatörün boşalma işlemi devam eder ve C_s kondansatörü ise dolmaya devam eder.

durum-7; ($t_6 < t < t_7$) (Şekil 5.5-g). t_6 'da, L_r akımı sıfırdır. Bu zaman diliminde, sadece M_1 ana anahtarı iletimdedir. Yardımcı devre kondansatörü, C_r boşalırken C_s kondansatörü çıkış gerilimine kadar dolar. Bu sürecin sonunda, C_r kondansatörü tamamen boşalırken, C_s kondansatörünün gerilimi çıkış gerilimine eşit olur. Yardımcı devre diyodu, D_4 ters akımdan kaynaklı kayıplar olmadan kesime gider. Durum-5,6 ve 7 süreçlerinde, C_s üzerindeki gerilim Eş.5.13 ile ifade edilir.

$$V_{C_s}(t) = V_o - V_{C_r}(t) \quad (5.13)$$

durum-8; ($t_7 < t < t_8$) (Şekil 5.5-h). t_7 'de C_r kondansatörü üzerindeki gerilim sıfıra düşünce, ikinci güç katının çıkış diyodu, D_{o2} iletime geçer. Bu zaman diliminde, D_{o2} çıkış diyodu ikinci güç katının akımını (i_{L2}) iletirken, birinci güç katının akımı (i_{L1}) M_1 ana anahtarı üzerinden geçer. Bu zaman süreci, ikinci güç katı için M_a yardımcı devre anahtarının iletime geçirilmesi ile son bulur. Bu zaman sürecinde M_1 ve D_{o2} tarafından paylaşılan giriş akımı Eş. 5.14 ile ifade edilir.

$$i_{in} = i_{L1} + i_{L2} = i_{D_{M1}} + i_{D_{o2}} \quad (5.14)$$

durum-9-16; Önerilen sarmaşık yükselten GKD devresindeki iki adet güç katı 180° faz farklı eşit anahtarlama frekansı ve eşit görev çarpanı ile anahtarılandığından, devrenin her bir anahtarlama peryodunda oluşan son sekiz durum (durum-9-16) ile ilk sekiz durum (durum-1-8) bir birinin aynısıdır. Bu iki grup arasındaki fark her bir güç katına ait olan anahtar ile çıkış diyodu farkıdır. Yani, Çizelge 5.1'de aktarıldığı gibi, birinci sekiz durumdaki eş değer devrelerde M_2 ile M_1 ve D_{o2} ile D_{o1} değişiklikleri yapılarak, ikinci sekiz durumdaki (durum-9-16) eş değer devreler elde edilir. Bu nedenle, sadece ilk sekiz durumdaki eş değer devrelerin analizi aktarılmıştır.

Çizelge 5.1. Önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin çalışma durumları

	Çalışma durumları $V_o/2 < V_g$ ($d < 0,5$)	Çalışma durumları $V_o/2 > V_g$ ($d > 0,5$)
	İletimdeki yarıiletkenler	İletimdeki yarıiletkenler
<i>durum-1: ($t_0 < t < t_1$)</i>	$M_a, D_{o1}, D_{o2} : ON$	$M_a, M_2, D_{o1} : ON$
<i>durum-2: ($t_1 < t < t_2$)</i>	$M_a : ON$	$M_a, M_2 : ON$
<i>durum-3: ($t_2 < t < t_3$)</i>	$M_a, D_{o2} : ON$	$M_a, M_2 : ON$
<i>durum-4: ($t_3 < t < t_4$)</i>	$M_1, D_{o2} : ON$	$M_1, M_2 : ON$
<i>durum-5: ($t_4 < t < t_5$)</i>	$M_1, D_{o2} : ON$	$M_1 : ON$
<i>durum-6: ($t_5 < t < t_6$)</i>	$M_1, D_{o2} : ON$	$M_1 : ON$
<i>durum-7: ($t_6 < t < t_7$)</i>	$M_1, D_{o2} : ON$	$M_1 : ON$
<i>durum-8: ($t_7 < t < t_8$)</i>	$D_{o1}, D_{o2} : ON$	$M_1, D_{o2} : ON$
<i>durum-9: ($t_8 < t < t_9$)</i>	$M_a, D_{o1}, D_{o2} : ON$	$M_a, M_1, D_{o2} : ON$
<i>durum-10: ($t_9 < t < t_{10}$)</i>	$M_a : ON$	$M_a, M_1 : ON$
<i>durum-11: ($t_{10} < t < t_{11}$)</i>	$M_a, D_{o1} : ON$	$M_a, M_1 : ON$
<i>durum-12: ($t_{11} < t < t_{12}$)</i>	$M_2, D_{o1} : ON$	$M_1, M_2 : ON$
<i>durum-13: ($t_{12} < t < t_{13}$)</i>	$M_2, D_{o1} : ON$	$M_2 : ON$
<i>durum-14: ($t_{13} < t < t_{14}$)</i>	$M_2, D_{o1} : ON$	$M_2 : ON$
<i>durum-15: ($t_{14} < t < t_{15}$)</i>	$M_2, D_{o1} : ON$	$M_2 : ON$
<i>durum-16: ($t_{15} < t < t_{16}$)</i>	$D_{o1}, D_{o2} : ON$	$M_2, D_{o1} : ON$

5.2. Güç Devresi Tasarım Kriterleri

Önerilen çalışmanın güç devresi, Şekil 5.1'den görüldüğü gibi, bir adet tek fazlı diyotlu doğrultucu ve iki adet faz farklı güç katı içeren paralel yükselten devreden oluşmaktadır. Çıkış kondansatörü haricinde, yükselten güç katı devreleri birer adet endüktör, MOSFET anahtar ve çıkış diyodu içermektedir. Yumuşak anahtarlama için kullanılan devrede ise ana anahtarların anma değerlerinden daha düşük değere sahip bir MOSFET anahtar, bir adet küçük değerli endüktör, iki adet küçük değerli kondansatör ve dört adet diyot kullanılmaktadır. Ayrıca, kontrol devresinde kullanılmak üzere, gerilim ve akım örnekleme devreleri kullanılmaktadır. Çıkış ve

giriş gerilimleri LEM firmasının üretmiş olduğu LV 25-P gerilim dönüştürücüsü kullanılarak, doğrultulmuş akım ise yine aynı firmanın üretmiş olduğu LA 55-P akım dönüştürücüsü kullanılarak örneklenmiştir.

Önerilen devrenin tasarım kriterleri 600 W çıkış gücüne göre yapılmıştır. Devrede kullanılan elemanların değerleri, tasarım çalışmalarından elde edilen değerlerden daha yüksek seçildiği için, devre 600 W çıkış gücünün de üzerinde çalışabilmektedir. Devrede kullanılan elemanların değerleri belirlenmeden, tasarım çalışması için kullanılan değerler Çizelge 5.2’de aktarılmıştır. Çizelgede aktarılan 50 kHz’lik anahtarlama frekansı her bir güç katına aittir. Daha önce bahsedildiği üzere, yardımcı devre anahtarlama frekansı bunun iki katı olmaktadır.

Çizelge 5.2. Önerilen devrenin tasarım çalışmasında kullanılan değerler

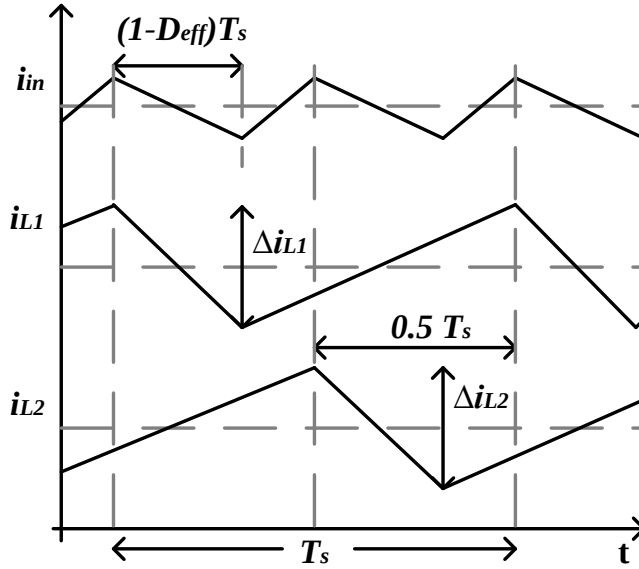
Parametre	Değeri	Birimi
Çıkış gücü, P_o	600	W
Giriş şebeke gerilimi, V_{in}	110-220	V _{rms}
Şebeke gerilimi, f	50	Hz
Ortalama çıkış gerilimi, V_o	400	V
Anahtarlama frekansı, f_s	50	kHz/faz
Endüktör akım dalgacık oranı, Δi_L	10	%
Çıkış gerilim dalgacık oranı, ΔV_c	2	%

5.2.1. Endüktör ve çıkış kondansatör değerlerinin belirlenmesi

Eş. 3.65 ve Şekil 5.4 kullanılarak, sarmaşık yükselten devrenin giriş ve çıkış geriliminin görev çarpanı ile ilişkisini Eş. 5.15 ile verebiliriz.

$$V_o = \frac{1}{1 - D_{eff}} V_g \quad (5.15)$$

burada, D_{eff} önerilen devrenin etkin görev çarpanı olup giriş akımı ve endüktör akımları üzerinden Şekil 5.6’da gösterilmiştir. Önerilen devredeki yardımcı anahtarın iletim süresi de görev çarpanına katkı sağladığı görülmektedir.



Şekil 5.6. Önerilen devrenin akım dalga şekilleri ve etkin görev çarpanı

Eş. 5.15'ten etkin görev çarpanının en düşük değeri giriş geriliminin en yüksek olduğu durumda oluşmaktadır. Çizelge 5.2'deki değerlerden, giriş geriliminin en yüksek değeri tepe değeri ($\sqrt{2} \cdot 220V$) yaklaşık 311 V'tur. 400 V çıkış gerilimi ele alındığında, etkin görev çarpanının (D_{eff}) en düşük değeri 0,2225'tir. Sarmaşık yükselten GKD devresinin giriş gerilimi zamanla değişen sinüzoidal gerilim olduğundan, etkin görev çarpanının en yüksek değeri teorik olarak 1'dir. Fakat, devre parametrelerindeki kısıtlamalardan dolayı bu değer uygulamada asla oluşmaz.

Giriş ve çıkış akımları verim ve görev çarpanı cinsinden,

$$I_o = \eta \cdot (1 - D_{eff}) \cdot i_{in} \quad (5.16)$$

eşitliği ile ifade edilir. SİM akım dalga şekline sahip endüktörlerin akım dalgacık oranı 3. bölümde Eş. 3.13 ile elde edilmişti. Bu ifadeyi önerilen devreye uygularsak Eş. 5.17 elde edilir.

$$\Delta i_L = \frac{D_{eff} \cdot T_s}{L} V_g = \frac{D_{eff} \cdot T_s}{L} |V_{in}(t)| = \frac{D_{eff} \cdot T_s}{L} |V_{1rms} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f)| \quad (5.17)$$

5.15 eşitliğini 5.17 eşitliğinde kullanırsak, Eş. 5.18 elde edilir.

$$L = \frac{D_{eff} \cdot (1 - D_{eff}) \cdot T_s}{\Delta i_L} V_o \quad (5.18)$$

Çizelge 5.2'deki değerler dahilinde, Eş. 5.18 kullanılarak her bir endüktörün değeri en küçük etkin görev çarpanında yaklaşık 140 μ H olarak elde edilmektedir. Fakat, sürekli iletim durumunu muhafaza etmek için Eş. 3.15 kullanılırsa L_{SIM} değeri yaklaşık 360 μ H olarak elde edilmektedir.

Eş. 3.14'te verilen ifade yeniden düzenlenirse, çıkış kondansatörü çıkış gerilim dalgacık oranı cinsinden,

$$C_o = \frac{P_o \cdot D_{eff}}{V_o \cdot f_s} \quad (5.19)$$

ifadesi elde edilir. En düşük görev çarpanı durumunda çıkış kondansatör değeri yaklaşık 335 μ F olarak belirlenmektedir.

5.2.2. Devrede kullanılan ana anahtar ve diyotların belirlenmesi

Bir güç elektroniği devresinde kullanılan güç yarıiletkenleri belirlenirken, maruz kalacakları gerilim ve üzerinden akıtacakları akım değerleri dikkate alınır. Bu nedenle, güç yarıiletkenleri belirlenmeden devredeki en yüksek gerilim ve akım

değerleri tespit edilir. Önerilen devre yükselten bir devre olduğundan kullanılacak güç yarıiletkenlerin maruz kalacağı en yüksek gerilim çıkış gerilimi olur. Bu nedenle, devredeki güç katları için kullanılan yarıiletkenlerin mutlaka 400 V gerilime dayanımlı olması gerekir. Kontrol içerikli bir devre olduğundan, devrenin geçici durumları da göz önüne alınmalıdır. Dolayısıyla, güç katlarında kullanılacak güç yarıiletkenlerin $400 \pm \%20$ V gerilime dayanımlı olması gerekir. Devredeki ana anahtar ve diyotların akım değerleri belirlenirken devreden geçecek tepe akım değeri hesaplanması gerekir. Önerilen devre yükselten tip olduğundan geçecek en yüksek akım değeri giriş akımının tepe değeridir. Giriş akımının tepe değeri, en düşük etkin değere sahip giriş geriliminin tepe değerinde oluşmakta ve,

$$i_{in,max} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in,rms}} = \sqrt{2} \cdot \frac{600}{0.95 \cdot 110} = 8.11A \quad (5.20)$$

eşitliği ile hesaplanır. Burada önerilen devre için giriş geriliminin en düşük etkin değeri 110 V olup, devrenin verimi (η) ise 0,95 olarak alınmıştır. Önerilen devrenin geçici durumları da düşünülürse, kullanılacak ana anahtar ve diyotlar 10 A değerinden daha yüksek akıma dayanımlı olmaları gerekir.

Elde edilen bu gerilim ve akım değerleri dikkate alınarak, önerilen devrenin güç katlarında IRFP460 MOSFET anahtarı ve IXYS DSEI 30-12A hızlı diyodu kullanılmıştır. IR firması tarafından üretilen IRFP460 MOSFET anahtarı ve IXYS firması tarafından üretilen IXYS DSEI 30-12A diyodunun katalog bilgileri Ek-1 ve 2’de verilmiştir.

5.2.3. Yardımcı devre parametrelerinin belirlenmesi

Önerilen devrenin değişik yük durumlarında (300-600 W) ve geniş giriş gerilim değişimlerinde (110-220 V) SGG koşulunu sağlayarak çalıştırılması bu tez çalışmasının en önemli noktasını oluşturur. Bu bağlamda, SGG koşulu için ana anahtarlara uygulanacak gecikme süresinin (yani yardımcı devre anahtarının görev

çarpanının) belirlenmesi ve dönüştürücünün boyutunu arttırmayacak düzeyde yardımcı devre elemanlarının belirlenmesi önemlidir. Önerilen yardımcı devrenin analizinden elde edilen Eş. 5.10 kullanılarak hem gecikme zamanı (t_d) hem de yardımcı devre elemanları belirlenir. Eş. 5.10'u yeniden kısaca düzenlersek,

$$t_d \geq \frac{i_{in} \cdot L_r}{2 \cdot V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r \cdot C_s} \quad (5.21)$$

Eş. 5.21 elde edilir. Eş. 5.21'den, gecikme süresinin yardımcı devre parametrelerinin yanı sıra, giriş akımı ve çıkış gerilimine bağlı olduğu görülmektedir. Yükselten GKD devrelerinde çıkış gerilimi sabit olup başlangıçta belirlenir. Gerekli gecikme süresini (t_d) arttıran etkenin yardımcı devre parametreleri dışında giriş akımı olduğu görülmektedir. Giriş akımının artması gecikme süresini arttırmaktadır. Bu durumda, en kötü koşullar için giriş akımı belirlenir. Eş. 5.20'de giriş geriliminin en düşük değeri için giriş akımının en yüksek değerinde (sabit güçte) ve bunun da 8,11 A olduğu belirlenmişti. Geçici durumlarda düşünülerek giriş akımının tepe değeri 12 A olarak seçilebilir.

Önerilen devrenin gecikme süresi için giriş akım ve çıkış gerilim koşulları belirlendikten sonra, yardımcı devre parametrelerinin belirlenmesi gerekir. Yardımcı devre parametreleri bir endüktör, iki kondansatör ve pasif yarıiletken olan diyotlardan oluşmaktadır. Pasif yarıiletken olan diyotlar ve devrede kullanılan C_r kondansatörü gecikme süresini etkilememektedir. L_r endüktörü ve C_s kondansatörü belirlenirken gecikme süresi olan t_d 'nin makul değeri dikkate alınır. t_d süresi yükselten GKD devresinin en düşük görev çarpanından büyük olmamalıdır. Sarmaşık yükselten GKD devresinin en düşük görev çarpanı giriş geriliminin en yüksek değerinde olduğu ve bunun 0,2225 olduğu yukarıda aktarılmıştı. 50 kHz'lik anahtarlama frekansının anahtarlama periyodu 20 μ sn olduğundan, 0,2225 değerindeki görev çarpanının zaman değeri 4,45 μ sn ($0,2225 \times 20 \mu\text{sn} = 4,45 \mu\text{sn}$) dir. Bu değer dikkate alınırsa, 1 μ sn değerinde bir gecikme süresi makul bir değerdir. Devre boyutu dikkate alındığında, yardımcı devrede kullanılan endüktörün seçimi

kondansatörden önce gelir. Çünkü endüktör değerleri arttıkça boyutları da o oranda artmaktadır. Ayrıca, yardımcı devrelerde kullanılan kondansatörler oldukça düşük boyutludur ve değerlerinin iki yada dört katı büyüklükte kullanılmaları dönüştürücü boyutunu arttırmaz. Bu nedenle, önerilen yardımcı devrede kullanılan endüktör değeri 12-15 μH ($L_r = 12-15 \mu\text{H}$) ve kondansatör değeri ise 1-3 nF ($C_s = 1-3 \text{ nF}$) olarak belirlenebilir. 15 μH 'lik endüktör ve 2,2 nF'lık bir kondansatör seçimi ile oldukça küçük boyutlu bir yardımcı devre tasarımı yapılır. Bu durumda, gerekli olan gecikme süresi, t_d ,

$$t_d \geq \frac{12 \times 15 \times 10^{-6}}{2 \cdot 400} + \frac{\pi}{2} \sqrt{15 \times 10^{-6} \times 2.2 \times 10^{-9}} = 0.55 \mu\text{s} \quad (5.22)$$

olarak belirlenir. Tüm koşullarda SGG'nin sağlanması için 0,55 μs 'lik bir gecikme süresinin uygulanması yeterlidir. Belirlenen bu gecikme süresi aynı zamanda yardımcı anahtarın görev çarpanıdır. Şekil 5.4'te görüldüğü üzere yardımcı anahtarın görev çarpanı (dolayısıyla gecikme süresi, t_d) önerilen devrenin etkin görev çarpanına (D_{eff}) ilave olmaktadır. Bu nedenle, önerilen bu yöntem sarmaşık yükselten GKD devresinin görev çarpanına her hangi bir sınırlama getirmemektedir. Tam tersi, süresi oranında ana anahtarların iletim süresini paylaşarak uzun ömürlü olmalarına katkı sağlamaktadır. Gecikme süresi, t_d belirlenirken dikkat edilecek en önemli nokta SGG koşulu için Eş. 5.22'nin sağlanmasıdır. Yardımcı devrede kullanılan diğer kondansatör, C_r ise yardımcı endüktörde depolanan enerjinin transferi için kullanılır ve 10-20 nF değerindedir.

5.3. Kontrol Devresi Tasarımı

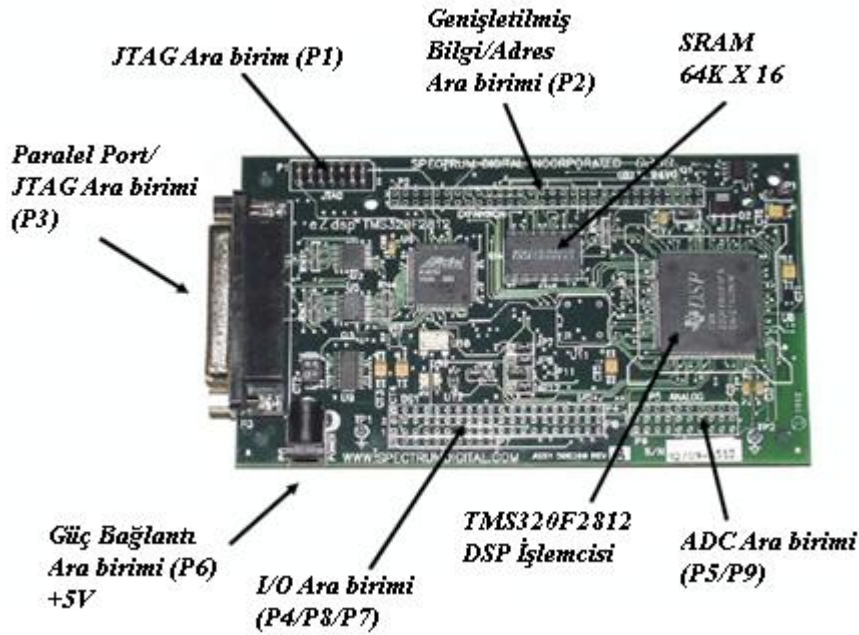
Şekil 5.7'de görüldüğü üzere, kontrol devresi sinyal örnekleme devresi, kontrolcü (TMS320F2812 eZdsp) ve sürücü devresinden oluşmaktadır. GKD kontrolcüsü olarak TMS320F2812 eZdsp kartı kullanıldığından, işlenecek sinyallerin değerleri bu karta uygun düzeye (0-3 V seviyesine) çekilmesi gerekir. Ayrıca, DSP kartının PWM çıkışları 0-3 V seviyesinde olduğundan, güç devresindeki anahtarların sürülmesi için

karmaşık denetimleri, sürekli gelişen mikroişlemci teknolojisiyle daha kolay yapılabilir.

Texas Instruments (TI) firmasının geliştirdiği DSP'ler endüstrinin yüksek performans ve kod verimli uygulamalarında sayısal kontrol imkanı sağlamaktadırlar. TMS320C2000 DSP denetleyici ailesi tümleşik çevresel yapı standardına sahip olup, flash bellek, çok hızlı A/D dönüştürücü modülleri, PWM modülleri, ve CAN (Controller Area Network) modülleri gibi bir çok çevresel birim içerirler.

Spectrum Digital tarafından deneysel kullanımlar için geliştirilmiş TMS320F2812 eZdsp kartı, TMS320C28X DSP ailesinden TMS320F2812 işlemcisini içeren ve genellikle akademik çalışmalarda tercih edilen bir karttır. Bu kart TMS320F2812 işlemcisi haricinde işlemci arabirimlerine kolaylıkla ulaşımı sağlayan farklı çevresel birimleri de içerir. TMS320F2812 işlemcisi bir çok kontrol uygulamasında yüksek performanslı çözümler sunar. 32-bit DSP çekirdeği, 6,67 ns çevirimde (cycle) 32x32 bit MAC (Media Access Control) etkili ve bir flash işleminde 150 MIPS (Millions of Instructions Per Second) performans sağlar. TMS320F2812'nin en önemli özelliklerinden biri çok hızlı erişimli yonga (chip) üzerine yerleşik flash bellektir, böylece kod harici belleğe gerek olmaksızın yapı içerisinde çalıştırılabilir. Şekil 5.8'de gösterilen TMS320F2812 eZdsp kartının özellikleri özetle aşağıda aktarılmıştır [54].

- Yüksek performanslı 32-bit CPU
- 150 MIPS işlem hızı
- 16 kanal 12-bit 12,5 MSPS işlem hızlı ADC
- 6 çift tümleyenli 4 bağımsız toplam 16 PWM
- Programlanabilir ölü zaman mantığı
- 4 adet genel amaçlı zamanlayıcı/sayıcı
- 56 bağımsız programlanabilir genel amaçlı giriş/çıkış pini (GPIO)
- 18 K Word RAM ve 128 K Word dahili Flash EEROM
- IQMath kütüphane desteği ile floating-point işlem kolaylığı
- C/C++ programlama desteği

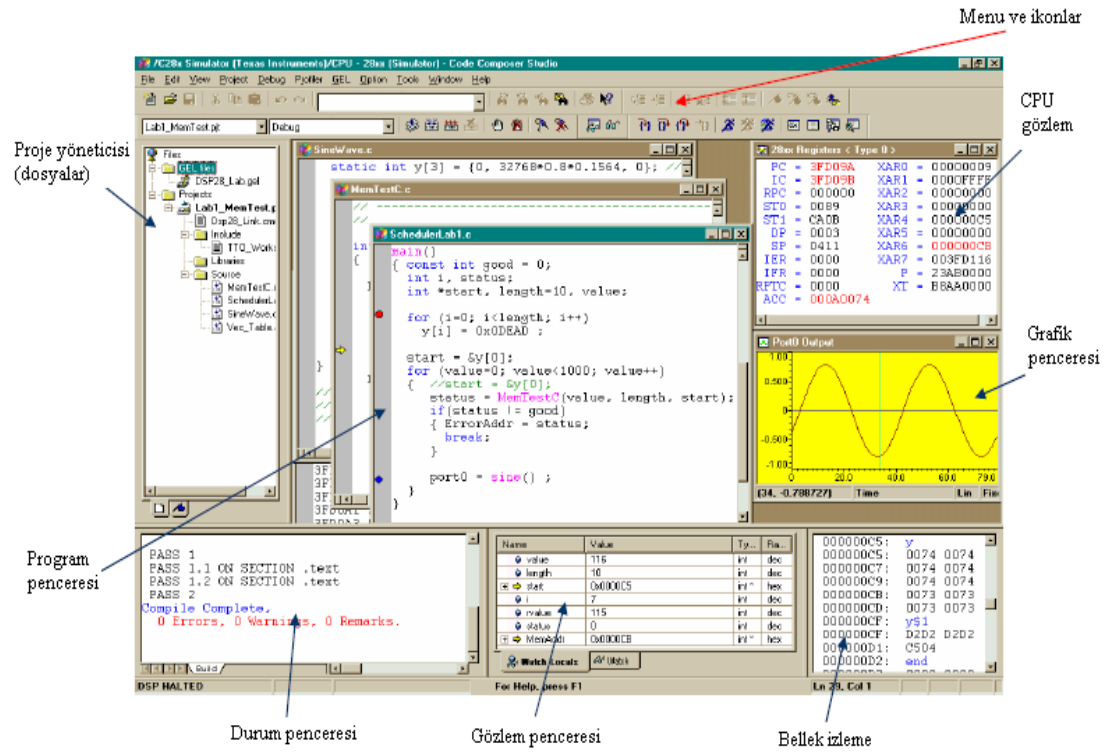


Şekil 5.8. TMS320F2812 eZdsp kartı ve ara birimleri

TMS320F2812 eZdsp kartı Şekil 5.9’da aktarılan ve Texas Instruments firmasının ürettiği C/C++ destekli CCS (Code Composer Studio) programı ile programlanmaktadır. İşlemcinin programlanmasında C++ ve ASM kullanılabildiği gibi, MATLAB Simulink gibi özel paket programlar da kullanılabilmektedir. Ancak oluşturulan program kodları yine CCS aracılığıyla işlemciye yüklenmektedir. Programlama penceresinin yanı sıra farklı pencerelere sahip CCS ara yüzü, kullanıcılara büyük kolaylık sağlamaktadır. Bellek ve CPU gözlem pencerelerinin yanı sıra, gözlem penceresi ile programda kullanılan verilerin değerleri izlenebilmektedir. CCS ara yüzünün en önemli özelliklerinden biri grafik penceresidir. Grafik menüsünde bulunan gerçek zaman gösterim (real time presentation) ayarlanarak DSP’de işlenen sinyaller gerçek zamanlı olarak izlenebilmektedir.

Güç elektroniği uygulamalarında ADC ve PWM modülleri DSP içerisindeki en önemli birimlerdir. TMS320F2812 yüksek performanslı ADC ve PWM üreteçleri sağlar ve bu yapı dönüştürücülerin yüksek gereksinimlerini karşılamaya olanak

sağlar. Aşağıda DSP'nin ADC ve PWM modülleri hakkında daha detaylı bilgi aktarılmıştır.



Şekil 5.9. CCS programı ara yüz görünümü

ADC (Analog-to-Digital Converter)

TMS320F2812 işlemcisi 12-bit çözünürlüklü 16 adet (2x8) 0-3V DA analog giriшли bir ADC'ye sahiptir. Programın işlemcide koşturulması sırasında okunacak analog girişlerin sayısı ve analog işaretin hangi bacağa bağlandığı, dönüştürme sırası ve biçimi ayarlanmalıdır. Örnekleme zamanı ve dönüştürülen işaretin sayısal değerinin ana program tarafından hangi sıklıkla alınacağı belirlenir. ADC'nin örnekleme hızı ise sistem saat hızına göre bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. TMS320F2812'nin ADC modülünün özellikleri aşağıda verilmiştir.

- 12-bit çözünürlüklü ADC çekirdeğı
- 16 giriş sinyali (0-3V)
- 2 analog çoklayıcı
- 2 örnekle/tut (sample/hold) unitesi

- Ardışık ve simultane örnekleme modları
- 16 otomatik dönüştürme özelliği
- 16 bağımsız adreslenebilen sonuç kayıtçısı

TMS320F2812'nin ADC birimi; program, olay yöneticisi (Event Maneger, EV-A/B) veya harici pinler tarafından tetiklenebilir. ADC çalışma zamanı maksimum 25 MHz'e ayarlanabilmektedir. Sayısal değere dönüştürülen analog sinyaller ADCRESULTx kayıtçılarında tutulur. Bu kayıtçılar 16-bit olmasına rağmen ADC 12-bit olduğundan tutulan sayısal bilgi normal analog değerine dönüştürülmeden önce 4-bit sağa kaydırılarak (örneğin; $Ref_Vo_digital = AdcRegs.ADCRESULT0 \gg 4$ şeklinde) kullanılır. TMS320F2812'nin ADC girişine uygulanan analog sinyal ile içeride okunan dijital değer arasındaki bağıntı aşağıdaki eşitlikle ifade edilir.

$$V_{Analog} = \frac{3}{4095} \cdot V_{Dijital} \quad (5.23)$$

Olay Yöneticisi (Event Manager)

TMS320F2812 işlemcisi iki adet olay yöneticisi (EV-A/B) içerir. Her EV modülünde iki tane genel amaçlı zamanlayıcı (GP Timer) bulunur. Bu genel amaçlı zamanlayıcılar, 16 bit'lik TxCNT sayıcı, TxCMPR karşılaştırıcı, TxPR peryot, TxCON kontrol kaydedici ve seçilebilir harici veya dahili giriş saati içerir. Genel amaçlı zamanlayıcılar bağımsız bir şekilde veya birbirleri ile senkron bir şekilde çalıştırılabilirler. Karşılaştırma kaydedicisi her bir genel amaçlı zamanlayıcıyla birlikte karşılaştırma fonksiyonu ve PWM dalga şekli üretimi için kullanılabilir. Yukarı veya yukarı/aşağı sayıcı operasyonundaki her bir genel amaçlı zamanlayıcı için üç sürekli operasyon modu vardır. Genel amaçlı zamanlayıcılar aynı zamanda olay-yönetici alt modüllerinin zaman kaynağını sağlarlar.

Her bir olay yöneticisinde üç tane tam karşılaştırma ünitesi vardır. Bu karşılaştırma üniteleri genel amaçlı zamanlayıcıları ve programlanabilir ölü bant devresini kullanarak PWM dalga şekli üretiminde kullanılır.

Her olay yöneticisi kesici grubu içerir ve kesicilerin çeşitli kaynakları vardır. Olay yönetici kesicileri, kesici maske kaydedicileri EVxIMRA, EVxIMRB veya EVxIMRC (x=A veya B) ile bireysel olarak aktif veya pasif edilebilir. Kesici kaynağı çevresel birim kesme durumu oluştuğunda EVxIFRA, EVxIFRB veya EVxIFRC (x=A or B) kaydedicilerindeki ilgili bayrak bitleri set olur. Eğer kesici bayrak bitleri ve kesici maske bitleri set ise, çevresel çıkış çevresel kesici PIE modülüne istemde bulunur. Çevresel birimlerin kesme vektör tablosu işlenirken işlemci temel kesmelerinin yetkisiz kılınması gerekir. Bunun için CPU kesmeleri yetkisiz kılınır ve kesme bayrakları (interrupt flag) temizlenir. Eğer bir bağımsız zaman kesmesi kullanılacak ve ADC'nin buna uyması istenirse, zamanlayıcılardan birisine ilişkin kesme vektörü ayarlanmalıdır. Ayrıca zamanlayıcının sayaç durumuna göre kesmenin zamanı da belirlenebilmektedir. Program döngüsü sonunda da kullanılan kesme vektörüne uygun bayraklar ayarlanır. TIMER1 setlenen sayıcı değerine göre, sayıcı sıfırlama durumuna göre, sayıcı sonlanma durumuna göre ya da sayıcı karşılaştırma değerine göre kesme üretebilen bir kesme vektörüne sahiptir.

PWM üretilmesi

Genel amaçlı zamanlayıcı ile PWM çıkışını üretmek için, sürekli yukarı veya yukarı/aşağı sayım modu seçilebilir. Sürekli-yukarı sayım modu seçildiğinde, kenar tetiklemeli veya simetrik olmayan PWM dalga şekli üretilir. Devamlı-yukarı/-aşağı mod seçildiğinde ortalananmış veya simetrik PWM dalga şekli üretilir. PWM üretilirken temel olarak şu işlemler yapılır; istenen PWM periyodu için TxPR ayarlanır, başlangıç için ve saat kaynağı ve sayma modunu belirtmek için TxCON ayarlanır ve hesaplanmış PWM darbelerinin genişliklerine uygun olarak TxCMPR yüklenir.

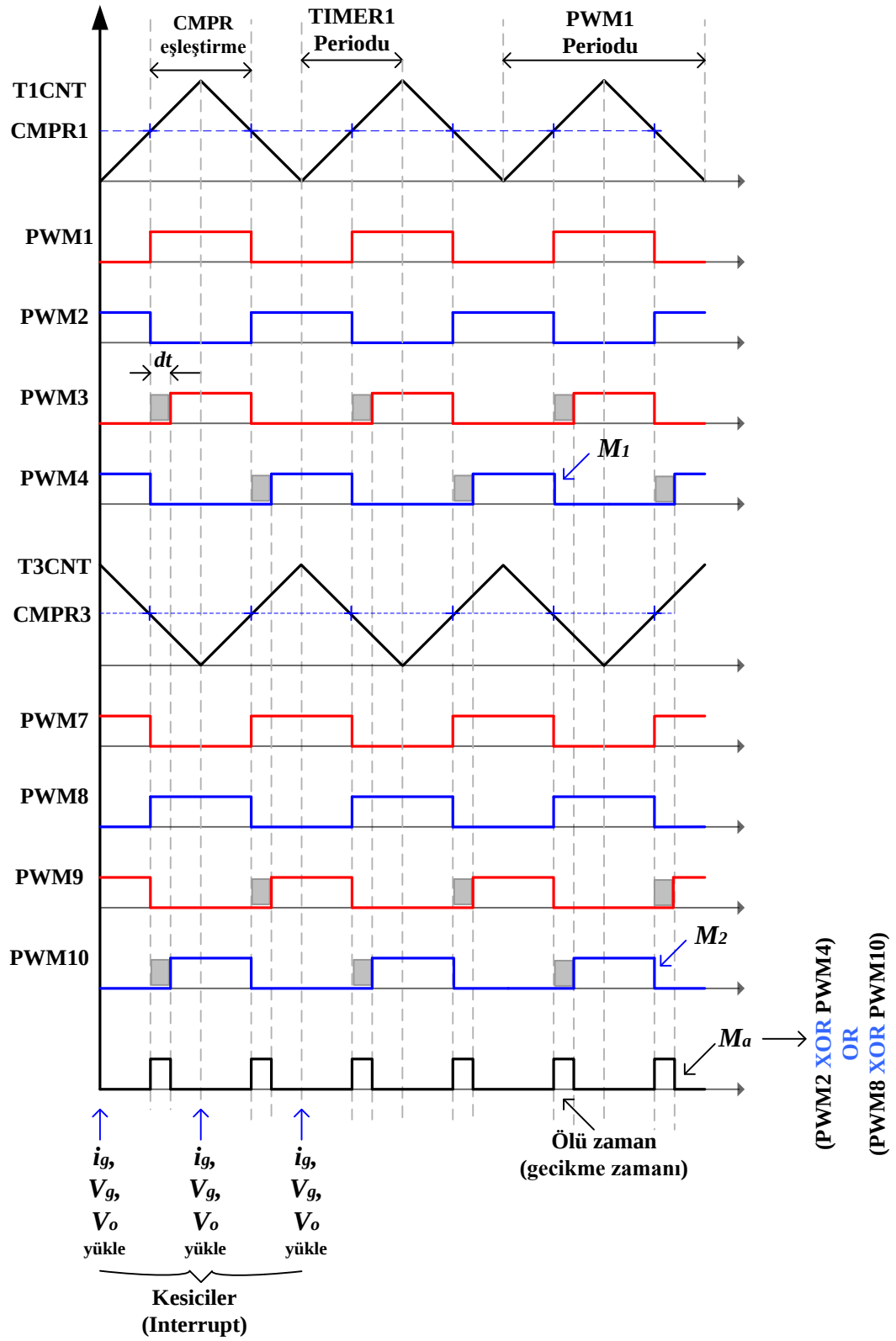
Bir PWM sinyalinin periyot değeri, istenen PWM periyodunun genel amaçlı zamanlayıcı giriş saat periyoduna bölünmesi ve sürekli yukarı sayım modunun simetrik olmayan PWM dalga şeklinin üretilmesi için seçili olduğu konumda sonuçlanan numaradan çıkarılması ile bulunur. Simetrik PWM dalga şeklinin üretilmesinde sürekli yukarı/aşağı sayım modu seçildiğinden, bu değer istenen PWM periyodunun iki katı genel amaçlı zamanlayıcı saat giriş periyoduna bölümü ile bulunur. TIMER1 ve EV-A olay yöneticisi kullanılarak yukarı/aşağı çalışma (Simetrik PWM dalga) kipinde bir PWM işareti üretilirse, bu PWM işaretinin frekansı,

$$f_{PWM} = \frac{f_{CPU}}{2 \cdot T1_{per} \cdot HISCP} \quad (5.24)$$

eşitliği ile bulunur. Örneğin TIMER1'in periyodu 1500 ise (f_{CPU} işlemci hızı olup değeri 150 MHz dir ve $HISCP$ 1 alınır), simetrik dalga kipindeki bu PWM sinyalinin frekansı 50 kHz olur. İşlemcinin zamanlayıcıları ve karşılaştırma mantık birimi kullanılarak üç-çift bağımsız tümleyenli PWM işaretleri üretilir. Aynı hat üzerindeki anahtarların kısa devre olmasını önlemek amacıyla ölü zaman mantık birimi de ayarlanır. PWM sinyal üretimi için, sayılan PWM periyodunun aynısını tekrar eden uygun bir zamanlayıcı gereklidir. Karşılaştırma kaydedicisinin değeri sürekli olarak zaman sayıcı ile karşılaştırılmaktadır. Değerler uyuştığında, atanan çıkışta iletim (yüksekten alçağa veya alçaktan yükseğe) gerçekleşir. Değerlerde ikinci uyum sağlandığında veya zamanlayıcının periyodunun sonuna ulaşıldığında başka bir iletim (yüksekten alçağa veya alçaktan yükseğe) atanan çıkışta gerçekleşmiş olur. Böylelikle, çıkış darbesi açık (kapalı) durma zamanı karşılaştırma kaydedicisi değerine oranlıdır. Bu süreç karşılaştırma kaydedicisindeki her bir zamanlayıcı periyot değeri için tekrar eder. Sonuç olarak, PWM sinyali ilişkilendirilmiş çıkışta üretilir. Ayrıca genel amaçlı zamanlayıcılarının da bağımsız olarak periyot ve karşılaştırma değerleri ayarlanarak, iki-çift tümleyenli PWM işareti daha üretilebilmektedir. Bunlar T1PWM_T1CMP ve T2PWM_T2CMP'dir.

PWM üretiminde kullanılan ölü bant üreteç devresi 4 bit sayıcı ve bir 16 bitlik karşılaştırma kaydedicisini içerir. İstenen ölü bant değerleri, üç karşılaştırma birimi çıkışı için karşılaştırma kaydedicisine programlanabilir. Ölü bant üretimi her bir karşılaştırma ünitesi için ayrı ayrı olarak aktif veya pasif edilebilir. Ölü bant üreteç devreleri her bir karşılaştırma ünitesi çıkış sinyali için iki çıkış (ölü bant alanı ile birlikte ya da birlikte değil) üretir. Ölü bant üreteçlerinin çıkış durumları çifte-tamponlanmış ACTRx kaydedicisinin sayesinde düzenlenebilir ve değiştirilebilir. Güç elektroniği dönüştürücülerinde aynı hatta bağlı anahtarlar biri diğerinden tümleyenli üretilmiş PWM işareti ile sürülürse, sürücü işaretin düşen ve yükselen kenarlarında anahtar hızları yavaş kaldığı için üstteki anahtar henüz tıkamaya gitmeden alttaki anahtar tetiklenmiş ve ilettime sokulmaya zorlanmış olur. Bu durumda besleme hattı bu anahtar grubu tarafından kısa devre olur ve anahtarlar da kısa devre akımından etkilenecek zarar görürler. Bu yüzden, ölü zaman üreteçli PWM çıkışı iki anahtarın uygun bir şekilde açma ve kapama yapmasını gerekli kılar. Ölü zaman (ölü bant) anahtarın kesime giderken bir diğerinin ilettime geçmesi arasına eklenir. Bu gecikme bir transistörün diğeri açılmadan önce tamamı ile kapanmasına izin verir.

Önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresindeki gecikme süresi (t_d) TMS320F2812 işlemcisinin ölü zaman özelliğinden yararlanarak elde edilmiştir. Şekil 5.10'da aktarılan grafik önerilen devrede kullanılan ve DSP'den üretilen PWM dalga şeklindedir. Önerilen devre sarmaşık yükselten devre olduğundan 180° faz farklı PWM sinyallerinin elde edilmesi gerekir. Bunu elde etmek için DSP'nin iki farklı zamanlayıcısı (TIMER1 ve TIMER3) kullanıldı (TIMER3 sayıcısı TIMER1 sayıcısından başlangıçta bir periyot gecikmeli başlatıldı). Şekil 5.10'dan görüldüğü üzere, önerilen devre için gerekli bütün PWM sinyalleri DSP'den üretilmektedir. DSP kesicileri (interrupt) her bir zamanlayıcı periyodunda etkinleştirilmektedir. ADC modülü her kesicide devreye ait akım ve gerilim bilgilerini örnekleyecek şekilde ayarlanmıştır. Simetrik PWM dalga şeklinde, PWM periyodu (dolayısıyla anahtarlama periyodu) zamanlayıcı periyodunun iki katı olduğundan, ADC örnekleme her bir PWM periyodunda iki kez devreye girmektedir.

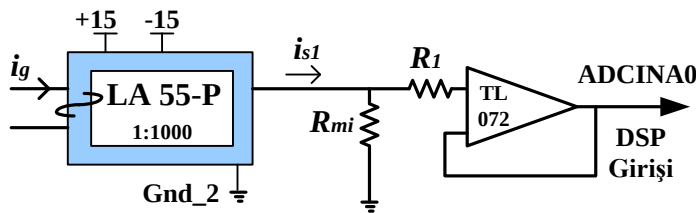


Şekil 5.10. Önerilen devre için kullanılan DSP'den üretilen PWM sinyalleri

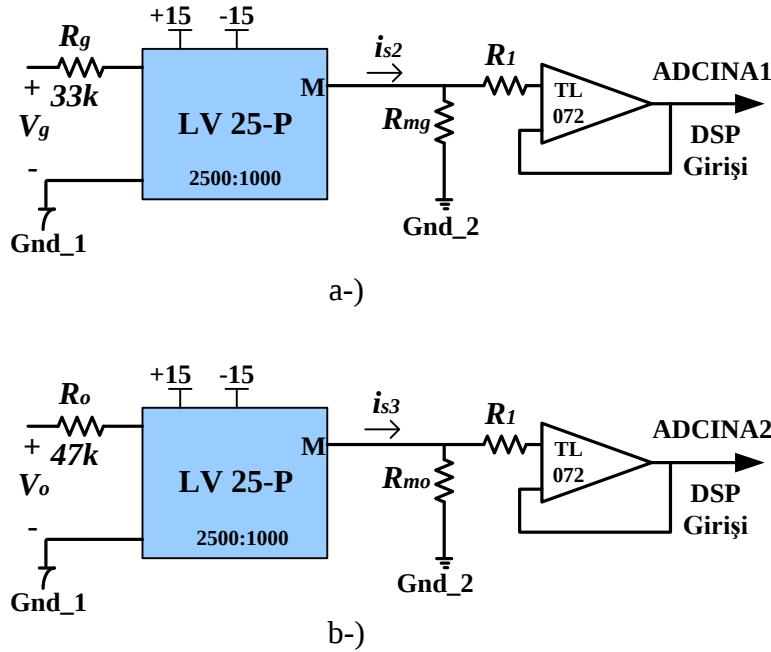
Önerilen devrenin uygulama çalışmasında her bir PWM peryodu $20 \mu s$ n (anahtarlama frekansı 50 kHz) olarak ayarlandığından, ADC $10 \mu s$ n de bir örnekleme almış oluyor. ADC modülü her örneklemede gerekli olan üç sinyali okuyacak şekilde ayarlandı. ADC'den alınan bilgiler GKD kontrolcüsü tarafından işlenerek önerilen devrenin anahtarlama için bir tane görev çarpanı bilgisi üretir. GKD kontrolünden çıkan bu görev çarpanı anında CMPR1 ve CMPR3'e yüklenerek PWM sinyalleri üretilir.

5.3.2. Sinyal örnekleme devresi

Güç devresinden alınan akım ve gerilimler, izoleli elemanlar kullanılarak DSP ADC sinyal seviyesine indirgenmektedir. Doğrultulmuş akım LEM firmasının üretmiş olduğu LA 55-P akım dönüştürücüsü (Şekil 5.11) kullanılarak, çıkış ve giriş gerilimleri ise yine aynı firmanın üretmiş olduğu LV 25-P gerilim dönüştürücü (Şekil 5.12) elemanı kullanılarak örneklenmiştir. LA 55-P akım dönüştürücü ve LV 25-P gerilim dönüştürücü elemanları ± 15 V ile beslenen ve güç devresi ile kontrol devresi arasında izolasyon sağlayan malzemelerdir. Her iki malzemenin de, ± 15 V ile beslenmesi kontrol devresinin besleme kısmında kolaylık sağlar. Bu çalışma akademik bir çalışma olduğundan (ticari amaçlı değildir), güç devresi ile DSP arasında izolasyon sağlanarak DSP kartının olası kısa devre arızalarına karşı korunması amaçlanmıştır. Bu nedenle, güç devresi akım ve gerilimleri dirençler üzerinden değil de izoleli dönüştürücüler üzerinden örneklenmiştir. Bilindiği gibi, gerilim ve akım bilgilerinin dirençler ile örneklenmesi çok basit ve ucuz bir yöntemdir.



Şekil 5.11. LA 55-P akım dönüştürücü devresi



Şekil 5.12. LV 25-P gerilim dönüştürücü devreleri

LA 55-P akım dönüştürücü elemanı, primer tarafına sarılmış iletkenlerden geçen akımı elektriksel bağlantı olmadan 1:1000 oranında çıkışa yansıtır. LV 25-P gerilim dönüştürücü ise, primer tarafına uygulanan gerilimin akım sinyalini bir direnç üzerinden alır ve bunu çıkışa 2500:1000 oranında yansıtır. Görüldüğü üzere kullanılan her iki malzeme de çıkışlarında akım bilgisi verir. Bu akım bilgilerinin gerilime dönüştürülerek DSP'ye aktarılması gerektiğinden dönüştürücülere paralel dirençler kullanılır. Şekil 5.11 ve 5.12'de aktarılan ve dönüştürücülere paralel kullanılan R_{mi} , R_{mg} ve R_{mo} direnç değerleri sırasıyla 100 Ω , 50 Ω ve 100 Ω olup, örnekleme elemanlarının sağlamış olduğu akım sinyalinin gerilim bilgisine dönüştürülmesi için kullanılmaktadır. Devrelerde kullanılan Op-Amp'lar ise örnekleme devreleri ile DSP arasında tampon (buffer) görevi yapar. Örnekleme devrelerinden elde edilerek DSP ADC uçlarına aktarılan sinyallerin devre parametreleri cinsinden eşitlikleri aşağıda aktarılmıştır.

$$V_{ADCINA0} = \frac{N \cdot i_g}{1000} \cdot R_{mi} \quad (5.25)$$

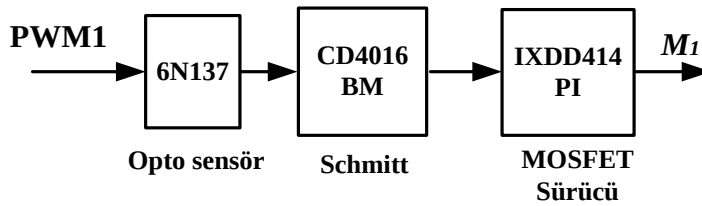
Eş. 5.25'te kullanılan N , LA 55-P akım dönüştürücüsünün primerinden geçirilen iletkenin sarım oranıdır.

$$V_{ADCINA1} = \frac{V_g}{R_g} \frac{2500}{1000} \cdot R_{mg} \quad (5.26)$$

$$V_{ADCINA2} = \frac{V_o}{R_o} \frac{2500}{1000} \cdot R_{mo} \quad (5.27)$$

5.3.3. Sürücü devresi

DSP kartının PWM çıkışları 0-3 V seviyesinde olduğundan, güç devresindeki anahtarların sürülmesi için bu 0-3 V seviyesindeki sinyaller sürücü devresi vasıtasıyla yükseltilmesi gerekir. Şekil 5.13'te görüldüğü gibi, sürücü devresinde MOSFET sürücü entegrelerinin haricinde 6N137 entegreleri de kullanılmıştır. 6N137 entegrelerinin kullanım amacı DSP ile güç devresi arası izolasyonu sağlamaktır. MOSFET sürücüsü olarak IXDD414 PI entegresi kullanılmıştır.



Şekil 5.13. DSP ile güç devresi arasında kullanılan sürücü devresi

5.3.4. Kontrol parametrelerinin belirlenmesi

Kontrol parametrelerinin belirlenmesinde, Şekil 5.7'de verilen semboller kullanılacaktır. Ortalama akım kontrollü yükselten devrenin kontrol tasarımı ile ilgili literatürde yeterince çalışma mevcuttur [30], [55]. Bu bölümde, literatürde mevcut bu çalışmalardan yararlanarak ortalama akım kontrolünde kullanılan kontrolcülerin katsayılarının belirlenmesi aktarılmıştır. Şekil 5.7'de görüldüğü gibi, güç devresine

ait akım ve gerilimlere ait sinyaller K_i , K_g ve K_o blokları ile DSP'ye alınmaktadır. GKD kontrolcüsünün iç döngüsü, akım referansına göre ($i_{g,ref}$) U_c çıkışı veren akım kontrolcüsüdür (G_i). Akım kontrolcüsü dönüştürücü akımının üretilen akım referansını takip edecek şekilde tasarlanmalıdır. GKD kontrolcüsünün dış döngüsü, gerilim referansına göre ($V_{o,ref}$) A çıkışı üreten gerilim kontrolcüsüdür (G_v). Gerilim kontrolcüsü dönüştürücü çıkış geriliminin belirlenen gerilim referansını takip edecek şekilde tasarlanmalıdır. GKD kontrolcüleri DSP içerisinde dijital olarak tasarlandığından, öncelikle DSP'de işlenen sinyallerin seviyesi belirlenmesi lazım.

Önerilen devrenin giriş gerilim ve giriş akım değerleri zamanla değişen sinüzoidal sinyaller olduğundan Şekil 5.7'de kullanılan katsayılar hesaplanırken bu sinüzoidal sinyallerin tepe değerleri dikkate alındı. Güç devresinin sinyalleri LV 25-P gerilim ve LA 55-P akım dönüştürücüleri kullanılarak elde edildi. Giriş gerilimi (V_g) için R_{mg} 50 Ω , çıkış gerilimi (V_o) için R_{mo} 100 Ω ve giriş akımı (i_g) için R_{mi} 100 Ω kullanıldığından; K_g , K_o ve K_i katsayıları;

$$K_g = \frac{ADCINA1}{V_g} = \frac{(V_g / 33000) \cdot 2.5 \cdot 50}{V_g} = 0.00378 \quad (5.28)$$

$$K_o = \frac{ADCINA2}{V_o} = \frac{(V_o / 47000) \cdot 2.5 \cdot 100}{V_o} = 0.005319 \quad (5.29)$$

$$K_i = \frac{ADCINA0}{i_g} = \frac{2 \cdot i_g \cdot 100}{i_g \cdot 1000} = 0.2 \quad (5.30)$$

eşitlikleri ile hesaplanır. Güç devresinin akım ve gerilimlerinin tepe değerleri (600 W çıkış gücü düşünülerek) alınsa bile, bu katsayılar ile çarpımlarından 3 V gerilim seviyesi (DSP ADC'sine uygun tepe değer) aşılmamaktadır. DSP içerisinde kullanılan katsayılardan B ve C^2 Eş. 5.31 ve 5.32 ile ifade edilirken, A gerilim kontrolcüsü çıkış sinyali değeridir.

$$B = K_i \cdot V_g \quad (5.31)$$

$$C^2 = K_m \cdot V_{g,ort}^2 \quad (5.32)$$

GKD kontrolcüsünün çarpım bloğunda kullanılan C^2 katsayısı doğrultulmuş gerilimin etkin değerine bağlıdır. Bir gerilim sinyalinin etkin değeri ortalama değeri ile doğrudan bağlantılı olduğundan, doğrultulmuş gerilimin ortalama değeri alınarak K_m gibi bir katsayı ile çarpılmıştır. DSP gibi sayısal işlemcilerde sinyallerin ortalama değerinin elde edilmesi kolay olduğu için bu yöntem kullanılmaktadır. Şekil 5.7'den akım kontrol döngüsü kazancı (T_i) Eş. 5.33 ve kontrolcü kazancı ise Eş. 5.34 ile yazılabilir [56].

$$T_i = G_{id} \cdot K_i \cdot G_i \cdot F_m = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_z) \quad (5.33)$$

$$G_i = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot L}{K_i \cdot V_o} \quad (5.34)$$

burada, f_z akım kontrol döngüsü transfer fonksiyonunun sıfır frekansını ve f_{ci} ise köşe frekansını ifade eder. PWM modülatör kazancı (F_m), güç devresine uygulanan görev çarpanının akım kontrolcüsünden elde edilen değere (U_c) oranıdır (Eş. 5.35).

$$F_m = \frac{d}{U_c} \quad (5.35)$$

Güç devresi ile akım döngüsü arasındaki bağıntıyı (G_{id}), yüksek frekansta kondansatörün etkisini ihmal edersek ($1/sC_o=0$), Eş. 5.36 ile ifade edebiliriz.

$$G_{id} = \frac{V_o}{sL} \quad (5.36)$$

Akım döngüsündeki katsayılar belirlendikten sonra, gerilim döngüsü ile güç devresi arasındaki ifade (G_{vd}), gerilim döngüsü kazancı (T_v) ve kontrolcü kazancı;

$$T_v = G_{vd} \cdot K_o \cdot G_v = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_{cv}) \quad (5.37)$$

$$G_{vd} = \frac{V_o}{A} = \frac{K_m}{2 \cdot K_g \cdot K_i} \cdot \left[\frac{V_{g,\min}}{V_{g,\max}} \right]^2 \cdot \frac{Z_f}{V_o} \quad (5.38)$$

$$G_v = \frac{2 \cdot K_g \cdot K_i}{K_o \cdot K_m} \cdot \left[\frac{V_{g,\max}}{V_{g,\min}} \right]^2 \cdot \frac{V_o}{Z_f} \Big|_{f=f_{cv}} \quad (5.39)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Burada, f_{cv} gerilim kontrol döngüsü transfer fonksiyonunun köşe frekansını ifade eder. Z_f ise çıkış kondansatörü dahil yükün tamamını ifade eder. Z_f çıkış yükünü Eş. 5.40'daki gibi alabiliriz.

$$Z_f \Big|_{f=f_{cv}} = \frac{1}{1/R_o + 1/Z_L + Z_{C_o}} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot C_o} \quad (5.40)$$

Önerilen GKD devresinin kontrolcileri klasik PI (Proportional-Integral) kontrolcileri olduğundan, yukarıda kazanç katsayıları belirlenen akım ve gerilim kontrolcileri aşağıda PI gösterimi şeklinde aktarılabilir.

$$G_v(s) = G_v \cdot \frac{1 + T_v \cdot s}{s \cdot T_v} = K_{P1} + \frac{K_{I1}}{s} \quad (5.41)$$

$$G_i(s) = G_i \cdot \frac{1 + T_i \cdot s}{s \cdot T_i} = K_{P2} + \frac{K_{I2}}{s} \quad (5.42)$$

burada, K_{P1} ve K_{I1} gerilim kontrolcüsünün, K_{P2} ve K_{I2} ise akım kontrolcüsünün katsayıları olarak kullanılmıştır. Çizelge 5.3'te aktarılan değerler kullanılarak GKD kontrolcülerine ait katsayılar belirlenebilir.

Çizelge 5.3. GKD kontrolcülerin belirlenmesinde kullanılan değerler

Parametre	Değeri
Çıkış gücü, P_o	600 W
Giriş gerilim tepe değeri, $V_{g,max}$	320 V
Giriş gerilim minimum değeri,	320 V
Çıkış gerilimi, V_o	400 V
Anahtarlama frekansı, f_s	50 kHz
Örnekleme süresi, T_s	10 μ s
Endüktör değeri, L	900 μ H
Çıkış kondansatör değeri, C_o	470 μ F
Gerilim kontrolcü köşe frekansı, f_{cv}	10 Hz
Akım kontrolcü köşe frekansı, f_{ci}	5 kHz
Akım kontrolcü sıfır frekansı, f_z	800 Hz

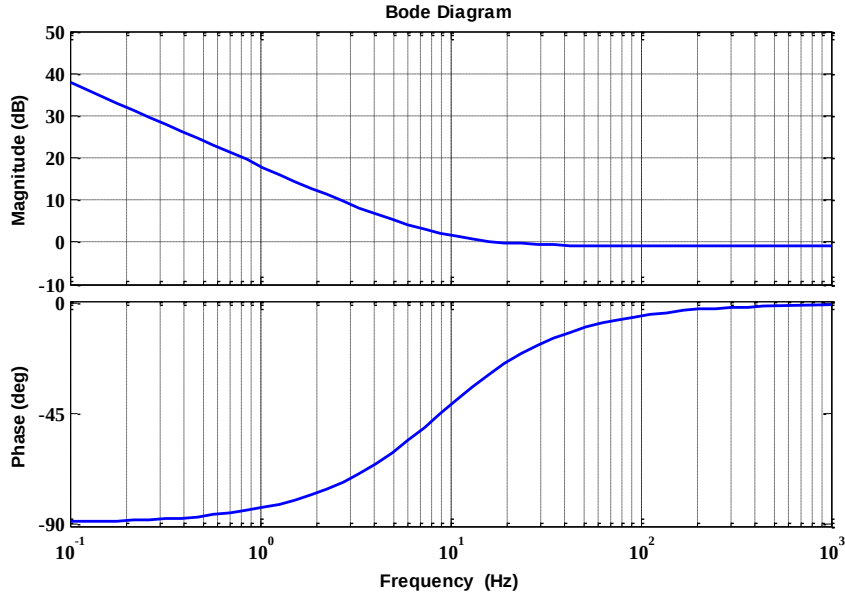
Yukarıda aktarılan eşitliklerde Çizelge 5.3'teki değerler kullanılırsa, $G_v(s)$ ve $G_i(s)$ kontrolcülerini Eş. 5.43 ve 5.44'te aktarılan katsayılarla ifade edilir.

$$G_v(s) = 0,9 \cdot \frac{1 + 18 \times 10^{-3} \cdot s}{18 \times 10^{-3} \cdot s} = 0,9 + \frac{50}{s} \quad (5.43)$$

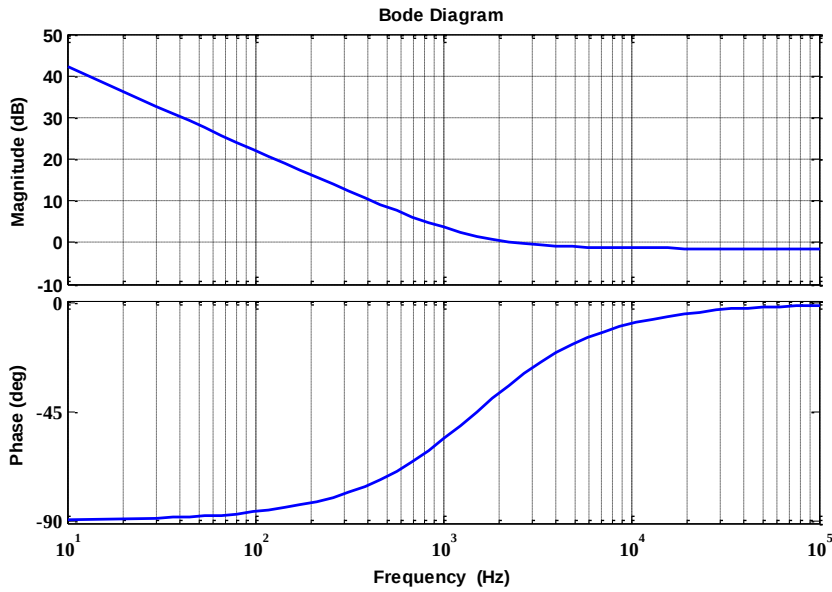
$$G_i(s) = 0,85 \cdot \frac{1 + 105,98 \times 10^{-6} \cdot s}{105,98 \times 10^{-6} \cdot s} = 0,85 + \frac{8020}{s} \quad (5.44)$$

Eş. 5.43 ve 5.44'ten, Çizelge 5.3'te verilen değerler için elde edilen GKD kontrolcülerini için; $K_{P1} = 0,9$; $K_{I1} = 50$; $K_{P2} = 0,85$ ve $K_{I2} = 8020$ katsayıları elde edilir. Belirtilen katsayılarla elde edilen gerilim ve akım kontrolcülerinin Bode çizimleri sırasıyla Şekil 5.14 ve 5.15'te verilmiştir. Şekil 5.14'ten, gerilim

kontrolcüsünün köşe frekansının 10-15 Hz arası ve faz marjininin 30° civarında olduğu görülmektedir. Şekil 5.15'te ise, akım kontrolcüsünün düşük frekanstaki kazancının yaklaşık 40dB olduğu, köşe frekansının 3 kHz civarında ve faz marjininin ise yaklaşık 30° olduğu görülmektedir.



Şekil 5.14. Gerilim kontrolcüsü bode çizimi



Şekil 5.15. Akım kontrolcüsü bode çizimi

Çalışmada GKD kontrolü için DSP kullanıldığından kontrolcülerin ayrık zamanda ifade edilmesi gerekir. Eş. 5.45 ile verilen $U(s)$ girişine ve $E(s)$ çıkışına sahip s gösterimindeki bir PI kontrolcüsüne ters dönüşüm uygulanırsa, t gösterimi Eş. 5.47'deki gibi olur.

$$G(s) = \frac{U_s}{E_s} = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (5.45)$$

$$u(t) = e(t) \cdot K_P \cdot \left[1 + \frac{K_I \cdot T_s}{1 - z^{-1}} \right] \quad (5.46)$$

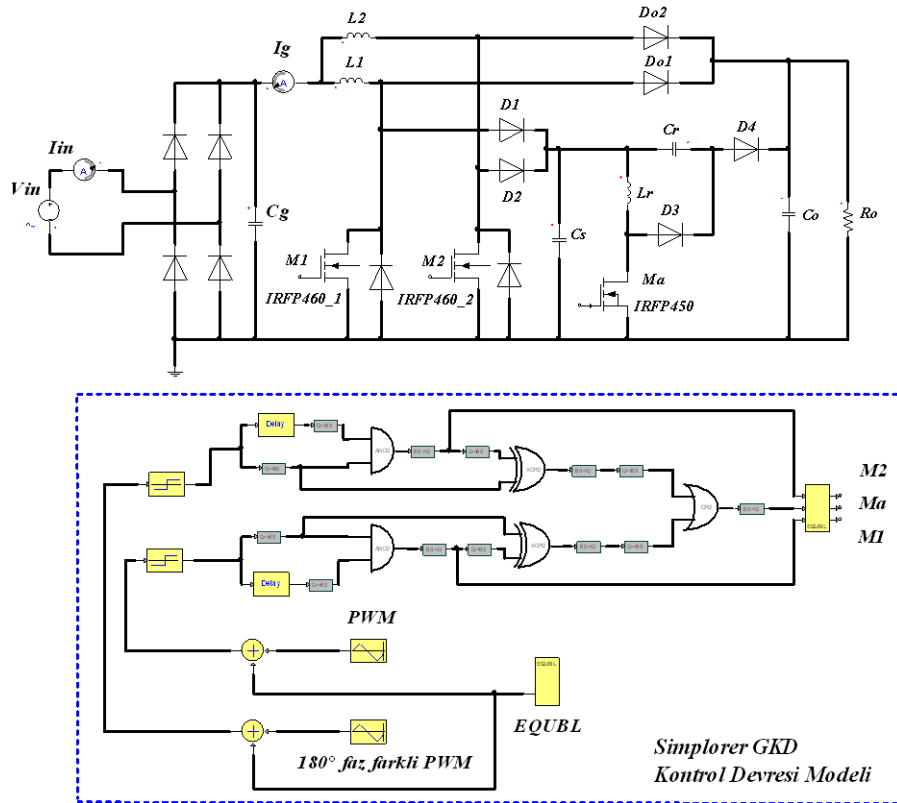
$$u(t) = K_P \cdot [e(t) - e(t-1)] + u(t-1) + K_I \cdot T_s \cdot e(t) \quad (5.47)$$

Eş. 5.47'de görüldüğü üzere, PI kontrolcülerini ayrık zamanda ifade edilirken integral katsayıları T_s örnekleme zamanı ile çarpılır. Önerilen devrenin kontrolcülerine ait katsayılar belirlendikten sonra, kontrolcü tasarımı hem benzetim çalışmasında hem de uygulama çalışmasında yukarıda aktarıldığı gibi ayrık zamanda ifade edilmiştir.

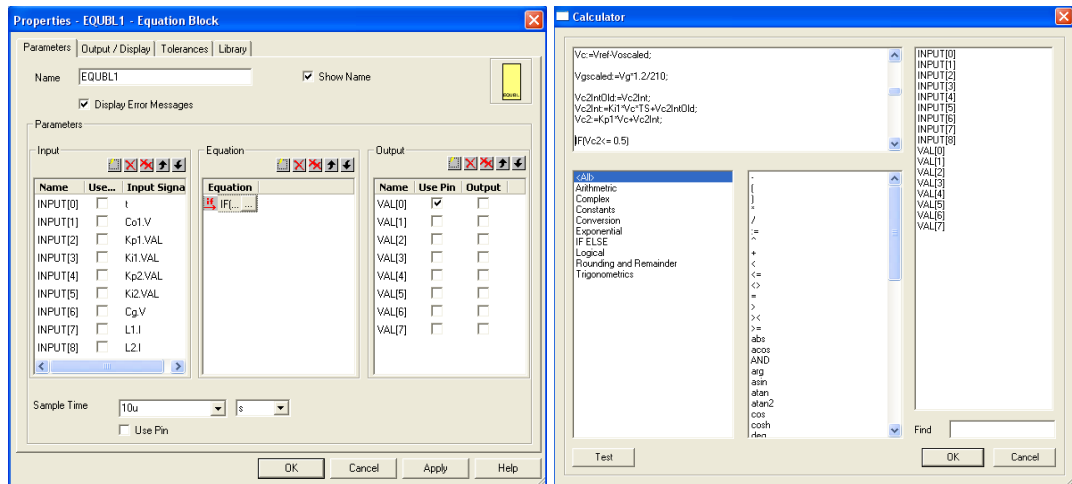
6. ÖNERİLEN SGG SARMAŞIK YÜKSELTEN GKD DEVRESİNİN BENZETİM ÇALIŞMASI SONUÇLARI

Bu bölümde, önerilen ortalama akım kontrollü sarmaşık yükselten GKD devresinin SIMPLORER programı (Ansoft firması tarafından geliştirilen) kullanılarak yapılan benzetim çalışmalarına ait sonuçlar aktarılmıştır. Benzetim çalışmalarında, tasarım sonucu elde edilen ve uygulama devresinde de kullanılan değerler kullanılmıştır. Programda kullanılan MOSFET'ler ve diyotlar gerçek değerlerine yakın modellenmiştir. Endüktör, kondansatör ve direnç gibi pasif devre elemanları ise programda mevcut ideal devre elemanlarından seçilmiştir. Devrenin kontrolü dijital olduğundan, uygulamada kontrolcü olarak kullanılan DSP'nin ilgili modülleri benzetim programında modellenmiştir. DSP'nin ADC örnekleme süresi, PWM modülü ve programlama mantığı Simplorer programında mevcut bloklar (Şekil 6.1) ile tasarlanmıştır. Özellikle güç elektroniği uygulamaları için geliştirilen Simplorer programı içerdiği denklem blokları (EQUBL) vasıtasıyla geniş bir çalışma alanı sağlamaktadır. Simplorer programının içerdiği bloklar (Şekil 6.2) analog veya dijital olarak alınan sinyallerin kod yazılarak işlenmesini sağladığı için DSP gibi sayısal işlemcilere ait birimlerin modellenmesi imkanı da sağlar. Program benzetim çalışmalarına ait sonuçları grafik pencerelerinde izleme imkanı sağladığı gibi farklı araçlar (tools) ile analitiksel analiz imkanı da sağlar. Özetle, Simplorer programı güç elektroniği uygulamaları için geliştirilmiş ve içeriğinde devre elemanları temelli uygulama imkanı ile birlikte kod yazma imkanı da sağladığından, önerilen devrenin benzetim çalışmalarında tercih edilmiştir.

Benzetim programında GKD devresi için tasarlanan kontrolcüler, ilgili katsayılar, fark alıcı devreler, çarpıcı v.b. işlemler EQUBL bloğunun içerisinde işlenmiştir. Önerilen devrenin PWM sinyallerinin üretilmesi ise programın içeriğinde mevcut devre elemanları ile yapılmıştır. Uygulamada olduğu gibi benzetim çalışmasında da güç devresine ait sinyaller 10 μ s ile örneklenmektedir. Benzetim programının adım aralığı 100 ns olarak ayarlanmıştır.



Şekil 6.1. Ortalama akım kontrollü önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin Simplerer benzetim diyagramı



Şekil 6.2. Simplerer benzetim programının EQUBL modülü

220 V ve 110 V etkin şebeke gerilimi değerleri için yapılan benzetim çalışmalarında kullanılan devre parametreleri Çizelge 6.1’de verilmiştir. Önerilen devrenin GKD

kontrolcüsü ön-besleme içerdiğinden hem 220 V hem de 110 V etkin şebeke geriliminde aynı kontrolcü katsayıları kullanıldı.

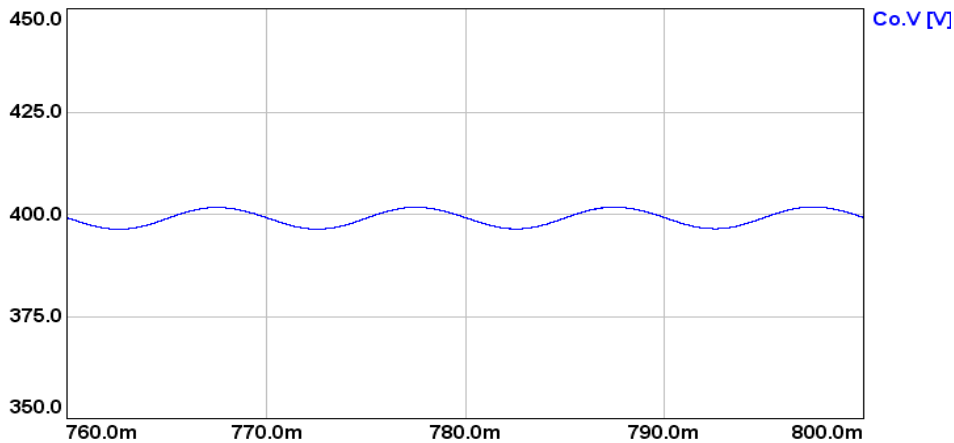
Çizelge 6.1. Benzetim çalışmalarında kullanılan parametreler

Parametre	Değeri
Sarmaşık Yükselten GKD Devre Parametreleri	
Çıkış gücü, P_o	600 W
Giriş şebeke gerilimi, V_{in}	110-220 V _{rms}
Şebeke gerilimi, f	50 Hz
Ortalama çıkış gerilimi, V_o	400 V
Anahtarlama frekansı, f_s	50 kHz
Endüktörler, L_1, L_2	700 μ H
Çıkış kondansatörü, C_o	470 μ F
Giriş gürültü kondansatörü, C_g	0,47 μ F
Ana anahtarlar, M_1, M_2	IRFP460
Ana diyotlar, D_{o1}, D_{o2}	DSEI 30-12A
Yardımcı Devre Parametreleri	
Yardımcı devre endüktörü, L_r	15 μ H
Yardımcı devre kondansatörü, C_r	10 nF
Yardımcı devre kondansatörü, C_s	2,2 nF
Yardımcı anahtar, M_a	IRFP450
Yardımcı devre diyotları, D_1, D_2, D_3, D_4	UF5408
GKD Kontrolcü Parametreleri	
$K_{P1}; K_{I1}; K_{P2}; K_{I2}$	12; 300; 0,5; 4500
Örnekleme süresi, T_s	10 μ s

Sarmaşık yükselten GKD devresi için önerilen SGG yumuşak anahtarlama yönteminin en kötü şartlarda SGG koşulunu sağlaması gerekir. GKD devrelerinin çıkış gerilimi sabit olduğundan, koşulların giriş gerilim değişiminde (dolayısıyla giriş akım değişimlerinde) oluştuğu Eş.5.21 ile aktarılmıştı. Giriş akımının en yüksek değeri, SGG için gerekli azami gecikme süresini belirlemekte ve en kötü koşulu

oluşturmaktadır. Giriş akımının tepe değerinin tasarımı yapılan dönüştürücünün maksimum çıkış gücünde ve minimum giriş geriliminin tepe değerinde olduğu daha önce aktarılmıştı. Bu nedenle, önerilen SGG yöntemi sarmaşık yükselten GKD devresinin 600 W çıkış gücünde ve 110 V etkin giriş geriliminde SGG koşulunu sağlıyorsa, dönüştürücünün diğer koşullarında da (600 W'tan düşük güç değerlerinde ve 110 V'tan büyük giriş gerilim değerlerinde) bu koşulu sağlar. Çalışma konusu olan güç devresi sarmaşık yükselten devre olduğundan, belirtilen koşullar hariç görev çarpanının koşulları da dikkate alınmalıdır. Bu nedenle, yumuşak anahtarlama devresinin davranışı, farklı görev çarpanı değerlerinde (hem $d < 0,5$ için hem de $d > 0,5$ için) kaydedilerek sonuçlar aktarılmıştır.

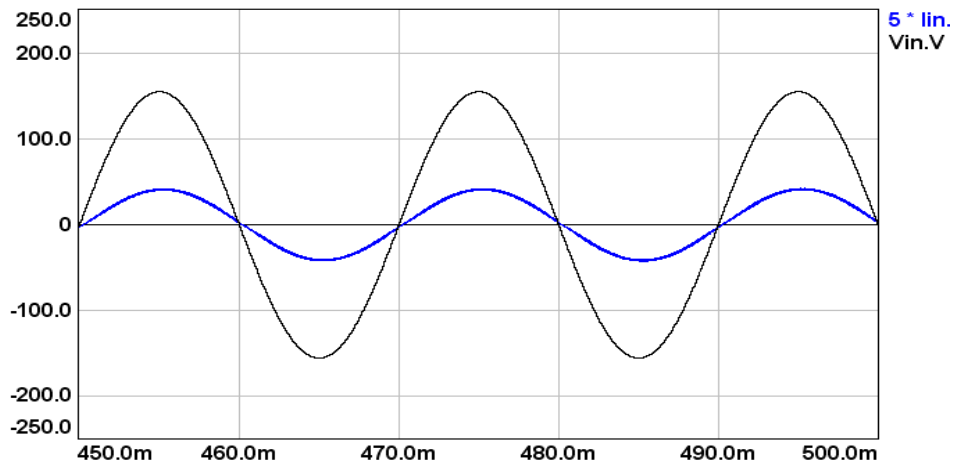
Giriş gerilimi zamanla değişen sinüzoidal dalga şekline sahip olduğundan, 220 V etkin değerinin tepe değeri yaklaşık olarak 310 V'tur. Daha önce analizlerde aktarıldığı üzere, giriş gerilim değeri çıkış geriliminin yarısına ($V_o/2 = 200$ V) eşit oluncaya dek görev çarpanı 0,5'ten büyük, çıkış geriliminin yarısından büyük değerlerinde ise görev çarpanı 0,5'ten küçüktür. Bu nedenle, 220 V etkin şebeke gerilim değerinde yapılacak benzetim çalışmaları ile önerilen SGG yönteminin farklı görev çarpanı değerlerindeki davranışı gözlenmiş olacak. 110 V ve 220 V etkin şebeke gerilim değerleri ile elde edilen benzetim çalışma sonuçları aşağıda aktarılmıştır.



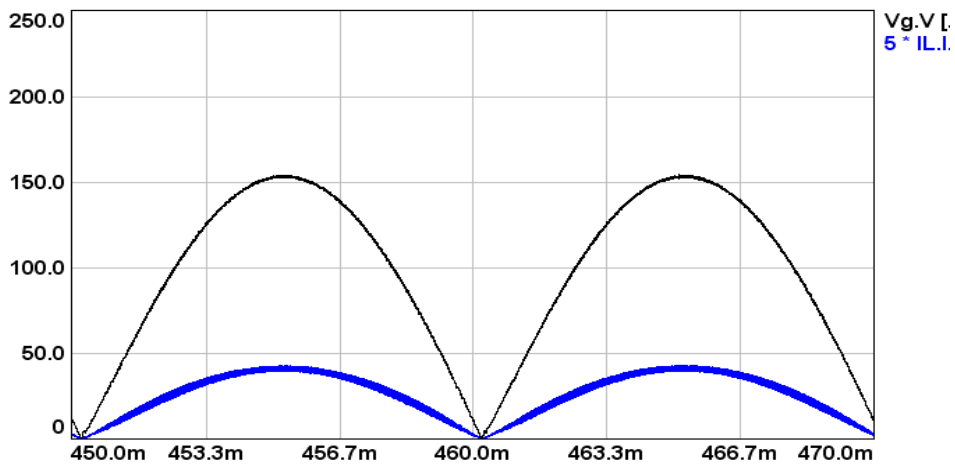
Şekil 6.3. 110 V ve 220 V etkin giriş gerilimlerindeki çıkış gerilimi ($V_o = 400$ V)

Devrenin çıkış gerilim dalga şekli Şekil 6.3 ile verilmiştir. Hem 110 V hem de 220 V etkin giriş gerilimi değerlerinde çıkış geriliminin dalgacık oranı yaklaşık 6 V olarak kaydedildi. GKD kontrolcüsünün referans gerilim değerine bağlı olarak çıkış gerilimini tasarlandığı gibi 400 V civarında regüle ettiği görülmektedir.

Önerilen devre 110 V etkin giriş gerilimi ile çalıştırıldığında elde edilen giriş gerilim ve giriş akım dalga şekilleri Şekil 6.4'te ve doğrultulmuş gerilim ile doğrultulmuş akım dalga şekilleri ise Şekil 6.5'te aktarılmıştır. Aynı çıkış güç değeri için, 110 V giriş gerilimi değerinde çekilen akımın oranı arttığından giriş akım dalgacık oranı düşer. Bu nedenle, 110 V giriş geriliminde daha düzgün akım dalga şekli elde edilir.

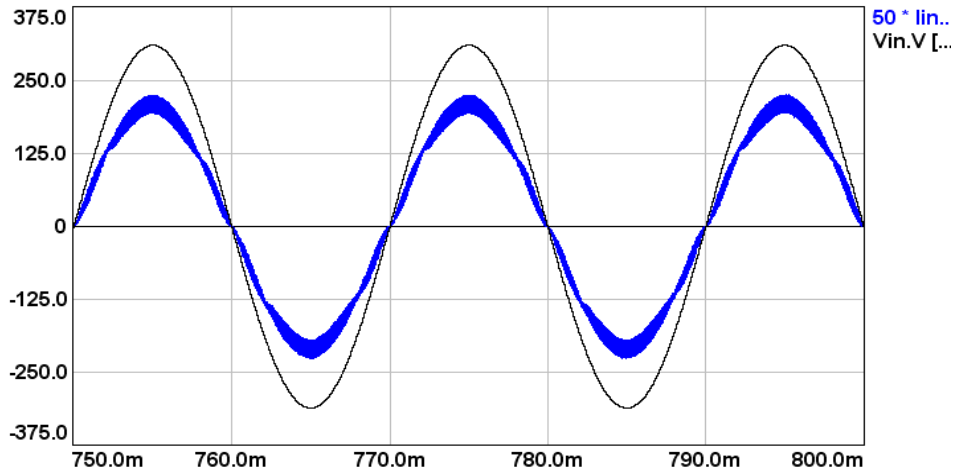


Şekil 6.4. 110 V giriş gerilimi ile 5*giriş akımı ($V_{in}=110 \text{ V}_{rms}$; $THBi=\%5,1$)

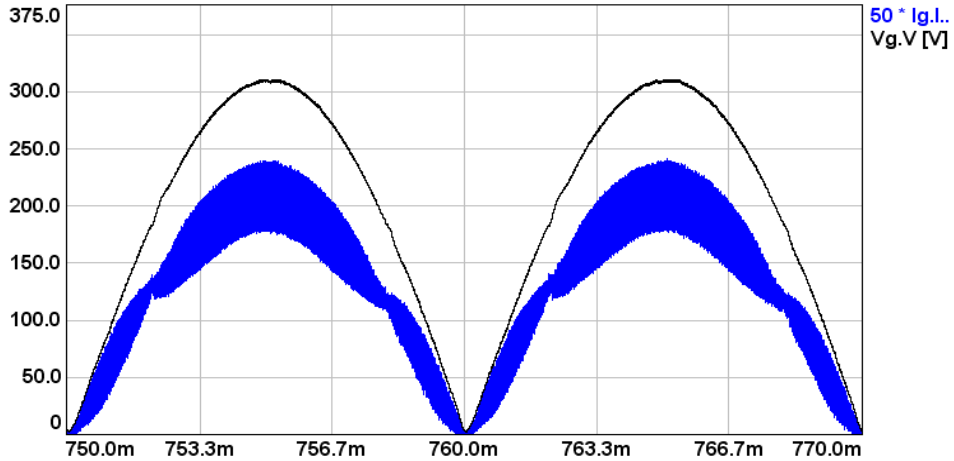


Şekil 6.5. Doğrultulmuş gerilim-5*akım grafikleri ($V_g=110 \text{ V}_{rms}$; $i_g=5,63 \text{ A}_{rms}$)

220 V etkin giriş gerilimi kullanılarak önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin benzetim çalışmaları sonucunda elde edilen giriş gerilim ve giriş akım dalga şekilleri Şekil 6.6'da ve doğrultulmuş gerilim ile doğrultulmuş akım dalga şekilleri ise Şekil 6.7'de aktarılmıştır. 600 W çıkış güç değeri için yapılan bu çalışmada giriş akım etkin değeri 2.81 olarak kaydedilmiştir.



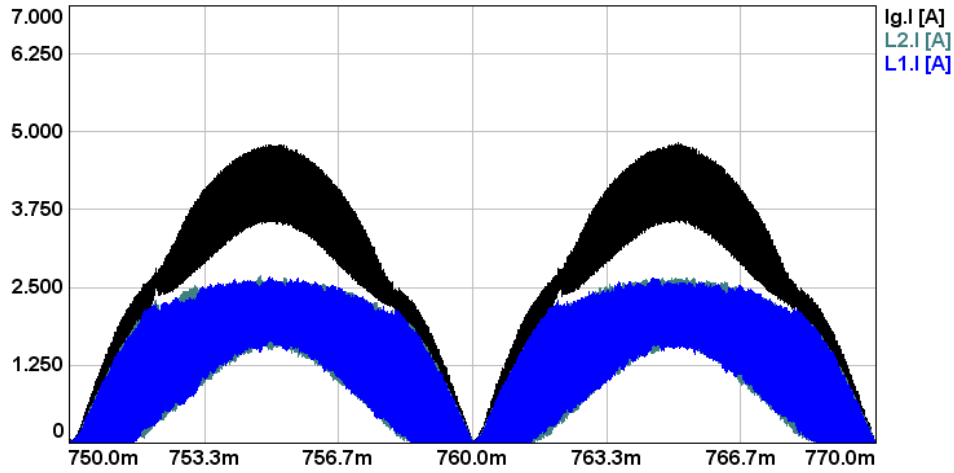
Şekil 6.6. 220 V giriş gerilimi ile 50*giriş akımı ($V_{in}=220$ V_{rms} ; THBi=%8,6)



Şekil 6.7. 220 V doğrultulmuş gerilimi ile 50*doğrultulmuş akım dalga şekilleri ($V_g=220$ V_{rms} ; $i_g=2,81$ A_{rms})

Şekil 6.6'da elde edilen akım dalga şeklinde (Şekil 6.4'te elde edilen ile karşılaştırılırsa) akımda kırılmaların olduğu ve akımın tepe değerlerinde dalgacık oranının fazla olduğu görülmektedir. Bunun nedeni, 220 V etkin giriş geriliminde,

giriş gerilim değeri çıkış geriliminin yarısına eşit oluncaya dek görev çarpanının (d) 0,5'ten büyük, çıkış geriliminin yarısından büyük değerlerinde ise görev çarpanı 0,5'ten küçük olmasıdır. Devre faz farklı paralel yükselten olduğundan, görev çarpanı değeri 0,5 olduğu durumlarda giriş akım dalgacık oranı en düşük düzeyde olur. Ayrıca, görev çarpanı 0,5'ten küçük olduğu durumlarda (220 V giriş gerilim değerinin tepe noktalarında) akımın dalgacık oranı artmaktadır. Şekil 6.8'de, 220 V giriş geriliminde elde edilen endüktör akımları ve doğrultulmuş akım (endüktör akımlarının toplamı) dalga şekilleri görülmektedir. Şekilden, her bir endüktörün akımı eşit bir şekilde paylaştığı görülmektedir.

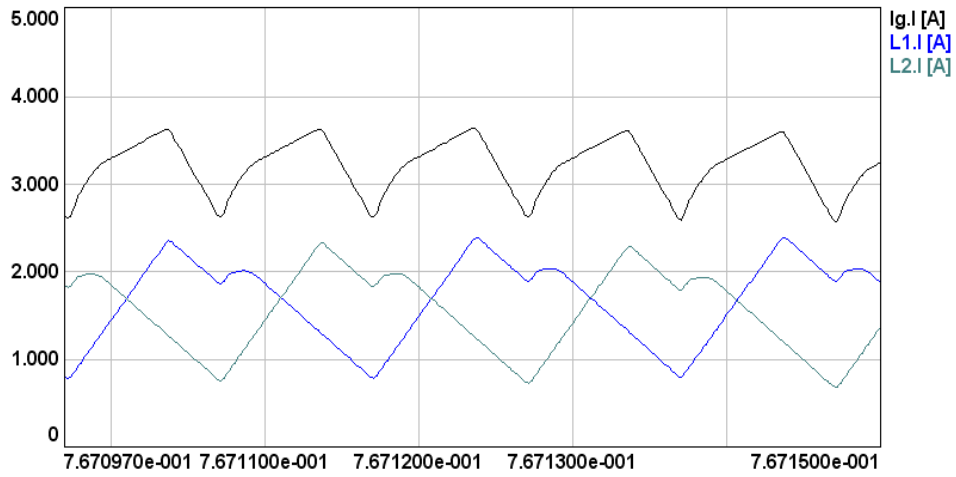


Şekil 6.8. 220 V etkin giriş geriliminde elde edilen, doğrultulmuş akım ve endüktör akımları dalga şekilleri (i_g , i_{L1} , i_{L2})

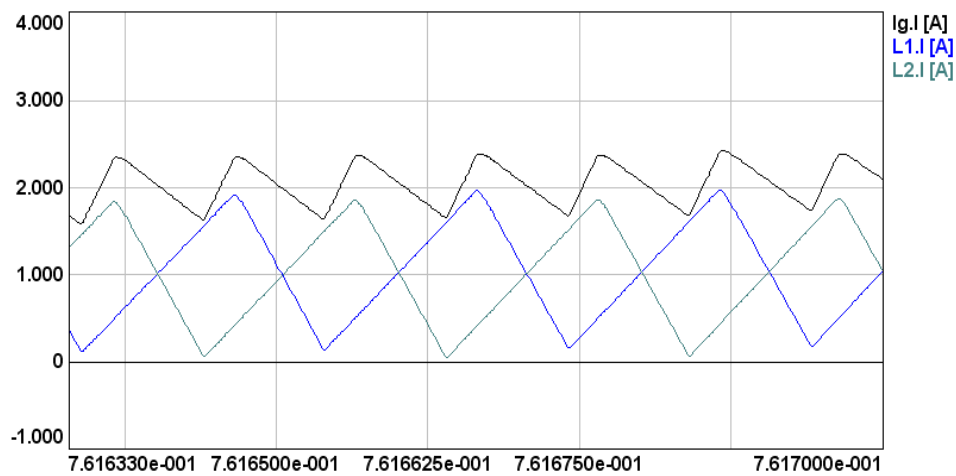
Devre faz farklı olduğundan, toplam akım dalgacık oranının endüktör akım dalgacık oranlarından daha az olduğu görülmektedir. Toplam akım ile endüktör akımlarının dalgacık oranları arasındaki farkı daha iyi görmek için Şekil 6.8'deki grafiğin zaman eksenini küçültülerek Şekil 6.9 ve Şekil 6.10 elde edildi. Şekil 6.9'da görev çarpanının (d) 0,5'ten küçük olduğu durumdaki (giriş geriliminin tepe noktaları) akımların dalga şekilleri gösterilirken, Şekil 6.10'da görev çarpanının (d) 0,5'ten büyük olduğu durumdaki (giriş geriliminin dip noktaları) akımların dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 6.9'dan, endüktör akım dalga şekillerinde kırılmalar olduğu görülmektedir. Görev çarpanının 0,5'ten küçük olduğu durumlarda oluşan bu kırılmalar SGG'den kaynaklıdır. Bir anahtar (örneğin M_1) kesimde iken endüktör akımı zamanla azalır,

fakat yardımcı anahtar diğer anahtar (örneğin M_2) için devreye girdiğinde her iki güç katının endüktörlerinden de akım çeker. Bu nedenle, kesimde olan anahtarın güç katından yardımcı anahtarın devreye girdiği süre kadar artan bir akım çekilir. Giriş gerilimin tepe noktalarında oluşan bu durum devrenin çalışma karakteristiğini etkilemediği gibi giriş akım dalgacık oranının daha da azalmasını sağlar.

Sarmaşık yükselten GKD devrelerinin en önemli sorunu endüktör akımlarının eşit paylaşımıdır. Görüldüğü üzere, görev çarpanının her iki durumunda da endüktörler giriş akımını eşit paylaşmakta ve giriş akım dalgacık oranını düşürmektedir.

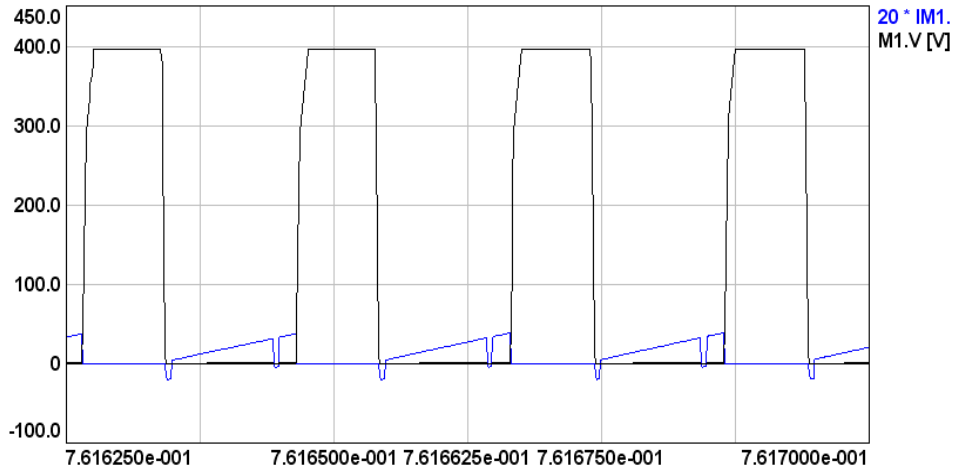


Şekil 6.9. $d < 0,5$ için doğrultulmuş ve endüktör akımları dalga şekilleri (i_g , i_{L1} , i_{L2})

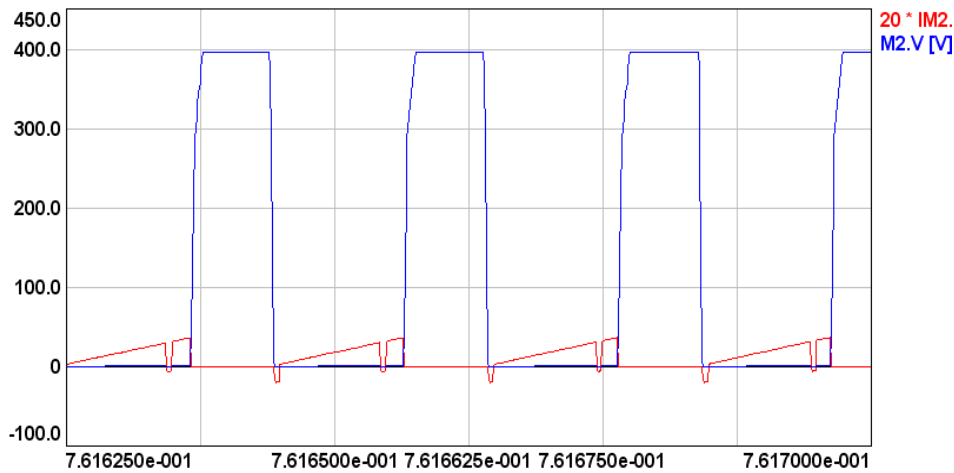


Şekil 6.10. $d > 0,5$ için doğrultulmuş ve endüktör akımları dalga şekilleri (i_g , i_{L1} , i_{L2})

Önerilen SGG yönteminin sarmaşık yükselten GKD devresindeki ana anahtarlar üzerindeki etkisini görmek için, devrede kullanılan MOSFET'lerin gerilim ve akım dalga şekilleri incelendi. Şekil 6.11 ve 12'de, görev çarpanının (d) 0,5'ten büyük olduğu durumda ana anahtarların (M_1 ve M_2) gerilim ve akım grafikleri aktarılmıştır. Görev çarpanı 0,5'ten büyük ise, her hangi bir anahtar iletimdeyken diğer ana anahtar da iletime geçmektedir. Her ana anahtardan önce yardımcı anahtar (M_a) devreye girdiğinden, SGG için belirlenen gecikme süresi kadar (yardımcı anahtar görev çarpanı süresince) her iki ana anahtarın gövde diyotlarından akım geçmektedir. Bu durum Şekil 6.11'de açıkça görülmektedir.

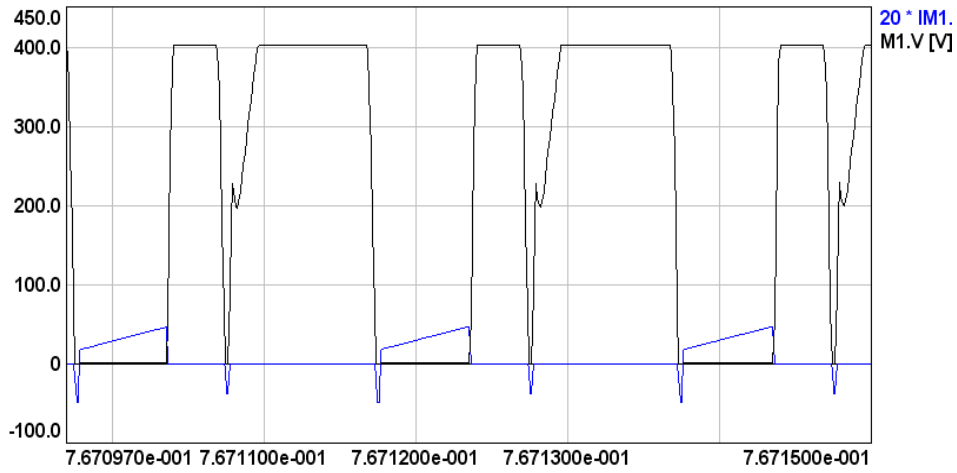


Şekil 6.11. $d > 0,5$ için M_1 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM1} , $20 \cdot i_{D,M1}$)

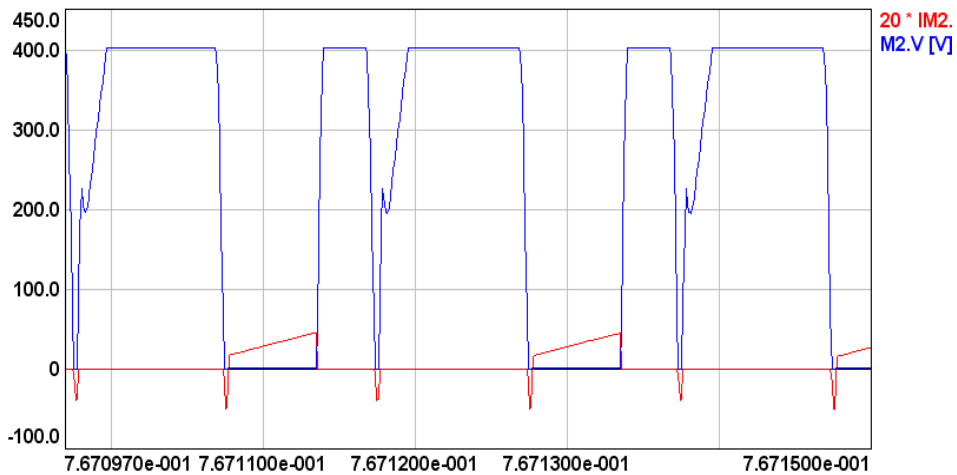


Şekil 6.12. $d > 0,5$ için M_2 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM2} , $20 \cdot i_{D,M2}$)

Şekil 6.13 ve 14'te, görev çarpanının (d) 0,5'ten küçük olduğu durumda ana anahtarların (M_1 ve M_2) gerilim ve akım grafikleri aktarılmıştır. Görev çarpanı 0,5'ten küçük ise, her hangi bir anahtar kesimdeyken diğer ana anahtar iletme geçmektedir. Yardımcı anahtar devreye girdiği zaman kesimde olan anahtarın da gövde diyodundan akım geçmektedir. Şekil 6.13 ve 14'te açıkça görülen bu durum, kesimde olan anahtarda anahtarlama kaybı oluşturmamaktadır. Nedeni ise, gövde diyodunda akım geçerken anahtar terminallerinde oluşan gerilim değeri diyodun iletim değeri olan 1 V düzeyindedir.

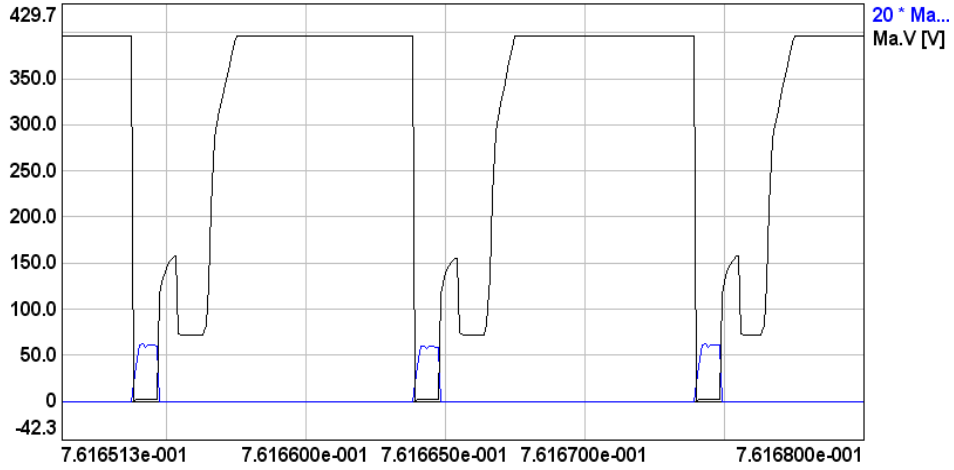


Şekil 6.13. $d < 0,5$ için M_1 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM1} , $20 \cdot i_{D,M1}$)

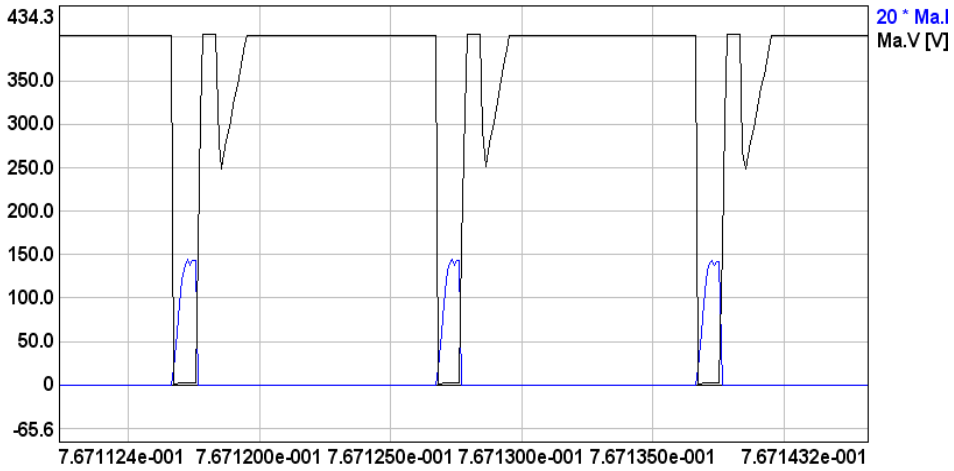


Şekil 6.14. $d < 0,5$ için M_2 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM2} , $20 \cdot i_{D,M2}$)

Önerilen yöntem ile ana anahtarlarda SGG koşulunun sağlandığı görüldü. Ana anahtarların kayıpları düşürülürken, kullanılan yardımcı devre ile farklı kayıplara yol açmamak önemlidir. Bu nedenle, farklı görev çarpanı değerlerinde yardımcı anahtarın gerilim-akım grafiklerinin incelenmesi gerekir.



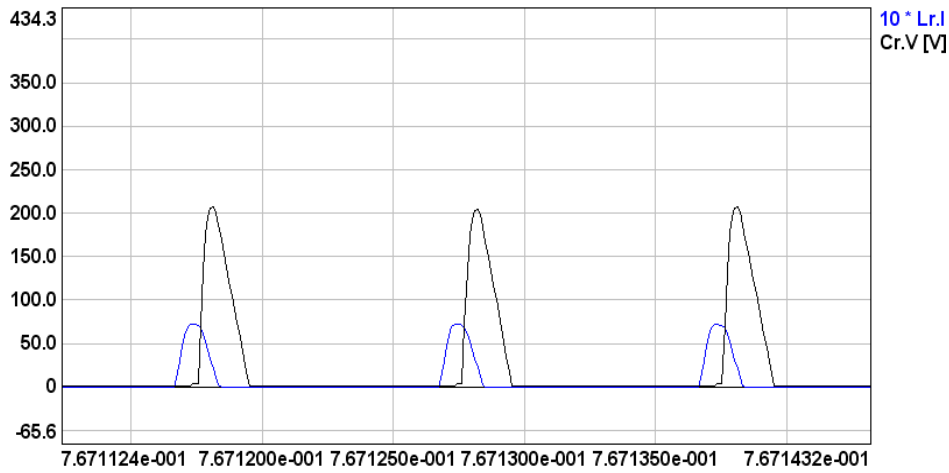
Şekil 6.15. $d > 0,5$ için M_a yardımcı anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSMa} , $20 \cdot i_{D,Ma}$)



Şekil 6.16. $d < 0,5$ için M_a yardımcı anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSMa} , $20 \cdot i_{D,Ma}$)

Şekil 6.15'te görev çarpanının 0,5'ten büyük olduğu durumda, Şekil 6.16'da ise, görev çarpanının 0,5'ten küçük olduğu durumda, yardımcı anahtarın (M_a) gerilim ve akım grafikleri aktarılmıştır. Görüldüğü üzere, her iki durumda da, yardımcı anahtar

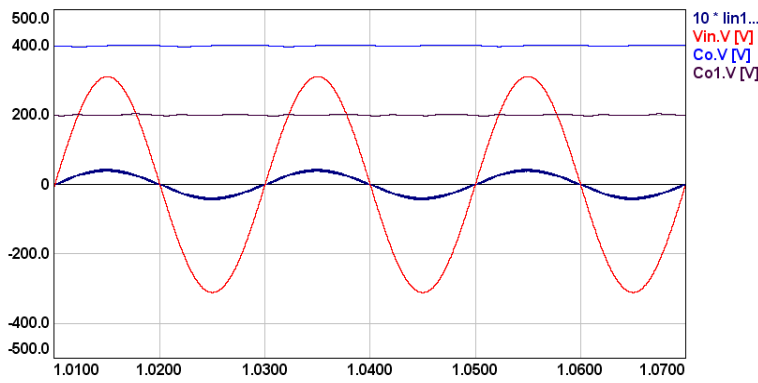
yumuşak anahtarlama ile anahtarlansaktadır. Ayrıca, yardımcı devrede kullanılan diyotların akım ve gerilim dalga şekilleri incelendiğinde, akım veya gerilim osilasyonlarının olmadığı ve diyotların ters akım kayıplarının olmadığı gözlenmiştir. Bu durumda, kullanılan yardımcı devrenin kayıplarının oldukça az olduğu söylenebilir. Temel olarak, yardımcı devrenin kayıplarını, kullanılan yarıiletkenlerin iletim kayıpları (anahtarlama kayıplarına oranla oldukça düşük) ve pasif elemanların iç dirençlerinden kaynaklı kayıplar olarak ifade edebiliriz. Şekil 6.17’de yardımcı devrede kullanılan L_r endüktörünün akımı ile C_r kondansatörünün gerilim grafikleri aktarılmıştır. Görüldüğü üzere, endüktör akımı kondansatör gerilimini arttırarak düşmeye başlar. Yani, yardımcı devre analizinde de bahsedildiği gibi, devrede endüktöre depolanan enerji önce kondansatöre transfer edilir daha sonra ise çıkışa aktarılır.



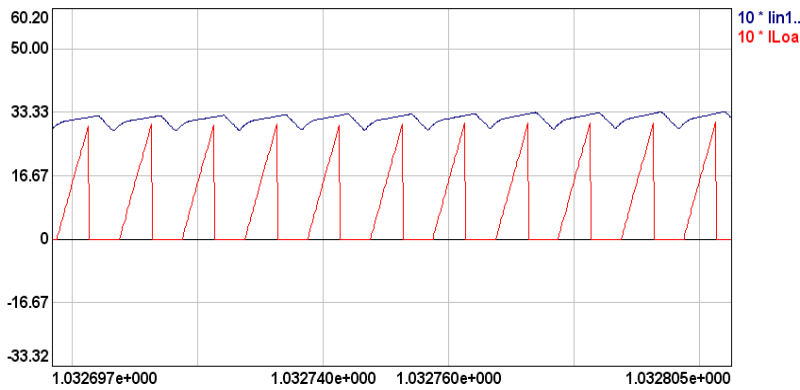
Şekil 6.17. C_r kondansatör gerilimi ve $10 \cdot L_r$ endüktör akımı dalga şekilleri (V_{C_r} , $10 \cdot i_{L_r}$)

Yapılan benzetim çalışmalarında çıkış yük olarak direnç alındı. Literatür çalışmalarından, yük fark etmeksizin GKD devrelerinin işlevini yerine getirdiğini bilmekteyiz. GKD devreleri bir ön düzenleyici devre olduğundan çıkış yükleri rezistif olabileceği gibi, DA/DA veya DA/AA gibi anahtarlama devreleri de olabilir. Yükün özelliği değişse bile GKD devresi görevini yerine getirmesi gerekir. Bu nedenle, önerilen devrenin benzetim çalışmaları rezistif yük için tamamlandıktan sonra, çıkışa elektronik bir yük bağlanarak devrenin davranışı incelendi. Elektronik

yük olarak devrenin çıkışına direnç yerine DA/DA düşüren tip bir devre bağlandı. Düşüren tip devresi için 400 V gerilimini 200 V gerilim seviyesine düşürecek şekilde bir gerilim kontrolcüsü tasarlandı. Önerilen devrenin çıkışına elektronik yük bağlanarak elde edilen benzetim çalışması sonuçları Şekil 6.18 ve 6.19’da aktarılmıştır. Elektronik yük için yapılan benzetim çalışmasından, Çizelge 6.1’de aktarılan parametreler kullanılmıştır.



Şekil 6.18. Elektronik yük kullanılarak elde edilen; SGG sarmaşık yükselten GKD devresi çıkış gerilimi (V_o), elektronik yük çıkış gerilimi (V_{oi}), giriş gerilimi (V_{in}) ve $10 \cdot i_{in}$ dalga şekilleri

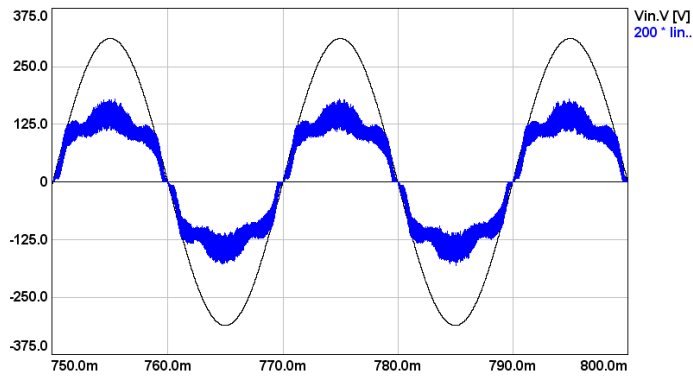


Şekil 6.19. Elektronik yük kullanılarak elde edilen; elektronik yük giriş akımı (i_{LoadI}) ve GKD giriş akımı (mavi, i_{in}) dalga şekilleri

Şekil 6.18 ve 6.19’da aktarılan sonuçlardan, önerilen GKD devresinin çıkış gerilimi (400 V) elektronik yük çıkışında 200 V’a düşürülmektedir. Elektronik yükten dolayı GKD çıkışından çekilen akım sabit olmayıp kesintilidir. Görüldüğü üzere, çıkış yükümüzün özelliği değişse de, GKD devresi işlevini yerine getirmekte ve girişte

yüksek güç katsayılı giriş gerilimini takip eden akım çekilmesini sağlamaktadır. Ayrıca, önerilen devrenin anahtar gerilim ve akım dalga şekilleri incelendiğinde, rezistif yükte olduğu gibi SGG koşulunun sağlandığı gözlenmiştir.

Yapılan literatür araştırmasında, GKD devreleri tasarlanan güç değerlerinden daha düşük değerlerde çalıştırıldığı taktirde giriş akım THB değerlerinin arttığı görülmektedir. Ayrıca, bir cihaz düşük güçlerde çalıştırılırken THB değerinin artmasına karşın IEEE standardında dikkate alınan TDD değerinin düştüğü bilinmektedir. Bu durum cihazı kullanan tüketici lehinedir. Düşük güçlerde THB değerinin arttığını gözlemlemek için, 600 W olarak tasarlanan devrenin 100 W'ta benzetim çalışması yapılarak THB sonucu gözlemlendi. Şekil 6.20'de, önerilen devrenin 100 W güç değerindeki benzetim çalışması sonucu aktarılmıştır. Önerilen devrenin 600 W değerindeki sonucunda (Şekil 6.6) %8.6 oranında THB elde edilirken, aynı devrenin 100 W güç değerindeki sonucundan (Şekil 6.20) %15.2 oranında THB değeri gözlenmiştir. Bu da, tasarlanan GKD devreleri nominal güçlerinin altındaki güç değerlerinde çalıştırıldıklarında daha yüksek THB içeren akımlar çıktığını göstermektedir.



Şekil 6.20. Devrenin 100 W'taki V_{in} ve $200 \cdot I_{in}$ grafikleri (THBi=%15,2)

Benzetim çalışmaları tamamlandıktan sonra, burada kullanılan parametreler ile önerilen devrenin prototipi tasarlanmış ve uygulama çalışmaları yapılmıştır. Bir sonraki bölümde önerilen devrenin uygulama çalışmalarından elde edilen sonuçlar aktarılmıştır.

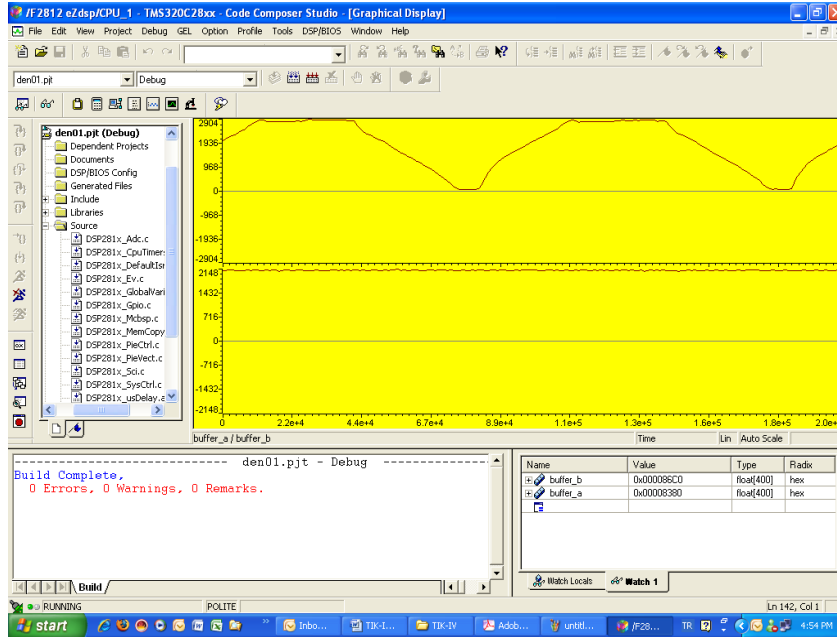
7. ÖNERİLEN SGG SARMAŞIK YÜKSELTEN GKD DEVRESİNİN DENEYSEL ÇALIŞMA SONUÇLARI

Bu bölümde, önerilen ortalama akım kontrollü sarmaşık yükselten GKD devresinin prototipi tasarlanarak deneysel çalışmaları yapılmış ve ilgili sonuçları aktarılmıştır. Deneysel çalışmalarda, tasarım sonucu elde edilen ve benzetim devresinde de kullanılan Çizelge 6.1'deki değerler kullanılmıştır. Resim 7.1'de verilen prototip devrenin kontrolü DSP ile yapılmaktadır. Benzetim çalışmalarında olduğu gibi deneysel çalışmalarda da farklı giriş gerilim değerleri kullanıldığından, şebeke ile prototip devre arasında varyak kullanılmıştır.

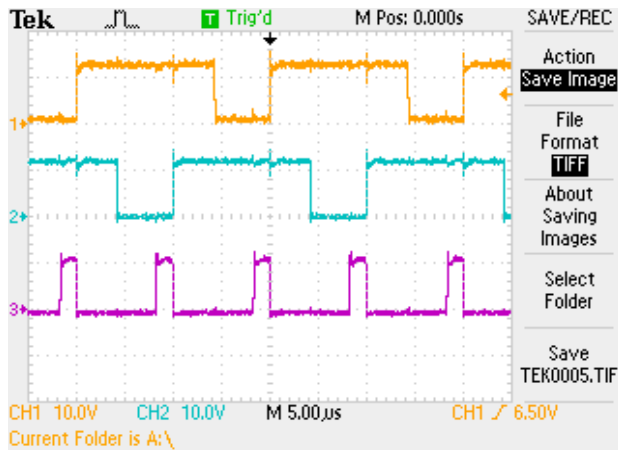


Resim 7.1. Ortalama akım kontrollü önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin prototipi

Devre kontrollü çalıştırılmadan önce, DSP kartı ile ilgili çalışmalar tamamlanarak, DSP'nin ilgili modülleri Şekil 7.1 ve 7.2'de verildiği gibi test edilmiştir. Ayrıca, şebeke gerilimi ve buna ait harmonik bilgileri kaydedilmiştir. Önerilen devrenin GKD kontrolünde şebeke gerilimi akım referansını oluşturduğundan, Şebeke geriliminin dalga şekli ve harmonik içeriği elde edilecek akımı etkilemektedir. Şekil 7.3 ve 7.4'te GKD kontrolü uygulanmadan giriş gerilim ve akım dalga şekilleri aktarılmıştır.

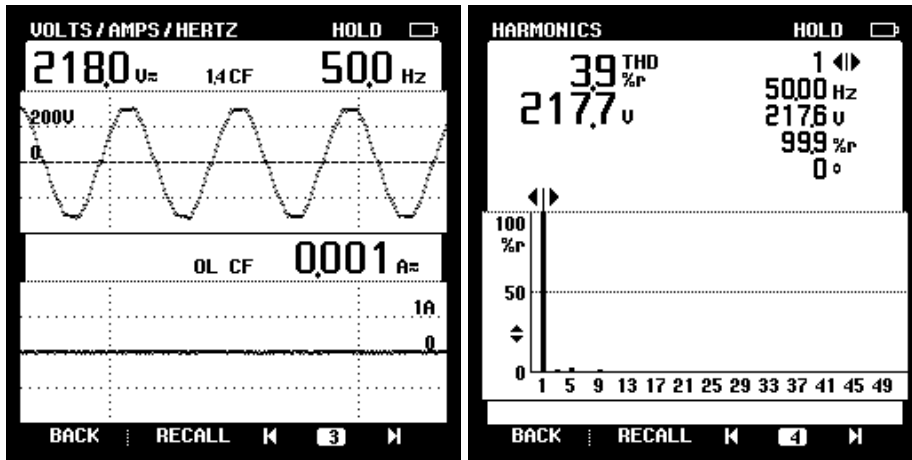


Şekil 7.1. TMS320F2812 eZdsp kartının gerçek-zaman (real-time) ikonu kullanılarak ADC'den örneklenen sinyallerin gözlenmesi

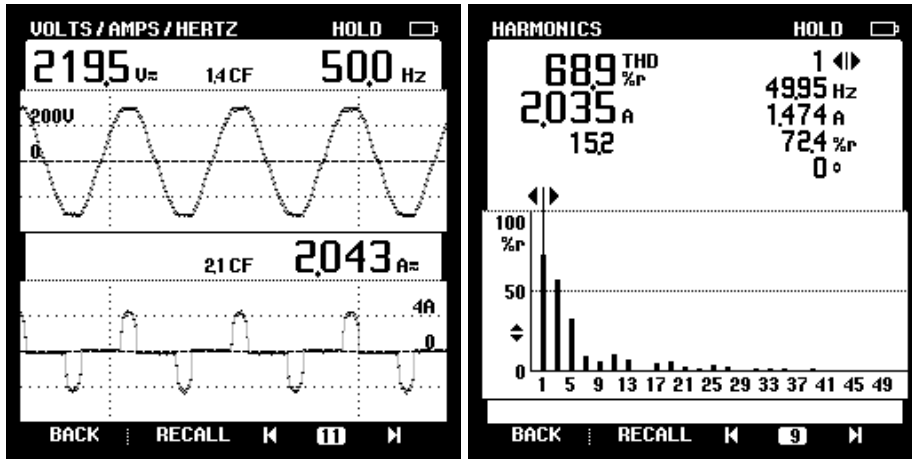


Şekil 7.2. Önerilen devre için gerekli olan PWM sinyalleri

Herhangi bir kontrol uygulanmadan önerilen devre çalıştırıldığında, girişten çekilen akımın dalga şekli ve THB oranı Fluke 43B güç analizörü kullanılarak elde edildi. Fluke 43B güç analizörü cihazın çektiği etkin akıma göre anlık THB değeri hesaplar. Bu cihaz ile TDD ölçümü yapılamamaktadır. Şekil 7.4'te görüldüğü gibi GKD kontrolü uygulanmadığı takdirde klasik dönüştürücü yüksek oranda THB değerine sahip akım (2,035 A etkin değeri için THB oranı %68,9) çekmektedir.



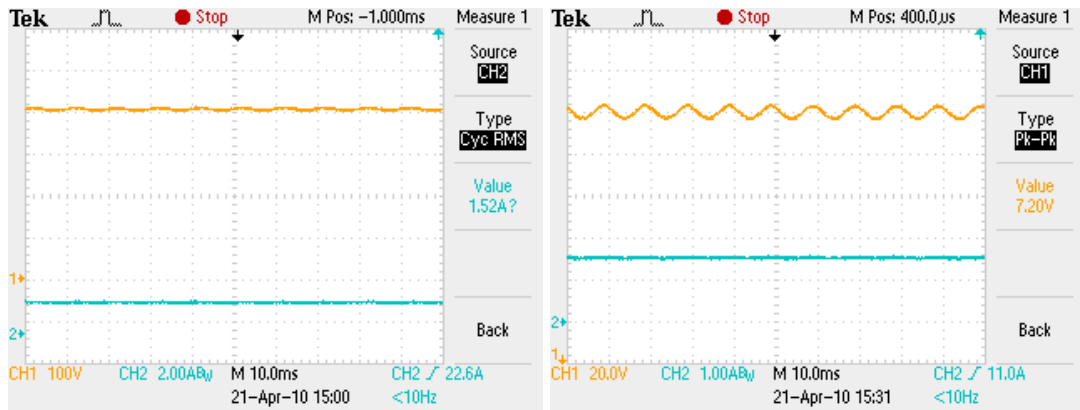
Şekil 7.3. Uygulamada kullanılan giriş gerilimi ve THB oranı



Şekil 7.4. Önerilen devrenin kontrolsüz çalıştırılması durumunda elde edilen giriş akım dalga şekli ve giriş akım THB oranı (V_{in} - i_{in} , THB_i)

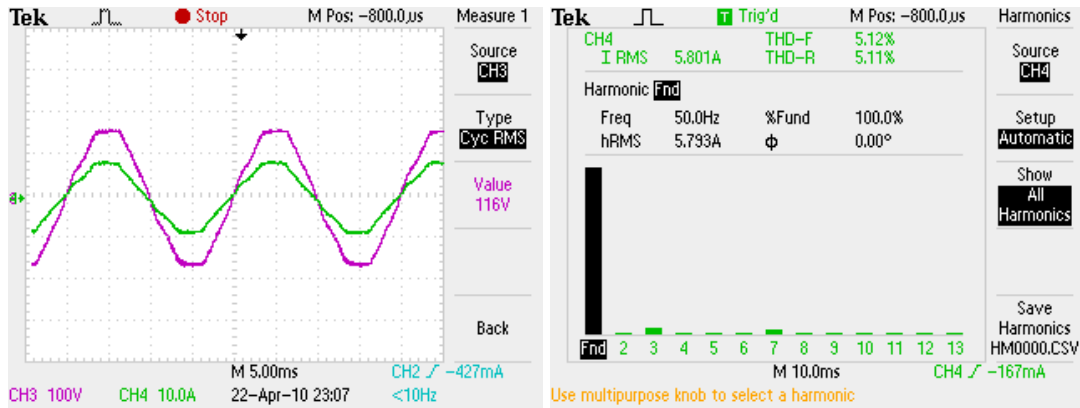
Daha önce de ifade edildiği gibi, SGG için gerekli olan azami gecikme süresi için en kötü koşul giriş akımının tepe değerinde oluşmaktadır. Giriş akımının tepe değeri ise maksimum çıkış gücünde ve minimum giriş geriliminin tepe değerinde oluşmaktadır. Dolayısıyla, önerilen SGG yönteminin sarmaşık yükselten GKD devresinin 600 W çıkış gücünde ve 110 V etkin giriş geriliminde SGG koşulunu sağlaması gerekir. Ayrıca, önerilen SGG yöntemi sarmaşık yükselten GKD devresine uygulandığından, farklı görev çarpanı değerlerinde de yumuşak anahtarlama koşulunu sağlaması gerekir. Bu nedenle, deneysel çalışmalar benzetim çalışmalarında olduğu gibi, hem 110 V hem de 220 V etkin şebeke gerilim değerleri için yapıldı.

Devrenin deneysel çalışmasından elde edilen çıkış gerilim ve çıkış akım dalga şekilleri Şekil 7.5 ile verilmiştir. Hem 110 V hem de 220 V etkin giriş gerilimi değerlerinde çıkış geriliminin dalgacık oranı 7,2 V olarak kaydedildi. GKD kontrolcüsünün referans gerilim değerine bağlı olarak, benzetim çalışmasında olduğu gibi çıkış gerilimini 400 V civarında regüle ettiği görülmektedir.

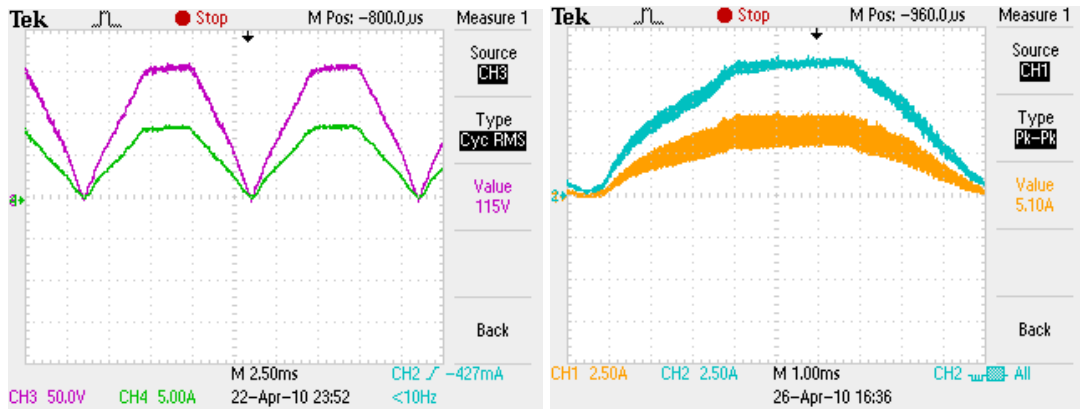


Şekil 7.5. 110 V ve 220 V etkin giriş gerilimlerinde elde edilen çıkış gerilimi ve çıkış akımı deney sonucu ($V_o = 400$ V, $I_o = 1,52$ A)

Önerilen devre 110 V etkin giriş gerilimi ile çalıştırıldığında, elde edilen giriş gerilim-giriş akım dalga şekilleri ve giriş akımının THB oranının osiloskop (TPS2024) çıktıları Şekil 7.6’da verilmiştir. Doğrultulmuş gerilim (V_g)-doğrultulmuş toplam akım (i_g) dalga şekilleri ve endüktör akımları (i_{L1} , i_{L2})-toplam akım (i_g) dalga şekilleri ise Şekil 7.7’de aktarılmıştır. Görüldüğü üzere, 110 V giriş gerilimi değerinde çekilen akımın oranı arttığından, giriş akım dalgacık oranı ve THB değeri (%5,12) oldukça düşüktür. Ayrıca, endüktörlerin toplam akımı eşit paylaştığı görülmektedir. Textronix firmasının üretmiş olduğu TPS2024 osiloskobu ile elde edilen ölçümlerden, giriş gerilim ve giriş akım dalga şekilleri oldukça açık bir şekilde görülmektedir. Önerilen devre ortalama akım kontrollü GKD devresi olduğundan, giriş gerilimi giriş akımına referans oluşturmaktadır. Bu nedenle, giriş akım dalga şekli giriş gerilimi ile aynı şekildedir. Giriş geriliminde var olan THB oranı da düşünüldüğünde (%3,9, Şekil 7.3’te verilmişti), giriş akımı için elde edilen %5,12 oranındaki THB değerinin oldukça iyi olduğu söylenebilir.



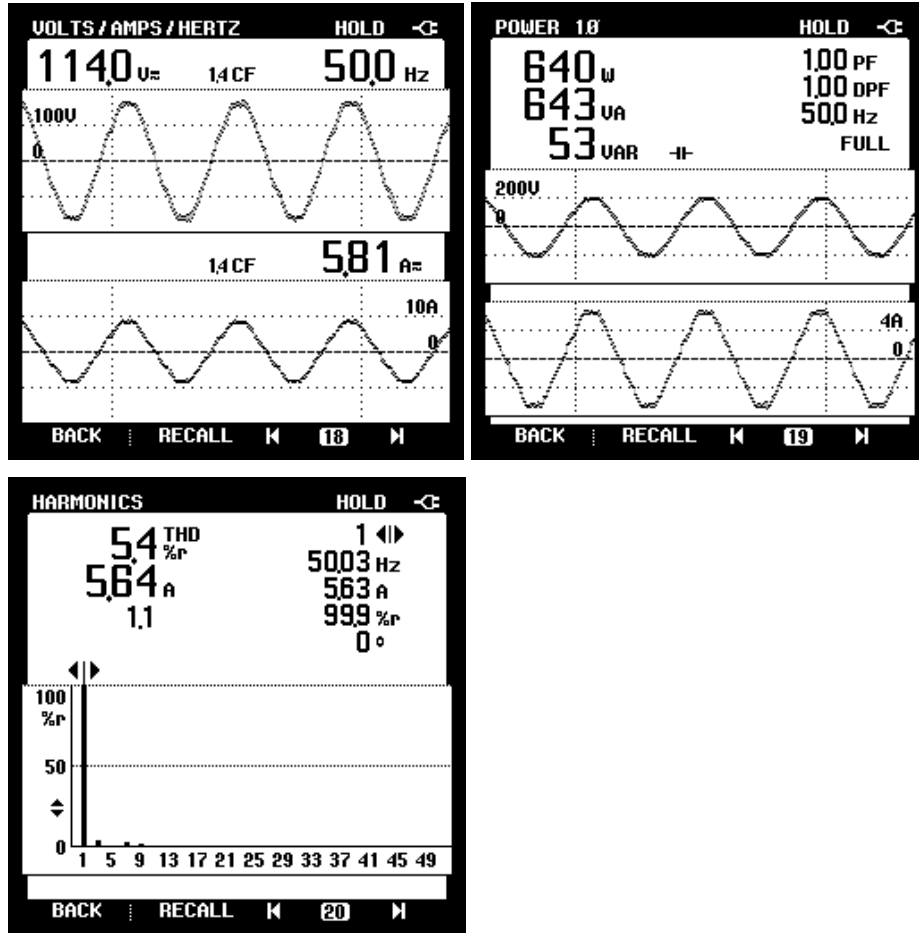
Şekil 7.6. 110 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli ve giriş akım THB oranı ($V_{in}=110$ V_{rms} ; $i_{in}=5,83$ A_{rms} ; $THB_i=\%5,12$)



Şekil 7.7. 110 V etkin giriş geriliminde; doğrultulmuş gerilim (V_g)-doğrultulmuş toplam akım (i_g) (solda) ve doğrultulmuş toplam akım (i_g)-endüktör akımı (i_{LI}) (sağda) dalga şekilleri

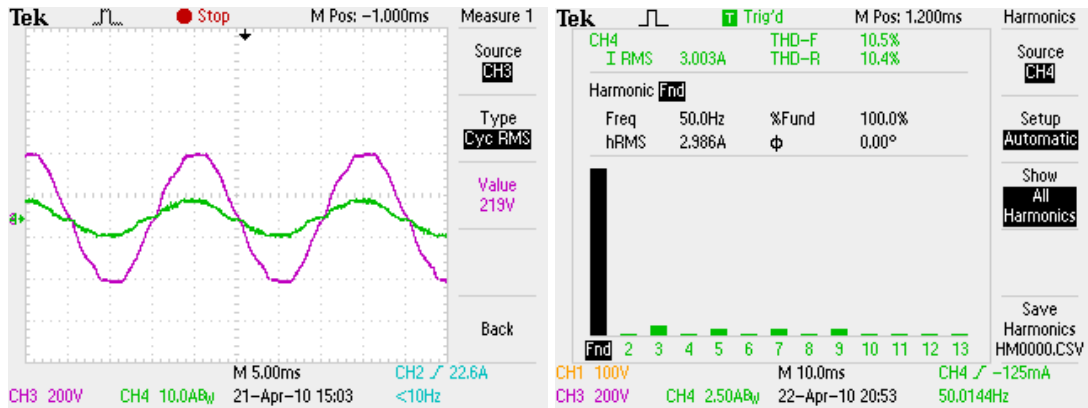
110 V etkin giriş gerilimi ile elde edilen deneysel çalışma sonuçları TPS2024 osiloskobunun haricinde Fluke 43B güç analizörü cihazı ile de kaydedildi. Fluke 43B güç analizörü cihazı şebeke frekansındaki gerilim ve akım sinyallerini örnekleyerek, anlık giriş güç, güç katsayısı ve THB oranlarını verir. Fluke 43B ile elde edilen giriş gerilim-giriş akım dalga şekilleri, giriş güç değerleri ile güç katsayısı ve giriş akımının THB oranı Şekil 7.8’de verilmiştir. Görüldüğü üzere, güç analizörü ve osiloskop ile elde edilen dalga şekilleri aynıdır. Osiloskop ile giriş akımı için %5,12 oranında THB elde edilirken, Fluke cihazı ile kaydedilen bu değer %5,4’tür. Bu aradaki küçük farkın sebebi, ölçü aletlerinin kalibrasyon ayarları ve sinyalleri örneklerken filtreleme oranları ile açıklanabilir. Şekil 7.8’den, önerilen devre 605 W

çıkış gücünde ve 114 V etkin giriş gerilimi ile çalıştırıldığında, girişten birim güç katsayısında 640 W aktif güç ve 643 VA görünür güç çekmektedir.

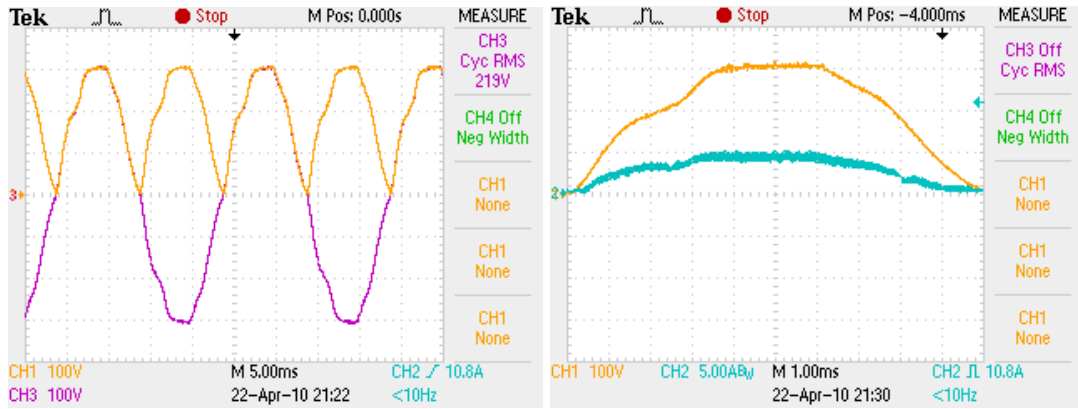


Şekil 7.8. Fluke 43B cihazı ile 110 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli, giriş güç katsayısı ve güç değerleri, giriş akım THB oranı

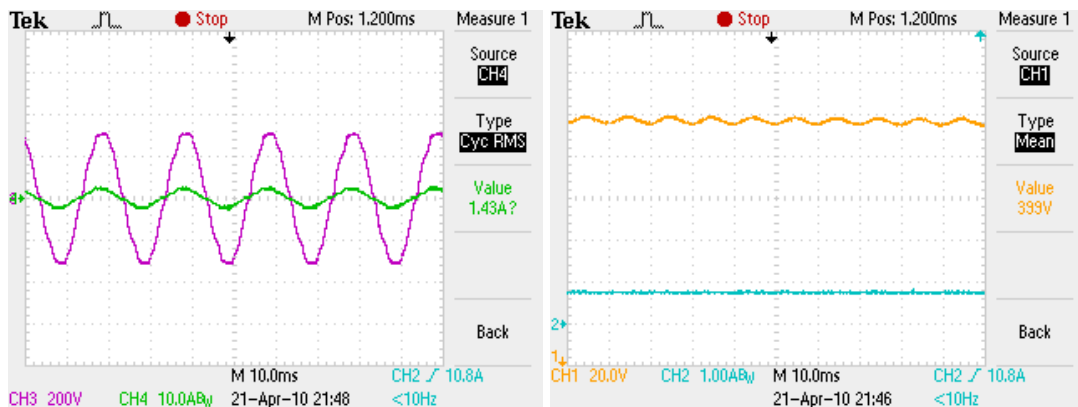
220 V etkin giriş gerilimi kullanılarak önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin 600 W çıkış güç değerindeki deneysel çalışmaları sonucunda elde edilen giriş gerilim ve giriş akım dalga şekilleri ile doğrultulmuş gerilim ve doğrultulmuş akım dalga şekilleri, Şekil 7.9 ve Şekil 7.10’da aktarılmıştır. 600 W çıkış güç değeri için yapılan bu çalışmada giriş akımının etkin değeri 2,85 olarak kaydedilmiştir. Ayrıca, önerilen devre, 300 W çıkış güç değerinde de çalıştırılarak giriş gerilim ve akım dalga şekilleri kaydedildi. Şekil 7.11’de verildiği gibi, 300 W güç değerinde de önerilen devrenin GKD kontrolü sağlanmaktadır.



Şekil 7.9. 220 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli ve giriş akım THB oranı ($V_{in}=220$ V_{rms} ; $i_{in}=3$ A_{rms} ; $THB_i=\%10,5$)



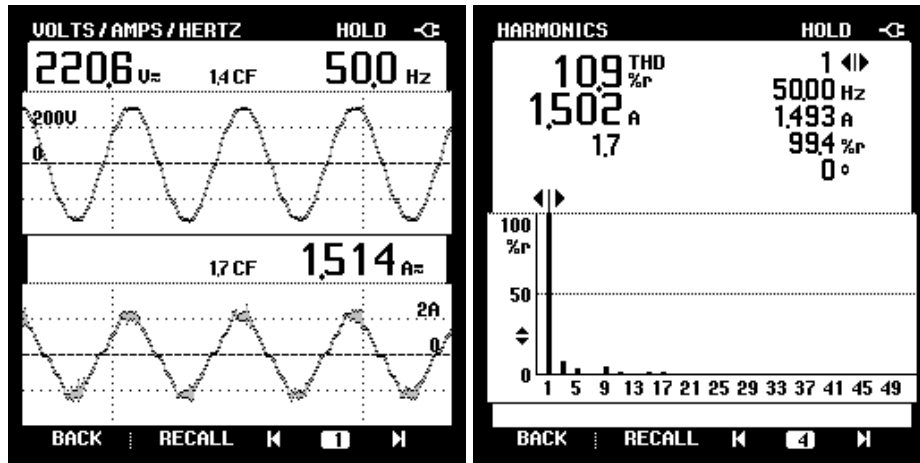
Şekil 7.10. 220 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim (V_{in})-doğrultulmuş gerilim (V_g) (solda) ve doğrultulmuş gerilim (V_g)-doğrultulmuş akım (i_g) (sağda) dalga şekilleri



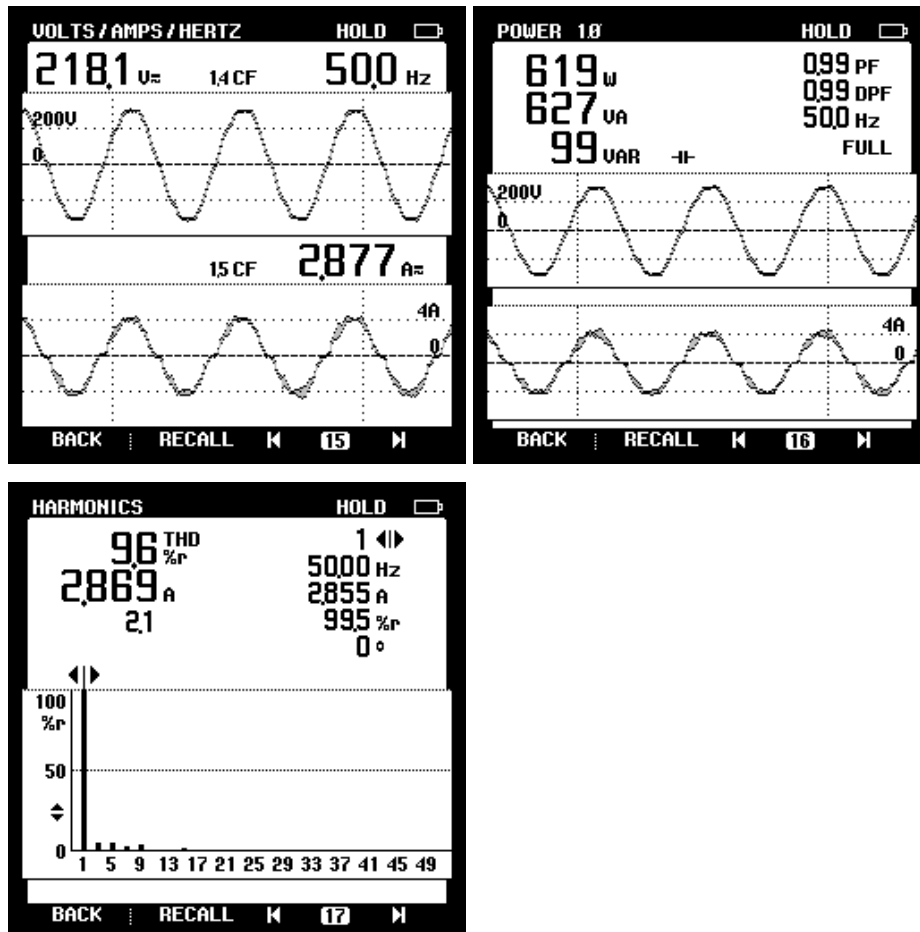
Şekil 7.11. 300 W çıkış güç ve 220 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli ve çıkış gerilim-çıkış akım dalga şekli ($i_{in}=1,43$ A_{rms} ; $THB_i=\%10,7$)

Şekil 7.10'da elde edilen akım dalga şekline bakılırsa, (Şekil 7.7'de elde edilen ile karşılaştırıldığında) benzetim çalışmasından da elde edildiği gibi, akımda kırılmaların olduğu ve akımın tepe değerlerinde dalgacık oranının fazla olduğu görülmektedir. Bunun nedeni, 220 V etkin giriş geriliminde giriş gerilim değeri çıkış geriliminin yarısına eşit oluncaya dek görev çarpanının (d) 0,5'ten büyük, çıkış geriliminin yarısından büyük değerlerinde ise görev çarpanı 0,5'ten küçük olmasıdır. Devre sarmaşık yükselten olduğundan, görev çarpanı değeri 0,5 olduğu durumlarda giriş akım dalgacık oranı en düşük düzeyde olur. Ayrıca, görev çarpanı 0,5'ten küçük olduğu durumlarda (220 V giriş gerilim değerinin tepe noktalarında) akımın dalgacık oranı artmaktadır.

220 V etkin giriş gerilimi ile yapılan deneysel çalışma sonuçları hem 600 W hem de 300 W çıkış güç değerleri için Fluke 43B güç analizörü cihazı ile de kaydedildi. Fluke 43B ile elde edilen giriş gerilim-giriş akım dalga şekilleri, giriş güç değerleri ile güç katsayısı ve giriş akımının THB oranları Şekil 7.12 ve 7.13'te verilmiştir. Görüldüğü üzere, güç analizörü ve osiloskop ile elde edilen dalga şekilleri hemen hemen aynıdır. 300 W çıkış gücünde, osiloskop ile giriş akımı için %10,7 oranında THB elde edilirken, Fluke cihazı ile kaydedilen bu değer %10,9'dur. 600 W çıkış güç değerinde ise, giriş akım THB oranı osiloskop ile %10,5, Fluke cihazı ile %9,6 olarak kaydedilmiştir. Önerilen devrenin güç katsayısı (gk) değerlerine bakılırsa, her iki güç değerinde de 0,99'un üzerinde giriş güç katsayısı elde edildiği görülmektedir. Literatür çalışmalarından, GKD devreleri için 0,98'in üzerindeki güç katsayısı değerinin iyi olduğu görülmektedir. Bu nedenle, önerilen devrede geniş çıkış güç aralığında giriş güç katsayısı değerinin 0,99'un üzerinde çıkması, tasarlanan GKD kontrolcüsünün görevini iyi yaptığı anlamına gelir. 110 V etkin giriş geriliminde elde edilen sonuçlar da dikkate alınır (110 V giriş geriliminde güç katsayısı değeri 1 ve THB değeri de %5 civarında elde edilmişti); giriş akımın değeri arttıkça daha düşük oranda giriş akım THB değeri ve daha yüksek oranda güç katsayısı değeri elde edildiği görülmektedir. Bunun nedeni, giriş akımın oranı arttıkça endüktör akımlarının dolayısıyla giriş akımın dalgacık oranı azalmaktadır.



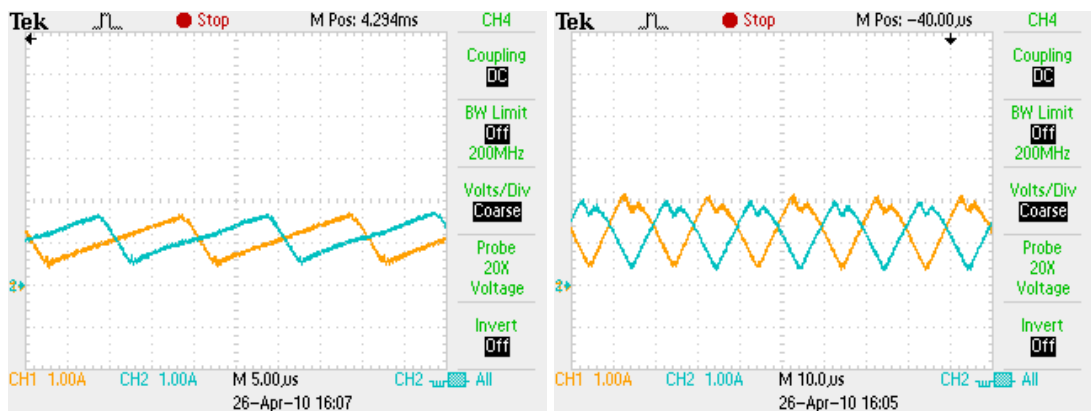
Şekil 7.12. 300 W çıkış gücü ve 220 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli ve giriş akım THB oranı



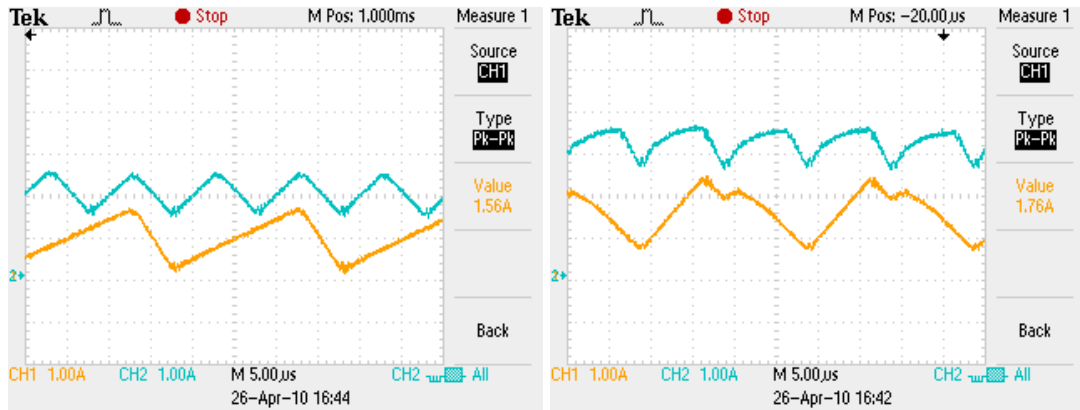
Şekil 7.13. 600 W çıkış gücü ve 220 V etkin giriş geriliminde; giriş gerilim-giriş akım dalga şekli, giriş güç katsayısı ve güç değerleri, giriş akım THB oranı

Şekil 7.10'dan, önerilen SGG sarmaşık yükselten devresinin toplam akım dalgacık oranının endüktör akım dalgacık oranlarından daha az olduğu görülmektedir. Toplam akım ile endüktör akımlarının dalgacık oranları arasındaki farkı daha iyi görmek için Şekil 7.10'daki grafiğin zaman eksenini küçültülerek Şekil 7.14 ve Şekil 7.15 elde edildi. Şekil 7.14'te görev çarpanının (d) 0,5'ten büyük ve küçük olduğu durumlardaki endüktör akımlarının dalga şekilleri gösterilirken, Şekil 7.15'te yine farklı görev çarpanı değerlerinde doğrultulmuş toplam akım ile birinci endüktörün akımına ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Endüktör akım dalga şekillerinde görev çarpanının 0,5'ten küçük olduğu durumlarda oluşan kırılmalar önerilen SGG'den kaynaklıdır. Bir anahtar (örneğin M_1) kesimde iken endüktör akımı zamanla azalır, fakat yardımcı anahtar diğer anahtar (örneğin M_2) için devreye girdiğinde her iki güç katının endüktörlerinden de akım çeker. Bu nedenle, kesimde olan anahtarın endüktöründen yardımcı anahtarın devreye girdiği süre kadar artan bir akım çekilir. Giriş geriliminin tepe noktalarında oluşan bu durum devrenin çalışma karakteristiğini etkilemediği gibi giriş akım dalgacık oranının daha da azalmasını sağlar.

Deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlara bakıldığında, benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlarda olduğu gibi, görev çarpanının her iki durumunda da endüktörler giriş akımını eşit paylaşmakta ve toplam giriş akım dalgacık oranını düşürmektedir.

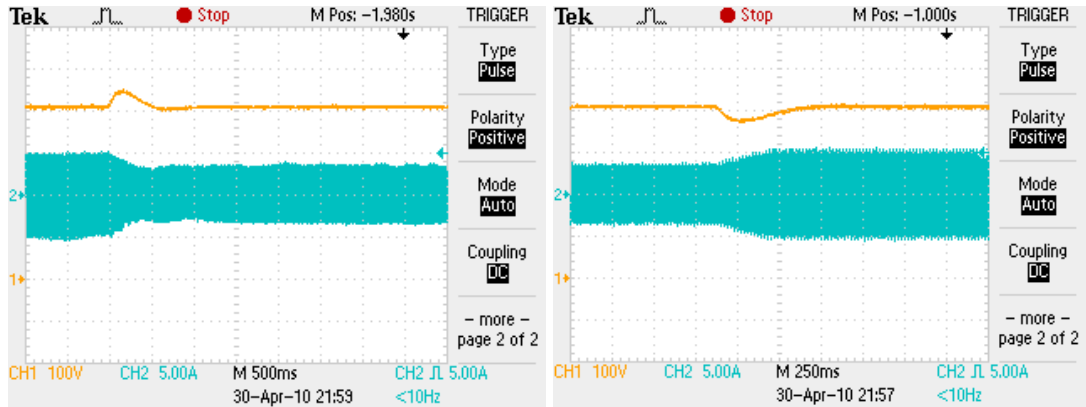


Şekil 7.14. $d > 0,5$ ve $d < 0,5$ için endüktör akımları dalga şekilleri (i_{L1} , i_{L2})



Şekil 7.15. $d > 0,5$ ve $d < 0,5$ için doğrultulmuş toplam akım ve birinci endüktörün akım dalga şekilleri (i_g , i_{L1})

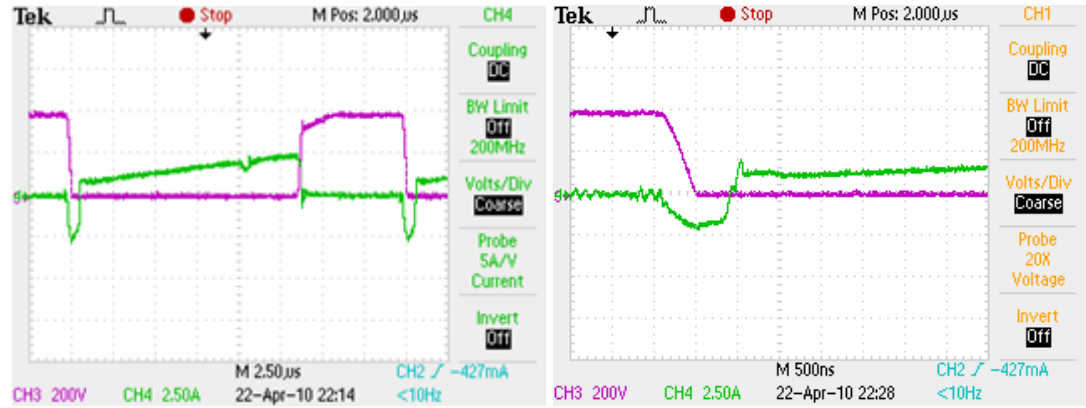
Devrenin çıkış geriliminin ve giriş akımının yük değişimine tepkisi Şekil 7.16'da verilmiştir. Devre 600 W çıkış gücünde çalışırken 400 W değerine düşürülmekte ve tekrar 600 W'a yükseltilmektedir. Her iki durumda da çıkış gerilim değerinin bir süre sonra toparlandığı ve giriş akımının giriş gerilimini takip ettiği görülmüştür.



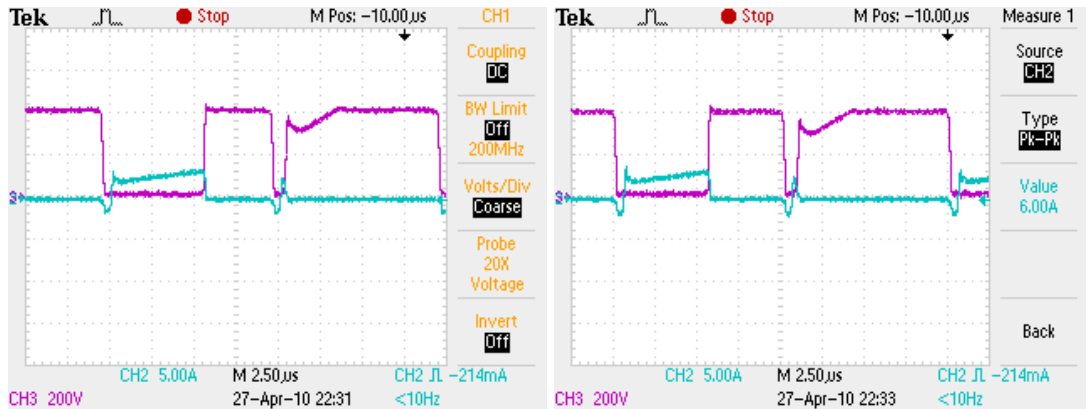
Şekil 7.16. 600 W – 400 W çıkış yük değişiminde, çıkış gerilim ve giriş akım değişimleri

Önerilen SGG yönteminin sarmaşık yükselten GKD devresindeki ana anahtarlar üzerindeki etkisini görmek için, devrede kullanılan MOSFET'lerin gerilim ve akım dalga şekilleri incelendi. Aşağıdaki şekillerde (Şekil 7.17-Şekil 7.20) farklı görev çarpanı değerleri için ana anahtarların (M_1 ve M_2) gerilim ve akım grafikleri aktarılmıştır. Benzetim çalışmasında bahsedildiği gibi, görev çarpanı 0,5'ten büyük iken, her ana anahtardan önce yardımcı anahtar (M_a) devreye girdiğinden, SGG için

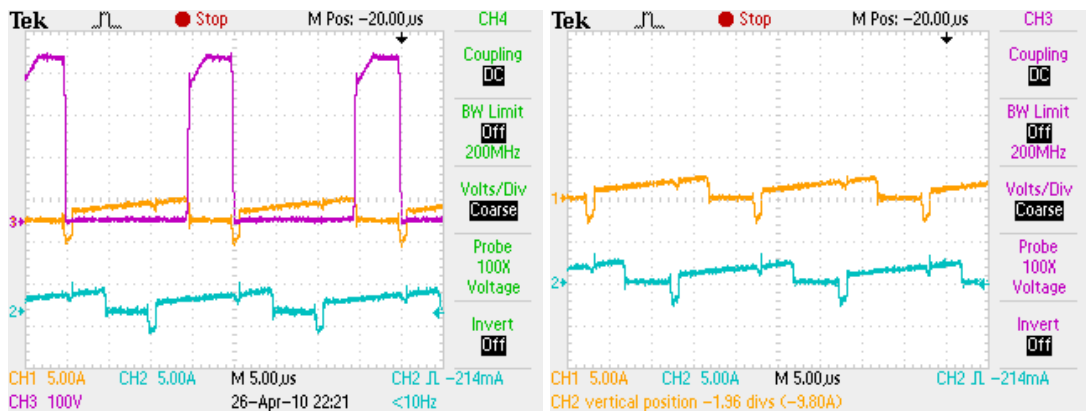
belirlenen gecikme süresi kadar her iki ana anahtarın gövde diyotlarından akım geçmektedir. Bu durum Şekil 7.17’de görülmektedir.



Şekil 7.17. $d > 0,5$ için M_1 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM1} , i_{DM1})



Şekil 7.18. $d < 0,5$ için M_2 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM2} , i_{DM2})



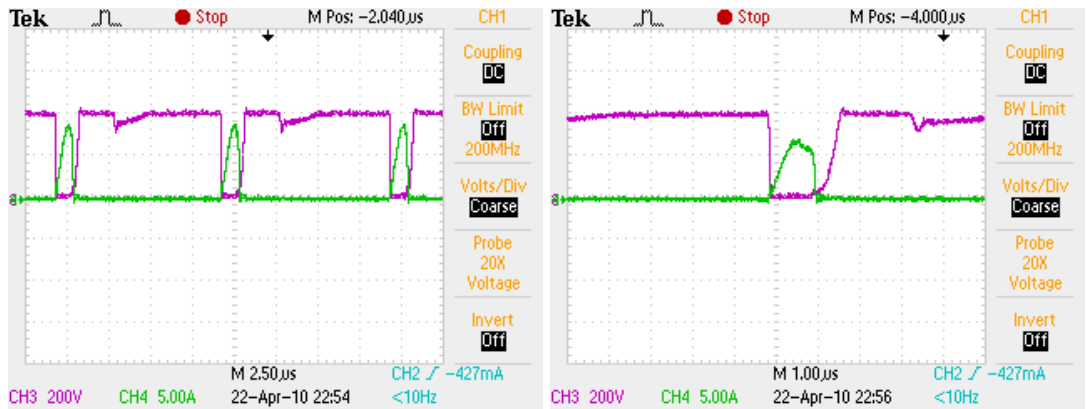
Şekil 7.19. $d > 0,5$ için M_1 ana anahtarın gerilim-akım ve M_2 ana anahtarın akım dalga şekilleri (V_{DSM1} , i_{DM1} , i_{DM2})



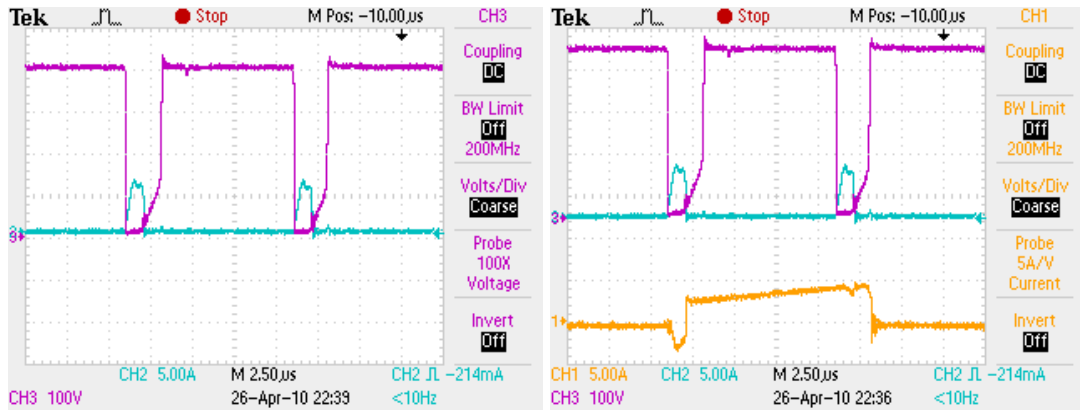
Şekil 7.20. Farklı giriş akımı değerlerinde; M_1 ana anahtarın ve M_a yardımcı anahtarın akım dalga şekilleri (i_{D1} , i_{DMa})

Şekil 7.18’de görüldüğü gibi görev çarpanı 0,5’ten küçük ise, her hangi bir anahtar kesimdeyken diğer ana anahtar da iletme geçmektedir. Yardımcı anahtar devreye girdiği zaman kesimde olan anahtarın da gövde diyodundan akım geçmektedir. Gövde diyodunda akım geçerken anahtar terminallerinde oluşan gerilim değeri diyodun iletim değeri olan 1 V düzeyinde olduğundan, şekilde açıkça görülen bu durum, kesimde olan anahtarda anahtarlama kaybı oluşturmamaktadır.

Dönüştürücülerde yardımcı devreler ile anahtarlama kayıplarının azaltılması önemli olduğu kadar, yardımcı devrelerin de kayıpsız olması önemlidir. Bu nedenle, farklı görev çarpanı değerlerinde yardımcı anahtarın gerilim-akım grafiklerinin incelenmesi gerekir. Şekil 7.21 ve 7.22’de yardımcı anahtar dalga şekilleri verilmiştir.

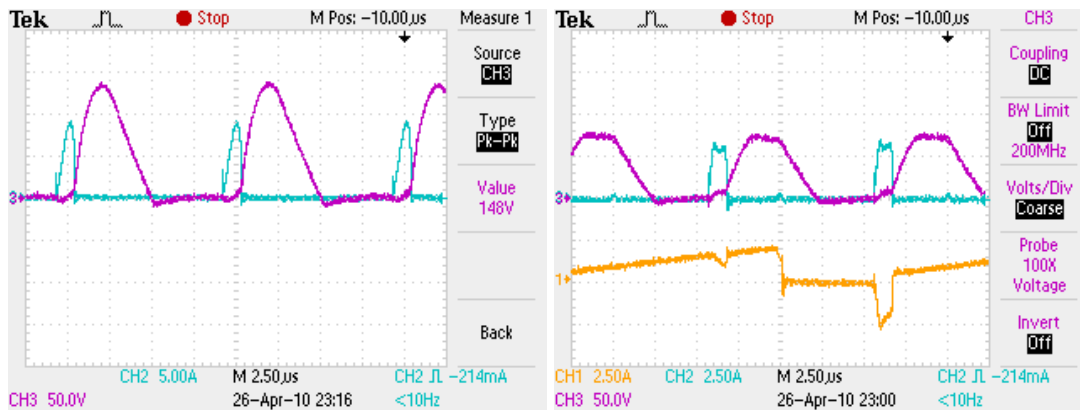


Şekil 7.21. $d < 0,5$ için M_a yardımcı anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSMa} , i_{DMa})



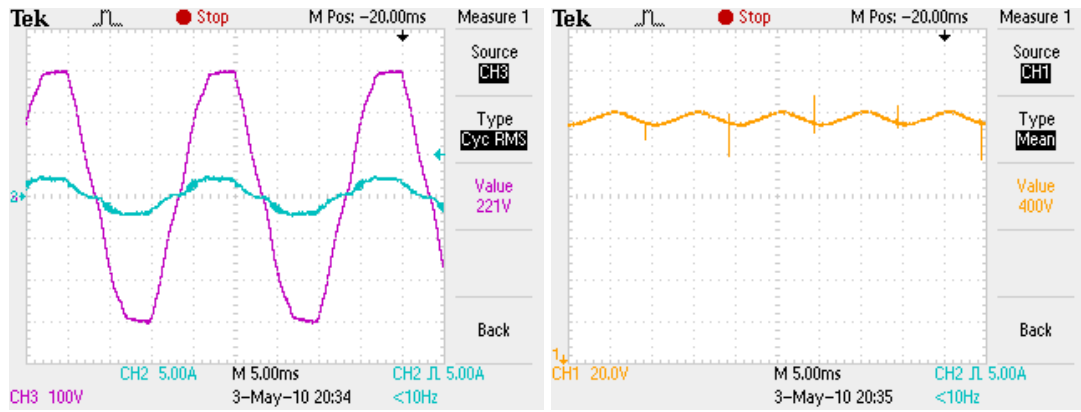
Şekil 7.22. $d > 0,5$ için M_a yardımcı anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (sağdaki grafikte M_1 anahtar akımı ile değişimi verilmiştir) (V_{DSMa} , i_{DSMa})

Benzetim çalışmalarında olduğu gibi deneysel çalışmalarda da yardımcı anahtarın (M_a) yumuşak anahtarlama ile anahtarlandığı görülmektedir. Şekil 7.23'te yardımcı devrede kullanılan C_r kondansatörünün gerilimi ile yardımcı anahtar akımının grafikleri ve bunların ana anahtar akımı ile değişimi aktarılmıştır. Daha önce yardımcı devre analizinde de bahsedildiği gibi, devrede endüktöre depolanan enerji önce kondansatöre transfer edilir daha sonra ise çıkışa aktarılır.

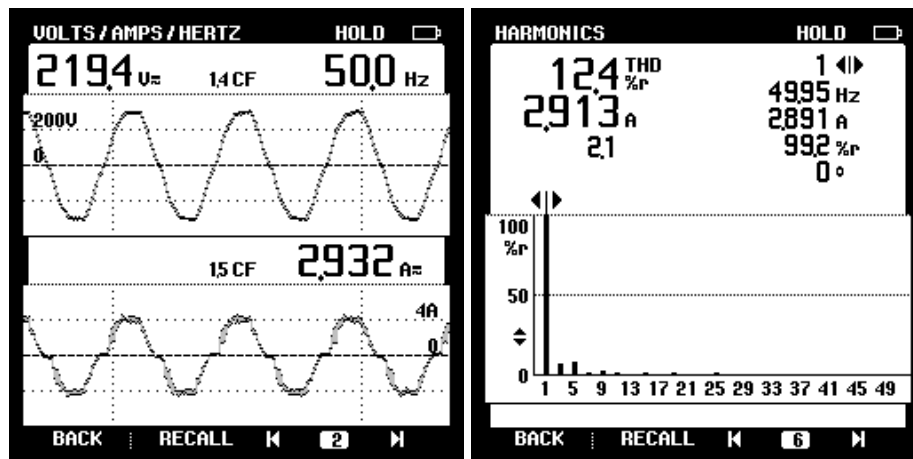


Şekil 7.23. C_r kondansatör gerilimi ve yardımcı anahtar akımı dalga şekilleri (sağdaki grafikte M_1 anahtar akımı ile değişimi verilmiştir) (V_{Cr} , i_{DSMa})

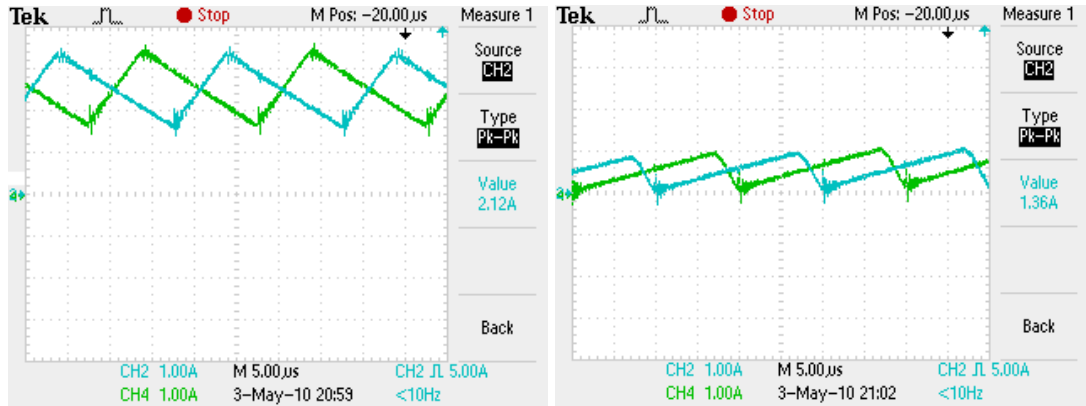
Önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin deneysel çalışmaları tamamlandıktan sonra, SGG için tasarlanan yardımcı devre sökülerek sarmaşık yükselten GKD devresi sert anahtarlama olarak çalıştırıldı. Bu şekilde, önerilen SGG yardımcı devresinin yumuşak anahtarlama haricinde sarmaşık yükselten GKD devresinin verimini nasıl etkilediği incelendi. Sarmaşık yükselten GKD devresi sert anahtarlama ile çalıştırılırken ana anahtarlara paralel 2,2 nF'lık kondansatör bağlandı. 600 W çıkış güç değerinde, sarmaşık yükselten GKD devresinin sert anahtarlama sonucu elde edilen dalga şekilleri aşağıda verilmiştir (Şekil 7. 24 – Şekil 7.30).



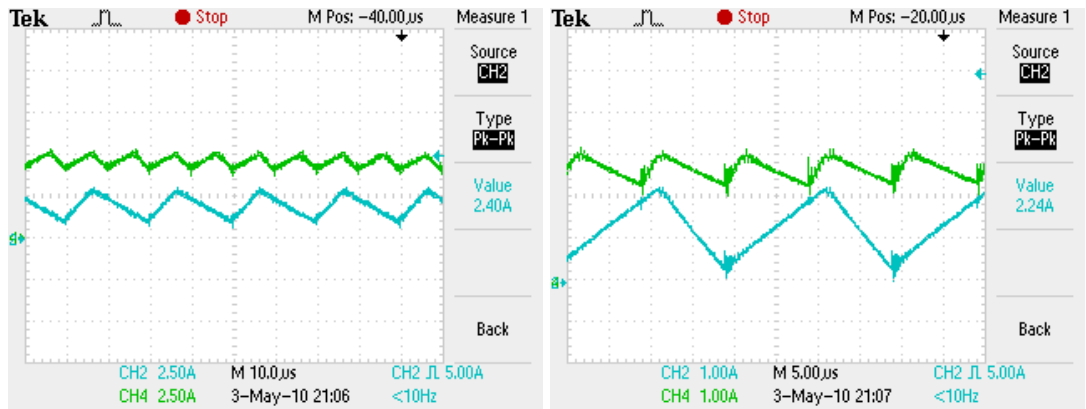
Şekil 7.24. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin; giriş gerilim-giriş akım ve çıkış gerilim dalga şekilleri ($P_o=600$ W, $V_{in}=220$ V)



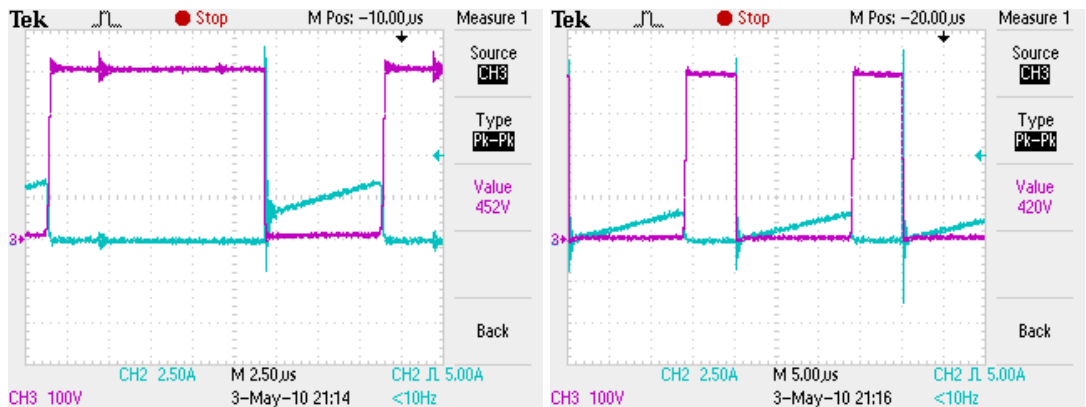
Şekil 7.25. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin; giriş gerilim-giriş akım dalga şekilleri ve giriş akım THB oranı (Fluke 43B cihazı, 600 W çıkış güç ve 220 V giriş geriliminde)



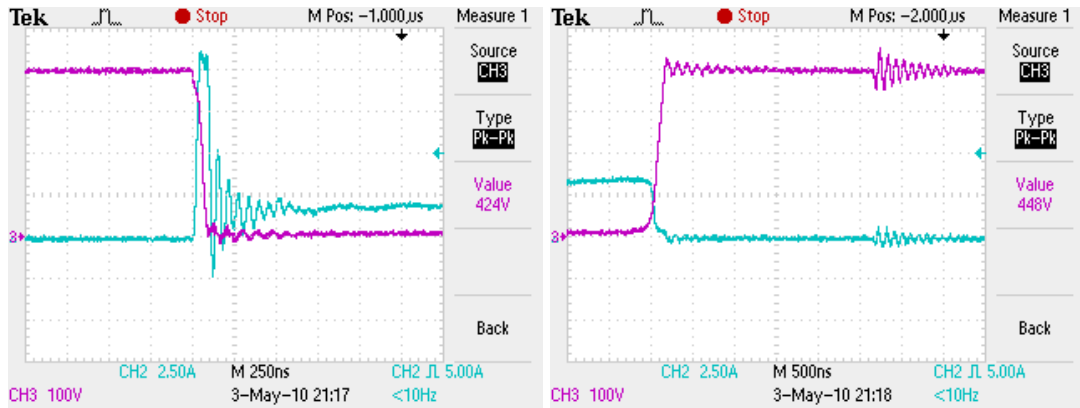
Şekil 7.26. Sert anahtarlamaalı sarmaşık yükselten GKD devresinin; $d < 0,5$ ve $d > 0,5$ için endüktör akımları dalga şekilleri (i_{L1} , i_{L2})



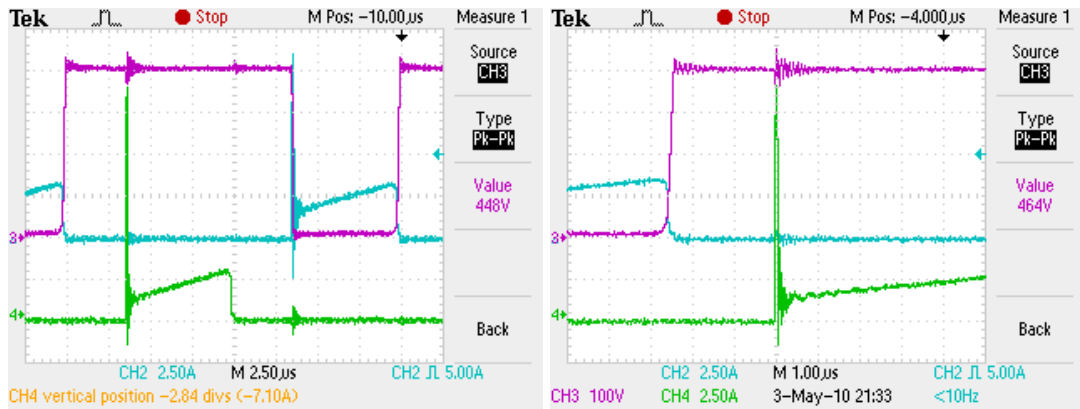
Şekil 7.27. Sert anahtarlamaalı sarmaşık yükselten GKD devresinin; $d < 0,5$ ve $d > 0,5$ için doğrultulmuş toplam akım ve birinci endüktörün akım dalga şekilleri (i_g , i_{L1})



Şekil 7.28. Sert anahtarlamaalı sarmaşık yükselten GKD devresinin; farklı görev çarpanı değerlerinde M_1 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri ($V_{DS M1}$, i_{DM1})



Şekil 7.29. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin; M_1 ana anahtarın gerilim-akım dalga şekilleri (ON ve OFF zamanlarındaki) (V_{DSM1} , i_{DM1})



Şekil 7.30. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin; farklı görev çarpanı değerlerinde ana anahtarların gerilim-akım dalga şekilleri (V_{DSM1} , i_{DM1} , i_{DM2})

220 V etkin giriş gerilimi ve 600 W çıkış güç değerleri için sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin deneysel çalışma sonuçlarına bakıldığında, hem çıkış gerilim hem de endüktör akımları dalga şekillerinde zıplamaların (spike) olduğu görülmektedir. Sarmışık yükselten GKD devresi faz farklı anahtarlандığından, her güç katı devreye girdiğinde diğer güç katını da etkilemektedir. Gerilim ve akım dalga şekillerindeki bu zıplamalar hem anahtarlar üzerinde stres oluşturmakta hem de giriş akımına yansiyarak giriş THB oranını yükseltmektedir. Nitekim, 220 V giriş gerilimi ve 600 W çıkış güç değeri için yapılan deneysel çalışma sonuçlarına bakıldığında; önerilen SGG yumuşak anahtarlama devrede giriş akım THB oranı %9,6 iken sert

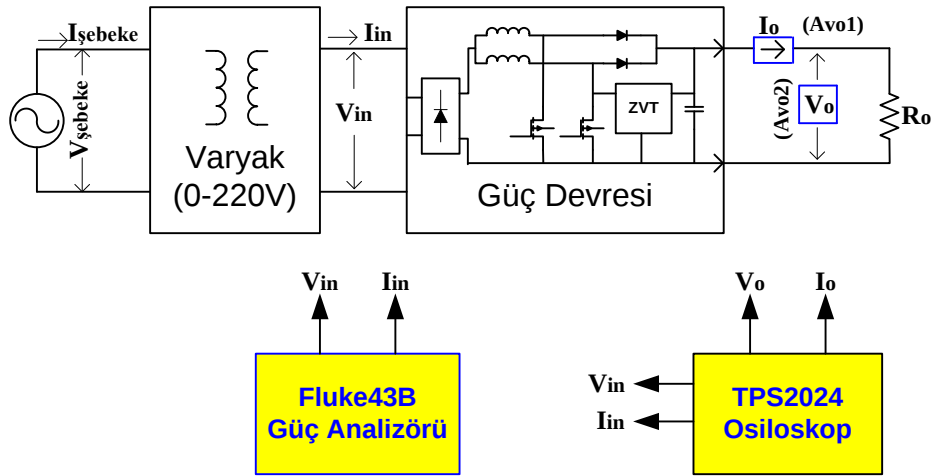
anahtarlama devrede giriş akım THB oranı %12,4 çıkmaktadır. Ayrıca, gerilim ve akım dalga şekillerindeki zıplamalar kontrol devresini olumsuz etkiler.

Sert anahtarlama devrenin deneysel çalışmasından elde edilen anahtarların dalga şekillerine bakıldığında (Şekil 7.28 – 7.30); devrede kullanılan MOSFET'lerin özellikle açma (ON) zamanlarında ciddi kayıpların olduğu açık bir şekilde görülmektedir. Bu kayıpların haricinde, anahtardan geçen akımın tepe değerinde de ciddi bir yükselme söz konusu. Bu nedenle, sert anahtarlama devrede kullanılacak anahtarlar daha yüksek akım taşıma kapasitesine sahip olmalıdır.

Şekil 7.30'dan, görev çarpanı 0,5'ten küçükken, sarmaşık yükselten devrenin iletme giren güç katının kesimdeki güç katını ciddi bir şekilde etkileyerek osilasyonlara yol açtığı görülmektedir. Bu osilasyonlar anahtar üzerinde stres oluşturduğu gibi anahtarın iletim kayıplarını da arttırmaktadır. Bu nedenle, sarmaşık yükselten GKD devrelerin yumuşak anahtarlanması zorunluluk teşkil etmektedir.

Önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresi ile sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresi, dalga şekilleri bakımından karşılaştırıldıktan sonra verimleri bakımından da karşılaştırıldı. Her iki devrenin verim hesapları 300 W – 700 W çıkış güç değerleri aralığında yapıldı. Devrelerin verimi hesaplanırken, Şekil 7.31'de verilen devre temelinde aşağıdaki işlemler uygulandı.

- a-) Çıkış güç osiloskopla ölçülmesine rağmen, çıkış güç hesabında Avometrelerdeki değerler kullanıldı (çalışmalara başlamadan önce avometrelerin daha hassa ölçüm aldığı gözlemlendi).
- b-) Giriş gücü osiloskopla ölçülmesine rağmen, giriş güç hesabında Fluke 43B güç analizöründen okunan değerler kullanıldı (osiloskop akım proplarının düşük akım değerlerinde hatalı okuduğu gözlemlendi).
- c-) Önerilen yumuşak anahtarlama devresi farklı güçlerde çalıştırılarak sonuçlar alındı. Daha sonra yardımcı devre çıkarılarak sarmaşık yükselten devre sert-anahtarlama olarak çalıştırıldı. Her iki durumda da ölçümlerde aynı yöntemler kullanıldı.



Şekil 7.31. Verim hesabı yapılırken kullanılan cihazlarla birlikte devre görünümü

Çizelge 7.1. Önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin deney sonuçları

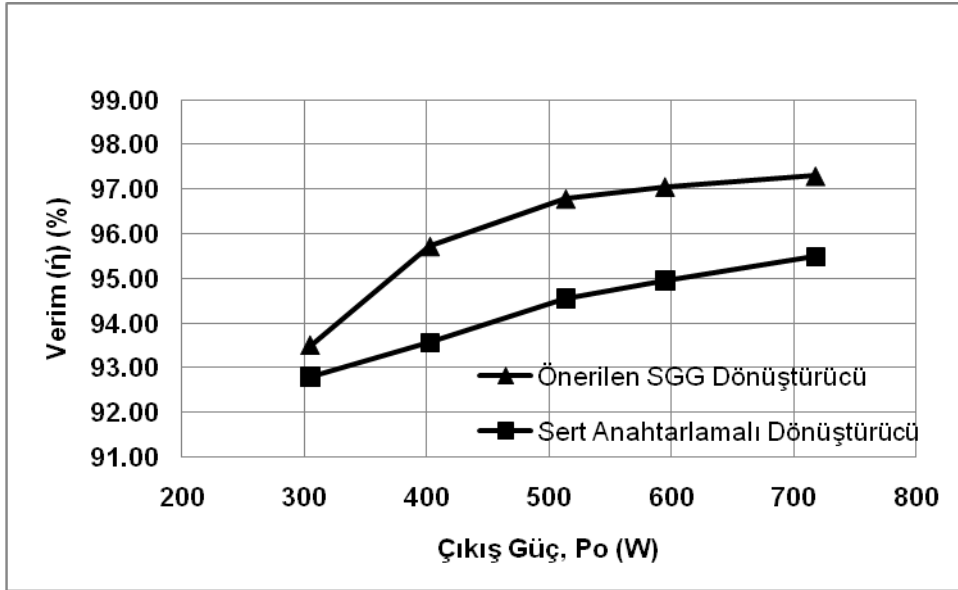
P_o (W)	P_{in} (W)	gk	$THB (I_{in})$ (%)	Verim (η) (%)
305	326	0,99	10,9	93,50
403	421	0,99	10,8	95,72
514	531	0,99	10,1	96,79
595	613	0,99	9,6	97,06
718	738	0,99	9,2	97,30

Çizelge 7.2. Sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin deney sonuçları

P_o (W)	P_{in} (W)	gk	$THD (I_{in})$ (%)	Verim (η) (%)
296	319	0,98	13	92,80
407	435	0,98	13,5	93,56
521	551	0,98	13,2	94,55
602	634	0,98	12,4	94,95
720	754	0,99	12,3	95,49

Önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresi ile sert anahtarlama sarmaşık yükselten GKD devresinin farklı çıkış güç değerlerinde çalıştırılmaları sonucu elde edilen deneysel veriler Çizelge 7.1 ve Çizelge 7.2’de aktarılmıştır. Verim

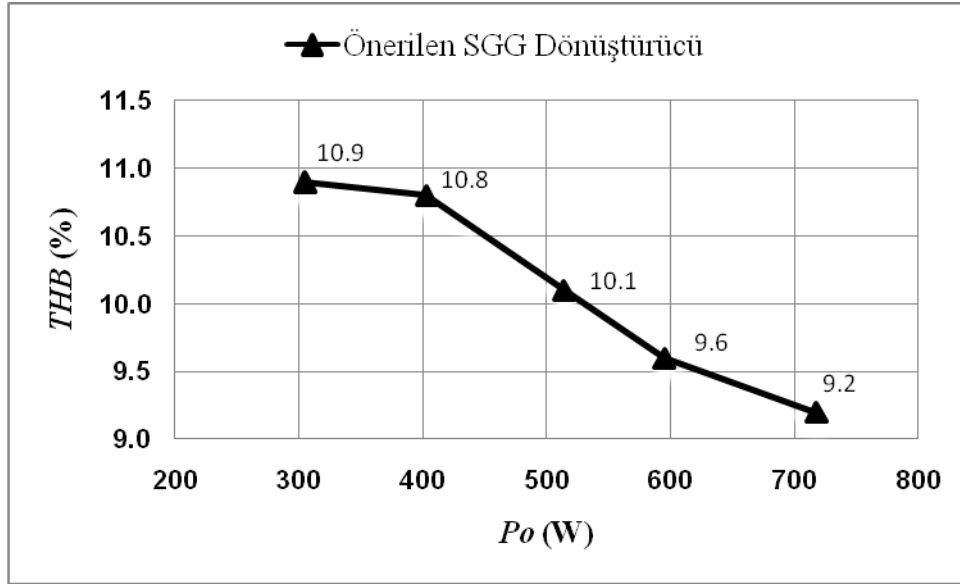
karşılaştırması için yapılan deneysel çalışmaların tamamı 220 V etkin giriş geriliminde yapılmıştır. Çizelge 7.1 ve 7.2’deki değerler kullanılarak Şekil 7.32 elde edilmiştir. Şekil 7.32’den, önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin bütün çıkış güç değerlerinde veriminin daha yüksek olduğu görülmektedir.



Şekil 7.32. Önerilen SGG devre ile sert anahtarlama devrenin verim karşılaştırması

Sonuçlardan, 600 W çıkış güç değerinde, önerilen devrenin veriminin %97,06 iken sert anahtarlama devrenin veriminin %94,95 olduğu görülmektedir. Yani, önerilen SGG yardımcı devresi sarmaşık yükselten GKD devresinin ana anahtarlarının yumuşak anahtarlama sağladığı gibi, devrenin verimini de 600 W çıkış gücünde %2,11 oranında arttırdığı kaydedilmiştir.

Çizelge 7.1’de verilen THB değerleri ile çıkış güç değerleri Şekil 7.33’te gösterildiği gibi grafik haline dönüştürülürse; bütün GKD devrelerinden beklenildiği gibi, önerilen devrenin güç oranı arttıkça giriş akım THB değerinin düştüğü görülmektedir. Önerilen devrenin giriş akım THB oranı 220 V giriş gerilim değeri için %10 civarında iken 110 V giriş gerilim değeri için %5,5 civarındadır.



Şekil 7.33. 220 V giriş geriliminde önerilen SGG devresinin farklı güçlerde giriş akım THB değerinin karşılaştırması

Önerilen devrenin gerek benzetim çalışmalarından gerekse deneysel çalışmalarından elde edilen sonuçların bir birine yakın olduğu gözlenmiştir. Benzetim çalışmaları ve deneysel çalışma sonuçları ele alınarak, önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresi için değerlendirmeler bir sonraki bölümde daha detaylı aktarılmıştır.

8. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada; doğrusal olmayan yükler tarafından üretilen akım harmoniklerinin düzenlenmesi için, ulusal/uluslararası kuruluşlar tarafından getirtilen sınırlamalar çerçevesinde, pasif ve aktif GKD devre yöntemleri incelenmiş, aktif GKD devre yöntemlerinden sarmaşık (faz farklı paralel) yükselten devre için yeni bir SGG yumuşak anahtarlama yardımcı devresi önerilmiştir. Diğer GKD kontrol yöntemlerine göre bir çok üstünlüğü olan ortalama akım kontrol yöntemi incelenmiş ve DSP tabanlı ortalama akım kontrol yöntemi önerilen devrenin kontrolcüsü olarak kullanılmıştır. Matematiksel analizi yapıldıktan sonra önerilen devrenin hem güç devresi hem de kontrol devresi için tasarım çalışmaları yapılmıştır. Tasarım çalışmalarından sonra, Simplerer benzetim programı kullanılarak tüm devrenin benzetim çalışmaları tamamlanmış ve benzetimde kullanılan parametreler kullanılarak önerilen devrenin prototipi gerçekleştirilmiştir.

Aktif GKD devrelerine her ne kadar zorunluluklardan dolayı ihtiyaç duyulsa da, yükten önce kullanılan bir ön düzenleyici devre (pre regulator) olduğundan küçük boyutlu, düşük maliyetli ve verimli olması istenir. MOSFET'lerin yüksek anahtarlama frekansından yararlanılarak küçük boyutlu GKD devresi elde edildiği zaman yüksek anahtarlama frekansından kaynaklı ciddi anahtarlama kayıpları oluşur. Bu nedenle, yumuşak anahtarlama yöntemlerinden biri kullanılarak daha verimli aktif GKD devresi kullanılmalıdır. Orta ve yüksek güçlerde sıklıkla kullanılan sarmaşık yükselten tip aktif GKD devresi için yeni bir yumuşak anahtarlama yöntemi geliştirilerek daha verimli ve düşük maliyetli bir ön düzenleyici devre tasarımı bu tez çalışmasının amacını oluşturmuştur. Hedeflenen amaç doğrultusunda yumuşak anahtarlama yöntemlerinden olan SGG yöntemi kullanılarak faz farklı paralel yükselten GKD devresine uygun yeni bir yardımcı devre geliştirilmiştir. Sarmaşık yükselten GKD devresi için önerilen bu yardımcı devrenin literatürde mevcut sarmaşık yükselten devrelere uygulanmış yardımcı devrelere göre önemli özellikleri aşağıda özetlenmiştir.

- Sarmaşık yükselten GKD dönüştürücüsündeki birden çok ana anahtar için yalnızca bir yardımcı anahtarın kullanılması hem dönüştürücünün maliyetini arttırmamakta hem de kontrol devresinin daha az karmaşık olmasını sağlamaktadır.
- Önerilen yardımcı devrede kullanılan pasif elemanların sayısının az (özellikle endüktörün) olması ve değerlerinin oldukça düşük olması dönüştürücünün boyutunu arttırmamaktadır.
- Sarmaşık yükselten GKD devresindeki ana anahtarlar SGG ile anahtarlandığı gibi yardımcı devre anahtarı da hem açma hem de kesim zamanında yumuşak anahtarlama ile anahtarlanmaktadır. Bu da, devrenin verimini daha çok yükseltir.
- Önerilen yardımcı devre ile hem ana anahtarlar üzerinde hem de yardımcı devre elemanları üzerinde her hangi bir gerilim veya akım stresi oluşmamaktadır.
- Önerilen yardımcı devredeki pasif yarıiletken elemanlar (diyotlar) üzerinde devrenin verimini etkileyecek kayıp oluşmamaktadır.
- Önerilen yardımcı devre sarmaşık yükselten GKD devresinin en olumsuz koşulları düşünülerek tasarlandığı için, giriş geriliminin ve akımının bütün değişimlerinde etkinliğini korumaktadır.

Önerilen devrenin hem benzetim çalışmalarından hem de deneysel çalışmalarından bir çok sonuç kaydedildi. Tez içeriğinde aktarılan bu sonuçlara bakıldığında, benzetim ve uygulama çalışmalarına ait sonuçların bir birine çok yakın olduğu gözlenmiştir. Sonuçlardan, değişik çıkış güç değerlerinde, önerilen SGG sarmaşık yükselten GKD devresinin güç katsayısının 0,99'un üzerinde olduğu, giriş akım THB oranının 220 V giriş gerilimi için %10 civarında ve 110 V giriş gerilim değeri için ise %5,5 civarında olduğu gözlenmiştir. Faz farklı anahtarlama dolayısı, giriş akım dalgacık oranının beklenildiği gibi endüktör akım dalgacık oranından düşük olduğu kaydedilmiştir. Devrede kullanılan anahtarların gerilim-akım dalga şekillerinden, önerilen SGG yardımcı devresinin geniş güç aralığında ve giriş akımının bütün noktalarında SGG koşulunu sağladığı görülmüştür. Önerilen yardımcı devre ile ana anahtarlarda SGG koşulu sağlanırken, yardımcı anahtar ise yumuşak anahtarlanmaktadır.

Çalışmada, sert anahtarlamaalı sarmaşık yükselten GKD devresi ile ilgili çalışmalar da yapılmış ve önerilen yardımcı devrenin verim açısından katkısı kaydedilmiştir. Elde edilen sonuçlardan, farklı güç değerlerinde önerilen SGG sarmaşık yükselten devresinin verimi eşdeğeri olan sert anahtarlamaalı devrenin veriminden yüksektir. 600 W çıkış güç değerinde, önerilen devrenin verimi %97,06 iken sert anahtarlamaalı devrenin verimi %94,95'tir.

Literatürde mevcut benzer çalışmalara göre üstünlükleri olan bu devrenin tek dezavantajı, devredeki ana anahtarların anahtarlama frekansı, kullanılan yardımcı anahtarın anahtarlama frekansına bağlı olarak sınırlanır. Örneğin, kullanılacak yardımcı anahtarın nominal frekansı 200 kHz ise devredeki ana anahtarların en yüksek anahtarlama frekansı $200/2=100$ kHz olur (şayet devre iki adet güç katı içeriyorsa). Yani, yardımcı devrede bir adet anahtar kullanılması, belli bir anahtarlama frekansı için sarmaşık yükselten devrede kullanılacak güç katı sayısını sınırlar.

Sarmaşık yükselten GKD devresi için önerilen bu yöntemin geliştirilerek diğer GKD devrelerine uygulanması literatüre katkı sağlayacağı kanısındayım.

K AYNAKLAR

1. Rashid, M. H. "Power Electronics : Circuits, Devices and Applications", **Prentice Hall Inc.**, NJ, USA, 68-120 (2004).
2. Ray, W. F. and Davis, R. M., "The definition and importance of power factor for power electronics converters", **Proc. European conference on Power Electronics and Applications (EPE)**, Europe, 799-805 (1988).
3. Grotzbach, M., "Line side behavior of uncontrolled rectifier bridges with capacitive DC smoothing", **Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**, Europe, 761-764 (1989).
4. TS EN 61000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase), (EN Harmonik akım standardı), (2010).
5. IEEE Std 519-1992, Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems, (IEEE Harmonik akım standardı), (1992).
6. Kelley, A. W. and Yadusky, W. F., "Rectifier design for minimum line-current harmonics and maximum power factor", **IEEE Trans. on Power Electronics**, 7(2): 332-341 (1992).
7. Grigore, V., "Topological Issues In Single-Phase Power Factor Correction", Ph.D. thesis, **Helsinki University of Technology**, Espoo, Finland, 17-28 (2001).
8. Basu, S., "Single Phase Active Power Factor Correction Converters", Ph.D. thesis, **Chalmers University Of Technology**, Göteborg, Sweden, 9-37 (2006).
9. Bing, Z., Chent, M., Miller, S. K.T., Nishida, Y., and Sun, J., "Recent developments in single-phase power factor correction", **IEEE Power Conversion Conf.**, Nagoya, 1520-1526 (2007).
10. Qiao, C., and Smedley, K. M., "A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper", **IEEE Trans. on Power Electronics**, 16(3): 360-368 (2001).
11. Wei, H., Batarseh, I., "Comparison of Basic Converter Topologies For Power Factor Correction", **IEEE Southeastcon'98 Proceedings**, Southeastcon, 348-353 (1998).
12. Yang, Z., Sen, P.C., "Recent Developments in High Power Factor Switch-mode Converters", **Elec. and Comp. Eng. IEEE Canadian Cnf.**, Canadian, 477-480 (1998).

13. Pandey, A., Kothari, D. P., Mukerjee, A. K., and Singh, B., “Modelling and simulation of power factor corrected AC–DC converters”, *Int. Journal of Electrical Engineering Education*, 41(3): 244-264 (2004).
14. Miwa, B. A., Otten, D. M., and Schlecht, M. F., “High efficiency power factor correction using interleaving techniques”, *IEEE APEC’92 Conf.*, Boston, 557–568 (1992).
15. Balogh, L. and Redl, R., “Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous inductor current mode”, *IEEE APEC’93 Cnf.*, San Diego, 168–174 (1993).
16. Genc, N., Iskender, I., “Analysis of critical mode interleaved boost PFC converter”, *ECAI 2009, 3rd International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence*, Pitești, 55-60 (2009).
17. Singh, B., Singh, B. N., Chandra, A., “A review of single phase improved power quality AC–DC converters”, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 50(5): 962-981 (2003).
18. Tang, W., Jiang, Y., Hua, G. C., Lee, F. C., “Power factor correction with flyback converter employing charge control”, *IEEE APEC’93 Cnf.*, San Diego, 293-298 (1993).
19. Choi, W.Y., Kwon, J. M., “Bridgeless boost rectifier with low conduction losses and reduced diode reverse-recovery problems”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 54(2): 769-780 (2007).
20. [Review, 14] Brkovic, M. and Cuk, S., “Input current shaper using Cuk converter”, *14th Int. Telecommunications Energy Conference, INTELEC ’92*, Washington, 532-539 (1992).
21. Elmore, M. S., “Input current ripple cancellation in synchronized, parallel connected critically continuous boost converters”, *IEEE APEC’96 Cnf.*, San Jose, CA, 152–158 (1996).
22. Lee, P. W., Lee, Y. S., Cheng, D. K. W., and Liu, X. C., “Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors”, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 47(4): 787–795 (2000).
23. Braga, H. A. C. and Barbi, I., “A 3-kW unity-power-factor rectifier based on a two-cell boost converter using a new parallel-connection technique”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 14(1): 209–217 (1999).

24. Rossetto, L., Spiazzi, G., Tenti, P., "Control techniques for power factor correction converters", *Power Electronics, Motion Control, PMEC Conf. Proc.*, USA, 1310-1318 (1994).
25. Spiazzi, G., Mattavelli, G., Rossetto, L., "Sliding mode control of dc-dc converters", *COBEP Conf. Proc.*, Bole Horizonte, 59-68 (1997).
26. Smedley, K. M., "Control art of switching converters", Ph.D. thesis, *California Institute of Technology*, 25-42 (1990).
27. Smedley, K. M., Zhou, L., Qiao, C., "Unified constant-frequency integration control of active power filters – steady-state and dynamics", *IEEE Transaction on Power Electronics*, 16(3): 428-436 (2001).
28. Çadirci, I., Yafavi, A., and Ermiş, M., "Unity power factor boost converter with phase shifted parallel IGBT operation for medium power applications", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 149(3): 237-244 (2002).
29. Wu, K. C., "Switch-Mode Power Converters: Design and Analysis", *Academic Press*, 50-85 (2005).
30. Kaya, M. C., "Design, implementation, and control of a two– stage ac/dc isolated power supply with high input power factor and high efficiency", Doktora tezi, *Orta Doğu Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, 11-40 (2008).
31. Shin, H. B., Park, J.G., Chung, S.K., Lee, H.W., Lipo, T.A., "Generalised steady- state analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors", *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, 152(3): 584-594 (2005).
32. Senjyu, T., Veerachary, M. and Uezato, K., "Steady-state analysis of PV supplied separately excited DC motor fed from IDB converter", *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 71: 493-510 (2001).
33. Veerachary, M., Senjyu, T., Uezato, K., "Modeling and analysis of interleaved dual boost converter", *ISIE 2001 Conf.*, Pusan, Korea, 718-722 (2001).
34. Sebastian, J., Jaureguizar, M., Uceda, J., "An overview of power factor correction in single-phase off-line power supply systems", *20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, Bologna, 1688-1693 (1994).
35. Steigerwald, R. L., "Power Electronic Converter Technology," *Proceedings of the IEEE*, 89(6): 890-897 (2001).

36. Dixon, L., "Average current mode control of switching power supplies", ***Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM700***, 1990.
37. Ericson, R. W., "Fundamentals of Power Electronics", ***Chapman & Hall***, New York, 125-140 (1997).
38. Gürdal, O., "Güç Elektroniği", ***Nobel Yayın Dağıtım***, Ankara, 50-70 (2000).
39. Hsieh, Y. C., Hsueh, T. C. and Yen, H. C., "An interleaved boost converter with zero-voltage transition", ***IEEE Transaction on Power Electronics***, 24(4): 973-978(2009).
40. Streit, R. and Tollik, D., "High efficiency telecom rectifier using a novel soft-switched boost based input current shaper", ***IEEE INTELEC Cnf. Proc.***, Kyoto, 720-726 (1991).
41. Liu, K. H., Lee, F. C., "Zero-voltage switching technique in dc-dc converters", ***IEEE PESC Conf. Proc.***, 58-70 (1986).
42. Bodur, H., Bakan, A. F., "A new ZVT-ZCT-PWM dc-dc converter", ***IEEE Transaction on Power Electronics***, 19(3): 676-684 (2004).
43. Hua, G., Leu, C., Lee, F. C., "Novel zero voltage transition PWM converters", ***IEEE PESC Conf. Proc.***, 55-61 (1992).
44. Bassett, J. A., "New zero voltage switching high frequency boost converter topology for power factor correction", ***IEEE INTELEC Conf. Proc.***, Hague, 813-820 (1995).
45. Moschopoulos, G., Jain, P., Joos, G., "A novel zero-voltage switched PWM boost converter", ***IEEE PESC Conf. Proc.***, Atlanta, 694-700 (1995).
46. Wu, X., Zhang, J. and Qian, Z., "A new zero voltage switching boost converter with active clamping", ***IEEE APEC Conf. Proc.***, Austin, 406-412 (2005).
47. Gurunathan, R. and Bhat, A. K. S., "A zero-voltage-transition boost converter using a zero voltage switching auxiliary circuit", ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 17: 658-668 (2002).
48. Wang, C. M., "Novel zero-voltage-transition PWM DC-DC converters", ***IEEE Transactions on Ind. Electronics***, 53(1): 254-262 (2006).
49. Moschopoulos, G., Jain, P., Liu, Y. and Joos, G., "A zero-voltage switched PWM boost converter with an energy feedforward auxiliary circuit", ***IEEE-PESC Conf. Proc.***, Italy, 76-82 (1996).

50. Lee, I. O., Lee, D. Y. and Cho, B. H., “High performance boost PFC pre-regulator with improved zero-voltage-transition (ZVT) converter”, ***IEEE APEC-2001 Conf.***, California,337-342 (2001).
51. Yao, G., Chen, A. and He, X., “Soft switching circuit for interleaved boost converters”, ***IEEE Transaction on Power Electronics***, 22(1): 80-86 (2007).
52. Oliveira Stein, C. M., Pinheiro, J. R., and Hey, H. L., “A ZCT auxiliary commutation circuit for interleaved boost converters operating in critical conduction mode”, ***IEEE Transaction on Power Electronics***, 17(6): 954-962 (2002).
53. Huang, W., Moschopoulos, G., “A new family of auxiliary circuits for zero-voltage-transition PWM converters with dual active auxiliary circuits”, ***IEEE Transaction on Power Electronics***, 21(2): 370-379 (2006).
54. Data Manual, “TMS320F2812 Digital Signal Processors”, ***Texas Instruments SPRS1740***, 2007.
55. Huliehel, F. A., Lee, F. C., Cho, B. H., “Small-signal modeling of the singlephase boost high power factor converter with constant frequency control”, ***IEEE Power Electronics Specialists Conference Records***, Toledo, 475-482 (1992).
56. Choudhury, S., “Average current mode controlled power factor correction converter using TMS320LF2407A”, ***Texas Instruments Application Report SPRA902A***, (2005).

EKLER

EK-1. IRFP460 güç MOSFET anahtarının kataloğu

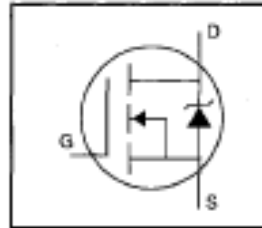
International
IR Rectifier

PD-9.512B

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DS} = 500V$$

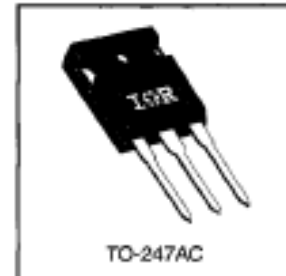
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	20	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ③	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ④	3.5	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{SOG}	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

EK-2. IXYS DSEI 30-12A hızlı diyodun kataloğu



Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

DSEI 30

 $I_{FAVM} = 26 \text{ A}$
 $V_{RRM} = 1200 \text{ V}$
 $t_{rr} = 40 \text{ ns}$

V_{RRM}	V_{RRM}	Type
V	V	
1200	1200	DSEI 30-12A



TO-247 AD



A = Anode, C = Cathode

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings
I_{FAVM}	$T_{10} = T_{100}$	70 A
I_{FARM}	$T_{10} = 85^\circ\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$	26 A
I_{FRM}	$t_p \leq 10 \mu\text{s}$; rep. rating, pulse width limited by T_{100}	375 A
I_{RM}	$T_{10} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	200 A
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	210 A
	$T_{10} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	165 A
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	155 A
P_t	$T_{10} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	200 A ² /s
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	180 A ² /s
	$T_{10} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	170 A ² /s
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	160 A ² /s
T_{10}		-40...+150 °C
T_{100}		150 °C
T_{175}		-40...+150 °C
P_{10}	$T_{10} = 25^\circ\text{C}$	138 W
M_t	Mounting torque	0.5...1.2 Nm
Weight		6 g

Features

- International standard package JEDEC TO-247 AD
- Planar passivated chips
- Very short recovery time
- Extremely low switching losses
- Low I_{RRM} -values
- Soft recovery behaviour
- Epoxy meets UL 94V-0

Applications

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Anti saturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode in converters and motor control circuits
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Inductive heating and melting
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Ultrasonic cleaners and welders

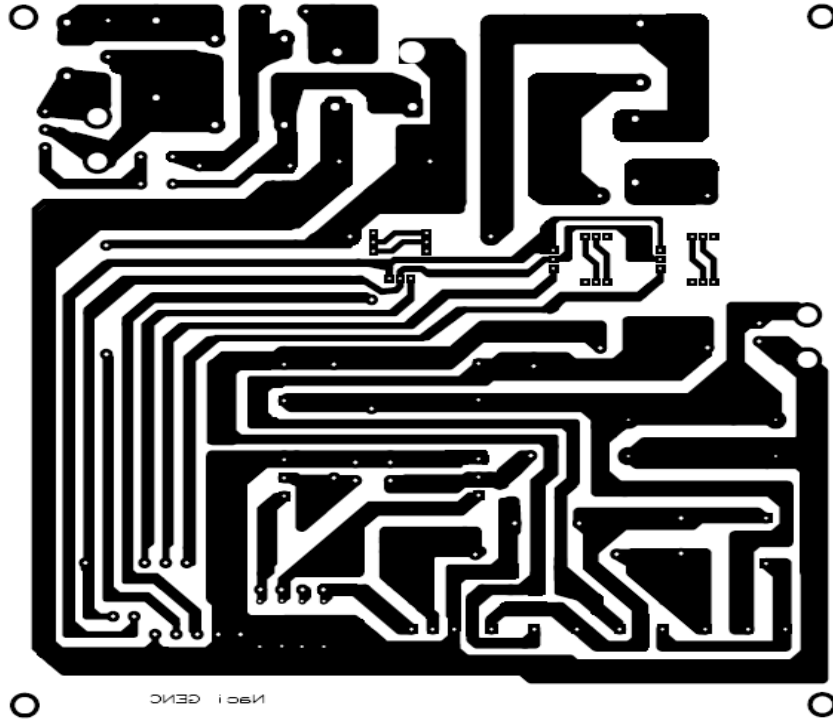
Advantages

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses
- Operating at lower temperature or space saving by reduced cooling

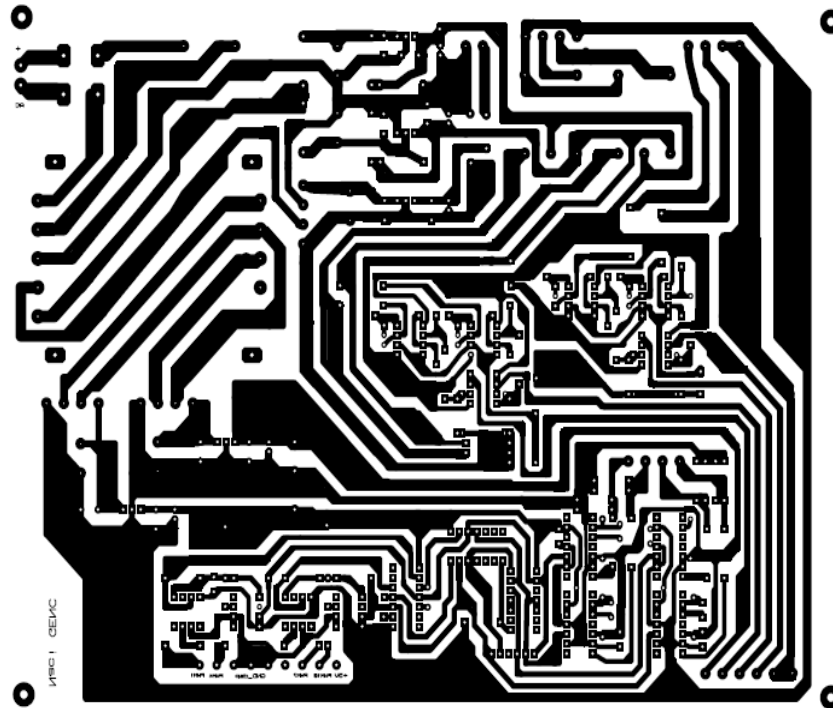
Symbol	Test Conditions	Characteristic Values
		typ. max.
I_s	$T_{10} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = V_{RRM}$	750 μA
	$T_{10} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = 0.5 \cdot V_{RRM}$	250 μA
	$T_{10} = 125^\circ\text{C}$ $V_R = 0.5 \cdot V_{RRM}$	7 mA
V_F	$I_F = 30 \text{ A}$; $T_{10} = 150^\circ\text{C}$	2.2 V
	$T_{10} = 25^\circ\text{C}$	2.55 V
V_{TS}	For power-loss calculations only	1.65 V
r_i	$T_{10} = T_{100}$	16.2 m Ω
R_{thJC}		0.9 K/W
R_{thJA}	0.25	K/W
R_{thSA}		35 K/W
t_{tr}	$I_F = 1 \text{ A}$; $-di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30 \text{ V}$; $T_{10} = 25^\circ\text{C}$	40 ns
t_{rr}	$V_R = 540 \text{ V}$; $I_F = 30 \text{ A}$; $-di_F/dt = 240 \text{ A}/\mu\text{s}$; $L \leq 0.05 \mu\text{H}$; $T_{10} = 100^\circ\text{C}$	15 ns

② I_{FARM} rating includes reverse blocking losses at T_{100} , $V_R = 0.5 V_{RRM}$, duty cycle $d = 0.5$
 Data according to IEC 60747
 IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions

EK-3. Önerilen devrenin güç ve besleme devrelerine ait PCB çizimleri



Güç devresine ait PCB çizimi



Besleme ve izolasyon devresine ait PCB çizimi

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : GENÇ, Naci
 Uyuğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 10.10.1977 Horasan/Erzurum
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 (312) 555 418 03 21
 e-mail : nacigenc@yahoo.com; nacigenc@gazi.edu.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
İng. Hazırlık	ODTÜ Yabancı Dil. Yük. Ok.	2003
Y. Lisans	YYÜ./ Elk.Elktn. Müh. A.B.D.	2002
Lisans	Gazi Üniv./ Elk.Eğt. A.B.D.	1999
Lise	Horasan Lisesi	1995

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2000-2002	YYÜ Müh.-Mim. Fak.	Arş. Gör.
2003-2006	ODTÜ Müh.-Mim. Fak.	Arş. Gör.
2006-2010	Gazi Üniv. Müh.-Mim. Fak.	Arş. Gör.

Yabancı Dil

İngilizce

Hobiler

Spor, müzik