T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AZALTICI TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜ TABANLI MİKRO EVİRİCİ TASARIMI

Gençali ÇİÇEK

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Programı

Danışman

Dr. Öğretim Üyesi Revna ACAR VURAL

OCAK, 2020

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AZALTICI TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜ TABANLI MİKRO EVİRİCİ TASARIMI

Gençali ÇİÇEK tarafından hazırlanan tez çalışması 03.02.2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Dr. Öğr. Üyesi Revna ACAR VURAL
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Dr. Öğr. Üyesi Revna ACAR VURAL, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Doç. Dr. Burcu ERKMEN, Üye

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Dr. Öğr Üyesi Derya Ahmet KOCABAŞ Üye

İstanbul Teknik Üniversitesi _____

Danışmanım Dr. Öğretim Üyesi Revna ACAR VURAL sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Azaltıcı Tip Dönüştürücü Tabanlı Mikro Evirici Tasarımı başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Gençali ÇİÇEK

İmza

Aileme

ve

biricik eşime

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamda gerek zamanından gerekse sabrından esirgemeden ve büyük bir anlayışla daima yanımda bulunan, yol gösteren kıymetli danışman hocam Dr. Öğr. üyesi Revna ACAR VURAL'a minnet ve şükran duyarım.

Yazılım ve donanımdaki derin bilgisiyle ve malzeme ve teçhizat tedariğiyle desteğini esirgemeyen Dr. Basri KUL'a teşekkürü borç bilirim.

Eğitim öğretim hayatımda bana her yönden destek çıkan ve bu seviyelere gelmeme vesile olan babam Hasan ve annem Huriye ÇİÇEK'e ve tüm kardeşlerime en kalbi duygularla şükranlarımı sunarım.

Değerli meslektaşım ve iş arkadaşım Cihan BÜLBÜL'e tez çalışmalarımda bana verdiği destekten ve fedakârlıktan ötürü teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca kendi zamanından fedakârlık ederek bana maddi manevi destek olan yorulduğumda beni cesaretlendiren hayat ortağım Çiğdem ÇİÇEK'e bu çalışmayı ithaf ediyorum.

Bu tez çalışmamın bu konuda çalışacak olan meslektaşlarım için bir kapı aralamasına vesile olmasını dilerim.

Gençali ÇİÇEK

İÇİNDEKİLER

ŞEKİL LİSTESİ viii

TABLO LİSTESİ x

ÖZET xi

ABSTRACT 12

1 GİRİŞ 14

1.1 Literatür Özeti 14
1.2 Tezin Amacı 18
1.3 Hipotez 20

2 EVİRİCİ TASARIMINA GENEL BAKIŞ 21

2.1 Azaltıcı Tip Dönüştürücü Analizi 22
2.2 Push-Pull Dönüştürücü Analizi 29
2.3 Doğrultma katı 33
2.4 Çıkış Katı 34
2.5 Geri Besleme Katı 34

3 MİKRO EVİRİCİ DONANIMI 35

3.1 Azaltıcı Tip Dönüştürücü Tasarımı 38
3.2 Yükseltme Katı ve Push-Pull Dönüştürücü Tasarımı 42
3.3 Doğrultma Katı Tasarımı 51
3.4 Çıkış Katı Tasarımı 52
3.5 Geri Besleme Katı Tasarımı 56

4 MİKRO EVİRİCİNİN YAZILIM ve KONTROLÜ 59

5 DENEYSEL SONUÇLAR 63

5.1 Maliyet Analizi 70

6 SONUÇLAR ve ÖNERİLER 72

6.1 Sonuçlar 72
6.2 Öneriler 73

Kaynakça 74

Tezden Üretilmiş Yayınlar 77

SİMGE LİSTESİ

A_C	Nüvenin akı geçen ayağının efektif kesit alanı
D_{buck}	Azaltıcı tip dönüştürücünün iş çevrim değeri
K_e	Transformatörün elektriksel şartı
K_g	Transformatörün nüve geometrisi
K_u	Transformatörün çerçeve alanındaki bakır oranı
N_p	Orta Uçlu trafonun birincil sargısı
N_s	Orta Uçlu trafonun İkincil sargısı
$P_{\Sigma_{loss,TOTAL}}$	Nüvenin Toplam güç kaybı
$P_{cu,loss}$	Nüvenin Toplam bakır kaybı
$P_{fe,loss}$	Nüvenin çekirdek güç kaybı
$P_{pd,loss}$	Birincil sargının güç kaybı
$P_{sd,loss}$	İkincil sargının güç kaybı
P_{tp}	Toplam görünür güç
R_p	Birincil sargı direnci
R_s	İkincil sargı direnci
S_{np}	Birincil sargının paralel tel sayısı
S_{ns}	İkincil sargının paralel tel sayısı
T_{buck}	Azaltıcı tip dönüştürücünün periyodu
V_{in}	Azaltıcı tip dönüştürücünün ve tüm sistemin giriş gerilimi
$V_{o,buck}$	Azaltıcı tip dönüştürücünün çıkış gerilimi
W_a	Transformatörün çerçeve alanı
$Sine[Qu]$	Azaltıcı tip dönüştürücünün sinüs dalgasını takip eden iş çevrim değerler dizisi
$Vsine[Qu]$	Çıkış geriliminin analog karşılıklarını içeren değerler dizisi.

KISALTMA LİSTESİ

AA	Alternatif akım (Alternative Current)
ADC	Analog-Dijital dönüştürücü (Analog to digital converter)
ATD	Azaltıcı Tip Dönüştürücü (Buck converter)
DA	Alternatif akım (Alternative Current)
DAC	Dijital-Analog dönüştürücü (Digital to analog converter)
MLT	Ortalama sargı yolu uzunluğu (Mean lenght turn)
PWM	Dalga genişlik Modülasyonu (Pulse width modulation)
PPD	Push-Pull Dönüştürücü (Push-Pull converter)
TKD	Tam köprü Dönüştürücü (Full bridge converter)
YF	Yüksek frekans (High Frequency)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Azaltıcı tip dönüştürücü tabanlı eviricinin blok diyagramı 21
Şekil 2.2 Anahtar kapalı konumda[23] 22
Şekil 2.3 Anahtar açık konumda[23] 22
Şekil 2.4 Diyot iletimde[23] 23
Şekil 2.5 Azaltıcı tip dönüştürücü dalga şekilleri (a) bobin gerilim; (b) bobin akımı; (c)kapasitör akımı[23] 24
Şekil 2.6 Azaltıcı tip dönüştürücü dalga şekilleri (a)kapasitör akımı ,(b) kapasitör dalgalılık gerilimi[23] 28
Şekil 2.7 (a) Push-Pull dönüştürücü; (b) Anahtarlama aralıkları; (c) Gerilim vx; (d) Lx'teki akım [23] 30
Şekil 3.1 Eviriciye ait daha detaylı şematik gösterim 35
Şekil 3.2 Devrenin üretilmesi için tasarlanmış şematik çizim 36
Şekil 3.3 Mikro evirici tasarımına ait 3D PCB gösterim 37
Şekil 3.4 Mikro eviriciye ait PCB gösterim 37
Şekil 3.5 Azaltıcı tip dönüştürücü devresine ait şematik gösterim 39
Şekil 3.6 Kapasite ihtiyacının iş çevrime göre değişimi 41
Şekil 3.7 Azaltıcı tip dönüştürücünün giriş(1) ,çıkış(2) gerilim dalga şekilleri 41
Şekil 3.8 KA3525 Push-Pull dönüştürücü kontrol devresinin şematik gösterimi 44
Şekil 3.9 Doğrultma katına ait şematik gösterim 52
Şekil 3.10 Çıkış kapasitörü üzerindeki gerilim değişimi 53
Şekil 3.11 Çıkış katına ait Tam Köprü dönüştürücünün şematik gösterimi 54
Şekil 3.12 İkincil tarafa ait düşük gerilim oluşturma devresinin şematik gösterimi 55
Şekil 3.13 HCPL7800 izolasyon yükselteci 56
Şekil 3.14 Gerilim geri beslemesine ait şematik gösterim 57
Şekil 3.15 İzoleli akım okuma devresi 58
Şekil 4.1 Yazılıma ait akış diyagramı 60
Şekil 4.2 İndüktif yük altında her 10mS geldiğinde akımın bozulmasının gerilime etkisi 61
Şekil 5.1 Eviricinin gerçekleştirilmesine ait görsel 63
Şekil 5.2 28W güçte eviricinin çıkış akımı 64
Şekil 5.3 28W gücünde evirici çıkış gerilimi 64
Şekil 5.4 28W güçte birincil tarafta oluşturulan AA gerilim 65

Şekil 5.5 100W güçte eviricinin çıkış akımı 65
Şekil 5.6 100W güçte eviricinin çıkış gerilimi 66
Şekil 5.7 100W güç çekilirken azaltıcı tip dönüştürücünün çıkış kapasitörü üzerindeki gerilim 66
Şekil 5.8 200W güçte eviricinin çıkış gerilim 67
Şekil 5.9 100W indüktif yük altında eviricinin çıkış dalga şekilleri. yeşil: Akım, Sarı: gerilim, Turuncu: Şebeke gerilimi 67
Şekil 5.10 Kontrol biriminin, çıkış parametrelerini ADC üzerinden okuduğu değerler 68
Şekil 5.11 Eviricinin rezistif yük altında verim grafiği 69

TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1 Transformatör tasarım kriterleri 43
Tablo 3.2 AWG tablosu[29] 45
Tablo 5.1 Yapılan çalışmanın diğer çalışmalar ile karşılaştırma tablosu 69
Tablo 5.2 Eviricinin 1 ve 1000 adedi için ortalama maliyet 70

ÖZET

Azaltıcı Tip Dönüştürücü Tabanlı Mikro Evirici Tasarımı

Gençali ÇİÇEK

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Revna ACAR VURAL

Bu çalışmada, Güneş panellerinin ürettiği DA gerilimi yeni bir yöntem kullanarak doğrudan AA şebeke gerilimine dönüştürebilen mikro evirici tasarımı yapılmıştır. Bu yönteme göre güneş panelinden üretilen DC güç, giriş kapasitörü tarafından depolanarak eviricinin giriş gücü olarak kullanılır. Girişteki DA gerilim, azaltıcı tip dönüştürücü kullanılarak birincil tarafta yarım dalga sinüs gerilimine dönüştürülür. Oluşturulan yarım dalga sinüs gerilimi, yüksek frekanslı bir transformatörün giriş gerilimi olarak kullanılır. Push-Pull dönüştürücü kullanılarak sürülen YF transformatörün çıkışında şebeke gerilimi ile aynı genlikte yarım dalga sinüs gerilimi elde edilir. Oluşturulan yarım dalga sinüs gerilimi, 50Hz'de anahtarlanan Tam Köprü dönüştürücü kullanılarak pozitif ve negatif alternansa dönüştürülür. Böylece eviricinin çıkışında genliği şebeke ile aynı olan ve AC yükü beslemeye uygun gerilim üretilmiş olur.

Çıkış katındaki anahtarlama elemanlarının akımın sıfır olduğu anlarda yön değiştirmesi ve düşük hızda(50Hz) tetiklenmesi verimi artırmaktadır. Azaltıcı tip dönüştürücü kullanıldığı için evirici, değişken (20-40V) DA giriş geriliminde çalışabilmektedir. Daha iyi yük adaptasyonunu için çıkış dalga şekilleri yazılımsal olarak kontrol edilir. Bu yöntemle eviricinin çıkışında oluşturulması gereken sinüs gerilimi birincil kısımda oluşturulur, böylece ikincil taraftaki izoleli kontrol ihtiyacı büyük oranda azaltılır. Eviricinin ihtiyaç duyduğu kapasitörün sığa değeri azaltılır, maliyet düşürülür. Frekansın yüksek olması devrenin boyutunu küçültülür. Ticari panel güçlerine (320W) göre tasarımı yapılan prototip omik ve indüktif yükler altında test edilmiş ve en yüksek dönüştürücü verimi omik yükte ve ortalama güçte (200W) %93,8 olarak elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Azaltıcı tip dönüştürücü, mikro evirici, S3 evirici, push-pull dönüstürücü, saf sinüs evirici

ABSTRACT

Buck Converter Based Micro Inverter Design

Gençali ÇİÇEK

Department of Electronics and Communications Engineering

Ph.D. Thesis

Advisor: Assist. Prof. Dr. Revna ACAR VURAL

In this study, a micro inverter is designed which can convert DC voltage produced by solar panels directly into AC grid voltage using a new method. According to this method, DC power produced from the solar panel is stored by the decoupling capacitor and used as the input power of the inverter. The DC voltage at the input is converted to half-wave sine voltage on the primary side using a Buck converter. The generated half wave sine voltage is used as the input voltage of a high frequency transformer. By using Push-Pull converter, half-wave sine voltage is obtained at the same width as the mains voltage at the output of the transformer. The half-wave sine voltage generated is converted to positive and negative alternans using the Full Bridge converter switched at 50Hz. Thus, at the output of the inverter, the voltage that is the same as the mains and suitable for feeding AC load is produced.

Switching the MOSFETs on the output stage at zero current switching moments and triggering at low speed (50Hz) increase the efficiency. Since the Buck converter is used, the inverter can operate at variable (20-40VDC) input voltage. Output waveforms are software-controlled to provide better load adaptation and immunity to variable loads. With this method, the sine voltage required to be obtained at the output of the inverter is created in the primary part, thus the need for insulated control on the secondary side is greatly reduced. This method reduces the required capacity value and

reduces the cost. Due to the high frequency, the size of the circuit is reduced. The prototype designed according to commercial panel powers (320W) was tested under resistive and inductive loads and a maximum efficiency of 93.8% was achieved in average power (200W).

Keywords: Micro inverter, S3 inverter, buck converter. push-pull converter, pure sine converter

1
GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Enerji, insan hayatının yaşamını devam ettirebilmesi veya daha kaliteli yaşam sağlayabilmesi için en temel ihtiyaçlardan birisidir. Geçmiş dönemlerden günümüze kadar bakıldığında enerjiye ihtiyaç sürekli devam etmiş yalnızca elde edilme biçimleri farklılık göstermiştir. Yirminci yüzyılın başlarında fosil yakıtların kullanılmaya başlanması enerjiye olan bağlılığımızı arttırmıştır. 1950'li yıllardan sonra ise çok hızlı bir yükseliş göstermiştir. Bu yükselişle birlikte fosil yakıtların doğal çevreye ciddi zararlar verdiği ortaya çıkmış ve bu zararların azaltılması için alternatif enerji kaynakları aranmaya başlanmıştır. Neticede güneş enerjisi, jeotermal enerji, rüzgâr enerjisi, dalga enerjisi gibi birçok yenilenebilir enerji kaynağı enerjiyi üreten çevrelerce ilgi odağı haline gelmiştir. Ülkemizin enerji ihtiyacı asfaltit kömür, linyit, taş kömürü, atık ısı, jeotermal, hidroelektrik biyo-kütle doğalgaz fuel-oil, rüzgâr ve güneş enerjisinden karşılanmaktadır. Ayrıca son yıllarda ülkemizde de güneş enerjisine verilen önem artmıştır.[1]

Yaygın kullanıma imkân verecek enerji kaynağı yönünden incelendiğinde solar enerjinin dünyamızda çok yaygın kullanılabileceği ortadadır. Güç üretimini güneşten sağlandığı için solar enerji, dünyamızın bulunduğu enerji-temiz çevre darboğazının aşılması için etkili bir çözüm yöntemi olabileceği tahmin edilmektedir. Bu sebeple bu kaynakların (rüzgâr enerjisi, güneş enerjisi ve yakıt hücreleri gibi) şebekeyle eş zamanlı veya şebekeden bağımsız çalıştırılması son yıllarda büyük önem kazanmıştır.[2]-[7].

Güneş, ortalama m^2 başına 1000W gücü dünyamıza göndermektedir. Bu güç güneş panelleri tarafından toplanarak elektrik enerjisine dönüştürülebilmektedir. Ticari olarak satılan güneş panellerinde güneşten gelen gücü %22,6 verimle kullanabileceğimiz elektrik enerjisine dönüştürebilirler.[8]

Güneş panelleri çok farklı boyutlarda olmakla birlikte ticari olarak birkaç Watt güçten 320W güce kadar üretilebilmektedirler. Gerilimleri birkaç volttan yaklaşık 40V'a kadar çıkabilmektedir.

Güneş panellerinde üretilen gerilim DA olduğundan, büyük çoğunluğunun AA gerilimle çalışan tüketici aletlerinde veya şehir şebekesinde doğrudan kullanılamaz. Gerilimin düşük ve DA olması bu enerji kaynağının dezavantajları olarak gösterilebilir. Üretilen gerilimin düşük olması yüksek güçlerde büyük akımlara sebep olduğundan bunun aşılması için araştırmacılar birçok çözüm yöntemi geliştirdiler.

Kjaer ve arkadaşları[9] panellerin bağlantı biçimleriyle ilgili yaptıkları araştırmada 4 farklı bağlantı üzerinde durmaktadır. Bunlardan ilki tüm panellerin birbirlerine seri bağlanarak yüksek gerilimlere çıkarmaktı. Bu fikir uzun yıllar boyunca kullanıldı. Ancak zamanla bu yöntemin ciddi dezavantajları bulunduğu ortaya çıkarılmıştır. Giriş geriliminin yüksek olması yangın ve elektrik şoku tehlikelerini beraberinde getirir. Bununla birlikte tüm sistemin verimi en düşük verime sahip olan panelin verimi kadardır. Bunun yanında tüm dizi güneş ışınlarını aynı açıyla almalıdır. Herhangi bir panel üzerinde toz, bulut gibi etkenlerden kaynaklı güç kaybı yaşanırsa bu tüm sistemin veriminin bu panele göre düşmesi anlamına gelmektedir. Bir panelde oluşan arıza tüm sistemi durdurmaktadır. Dizideki güç bir evirici ile dönüştürüldüğünden arıza durumunda tüm sistem kapatılır.

İkinci bağlantı şeklinde ise dizileri hem seri hem de paralel kullanarak tekil evirici yerine birden fazla evirici kullanılması fikridir. Bu yöntemle tek eviriciye bağlı kalınarak dönüşüm yapılmasının önüne geçilmiştir. Tüm paneller yerine sadece seri gruplardaki paneller güneşe aynı açıyla bakması gereklidir. Ancak bu ve bir önceki yöntemde ciddi verim kaybı bulunmaktadır. Bununla birlikte diziye panel eklemek ancak aynı verimde ve kalitede ürün olması şartıyla mümkün olabilmektedir. Ayrıca dizideki her panel maksimum güçte çalışmaz.

Bunu çözmek için üçüncü bir yöntem geliştirilmiş ve her panel üzerine maksimum güçte çalışacak biçimde DA-DA dönüştürücü eklenmiştir. Bu yöntemde panellerdeki güçler bu dönüştürücü üzerinden ana hatta bağlanır. Bu hattın çıkışında ise evirici kullanılarak AA gerilim elde edilir. Bu yöntemle panellerin aynı açıyla koyulma zorunluluğu ortadan kalkmıştır. Bununla birlikte tüm paneller tam güçte

çalıştırılabilmektedir. Fakat yüksek DA gerilimin getirdiği yangın riski ve tek evirici üzerinden çalışmanın getireceği sorunlara halen çözüm bulunamamıştır.

Son yöntemde ise panellerin tamamına DA gerilimi AA gerilime dönüştürebilen mikro evirici yerleştirme düşüncesidir. Bu sayede tüm paneller birbirinden bağımsız hale getirilmiş, diziye panel eklemek ya da çıkarmak mümkün hale gelmiş, tüm panellerin maksimum güçte çalışması sağlanmış, yüksek gerilimin getirdiği tehlikeler ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca herhangi bir arıza yalnızca ilgili paneli devre dışı bırakmakta, kalan sistem aktif olarak çalışabilmektedir.

Bu yöntemin uygulanabilirliği çok yüksek olmasının yanında, bir takım şartları sağlaması gerekmektedir. Bunlara bakılacak olursa veriminin yüksek olması, şebekeye bağlanılacaksa eşzamanlı çalışma özelliğinin bulunması, boyutunun yeterince küçük olması ve maliyetinin düşük olması olarak sıralanabilir. Yapılacak çalışma yukarıdaki şartları sağlayabilecek bir topolojide olmalıdır. DA gerilimi AA gerilime çeviren yöntemler üzerinde yapılan çalışmalar incelenerek bir özeti aşağıda sunulmuştur.

Papanikolaou ve arkadaşları [10] orta uçlu bir transformatörü tek transistör Geri Dönüşlü(Flyback) dönüştürücü topolojisi kullanarak kontrol etmişlerdir. Transformatörün iki çıkışı şebekeye bağlanmış her alternansta bir MOSFET ve bir diyot iletimde olacak biçimde çıkış katı tetiklenmiştir. Bu yöntem ile çıkışta iki alternansta elde edilmiştir. Bu sayede 100W güçte evirici tasarımı yapılmıştır. Verim %97 olarak belirtilmiştir.

Bir başka çalışmada Shimuzu ve arkadaşları[11] daha büyük giriş besleme kapasitöründen kaçınmak için Geri Dönüşlü dönüştürücünün girişine azaltıcı ve yükseltici (buck-boost) dönüştürücü eklemişlerdir. Transformatör anahtarlanırken gerilimin ani yükselmelerini engellemek için aktif sönümleme devrelerini tasarımlarına eklemişlerdir. Ancak bu sönümleme devresi azaltıcı ve yükseltici dönüştürücü ile etkileşim halinde olduğu için erken bozulmaya sebep olmuştur.

Kjaer ve arkadaşları[12] Shimuzu eviricisini optimize ederek tasarım üzerinde iyileştirmeler yaptılar. Tek transistörlü evirici yerine çift transistörlü evirici kullanarak ani gerilim dalgalanmaların üstesinden geldiler ve eviricinin gücünü 160W'a çıkardılar.

Bir diğer çalışmada ise 160W azaltıcı ve yükseltici evirici tasarımı yapılmıştır.[13] Bu sayede kaçak indüktans üzerinde biriken enerjinin MOSFET'lerin ters diyotları üzerinden geri kazanılması sağlanmıştır.

Araştırmacılar [14]'de 150W gücünde DA-DA Geri Dönüşlü dönüştürücü tasarlamış çıkışına ise tristör kullanılarak AA gerilim elde etmişlerdir. [15] numaralı çalışmada, aynı tasarım üzerinden iyileştirmeye gidilmiş, 100W güçte şebeke filtreleri çıkış kapasitöründen sökülerek eviricinin şebekeye bağlandığı noktaya koyulmuştur.

[16] ve [17] numaralı çalışmalarda 100W gücünde Geri Dönüşlü dönüştürücü kullanarak bir evirici tasarımı geliştirilmiştir. Eviricinin çıkışında tam köprü dönüştürücü devresi kullanılmıştır. Bu dönüştürücüyü PWM ile anahtarlayarak sinüs çıkışını elde edilmiştir. TKD'yi besleyen kapasitör gerilimi ise sabit 310VDC geriliminde tutulmaktadır.

[18]'de seri rezonant DA-DA dönüştürücü kullanarak 250W gücünde bir evirici tasarımı yapılmıştır. Çıkışında TKD devresi kullanarak sinüs gerilimi oluşturulmaktadır. Bu tasarımın en ilginç yönlerinden biri şebekeye ilk bağlandığı andaki ani akımların önüne geçmesi için TKD'nin kolları arasına seri diyotlar eklenmiş olmasıdır.

Çalışma [19]'te Push-Pull dönüştürücü topolojisi kullanarak bir evirici tasarımı yapılmıştır. Girişte bulunan düşük gerilim bu topoloji tarafından anahtarlanan bir transformatör yardımıyla yükseltilir. Çıkışında bulunan anahtarlama elemanları yüksek frekansta tetiklenerek çıkış katında sinüs gerilimi oluşturulur.

Ersan ve arkadaşları [20] 390W güç dönüştürebilen Geri Dönüşlü ve H5 dönüştürücülerini ortak kullaranak bir tasarım gerçekleştirdiler. Geri Dönüşlü dönüştürücüyü izoleli biçimde maksimum güç izleyicisi olarak kullanırken H5 dönüştürücüyü SPWM tekniğiyle anahtarlayarak eviricinin sinüs gerilimini oluşturmayı amaçlamışlardır. Çalışma MATLAB üzerinden doğrulanmış ve %94.08 verim elde edilmiştir. Ayrıca eviriciye ait THD değeri %2.59 olarak bulunmuştur.

Bir diğer çalışmada [21] araştırmacılar sinüs dalgasını elde etmek için iler beslemeli kontrol kullanmışlardır. Giriş gerilimini Azaltıcı Tip dönüştürücü kullanarak yükseltmiş TKD ile sinüs gerilimine dönüştürmüştür. Birbirinden farklı üç giriş gerilimini aynı türde üç devre kullanarak 3 faz elde etmişlerdir. Simülasyon ve deneysel sonuçlar bulunup karşılaştırılmış sonuçta %1.79 THD değerine ulaşılmıştır.

Wira Adhitama ve arkadaşları [22] 11 seviyeli evirici üzerine çalışma yapmışlardır. 5 farklı Azaltıcı Tip dönüştürücü kullanarak seviyeler oluşturulmuş, çıkışında ise TKD kullanarak polarite elde edilmiştir. Tasarımlarını bilgisayar programı üzerinde analiz ederek performansını incelemişlerdir. 60V DA giriş gerilimini dönüştürerek çıkışa aktarmışlardır.

Reddy ve arkadaşları[6] düşük DA giriş gerilimini, azaltıcı tip dönüştürücü kullanılarak yarım dalga sinüs gerilimine dönüştürdüler. Daha sonra Push-Pull dönüştürücü kullanarak 1.2kW hat trafosunu 50Hz'de anahtarlayarak ve çıkışında 240V AA gerilim ürettiler. Transformatörün saclı kullanılması hem maliyet hem de boyut açısından güneş panellerinin üzerine takılması çok mümkün gözükmemektedir. Araştırmacılar, pratikteki verimini %91,6 olarak bulmuştur.

Bu çalışmada ise DA giriş gerilimi, daha trafoya ulaşmadan Azaltıcı Tip dönüştürücü kullanılarak yarım dalga sinüs gerilimine dönüştürülür. Transformatör girişine verilen bu yarım dalga sinüs gerilimi, 50kHz'de Push-Pull dönüştürücü ile anahtarlanarak şebeke gerilimi seviyesine yükseltir. Yükseltilen gerilim diyotlar üzerinden geçirilerek bir kapasitör üzerinde tutulur. Daha sonra elde edile yarım dalgalar 50Hz'de çalışan tam dalga dönüştürücü kullanılarak iki alternans oluşturulur. Böylece DA giriş gerilimi kullanılarak çıkıştaki yüke sinüs gerilimi aktarılmış olur. Tasarlanan devre ortalama bir panel gücünde (200W) test edilerek doğruluğu ispatlanmıştır. Böylece daha küçük boyutlu, düşük maliyetli evirici elde edilmiş ve omik yükte en yüksek %93,8 verim elde edilmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Geleneksel evirici tasarımları incelendiğinde genel olarak DA bir kaynaktan(solar enerji veya bataryalardan) gelen gerilim birincil tarafta saclı veya yüksek frekanslı trafolar yardımıyla yükseltilmektedir. İkincil tarafta yükseltilen gerilim çıkış kapasitörü üzerinde depolanmaktadır. Bu kapasitörün gerilimi, genellikle on-off mantığında çalışan izoleli geri besleme devresiyle kontrol edilerek 310V'ta sabit tutulur. Daha sonra bu gerilim Tam Köprü dönüştürücü ile SPWM tekniği kullanılarak sinüs dalgasına dönüştürülür.

Transformatör kullanmadan direkt olarak Azaltıcı veya Yükseltici Tip dönüştürücüler kullanılarak sinüs gerilimi elde etme yönteminde genellikle giriş gerilimi yüksek tutulması gerekmektedir. Bu da solar panellerin birbirlerine seri olarak bağlanmasını gerektirir. Bu yöntemde Azaltıcı Tip dönüştürücü kullanarak giriş gerilimi kırpılmakta ve çıkışta sinüs gerilimi oluşturulmaktadır. Bu yöntemin en büyük dezavantajları giriş geriliminin yüksek olması (solar sistemlerin seri bağlanarak gerilimlerinin yükseltilmesi yukarıda bahsedilmiş sebeplerden dolayı istenmemektedir) ve giriş ile çıkış arasında yalıtımın bulunmamasıdır.

Çok seviyeli eviricilerde ise ulaşılmak istenen gerilim seviyelere bölünür ve seviyeler farklı değerlere sahip giriş gerilimleriyle veya devre elemanları yardımıyla oluşturulur. Çıkış gerilimini oluşturmak için bu seviyeler birbirleri üzerine toplanarak veya çıkarılarak istenen sinüs dalgası oluşturulur. Seviye arttıkça sinüse benzerlik artmakta ancak devrenin ihtiyaç duyduğu eleman sayısı da katlanmaktadır. Maliyetleri seviye arttıkça yükseldiği için genellikle yüksek güçlü eviricilerde tercih edilmektedir.

Bu tasarımda ise alışılagelmiş yöntemlerden farklı bir yöntem uygulanmıştır. Düşük giriş gerilimi (20-40V), transformatörün birincil tarafında Azaltıcı Tip dönüştürücü kullanılarak yarım dalga sinüs gerilimine dönüştürülmüş ve bu gerilim transformatör yardımıyla yükseltilerek çıkışa aktarılmıştır. Çıkış katında yükseltilmiş yarım dalga sinüs gerilimi filtre devresi kullanılarak süzülmüş ve 50Hz frekansta çalışan tam köprü dönüştürücü tarafından iki alternans oluşturularak tam dalga sinüs gerilimine ulaşılmıştır.

Böylece hem birincil hem de ikincil tarafta kontrol edilmesi gereken devre elemanlarını tek tarafa toplanmış, böylece izolasyonlu kontrolün getirmiş olduğu zorluklar ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca sinüs gerilimi tek anahtar ile elde edilerek anahtar sayısında iyileştirme yapılmıştır. İkinci tarafta gerilim doğrudan sinüs olarak aktarıldığı için eviricinin çıkışında enerjinin depolanmasına gerek kalmamıştır. Bu da kapasitör gereksinimini yaklaşık %90 oranında düşürmüştür.

1.3 Hipotez

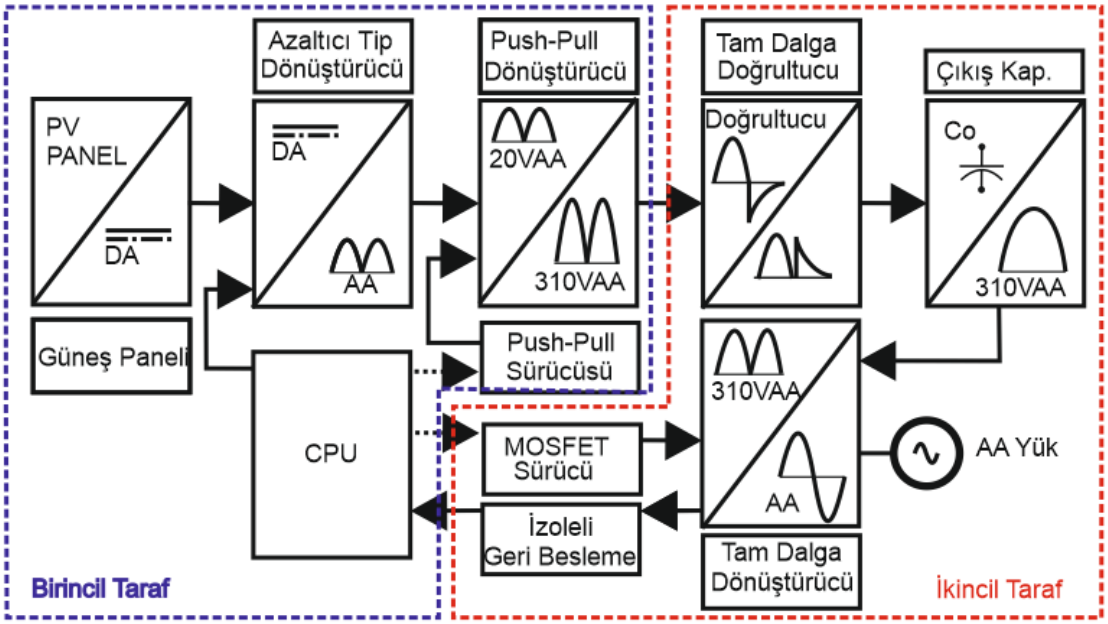
Solar sistemler üzerine özelleştirilmiş evirici tasarımları incelendiğinde önceleri panellerin seri olarak bağlanmasıyla yüksek gerilim oluşturulmakta bu yüksek giriş gerilimi eviricinin girişine uygulanarak AA gerilim elde edilmekteydi. Ancak seri bağlanan panellerdeki yüksek giriş geriliminin getirdiği yangın ve elektrik şoku tehlikeleri, verimin en zayıf panele göre belirlenmesi, panellerin aynı açıyla dizilme zorluğu, tek bir eviriciye bağımlı kalınması, güneşlenme farkının tüm sistemi olumsuz etkilemesi gibi olumsuz yönleri ortaya çıktıkça bu yöntem yerine farklı evirici tasarımı arayışlarına girildi. Araştırmacılar birçok yöntem denendi ve neticede her bir panele DA-AA dönüştürücü tasarımının en nihai yol olduğu sonucuna varıldı.[9] Ancak bu yöntemin uygulanabilir olması için maliyetinin düşük veriminin yüksek olması gibi bir takım şartları sağlaması gerektiği ortaya çıktı.

Araştırmacılar hem maliyeti düşük hem de verimi yüksek tutabilmek için az devre elemanı içeren topolojiler tercih ettiler. Fakat tercih edilen topolojiden bağımsız olarak araştırmacılar, çıkışta sinüs dalga şeklini oluşturmak için sürekli ikincil tarafta çözümler geliştirdiler. İzoleli çıkış içeren eviricilerde ikincil tarafta oluşturulan çözümlerin izoleli kontrol edilmesi gereklidir. Üstelik bu kontrol yüksek hızda çalışmalıdır. Bu da devre tasarımı ve maliyeti olumsuz etkilediği gibi giriş katında depolanan enerjinin yanında çıkış katında da enerjinin depolanmasını da gerektirmektedir.

Bu çalışmada ise büyük sıklıkla ikincil tarafta oluşturulan sinüs dalgası birincil tarafa taşınmak istenmiştir. Sonuçta Azaltıcı Tip dönüştürücü kullanılarak sinüs gerilimi birincil tarafta oluşturulmuş ve bu şekilde yükseltilerek çıkışa aktarılmış, ikincil tarafta sinüs gerilimini elde etmek için gerekli olan yüksek frekanslı anahtarlamayı ortadan kaldırmıştır. Bununla birlikte giriş geriliminin dalgalanmalarına karşı evirici bağışıklık kazanmıştır. Kontrol birincil tarafta yapıldığı için ikincil tarafta enerji depolama ihtiyacı ortadan kaldırılmaktadır. Bununla birlikte boyut ve maliyet azaltılmış olmaktadır.

2
EVİRİCİ TASARIMINA GENEL BAKIŞ

Tasarımı yapılan mikro evirici, birbirinden izoleli iki kısımdan oluşmaktadır. Bunun sebebi yüksek gerilim tarafında oluşan ani gerilim yükselmelerinin (voltage spike) düşük gerilim katında bulunan hassas kontrol elemanlarının bozulmasının önüne geçmek istenmesidir. Bu, galvanik ve optik yalıtım yöntemleriyle sağlanmaktadır. Bu çalışmada düşük gerilimin bulunduğu taraftan birincil, şebekenin ve yüksek gerilimin bulunduğu taraftan ise ikincil olarak bahsedilecektir.



Şekil 2.1 Azaltıcı tip dönüştürücü tabanlı eviricinin blok diyagramı

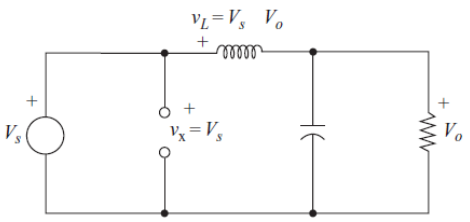
Şekil 1'de tasarlanan evirici sisteminin blok diyagramı gösterilmektedir. Sistem beş farklı devre katı ve bir de yazılım-kontrol kısmından oluşmaktadır. Bunlar DA giriş geriliminin dalgalanmalarına karşı eviriciye bağışıklık kazandıran ve sinüs geriliminin oluşturulduğu Azaltıcı Tip dönüştürücü kısmı, bu sinüs geriliminin yükseltildiği Push-Pull dönüştürücü kısmı, dönüştürülen gerilimin düzenlendiği doğrultma katı, çıkış gerilimi için çift alternansın oluşturulduğu çıkış katı, gerilim ve akım geri besleme

katıdır. Bu kısımda Azaltıcı Tip ve Push-Pull dönüştürücüler üzerine analiz yapılacak, diğer birimler hakkında da tanıtıcı bilgiler verilecektir.

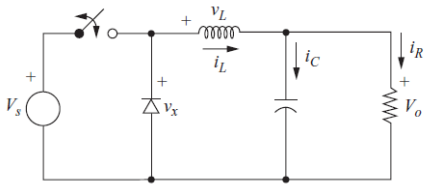
2.1 Azaltıcı Tip Dönüştürücü Analizi

Azaltıcı Tip dönüştürücüler DA giriş gerilimini, giriş geriliminden daha düşük farklı bir seviyeye dönüştürebilen elektronik devrelerdir. Genel kullanımlarında çıkışlarında sabit bir gerilim üretilmektedir. Ancak bu çalışmada bu gerilimin sinüs dalgasını takip edecek biçimde olması istenmektedir. Bu sebeple bu dönüştürücünün analizi yapılarak sistemin kontrol edilebilirliği arttırılmak istenmiştir.

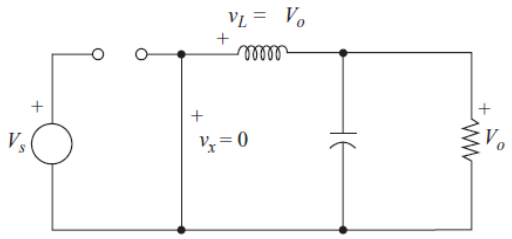
Azaltıcı Tip dönüştürücüde eğer alçak geçiren filtre (LC) ideal ise çıkış gerilimi, bu filtreye giren giriş geriliminin ortalamasıdır. Filtrenin girişi, Şekil 2.1'deki $\boldsymbol{Vx}$ anahtarı kapalıyken $\boldsymbol{Vs}$ 'dir ve anahtar açıldığında indüktör akımının pozitif kalması ve diyotun açık kalması şartıyla sıfırdır. Anahtar kapatıldığında bobin üzerinden akım akmaya başlar ve ortalama gerilimin değeri $\boldsymbol{DV_s}$ olur. Bu analizi yaparken diyotun ideal olduğu ve bobin akımının daima pozitif olduğu varsayımı kullanılmaktadır. Anahtarlama süresi boyunca bobin akımının sürekli olarak pozitif değerde kalması dönüştürücünün *sürekli iletim modu'*nda çalışması olarak isimlendirilmektedir[23].



Şekil 2.2 Anahtar kapalı konumda[23]



Şekil 2.3 Anahtar açık konumda[23]



Şekil 2.4 Diyot iletimde[23]

Yapılan analiz yöntemi ise Şekil 2.2'de gösterilen devrenin bobininin voltaj ve akımını incelemektir. Azaltıcı Tip dönüştürücüler ve genel olarak DA-DA dönüştürücüler, kararlı durumda çalışırken aşağıdaki özelliklere sahiptir:

Bobin akımı periyodiktir.

$$i_L(t+T) = i_L(t) \tag{2.1}$$

1. Ortalama bobin gerilimi 0'dır.

$$V_L = \frac{1}{T}\int_{t}^{t+T} V(x)dx = 0 \tag{2.2}$$

2. Ortalama kapasitör akımı sıfırdır.

$$I_C = \frac{1}{T}\int_{t}^{t+T} i_C(x)dx = 0 \tag{2.3}$$

3. Kaynak tarafından verilen güç yüke aktarılan güce eşittir. İdeal olmayan elemanlar için kaynaktan ayrıca kayıplar içinde güç çekilmektedir.

$$P_s = P_o \,, ideal\ devrede$$

$$P_s = P_o + kayıplar, ideal\ olmayan\ devrede \tag{2.4}$$

Aşağıda belirtilen varsayımlar ile azaltıcı tip dönüştürücünün analizi gerçekleştirilebilir.

1. Devre kararlı halde çalışmaktadır.
2. Bobin akımı süreklidir(daima pozitiftir).
3. Kapasitör değeri yeterince büyük ve çıkış gerilimi $V_{o,buck}$ değerinde sabittir.

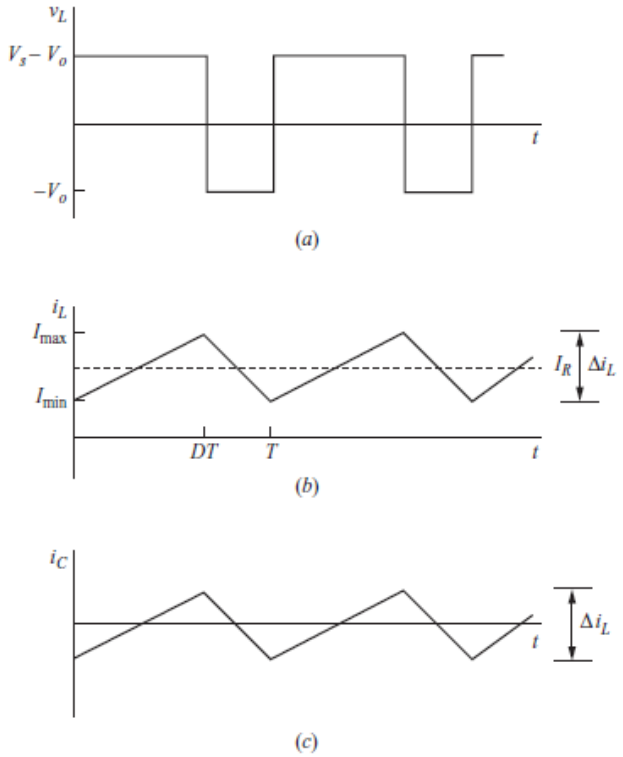
4. Anahtarlama periyodu T_{buck}; anahtar kapalı durumda iken zaman $D_{buck}T_{buck}$, açık durumda iken zaman $(1 - D_{buck})T_{buck}$'dir.
5. Tüm devre elemanları idealdir.

Çıkış geriliminin, $V_{o,buck}$, analizindeki yaklaşım, anahtar açık durumdaki bobin akım ve geriliminin anahtar kapalı durumdaki bobin akım ve gerilimlerine eşit olduğu gerçeğidir. Kararlı çalışmada, bir periyot boyunca bobin akımındaki net değişim sıfır olmak zorundadır. Ortalama bobin gerilimi ise sıfırdır.

Anahtar kapalı durumda Şekil 2.2'de gösterilen azaltıcı tip dönüştürücü devresinde anahtar kapatıldığında diyot ters kutuplanacağı için Şekil 2.3'te gösterildiği gibi açık devre olarak davranır. Bobin üzerinde indüklenen gerilim ise,

$$V_L = V_{in} - V_o = L\frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L}\ , Anahtar\ kapalıyken \tag{2.5}$$



Şekil 2.5 Azaltıcı tip dönüştürücü dalga şekilleri (a) bobin gerilim; (b) bobin akımı; (c)kapasitör akımı[23]

olur[23]. Akımın türevi pozitif bir sabit olduğu için bobindeki akım lineer olarak artar. Anahtar kapatıldığındaki akımdaki değişim yukarıdaki denklem değiştirilerek yapılır.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{D_{buck}T_{buck}} = \frac{V_{in} - V_{o,buck}}{L}$$

$$(\Delta i_L)_{kapalı} = \left(\frac{V_{in} - V_{o,buck}}{L}\right) D_{buck}T_{buck} \tag{2.6}$$

Anahtar açıldığında, anahtar açıldığında diyot iletime geçer ve bobin için gerekli olan yolun tamamlanmasını sağlar(Şekil 2.4). Bu durumda(anahtar açıldığında) bobin üzerinde indüklenen gerilim

$$V_L = -V_{o,buck} = L\frac{di_L}{dt}$$

olur. Tekrar düzenlenirse,

$$\frac{-V_{o,buck}}{L} = \frac{di_L}{dt} \tag{2.7}$$

elde edilir. Bobindeki akımın türevi negatif bir sabit olduğu için ve akım lineer olarak azalır(Şekil 2.5-b). Anahtar açıldığında bobin akımındaki değişim

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1 - D_{buck})T_{buck}} = -\frac{V_{o,buck}}{L}$$

$$(\Delta i_L)_{açık} = \left(\frac{-V_{o,buck}}{L}\right)(1 - D_{buck})T_{buck} \tag{2.8}$$

eşitliğiyle ifade edilir[23]. Kararlı çalışmada anahtarlamanın sonundaki bobin akımı anahtarlama başlangıcına eşit olmalıdır. Dolayısıyla bobin akımının bir periyottaki değişiminin toplamı sıfır olmalıdır. O halde;

$$(\Delta i_L)_{açık} + (\Delta i_L)_{kapalı} = 0$$

olmalıdır. Eşitlik (2.6) ve (2.8) kullanılırsa,

$$\left(\frac{V_{in} - V_{o,buck}}{L}\right) D_{buck}T_{buck} - \left(\frac{V_{o,buck}}{L}\right)(1 - D_{buck})T_{buck} = 0$$

olur. Bu iki eşitlik çözülürse,

$$V_{o,buck} = D_{buck} V_{in} \tag{2.9}$$

elde edilmiş olur[23].

Bu sonuca göre azaltıcı tip dönüştürücünün çıkış giriş gerilimine eşit veya daha küçüktür sonucu çıkarılabilir. Buradan çıkarılacak diğer bir sonuç ise çıkış gerilimi sadece giriş gerilimine bağlıdır. Giriş gerilimi dalgalanıyorsa D değeri değiştirilerek çıkış sabit tutulabilir. Çıkış gerilimin değerini kontrol edebilmek için bir geri besleme devresine ihtiyaç vardır. Bu konu tasarım aşamasında anlatılmaktadır.

Ortalama bobin akımı, kararlı halde ortalama kapasitör akımının sıfır olması gerektiğinden ortalama yük akımı ile eşit olmak zorundadır. Bu durumda,

$$I_L = I_R \frac{V_o}{R} \tag{2.10}$$

olarak bulunur. Bobindeki akım değişimi (2.6) ve (2.8) eşitliklerinden bulunabilir, o halde maksimum ve minimum bobin akımının değerleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir[23].

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$= \frac{V_{o,buck}}{R} + \frac{1}{2}\left[\frac{V_{o,buck}}{L}(1 - D_{buck})T_{buck}\right] = V_{o,buck}\left(\frac{1}{R} + \frac{1 - D_{buck}}{2Lf}\right) \tag{2.11}$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$= \frac{V_{o,buck}}{R} - \frac{1}{2}\left[\frac{V_{o,buck}}{L}(1 - D_{buck})T_{buck}\right] = V_{o,buck}\left(\frac{1}{R} - \frac{1 - D_{buck}}{2Lf}\right) \tag{2.12}$$

Burada $f = \frac{1}{T_{buck}}$ anahtarlama frekansıdır.

Yapılan bu analizin geçerli olması için sürekli bobin akımının doğrulanması gereklidir. Sürekli akımın kontrol edilmesinin kolay yolu Eşitlik (2.12) deki minimum bobin akımını hesaplamaktır. Sürekli akımda bobin akımın minimum değeri pozitif olması gerektiğinden, denklemden hesaplanan negatif bir sonuç devrenin kesikli çalışması anlamına gelir ki bu analizin yanlış olduğunu gösterir.

Eşitlik (2.12) sürekli akımda çalışmasını sağlayacak Lf kombinasyonunun hesaplanması için kullanılabilir. Bu durumda;

$$I_{min} = 0 = V_o\left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf}\right)$$

$$(Lf)_{min} = \frac{(1-D)R}{2} \tag{2.13}$$

elde edilir. Eğer frekans biliniyorsa gerekli olan minimum bobin değeri,

$$(L)_{min} = \frac{(1-D)R}{2f}, sürekli\ akımda \tag{2.14}$$

olur. Burada L_{min} sürekli akımda çalışması için gerekli olan mininmum bobin değeridir. Pratikte, bobin değeri L_{min} den daha büyük tutulması sürekli çalışmayı garanti altına alınmasını sağlar.

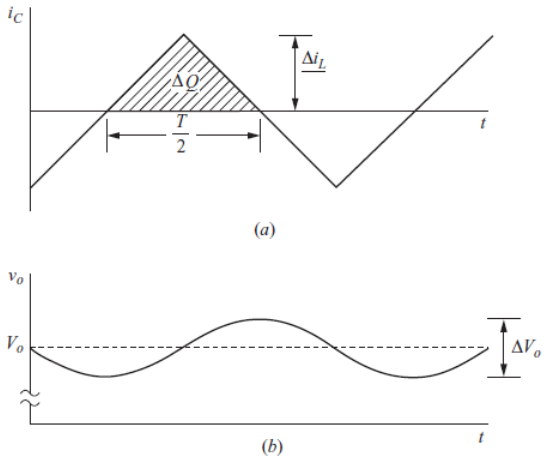
Azaltıcı tip dönüştürücü tasarımında, bobin akımının tepeden-tepeye değişimleri tasarım kıstası olarak sıklıkla kullanılmaktadır. Eşitlik (2.6) ve (2.8) sürekli akımda çalışması için belirlenmiş bir tepeden tepeye indüktör akımından endüktans değerini belirlemek için birlikte kullanılabilir.

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT = \left(\frac{V_s - V_o}{Lf}\right)D = \frac{V_o(1-D)}{Lf} \tag{2.15}$$

$$L = \left(\frac{V_s - V_o}{\Delta i_L f}\right)D = \frac{V_o(1-D)}{\Delta i_L f} \tag{2.16}$$

Çıkış gerilimin dalgalanması hesaplanacak olursa, bir önceki analizde çıkış geriliminin sabit tutulmasını sağlamak için kapasitör çok büyük değerde olduğu varsayılmıştı. Pratikte ise, kapasitör değeri sonsuz olamayacağı için çıkış dalgalanması oluşmaktadır. Çıkış gerilimindeki değişim ve dalgalanma, kapasitördeki gerilimi akım ilişkisinden elde edilebilir. Kapasitör üzerindeki akım Şekil 6'da gösterilmiştir. Buna göre,

$$i_C = i_L - i_R \text{ dir.} \tag{2.17}$$



Şekil 2.6 Azaltıcı tip dönüştürücü dalga şekilleri (a)kapasitör akımı ,(b) kapasitör dalgalılık gerilimi[23]

kapasitör akımı pozitif iken, kapasitör şarj olmaktadır. Kapasitör eşitliklerinden,

$$Q = CV_O$$

$$\Delta Q = C\Delta V_O$$

$$\Delta V_O = \frac{\Delta Q}{C} \tag{2.18}$$

ΔQ'deki değişim zaman ekseninin üzerinde kalan üçgenin alanıdır.

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\left(\frac{T}{2}\right)\left(\frac{\Delta i_L}{2}\right) = \frac{T\Delta i_L}{8}$$

(2.19)

Eşitlik (2.8) ile gösterilen Δi_L değeri kullanılarak çıkış gerilimindeki dalgalanma bulunulabilir.[23]

$$\Delta V_O = \frac{TV_O}{8CL}(1-D)T = \frac{V_O(1-D)}{8LCf^2}$$

(2.20)

Bu eşitlikteki ΔV_O çıkıştaki tepeden tepeye gerilim dalgalanmasıdır(Şekil 2.6-b). Ayrıca çıkış dalgalanmasını çıkış geriliminin bir parçası olarak yazmakta faydalı olabilmektedir.

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{(1-D)}{8LCf^2}$$

(2.21)

Tasarımda, önceki denklem düzenlenerek gerekli olan kapasitör miktarı bulunabilir. Bu durumda,

$$C = \frac{(1-D)}{\frac{\Delta V_O}{V_O} 8Lf^2}$$

(2.22)

eşitliği elde edilir. Eğer dalgalanma büyük değil ise, analizde yapılan varsayım geçerlidir.

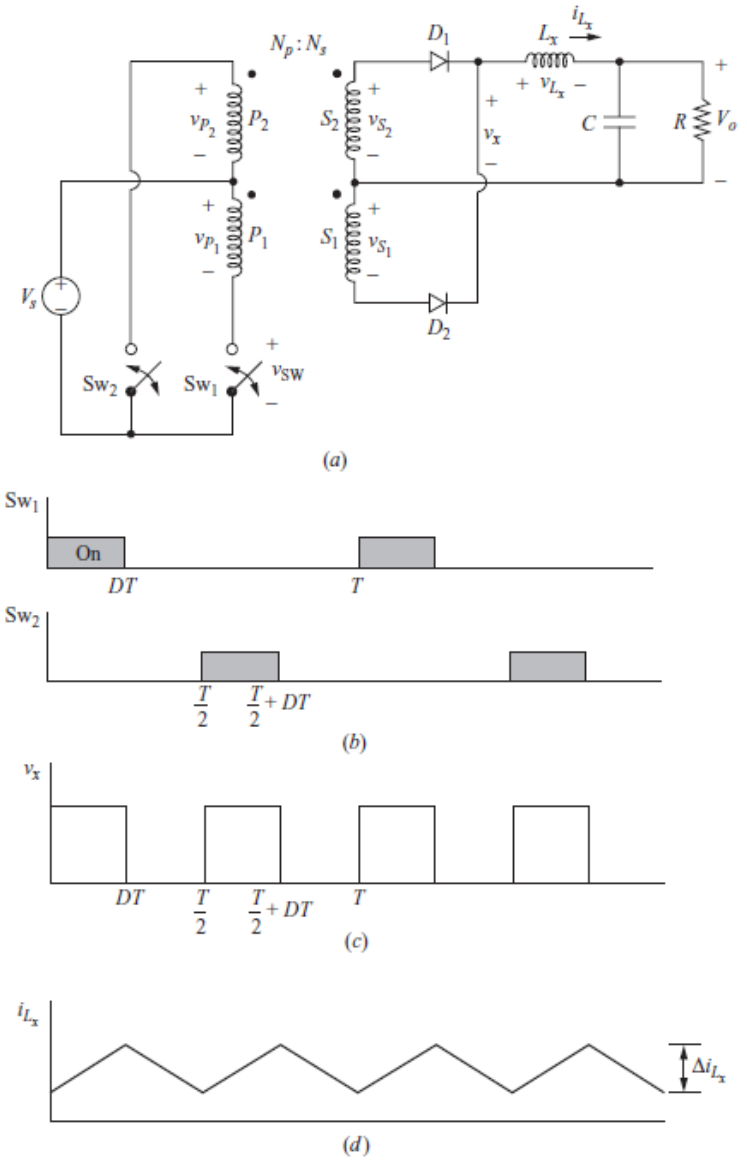
2.2 Push-Pull Dönüştürücü Analizi

YF transformatörler yüksek hızlarda tetiklenmesi gerekmektedir. Bu tetiklemeler için birçok yöntem bulunmakta, bu yöntemlerin seçilmesinde ise verimlilik, eleman sayısının azlığı ve maliyet gibi çok farklı tercihler öne çıkmaktadır.

Geri Dönüşlü, İleri Yönlü(Forward), Push-Pull, Yarım ve Tam Köprü topolojileri YF(yüksek frekanslı) transformatörlerde sıklıkla tercih edilen topolojilerdendir. Bunların dışında rezonansta çalıştırılan dönüştürücü topolojileri de bulunmaktadır. Ancak bu topolojilerin tasarımları göreceli olarak karmaşıktır ve çıkış yüküne göre frekanslarının değişmesi gerekmektedir. Bu sebeple yeni bir yöntem denerken zorluk seviyesi makul düzeyde tutulması arzu edildiğinden rezonans dönüştürücüler tercih edilmemiştir.

Geri Dönüşlü dönüştürücü az eleman içerdiği için sistem karmaşıklığını oldukça azaltmaktadır. Ancak verimlerinin az olması ve düşük güçlerde kullanılan bir topoloji olması bu yöntemin tercih edilmesinin önüne geçmiştir.

İleri Yönlü dönüştürücülerde tek anahtarlama elemanıyla YF transformatör tetiklenebilmektedir. Ancak transformatörün sıfırlanmasın gerekmektedir. Bu sorunu ortadan kaldırmak için birçok çözüm yöntemleri oluşturulmuş ancak eleman sayılarında artışa sebep olmuştur. Ayrıca bu çalışmada hedeflenen güç değeri, İleri Yönlü



Şekil 2.7 (a) Push-Pull dönüştürücü; (b) Anahtarlama aralıkları; (c) Gerilim v_x; (d) L_x'teki akım [23]

dönüştürücünün kullanıldığı güç aralığının üst limitine yakın olduğu için tercih edilmemiştir. Topolojinin verimi %80-90 aralığındadır.

Yarım ve Tam Köprü dönüştürücü topolojileri verimlerinin yüksek olması tercih edilebilirliği artırmaktadır. Ancak, anahtarlarından bir veya ikisinin yüksek gerilimle tetiklenebildikleri için bu katta kullanımından vazgeçilmiştir. Bununla birlikte ekstra 2 MOSFET'i akım yoluna dâhil etmesi de verimi düşüreceği için istenmemiştir.

Push-Pull topolojisinde iki anahtar kullanılmaktadır. Her iki anahtarda düşük tarafta kaldığı için tetiklenmeleri kolaydır. Tasarımda kolaylığı sebebiyle tercih edilmiştir. Ancak bu yönteminde bir takım dezavantajları bulunmaktadır. Aynı sargıdan iki adet bulundurduğu için daha büyük transformatör kullanmayı gerektirir. Anahtarlama elemanları dayanması gerektiği değer, giriş geriliminin iki katı olmaktadır. Ayrıca iş çevrim (Duty Cycle) süreleri maksimum %50'dir. Anahtarlama elemanlarının dayanması gereken gerilim değeri giriş geriliminin iki katı olmaktadır.

Şekil 2.7'de Push-Pull dönüştürücüye ait şematik gösterilmektedir. Bu sistemin analizi yapılırken anahtarlama elemanları ideal kabul edilir ve transformatörün mıknatıslanma endüktansı dikkate alınmaz. Anahtarlama elemanları Şekil 2.7-b'de gösterildiği gibi iş çevrim sürelerinin %50'lik kısımlarında çalışırlar. Analiz yapılırken bir anahtar açıldığı durumda analiz yapılır ve daha sonra her iki anahtarın açık olduğu durumda analize devam edilir.

Sw_1'in kapalı durumu Sw_1 kapatıldığında P_1 birincil sargısı üzerinde gerilim indükler. P_1 sargısı üzerinde indüklenen gerilim diğer sargılar üzerinde de gerilim indükler ve;

$$v_{P1} = V_s \tag{2.23}$$

olur. Bunun sonucunda açık olan Sw_2 anahtarında giriş geriliminin iki katı gerilim oluşur.

$$v_{Sw2} = 2V_s$$

D_1 diyotu akım akıtırken D_2 diyotu kesimdedir. Bu durumda v_x gerilimi,

$$v_x = V_s(\frac{N_s}{N_p})$$

(2.24)

olur. Bobin üzerindeki gerilim ise,

$$v_{L_x} = v_x - V_o = V_s\left(\frac{N_s}{N_p}\right) - V_o$$

olur. Bobin üzerindeki ve çıkıştaki gerilimin sabit olduğu düşünülürse, L_x üzerindeki akım lineer olarak artacaktır. Sw_1'in kapalı olduğu zaman diliminde L_x bobini üzerindeki akımın değişimi Eşitlik-26'da verilmiştir[23].

$$\frac{\Delta i_{L_x}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_x}}{DT} = \frac{V_s(N_s/N_p) - V_o}{L_x}$$

(2.25)

$$(\Delta i_{L_x})_{\text{iletimde}} = \left[\frac{V_s(N_s/N_p) - V_o}{L_x}\right] DT$$

(2.26)

<u>Her iki anahtar kesimde iken;</u> birincil sargılar üzerinden geçen akım sıfırdır. Filtre bobini L_x üzerinde akan akım ise devam etmektedir. Bu yüzden D_1 ve D_2 ileri yönde kutuplanır. İndüktör akımı bu iki diyottan geçerek yarıya bölünür ve transformatörün ikincil sargıları üzerinde birbirine ters iki gerilim indüklediği için ikincil tarafta görünen net gerilim sıfırdır. O halde

$$v_x = 0$$

$$v_{L_x} = v_x - V_o = -V_o$$

(2.27)

L_x üzerindeki gerilim $-V_o$ olduğu için L_x üzerindeki akım lineer olarak düşmeye başlayacaktır. O halde her iki anahtarın kesimde olduğu durumda akımın değişimi;

$$\frac{\Delta i_{L_x}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_x}}{(T/2) - DT} = \frac{-V_o}{L_x}$$

$$(\Delta i_{L_x})_{\text{kesimde}} = \left(\frac{-V_o}{L_x}\right)\left(\frac{1}{2} - D\right)T$$

(2.28)

olarak elde edilir[23]. Kararlı halde iletimde ve kesimde olan akım değişimlerin toplamı sıfır olacağından;

$$(\Delta \mathrm{i}_{\mathrm{L_x}})_{\mathrm{kesimde}} + (\Delta \mathrm{i}_{\mathrm{L_x}})_{\mathrm{iletimde}} = 0$$

$$\left(\frac{-\mathrm{V_o}}{\mathrm{L_x}}\right)\left(\frac{1}{2} - \mathrm{D}\right)T + \left[\frac{\mathrm{V_s}(\mathrm{N_s}/\mathrm{N_p}) - \mathrm{V_o}}{\mathrm{L_x}}\right]\mathrm{DT} = 0$$

(2.29)

olur. Eşitlik çözümlenirse çıkış gerilimi,

$$\mathrm{V_o} = 2\mathrm{V_s}\left(\frac{\mathrm{N_s}}{\mathrm{N_p}}\right)D$$

(2.30)

olur. Bu analiz bobin akımın sürekli olduğu durumlarda geçerlidir. Push-Pull dönüştürücünün çıkışındaki gerilim dalgalanması Eşitlik 2.31'de verilmiştir[23].

$$\frac{\Delta \mathrm{V_o}}{\mathrm{V_o}} = \frac{1 - 2\mathrm{D}}{32\mathrm{L_x}Cf^2}$$

(2.31)

Son olarak kapasitörün ESR değerinin, çıkıştaki gerilim dalgalanması üzerinde büyük etkisi olmaktadır. $\Delta i_C = \Delta i_{L_x}$ olduğu kabul edilirse ve Eşitlik (2.28) kullanılırsa

$$\Delta V_{o,ESR} = \Delta i_c r_c = \Delta i_{L_x} r_c = \left[\frac{V_o(\frac{1}{2} - D)}{L_x f}\right] r_c$$

(2.32)

elde edilir.[23]

2.3 Doğrultma katı

Transformatör yardımıyla yükseltilen giriş gerilimi doğrudan yük üzerinde kullanılamaz. Bunun sebebi ise mıknatıslanma endüktansında depolanan enerjidir.

Herhangi bir alternans anında anahtarlanan trafo aynı anda karşıya enerji aktarır. Ancak aktarım tamamlandığında mıknatıslanma endüktansı üzerinde akım indüklenir ve anahtarlama elemanı açık devre olduğu için bu akım birincil taraftan akamaz. Bu sebeple bu akım trafo sargılarını kullanarak ters polaritede sönümlenmeye başlar. Bu da ikincil tarafta gerilimin, kullanılan alternansa ters biçimde oluşmasına sebep olur. Oluşan gerilim yük üzerinde görüneceği için yükseltilen gerilim direkt olarak kullanılamamaktadır. Bunu engellemek için aktif pasif sönümleme devreleri yardımcı sargılar ve yardımcı anahtarlama elemanları kullanılmaktadır. Hangi yöntem kullanılırsa kullanılsın çıkışta ters gerilim mutlaka oluşmaktadır. Bu sebeple çıkışın doğrultma devresi kullanılması şarttır.

2.4 Çıkış Katı

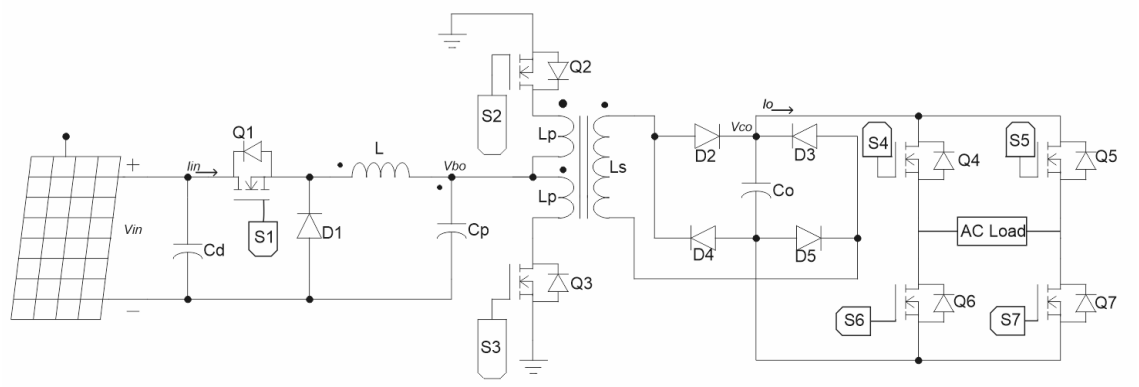
Eviricinin doğrultma katına kadar olan kısmında gerilim tek alternans olarak hazırlanmaktadır. Ancak AA gerilim olarak kullanılabilmesi için çift alternansa ihtiyaç vardır. Bu sebeple bu kat içerisine Tam Köprü dönüştürücü devresi kurulmuştur. Bu devrenin amacı her 10mS periyot dolduğunda eviricide üretilen yarım dalga sinüs gerilimini tersleyerek çıkıştaki yüke aktarmaktır. Ayrıca çıkışta oluşan herhangi bir sorunda eviricinin çıkış gerilimini keserek hem eviriciyi hem de yükü korumaktadır.

2.5 Geri Besleme Katı

Çıkışta oluşturulan gerilimin farklı yükler altında farklı genlikte oluşmasının önüne geçilmesi, oluşan hataların kontrolü, çıkış dalga şeklinin doğruluğunun takibi ve şebeke ile aynı fazda çalıştırılması durumunda uyumluluğun sağlanabilmesi için geri besleme yapılması gerekmektedir. Devrede çıkış geriliminin doğruluğunu sürekli olarak kontrol eden gerilim geri beslemesi bulunmaktadır. Bu geri besleme HCPL7800 lineer opto izolatör entegreleri üzerinden yapılmaktadır. Bununla birlikte çıkış katının akımı da Hall etkisi üzerinden akımı okuyabilen sensör yardımıyla yüksek doğrulukta(%1) kontrol edilmektedir.

3
MİKRO EVİRİCİ DONANIMI

Altium Designer programı kullanılarak devrenin şematik ve PCB çizimleri yapılmıştır. Şekil 3.1'de eviricinin tasarımına dair şematik gösterilmektedir. Şekil 3.2'da ise devrenin Altium Designer ortamında yapılan tasarıma ait şematik gösterilmektedir.

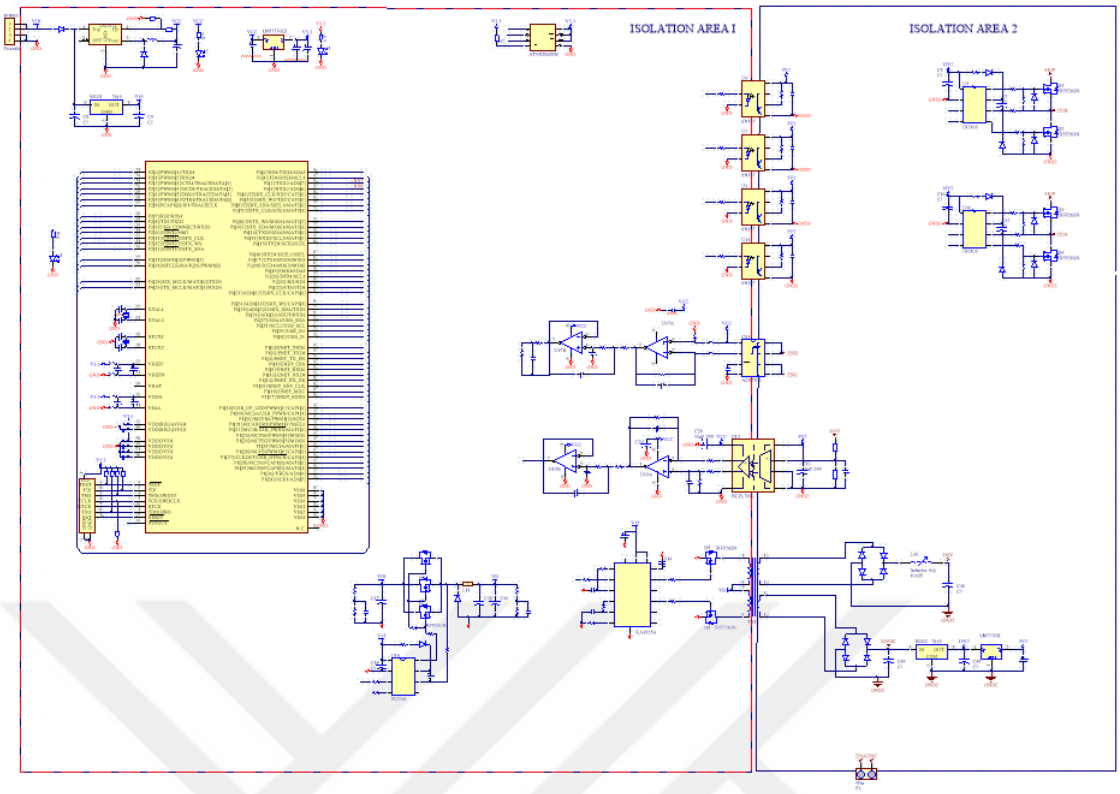


Şekil 3.1 Eviriciye ait daha detaylı şematik gösterim

Devrede bulunan katların kontrol edilmesi için NXP firmasına ait LPC1769 işlemcisini kullanılmaktadır. Bu işlemci ARM cortex M3 mimarisinde 120MHz çalışma frekansına, 8 adet 12Bit 200kHz örnekleme hızına sahip analog dijital dönüştürücü girişlerine, 1 adet 10Bit dijital analog dönüştürücüye ve 6 adet PWM'e sahiptir.

Kontrol katı, azaltıcı tip dönüştürücünün sinüs gerilimini oluşturulmasında da kullanılmaktadır. Bunun yanında Push-Pull dönüştürücünün iş çevrim değerlerinin ayarlanmasında da etkin rol oynamaktadır.

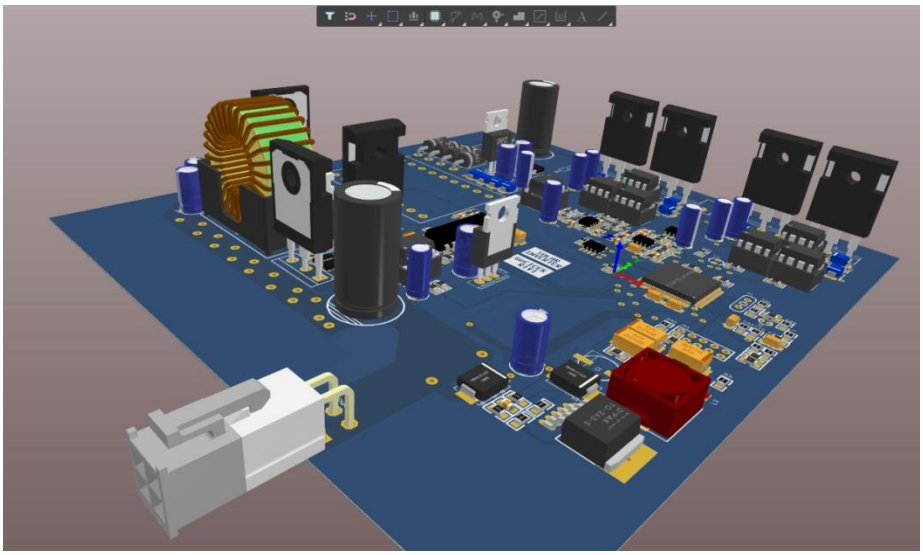
Push-Pull dönüştürücü ise KA3525 SMPS entegresi tarafından sürülmektedir. Bu kısmın işlemci tarafından sürülmemesinin sebebi ise işlemcinin diğer birimlerini daha güçlü bir şekilde kontrol etmeye zaman ayırabilmesi içindir. KA3525 entegresinin olası bir olumsuz duruma karşı kendini kapatma pini bulunmaktadır. İşlemci birimi bu pini değiştirme yetkisine sahiptir. Bununla birlikte trafonun iş çevrim oranları yine işlemci tarafından ayarlanarak bu entegreye gönderilmektedir.



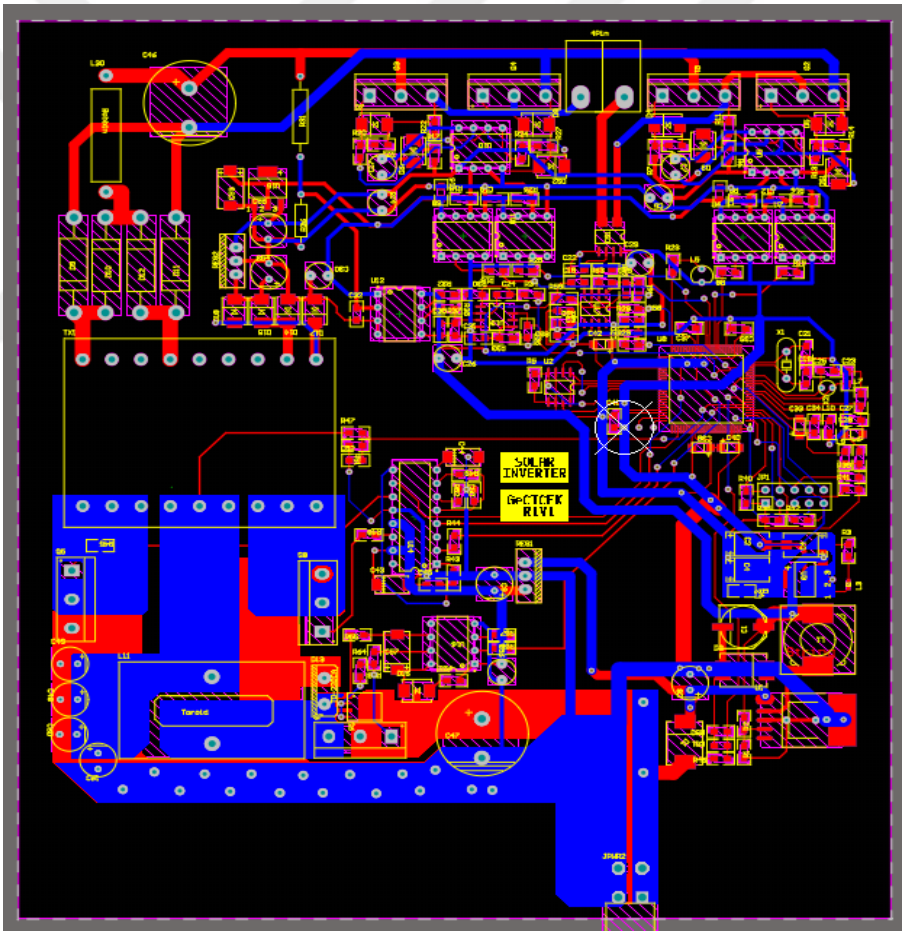
Şekil 3.2 Devrenin üretilmesi için tasarlanmış şematik çizim

Analog girişlerden iki tanesi azaltıcı tip dönüştürücünün giriş ve çıkışına, iki tanesi akım ve gerilim geri besleme devrelerine bağlanmaktadır. İşlemci üzerinde 4 adet ADC maksimum dönüştürme hızında kullanıldığı için 50kHz hızda yenilenmektedir. Bu hızın arttırılması kontrolü güçlendirmektedir.

PWM uçlarının bir tanesi Azaltıcı Tip dönüştürücüyü yüksek frekansta, 4 tanesi de çıkışta bulunan tam dalga dönüştürücüyü 50Hz'de tetiklemektedir. PWM'ler işlemcide bir zamanlayıcı yardımıyla donanımsal olarak yapılmakta olduğu için zaman kaybı minimize edilmiştir. İstenmeyen bir durum ortaya çıktığında işlemci birimi tarafından bu çıkışlar kapatılarak olası riskleri ortadan kaldırmaktadır.



Şekil 3.3 Mikro evirici tasarımına ait 3D PCB gösterim



Şekil 3.4 Mikro eviriciye ait PCB gösterim

Devrenin birincil kısmı 15V, 5V ve 3.3V olmak üzere üç farklı gerilime gereksinim duymaktadır. Giriş gerilimi güneş panelinden geldiği için gerilim değişikliklerinde çıkış

sabit tutabilen LM2596-ADJ kullanılarak çıkışta sabit 15V elde edilmiştir. Daha sonra elde edilen bu gerilimden de 5V ve 3.3V gerilim LM1117 lineer düzenleyici entegresiyle elde edilmiştir.

Tasarlanan yapıya göre şematik çizim tamamlanarak PCB'ye aktarılmıştır. Şekil 3.3'de devrenin PCB çiziminin 3D modeli gösterilmektedir. Devre 15x17cm boyutlarında 2 katman olarak üretilmiştir. Devrenin yüksekliği ise yaklaşık 6cm'dir. Şekil 3.4'te ise PCB'nin bakır yolları gösterilmektedir. IPC-2222A[24] PCB tasarım kurallarını içeren standartlara göre PCB'nin yüksek gerilim taşıyan bölgeleri, kenarlardan 5mm uzakta bulunması gerekmektedir. Bu çalışmadaki PCB tasarımında bu standartlar dikkate alınmıştır. Bu sayede yüksek gerilime karşı güvenlik sağlanmıştır. Ayrıca düşük gerilim ile yüksek gerilim arasına atlama olmaması için 5mm izolasyon boşluğu eklenmiştir. Son olarak yüksek frekans taşıyan yollar ile analog yollar parazitlerin önüne geçilmesi için birbirine mümkün olan en uzak yollardan taşınmıştır.

3.1 Azaltıcı Tip Dönüştürücü Tasarımı

Yapılacak olan azaltıcı tip dönüştürücüde DA giriş gerilimi sürekli olarak değiştirilecek ve çıkışta tepe değeri 24V olan sinüs gerilimini takip edecek biçimde kontrol edilecektir. Bu kontrol sırasında ATD, işlemci tarafından takip edilecek, hem giriş hem de çıkış gerilimleri sürekli olarak örneklenecektir. Dönüştürücü, 100kHz'de ve çıkış geriliminin düşmesini engelleyecek biçimde iş çevrim değeri değiştirilerek tetiklenir. Burada elde edilecek verim değeri tüm sistemi doğrudan etkileyeceği için devre elemanları dikkatlice seçilmelidir.

Çıkış gerilimi için işlemci biriminde 100µS aralıklarla kesme oluşturan bir zamanlayıcı kurulur. Bu zamanlayıcı bir alternansı (10mS) 100 eş parçaya böler. Her bir parça için olması gereken iş çevrim değeri, 1x100 boyutunda bir diziye aktarılır. Böylece her 100µS'de bir seviye oluşturulur. Diğer bir deyişle 100 seviyeli sinüs gerilimi elde edilmiş olur. Zaman çözünürlüğü 100µS olduğu için işlemci tarafından oluşturulacak olan PWM değerinin 8 bit olması yeterli gelmektedir. Bu, her bir seviyenin değiştirilmesinde ortalama 0.02 iş çevrim artışına karşılık gelmektedir. Seviye sayısının çok olması gerilim dalga şeklini sinüse yaklaştırır, buda toplam harmonik bozulmayı düşürür.

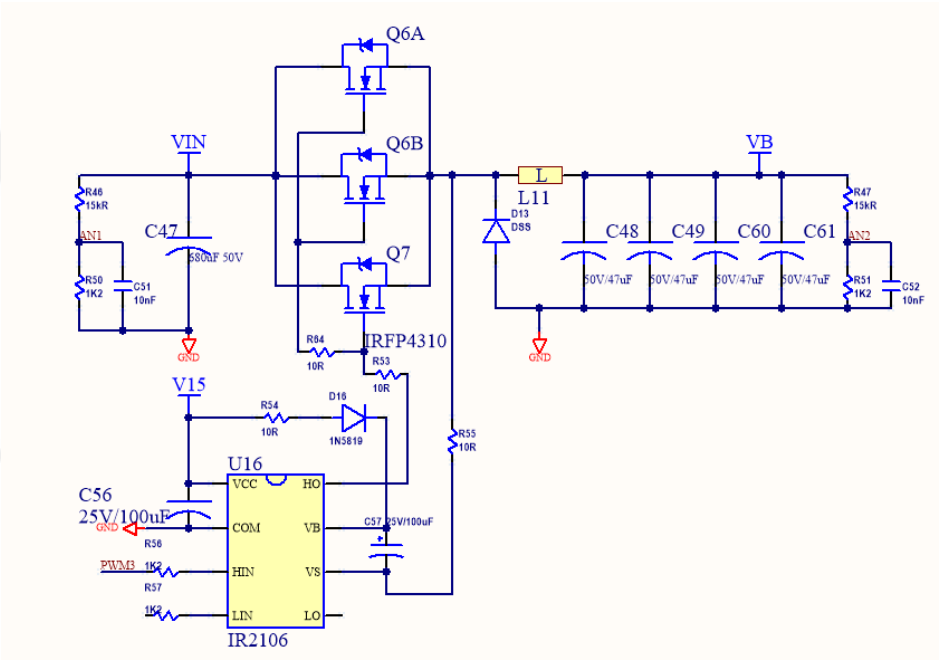
Yapılacak olan tasarım için başlangıç parametreleri şu şekildedir.

$$V_{in_{min}} = 20VDA$$

$$f_{buck} = 100kHz$$

$$V_{o,buck} = 24VAA, pozitif\ alternans$$

Şekil 3.5'de sistemin azaltıcı tip dönüştürücü tarafına ait şematiği gösterilmektedir. Buna göre, giriş gerilimin kontrol birimi tarafından okunması için ölçeklendirilmesi gereklidir. $(R_{46}//R_{50})$ dirençleri giriş gerilimini(V_{in}) ölçeklendirirken $(R_{47}//R_{51})$ dirençleri Azaltıcı Tip dönüştürücünün çıkışındaki gerilimi, $V_{o,buck}$, ölçeklendirir.



Şekil 3.5 Azaltıcı tip dönüştürücü devresine ait şematik gösterim

Anahtarlama elemanı olarak 3 paralel anahtarlama elemanı kullanılmıştır. Bunların ikisi sürekli çalışmakta diğeri ise giriş geriliminin yüksek olduğu durumda ters gerilimine dayanabilmesi amacıyla eklenmiştir. Anahtarlama elemanı olarak ST firmasına ait STL65DN3LLH5 [25] güç MOSFET'i tercih edilmiştir. Bu MOSFET 19Amper akım altında 5,9 mΩ $R_{DS(on)}$ direncine sahiptir. Bir kılıfta iki adet MOSFET olduğu için paralel kullanıma uygundur. Bu durumda da MOSFET üzerinde harcanan güç karesel oranda azaltılmış olur. Bu elemanın en büyük dezavantajı ise dayanabileceği maksimum gerilimin 30Volt olmasıdır. Bu sebeple IR firmasına ait IRFP4310 MOSFET'i[26] bu anahtarlama elemanına paralel olarak eklenmiştir.

Frekans bilindiği için ihtiyaç duyulan bobinin minimum değeri Eşitlik (2.14) ile kolayca bulunabilir.

$$(L)_{min} = \frac{(1-D)R}{2f}, sürekli\ akımda$$

$$(L)_{min} = \frac{(1-0{,}9) * 1{,}33}{2 * 50000} = 1{,}33\mu H$$

Bulunan bu değer minimum bobin değerini göstermektedir. Tasarlanan devrede bobin değeri 58 μH kullanılmıştır.

Giriş geriliminin minimum değeri 20V olarak düşünüldüğünde Eşitlik (2.11) kullanılarak MOSFET üzerinden geçecek maksimum akım bulunabilir.

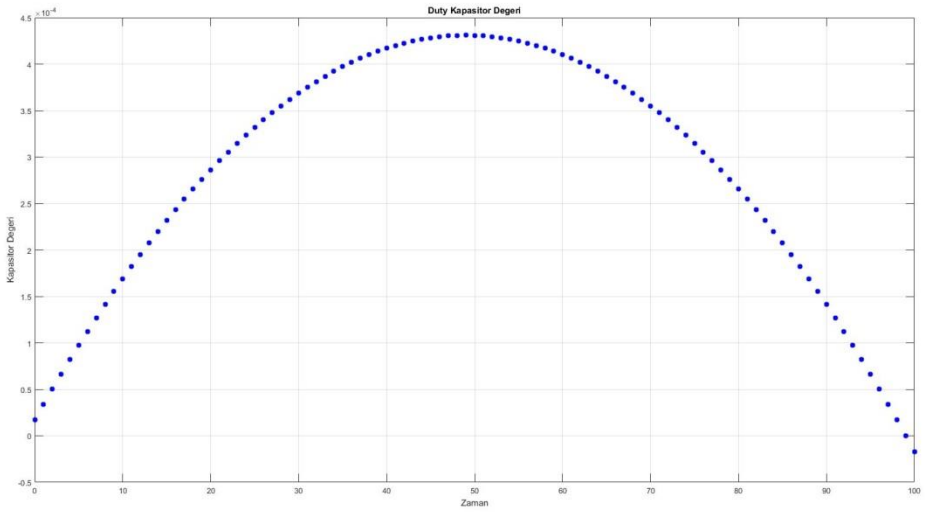
$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = V_{o,buck}\left(\frac{1}{R} + \frac{1-D_{buck}}{2Lf}\right)$$

$$I_{max} = 20V\left(\frac{1}{1{,}33\Omega} + \frac{1-0{,}90}{2 * 58\mu H * 50000Hz}\right) = 15.3A$$

Çıkış kapasitörleri ($C_{48} ve C_{49}$) üzerindeki gerilim değerinde 100μS de 20V/100 kadar gerilim dalgalanmasına müsaade edilmelidir. Buna göre eşitlik (2-22) kullanılarak azaltıcı tip dönüştürücünün minimum kapasitör değeri bulunabilir.

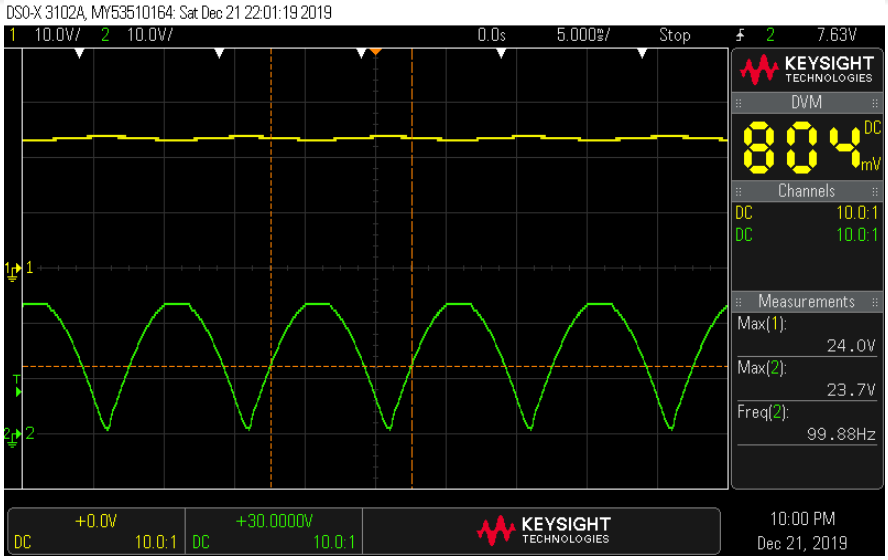
$$C = \frac{(1-D_{buck})}{\frac{\Delta V_{o,buck}}{V_{o,buck}} 8Lf^2} = \frac{1-0{,}5}{\frac{0{,}01V}{10V} * 8 * 58\mu H * 50000^2} = 431\mu F$$

Bu minimum kapasitör değeridir. Devrede $200\mu F$ sığada 2 adet kapasitör (C_{48}, C_{49}) paralel kullanılmıştır. Bunun sebebi ise ESR direncini düşürerek kapasitörün ısınmasını engellemektir. Bu kapasitörün sığa değeri iş çevrimin oranına göre değişmektedir. Örneğin en düşük ve en yüksek iş çevrim değerlerinde kapasitör ihtiyacı 1,72 μF olurken, iş çevrimin 0,5 olduğu değerde $431\mu F$ seviyelerinde çıkmaktadır. Bu durum hafif yüklerde kapasitörün tam boşalmamasına neden olmaktadır. Bu sebeple kapasitör değerinin sabit tutulup frekansın değiştirilmesi gerekmektedir. Şekil 3.6'da kapasite değerinin iş çevrim oranına göre ihtiyacı gösterilmektedir. Buda işlemci tarafından yönetilmektedir.



Şekil 3.6 Kapasite ihtiyacının iş çevrime göre değişimi

Azaltıcı tip dönüştürücünün gerilim dalga şekilleri çıkış katının ihtiyacına göre değiştirilmektedir. Kontrol birimi çıkıştaki gerilimi okur yükseltme katına gelmesi gereken giriş gerilimini ($V_{o,buck}$) hesaplar. Bu değeri sağlaması için ADT'ye verilmesi gereken iş çevrim değerini hesaplayarak anahtarları tetikler yönetir.



Şekil 3.7 Azaltıcı tip dönüştürücünün giriş(1) ,çıkış(2) gerilim dalga şekilleri

Şekil 3.7'de azaltıcı tip dönüştürücünün giriş çıkışına ait gerilim grafikleri verilmiştir. Görüldüğü üzere DA olarak verilen gerilim tepe değeri 23.7V olacak

biçimde yarım dalga sinüs alternansları halinde çıkışta sağlanmaktadır. Frekans değerine bakıldığında yarım dalga sinüsler olduğu için hat frekansı olan 50Hz'in iki katı olarak çıkmaktadır.

Son olarak azaltıcı tip dönüştürücünün giriş çıkışı arasındaki güç kaybı hesaplanırsa

$$P_{buck,loss} = P_{MOSFET,loss} + P_{Diode,loss} + P_{L11,loss} + P_{SW-H,loss}$$

$$P_{buck,loss} = {I_{avg}}^2 * R_{DS(on)} + I_{avg} * V_{D,buck} + {I_{avg}}^2 * R_{L11}$$

$$P_{buck,loss} = ({}^{15}/_{2})^2 * 0.00295 * 2 + 15 * 0.44 + 15^2 * 0.002$$

$$P_{buck,loss} = 7.38W$$

Anahtarlama kayıpları ise;

$$P_{Sw-H,loss} = \frac{1}{2} * V_{in} * I_{avg} * \left(t_r + t_f\right) * f_{buck}$$

$$P_{Sw-H,loss} = \frac{1}{2} * 20 * 15 * (420e-9) * 50000 = 3.15W$$

Bu durumda azaltıcı tip dönüştürücü katında oluşan toplam kayıp;

$$P_{buck,,loss_{TOTAL}} = 0.331W + 6.6W + 0.45W + 3.15 = 10.53W$$

olarak elde edilir. Kayıp gücün toplam güce oranı:

$\eta_{Buck} = \frac{P_{buck,loss_{TOTAL}}}{P_{out}} = \frac{10.53W}{320W} * 100 = \%3.29$ olarak elde edilir.

3.2 Yükseltme Katı ve Push-Pull Dönüştürücü Tasarımı

Azaltıcı tip dönüştürücünün çıkış gerilimi Push-Pull dönüştürücüsün giriş gerilimi olarak kullanılır. Push-Pull dönüştürücü devrelerinde giriş gerilimi birincil sargının ortasından yapılır ve iki simetrik yapı elde edilir. Bunun sebebi anahtarlama elemanlarının yüksek kenarda (High Side) sürülme ihtiyacını ortadan kaldırmaktır. Anahtarlama elemanları KA3525A tümleşik devresi tarafından tetiklenir. Her iki kolda maksimum 0,5 iş çevrim oranına sahip anahtarlar tetiklenerek birbirine ters akılar oluşturulur. Şayet bu iki sargıya eşit iş çevrim oranları verilmezse, transformatör mıknatıslanma endüktansı üzerinde akım biriktirmeye başlar ve transformatörü doyuma

götürür. Sonuçta transformatör görevini yapamaz ve sargı direnci üzerinden giriş çıkış direkt olarak kısa devre oluşturur. Bu sebeple bu noktaya önem verilmelidir.

Tablo 3.1 Transformatör tasarım kriterleri

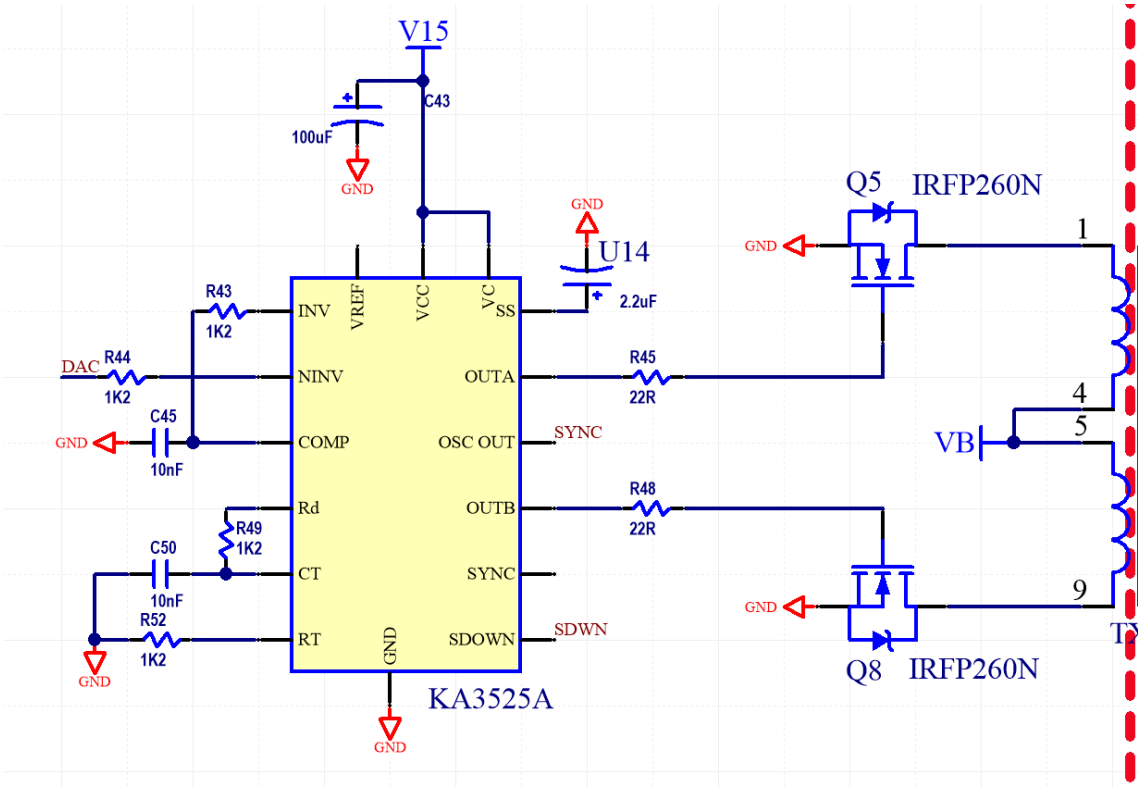
Giriş Gerilimi (Vin_{min})	20 V
Çıkış gerilimi (V_{Out})	330 V
Çıkış akımı (I_{Out})	1 A
Anahtarlama frekansı (f_{sw})	100 kHz
Hedeflenen trafo verimi (η)	98 %
Regülasyon (α)	5 %
Diyot gerilim düşümü (V_d)	1.3 V
Manyetik alan değişimi (B_{AC})	0,1 T
Çerçeve doluluk faktörü (K_u)	0,4
Sıcaklık artışı (T_r)	30 ^{0}C
Maksimum iş çevrim (D_{max})	0,45

Birincil sargıda oluşan akı sayesinde indüklenen gerilim ikincil sargıya aktarılır. İkincil sargıda bulunan diyot ve kapasitör sayesinde gerilim doğrultularak çıkış katına iletilir.

Yükseltme katının yönetilmesinde kontrol katının yükünün hafifletilmesi için kendi çalışma frekansını ve tetiklemesini oluşturabilen KA3525A[27] tümleşik devresi kullanılmıştır. İçerisinde 5V referans gerilimi, hata yükseltici, darbe genlikli modülasyonu (PWM), osilatör, düşük gerilimde otomatik kapanma, yumuşak anahtarlama ve MOSFET sürücü katı birimlerini barındırır. Şekil 3.8'de bu kata ait şematik çizim gösterilmektedir.

KA3525 entegresinde bulunan NINV ucu, işlemcinin DAC ucuna birleştirilir. DAC çıkışından kontrol sinyalleri gönderilir böylece kontrol birimi tarafından Push-Pull

dönüştürücünün çalışacağı zamanlar kontrol edilir. CT ve RT uçlarında RC osilatörü kullanılarak entegrenin anahtarlama frekansı belirlenir. Çıkış tetikleme sinyalleri en fazla 400 kHz, en az 60 Hz frekansa sahip olabilir. MOSFET tetikleme uçlarının iş çevrim oranı %0-50 arasında değiştirilebilir. Tasarımda daha küçük kapasitör kullanmak için frekans 50kHz'de tutulmuştur. Daha yüksek frekanslar, anahtarlama kayıpları ve deri etkisinin getirdiği bir takım problemlerden ötürü tercih edilmemiştir.



Şekil 3.8 KA3525 Push-Pull dönüştürücü kontrol devresinin şematik gösterimi

3.2.1 Orta Uçlu Transformatör Tasarımı

Trafo tasarımında ilk olarak tel seçimi yapılır. Seçilecek her telin artısı ve eksileri bulunmakla birlikte isteğe bağlı bir kalınlıkta tercih edilebilir. Tel seçiminde alternatif akım direnci (R_{ac}) ile doğru akım direnci R_{dc} arasındaki oran 1 olarak alınır[28].

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 \tag{3.1}$$

Deri etkisi £ cm biriminden;

$$£ = \frac{6{,}62}{\sqrt{f_{sw}}} = \frac{6{,}62}{\sqrt{100000}} = 0{,}0209\ cm \tag{3.2}$$

Tel Çapı D_{AWG} ;

$$D_{AWG} = 2 * £ = 2 * 0{,}0209 = 0{,}0418\ cm \tag{3.3}$$

Telin bakır kısmının Alanı A_W ;

$$A_W = \frac{\pi * (D_{AWG})^2}{4} = \frac{\pi * (0{,}0418)^2}{4} = 0{,}00137\ cm^2 \tag{3.4}$$

Tablo 3.2'den Bare Area kısmına bakılarak telin çapı bulunur. Tasarımda AWG26 teli seçilmiştir.

Tablo 3.1 AWG tablosu[29]

Wire Table												
AWG	Bare Area		Resistance μΩ/cm	Heavy Synthetics								
				Area		Diameter		Turns-Per		Turns-Per		Weight
	$cm^2(10^{-3})$	cir-mil	20°C	$cm^2(10^{-3})$	cir-mil	cm	Inch	cm	Inch	cm^2	$Inch^2$	gm/cm
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
10	52.6100	10384.00	32.7	55.9000	11046.00	0.2670	0.105	3.9	10	11	69	0.46800
11	41.6800	8226.00	41.4	44.5000	8798.00	0.2380	0.094	4.4	11	13	90	0.37500
12	33.0800	6529.00	52.1	35.6400	7022.00	0.2130	0.084	4.9	12	17	108	0.29770
13	26.2600	5184.00	65.6	28.3600	5610.00	0.1900	0.075	5.5	13	21	136	0.23670
14	20.8200	4109.00	82.8	22.9500	4556.00	0.1710	0.068	6.0	15	26	169	0.18790
15	16.5100	3260.00	104.3	18.3700	3624.00	0.1530	0.060	6.8	17	33	211	0.14920
16	13.0700	2581.00	131.8	14.7300	2905.00	0.1370	0.054	7.3	19	41	263	0.11840
17	10.3900	2052.00	165.8	11.6800	2323.00	0.1220	0.048	8.2	21	51	331	0.09430
18	8.2280	1624.00	209.5	9.3260	1857.00	0.1090	0.043	9.1	23	64	415	0.07474
19	6.5310	1289.00	263.9	7.5390	1490.00	0.0980	0.039	10.2	26	80	515	0.05940
20	5.1880	1024.00	332.3	6.0650	1197.00	0.0879	0.035	11.4	29	99	638	0.04726
21	4.1160	812.30	418.9	4.8370	954.80	0.0785	0.031	12.8	32	124	800	0.03757
22	3.2430	640.10	531.4	3.8570	761.70	0.0701	0.028	14.3	36	156	1003	0.02965
23	2.5880	510.80	666.0	3.1350	620.00	0.0632	0.025	15.8	40	191	1234	0.02372
24	2.0470	404.00	842.1	2.5140	497.30	0.0566	0.022	17.6	45	239	1539	0.01884
25	1.6230	320.40	1062.0	2.0020	396.00	0.0505	0.020	19.8	50	300	1933	0.01498
26	1.2800	252.80	1345.0	1.6030	316.80	0.0452	0.018	22.1	56	374	2414	0.01185
27	1.0210	201.60	1687.0	1.3130	259.20	0.0409	0.016	24.4	62	457	2947	0.00945
28	0.8046	158.80	2142.0	1.0515	207.30	0.0366	0.014	27.3	69	571	3680	0.00747

Trafo çıkış gücü P_o Tablo-1 deki kriterlere bakılarak hesaplanır;

$$P_o = P_{o1} + P_{o2} \tag{3.5}$$

$$P_o = I_{o2} + (V_{Out} + V_d) = 1 * (330 + 1) = 331\ W \tag{3.6}$$

$$P_o = P_{o2} = 331\ W \tag{3.7}$$

İkincil görünür güç P_{ts} hesaplanır;

$$P_{tso2} = P_{ts} = P_{o2} * U = 331 * 1 = 331\ W \tag{3.8}$$

İkincil görünür güç hesaplamasında U değeri tek sargılar için 1, ortak uçlu sargılar için 1,41 kullanılır.

Toplam görünür güç P_{tp} hesaplanır;

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \tag{3.9}$$

$$P_{tp} = P_{in} * U \tag{3.10}$$

$$P_t = P_{tp} + P_{ts} \tag{3.11}$$

$$P_t = \frac{331}{0{,}98} * 1 + 331 = 669W \tag{3.12}$$

Elektriksel şart K_e hesaplanır;

$$K_e = 0{,}145 * \left(K_f\right)^2 * (f_{sw})^2 * (B_m)^2 * (10^{-4})$$

$$K_f = 4\ \ kare\ dalga\ ,\ \ K_f = 4{,}41\ \ sinüs\ dalga \tag{3.13}$$

$$K_e = 0{,}145 * (4)^2 * (100000)^2 * (0{,}1)^2 * (10^{-4}) = 23200$$

(3.14)

Nüve geometrisi K_g hesaplanır;

$$K_g = \frac{P_t}{2 * K_{e*}\alpha} = \frac{P_t}{2 * 23200 * 0{,}5}(cm)^5$$

(3.15)

Yüksek frekanslarda çalıştığı için deri etkisi sonucu K_u değeri 1,35 ile çarpılır ve bunun yerine K_g kullanılır.

$$K_g = 0{,}0288 * 1{,}35 = 0{,}0388\ cm^5$$

(3.16)

K_g parametresi kullanılarak trafo seçimi yapılır;

$$K_g = \frac{W_a * A_c^2 * K_u}{MLT} = \frac{P_t}{2 * 23200 * 0{,}5}$$

(3.17)

K_u = Transformatörün çerçeve alanındaki bakır oranı

A_C= Nüvenin akı geçen ayağının efektif kesit alanı

MLT = Ortalama sargı uzunluğu

W_a = Transformatörün çerçeve alanı

EE 42 için;

MLT = 112,6mm ,W_a =2,96 cm^2, K_u = 0,6 , A_C=2,46 cm^2

$$A_p = W_a * A_C = 2{,}96 * 2{,}4 = 7{,}1\ cm^4$$

(3.18)

$$K_g = \frac{2{,}96 * 2{,}4^2 * 0{,}6}{11{,}26} = 0{,}908$$

(3.19)

Birincil sargı hesaplanması N_p ;

$$N_p = \frac{V_p * 10^4}{K_f * B_{ac} * f_{sw} * A_C} = \frac{24 * 10^4}{4{,}44 * 0{,}1 * 100000 * 2{,}4} = 2{,}25$$

(3.20)

Akım yoğunluğu hesaplanır J ; K_u=0,29

$$J = \frac{P_t * 10^4}{K_f * K_u * B_{ac} * f_{sw} * A_p} = \frac{669 * 10^4}{4{,}44 * 0{,}29 * 0{,}1 * 100000 * 7{,}1} = 73\ A/cm^2$$

(3.21)

Giriş akımı I_{in} hesaplanır;

$$I_{in} = \frac{P_{out}}{V_{in} * \eta} = \frac{331}{24 * 0{,}98} = 14{,}08\ A$$

(3.22)

Birincil sargı telinin bakır alanını $A_{wp(B)}$ hesaplanır ;

$$A_{wp(B)} = \frac{I_{in} * \sqrt{D_{max}}}{J} = \frac{14{,}08 * \sqrt{0{,}45}}{73} = 0{,}129 cm^2$$

(3.23)

Birincil sargının paralel tel sayısı S_{np} hesaplanır;

$$S_{np} = \frac{A_{wp}(B)}{\#18} = \frac{0{,}129 cm^2}{0{,}008235} = 15$$

(3.24)

Birincil sargıda cm başına yeni mΩ değeri hesaplanır;

$$\text{m}\Omega/\text{cm}_{\ yeni} = \frac{\text{m}\Omega/\text{cm}}{S_{np}} = \frac{210}{15} = 14\ \text{m}\Omega/\text{cm}$$

(3.25)

Birincil sargı direnci R_p hesaplanır;

$$R_p = MLT * (N_p) * \left(\frac{m\Omega}{cm}\right) * 10^{-6} = 0{,}47 m\Omega$$

(3.26)

Birincil sargının güç kaybı $P_{pd,loss}$ hesaplanır;

$$P_{pd,loss} = I_{in} * R_p = 0{,}09W$$

(3.27)

İkincil sargı sayısı N_s hesaplanır;

$$V_{s1} = V_o + V_d = 331\ V$$

(3.28)

$$N_s = \frac{N_P * V_{s1}}{V_{in}} * \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) = 41$$

(3.29)

İkincil sargı yalın bakır alanı $A_{wp(B)}$ hesaplanması;

$$A_{ws(B)} = \frac{I_{out} * \sqrt{D_{max}}}{J} = 0{,}009cm^2$$

(3.30)

İkincil sargı paraleli S_{ns} hesaplanır;

$$S_{ns} = \frac{A_{ws}(B)}{\#18} = \frac{0{,}009cm^2}{0{,}008235} = 1$$

(3.31)

İkincil sargıda cm başına mΩ değeri hesaplanır;

$$\text{m}\Omega/\text{cm}_{\ yeni} = \frac{\text{m}\Omega/\text{cm}}{S_{np}} = \frac{1345}{1} = 1345\ \text{m}\Omega/\text{cm}$$

(3.32)

İkincil sargı direnci R_s hesaplanır;

$$R_s = MLT * (N_p) * \left(\frac{m\Omega}{cm}\right) * 10^{-6} = 6.2\Omega$$

(3.33)

İkincil sargı güç kaybı $P_{sd,loss}$ hesaplanır;

$$P_{sd,loss} = 1^2 * 6.2 = 6.2\ W$$

(3.34)

Toplam bakır kaybı $P_{cu,loss}$ hesaplanır;

$$P_{cu,loss} = P_{s,loss} + P_{p,loss} = 7.1W \tag{3.35}$$

Transformatör regülasyonu α hesaplanır;

$$\alpha = \frac{P_{cu}}{P_O} * 100\ \% = 0{,}02 \tag{3.36}$$

Trafonun gram başına mW değeri hesaplanır;

$$\frac{mW}{gr} = 0{,}000318 * {f_{sw}}^{1.51} * {B_{ac}}^{2{,}747} = 20 \tag{3.37}$$

Çekirdek güç kaybı $P_{fe,loss}$ hesaplanır;

$$P_{fe,loss} = \frac{mW}{gr} * W_{tfe} * 10^{-3} = 2{,}24W \tag{3.38}$$

Toplam güç kaybı $P_{\sum Loss}$ hesaplanır;

$$P_{\sum Loss} = P_{fe,loss} + P_{cu,loss} = 9{,}324\text{W} \tag{3.39}$$

Birim alan başına W değeri Ø hesaplanır;

$K_s = 32\ kare\ trafolar\ için$

$$A_t = K_s * A_P^{0.5} = 32{,}5 \tag{3.40}$$

$$Ø = \frac{P_\sum}{A_t} = 0{,}028\ [W/cm^2] \tag{3.41}$$

T_r Sıcaklık artışı hesaplanır;

$$T_r = 450 * (0{,}028^{0{,}826}) = 23{,}5^0\text{C} \tag{3.42}$$

Toplam Transformatörün çerçeve alanındaki bakır oranı K_u bulunması;

$$K_{us} = \frac{N_s * S_n * A_{ws}}{W_a} = 0{,}124 \tag{3.43}$$

$$K_{up} = \frac{N_p * S_p * A_{wp}}{W_a} = 0{,}129 \tag{3.44}$$

$$K_u = K_{up} + K_{us} = 0.250 \tag{3.45}$$

Yükseltme katında anahtarlama elemanı olarak INFINEON firmasına ait IRFP260[30] ve IRFP4310 MOSFET elemanları kullanılmıştır. Bu katın güç kayıpları, MOSFET'lerde ve transformatörün bakır sargılarında oluşmaktadır. Push-Pull katındaki toplam kayıplar hesaplanırsa;

$$P_{ppc,loss_{TOTAL}} = P_{MOSFET,loss} + P_{cu,loss}$$

$$P_{MOSFET,loss} = 2{I_{avg}}^2 * R_{DS(on)}$$

$$P_{MOSFET,loss} = 2(15)^2 * 0.0088 = 3.96W$$

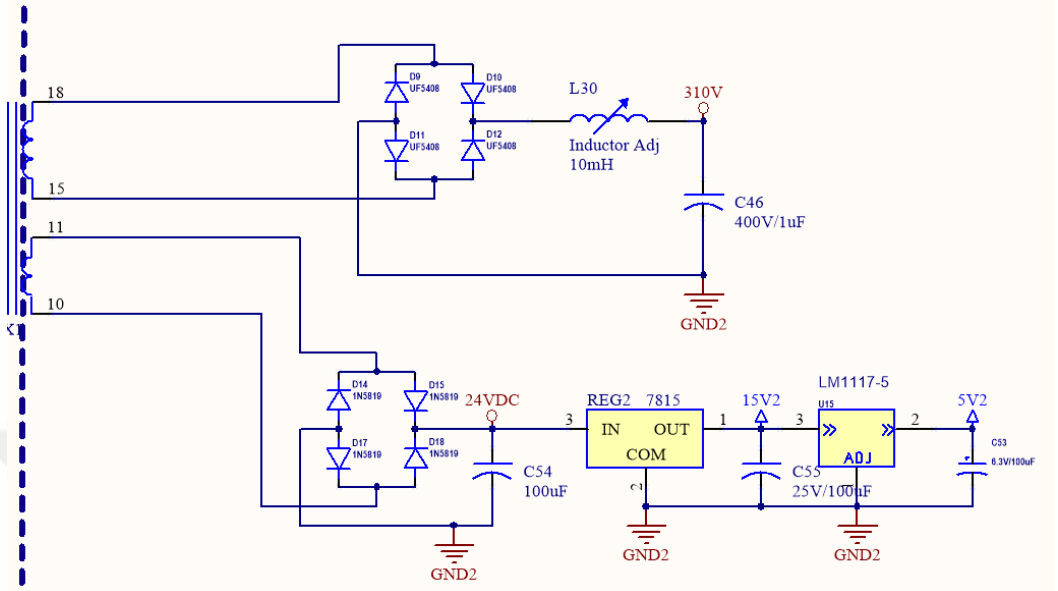
$$P_{cu,loss} = 7.1W$$

$$P_{ppc,loss_{TOTAL}} = 7.1W + 3.96W = 11.06W$$

3.3 Doğrultma Katı Tasarımı

Tasarlanan sistemde çıkışın doğrultması için iki seçenek arasında seçim yapılmıştır. Birincisi trafo sargılarını orta uçlu yaparak 2 diyot ile gerilimi doğrultmaktı. Diğer yöntem ise tek sargı 4 diyot kullanarak gerilimi doğrultmaktı. Trafo sargılarını orta uçlu yapılması trafonun çerçeve alanını 2 kat fazla kullandığı için trafonun büyümesine sebep olmaktadır. Bununla birlikte 2 diyot ve sargı direnci üzerinde güç kaybı oluşmaktadır. Ayrıca anahtarlama elemanlarının dayanması gereken gerilim, uygulanan gerilimin iki katı olmaktadır. Tek sargı kullanılması trafonun boyutunu küçültmekte ancak bununla birlikte 4 diyot ve sargı üzerinde güç kaybı olduğu için kayıp artmaktadır. Bu tasarımda her panel arkasına 1 evirici tasarımı yapılacağı göz önünde bulundurulduğu için boyutun küçük tutulması istenmiş bu sebeple 4 diyot içeren

yöntem tercih edilmiştir. Ayrıca yapılan bildiri çalışmasında 4 diyot ile yayın yapıldığı için birinci yöntem denenememiştir. Tercih edilen doğrultma katına ait devre şeması Şekil 3.9'da gösterilmektedir.



Şekil 3.9 Doğrultma katına ait şematik gösterim

Doğrultma katındaki güç kaybı her alternansta iki diyot aktif olduğu için bu diyotlar üzerinde harcanan güç olarak alınabilir. Kullanılacak diyotların yüksek frekansta çalışması gerektiğinden VISHAY firmasına ait UF5408[31] serisi diyotlar tercih edilmiştir. Doğrultucu katının güç kaybı $P_{dk,loss}$ ise diyotlar üzerinde olmaktadır. O halde;

$$P_{dk,loss} = 2 * P_{Diode}$$

$$P_{dk,loss} = 2 * I_{o,avg} * V_d$$

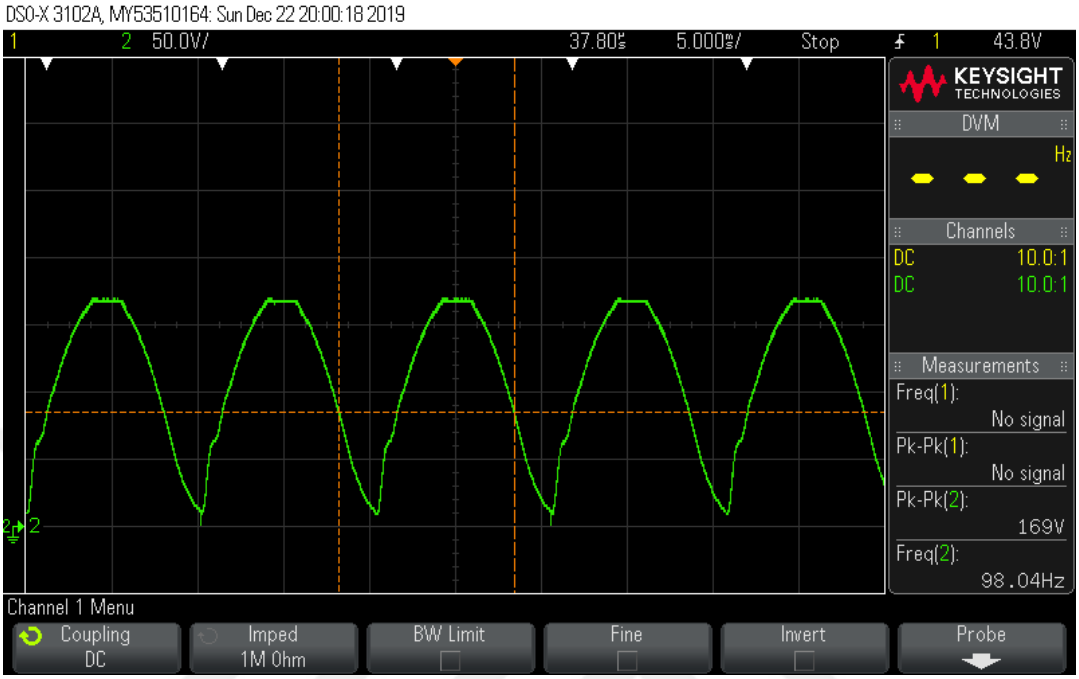
$$P_{dk,loss} = 2 * 1.36A * 1V = 2.72\text{W}$$

olarak bulunur.

3.4 Çıkış Katı Tasarımı

Yükseltme ve doğrultma katlarında oluşturulan gerilim yarım dalga sinüs şekline sahiptir. Şekil 3.10'da, doğrultma katının çıkışında bulunan ve yükü besleyecek olan

kapasitör C_{46} üzerindeki gerilimin dalga şeklini göstermektedir. Görüleceği üzere geleneksel evirici yöntemlerindeki gibi sabit gerilim (AA tepe gerilimi) değil, yarım dalga sinüs gerilimi oluşturulmaktadır.

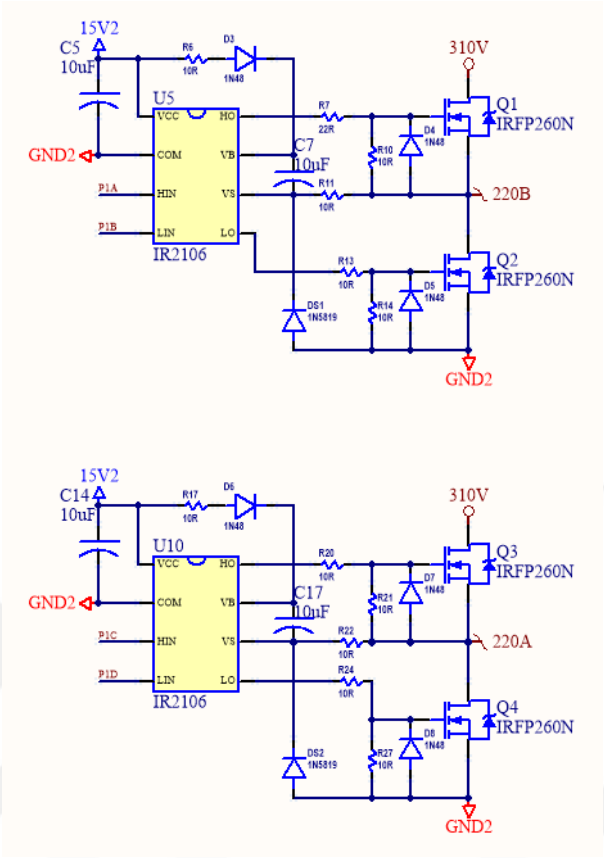


Şekil 3.10 Çıkış kapasitörü üzerindeki gerilim değişimi

Elde edilen bu gerilim yüke aktarılması için pozitif ve negatif olmak üzere iki alternans oluşturulması gerekmektedir. Bu sebeple çıkışa tam köprü dönüştürücü devresi eklenmiştir. Bu yöntemin dışında iki alternans oluşturmak için, doğrultucu diyotlarını anahtarlama elemanlarıyla değiştirmek, çift trafo kullanmak ve orta uçlu sarım yaparak anahtarlama elemanı kullanmak olmak üzere üç farklı yöntem denenmiştir. Tüm yöntemlerde olumlu sonuç alınamadığı için bu dönüştürücü yapısının eklenmesi kararlaştırılmıştır.

Şekil 3.11'deki tam köprü dönüştürücü (TKD) geleneksel yöntemlerden farklı olarak yüksek frekans yerine düşük frekansta(50Hz) kullanılmaktadır. Yükseltilmiş gerilim TKD'nin giriş gerilimi olarak kullanılır. Her alternans için iki MOSFET iletimde olur. MOSFET'ler sadece alternans değiştirilirken tetiklenir. Buda şebeke frekansı olan 50Hz'dir. Böylece geleneksel sistemlerde 4 MOSFET ile oluşturulan sinüs dalgası sadece azaltıcı tip dönüştürücüde bulunan tek MOSFET'e indirilmiştir. Anahtarlama kayıpları kHz seviyesinden 50 Hz'e indirilmiştir. Ayrıca tetiklemeler sıfır

geçiş anlarında yapıldığı için bu noktalarda da kayıp yaşanmamaktadır. Oluşan kayıp sadece MOSFET'lerin iletim kayıplarıdır.



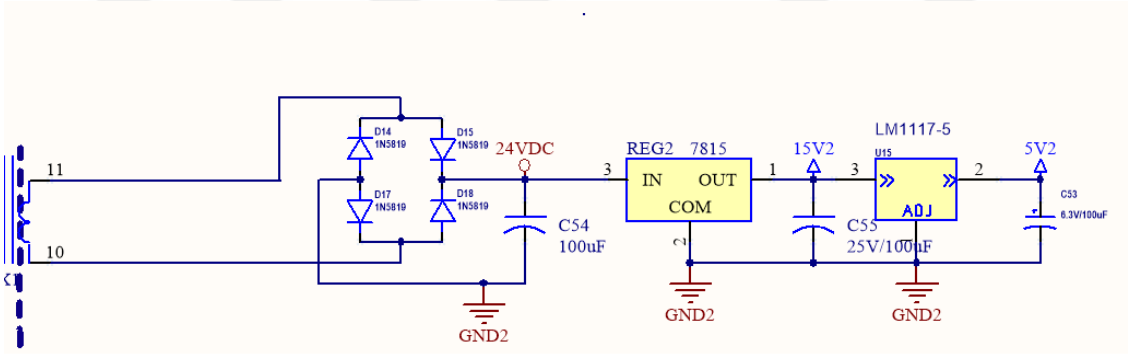
Şekil 3.11 Çıkış katına ait Tam Köprü dönüştürücünün şematik gösterimi

TKD devresinin kontrolü iki şekilde yapılabilmektedir. Bunlardan ilki, birincil tarafta bulunan kontrol ünitesi ile optik izolatörler yardımıyla, diğeri ise ikincil tarafa basit devre elemanlarıyla kurulacak olan devre yardımıyla 50Hz'de bir tetiklenerek olmaktadır. Bu çalışmada ise kontrol ünitesi tarafından tetiklenmek istenmiş bu sebeple 4 adet 6N137[32] lojik çalışan opto izolatör kullanılmıştır. Bu yöntemin tercih edilmesindeki sebep şudur: şebeke ile eş zamanlı çalışılmak istendiğinde şebekedeki frekans kaymalarına göre eviricinin çıkış frekansını ayarlayabilmek içindir.

TKD'nin kontrolü, bünyesinde yüksek kenarda tetiklenen MOSFET'ler olduğu için doğrudan yapılamamaktadır. Bu sorunun üstesinden gelinmesi için tetikleme devresinin biraz özelleştirilmesi gerekmektedir. Çünkü yük ile kaynak gerilimi arasında kalan MOSFET'te tetikleme sorunu oluşmaktadır. MOSFET'ler anahtarlanması için kapı(gate) ve akaç (source) uçları arasındaki gerilim farkı yaklaşık 20V olması gerekmektedir. Ancak yüksek kenarda tetiklenen MOSFET'ler yükün üzerinde olduğu

için kapı ucuna yaklaşık olarak kaynak geriliminin üzerine artı 20V verilmesi gerekmektedir. Bu da standart yöntemlerle oluşturulamamaktadır. Bunu çözmek için bootstrap adı verilen bir yöntem kullanılmıştır. Bu tasarımda da bu Tümleşik devrelerden faydalanılmış ve IR firmasına ait IR2106[33] yüksek kenarda tetiklenen MOSFET sürücü devreleri kullanılmıştır. Bu devreler yüksek kenarda tetiklenen MOSFET'lerin anahtarlayabilmesine rağmen başka bir problemi beraberinde getirmektedir. Bu sorun bootstrap devrelerinde bulunan kapasitörlerinin doldurulmasına ihtiyaç duyulduğundan iş çevrim oranlarını en yüksek 0,9 seviyelerinde kullanılabilmeleridir. TKD katı 50Hz hızında kullanıldığı için alternans değişimlerinde yüksek kenarda tetiklenen MOSFET sürücü devresi, kapasitörlerini doldurabilmesi için yeterli süreyi bulabilmektedir. Yalnızca bu kapasitörün 10mS boyunca boşalmaması gereklidir. Bu da daha büyük sığalı bir kapasitör kullanarak sağlanmaktadır.

Sürücü devreleri de kaynak geriliminden farklı olarak bir de besleme gerilimlerine ihtiyaç duymaktadır. Bu sebeple çıkışta ikincil bir gerilim kaynağı oluşturulması gerekmektedir. Bu gerilimi oluşturmanın en kolay yöntemi ana trafo üzerine yardımcı sargı sarmaktır. Şekil 3.12'deki çıkış katı için tasarlanan besleme kaynağının şematiği gösterilmektedir.



Şekil 3.12 İkincil tarafa ait düşük gerilim oluşturma devresinin şematik gösterimi

Sargı çıkışları bir başka doğrultucu katıyla düzenlenir. Çıkış geriliminin dalgalanmasını engellemek için kapasitör eklenir. Sonuçta 24VDA gerilim elde edilir. Ancak sürücü devreleri maksimum 20V, optik izolatör devreleri ve geri besleme katı ise 5VDA ile çalışmaktadır. Bu yüzden 24VDA gerilim LM7815 ile 15VDA gerilimine daha sonra 15VDA gerilimi de LM1117-5 entegresi ile 5V değerine düşürülür. Bu sayede ikincil

tarafta hem IR entegrelerinin hem de TKD devresini kontrol eden optik izolatörlerin besleme gerilimleri sağlanır.

TKD katında kaybedilen güç hesabına bakılırsa, her bir alternans anında akım yolunda bulunan iki IRFP460N[34] MOSFET'leri üzerinden akım akmaktadır. Ve 320W güçte buradan akabilecek ortalama akım 1.45A'dir. Bu durumda güç kaybı,

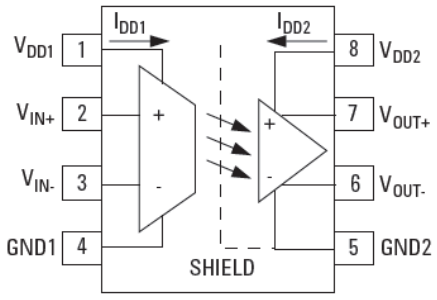
$$P_{TKD,loss} = 2 * P_{MOSFET,loss} = 2 * {I_{o,avg}}^2 R_{DS(on)}$$

$$P_{TKD,loss} = 2 * 1{,}45^2 * 0.27 = 1.13W \text{ olarak bulunur.}$$

3.5 Geri Besleme Katı Tasarımı

Tasarımda üç farklı izoleli geri besleme yöntemi incelenmiştir. Bunlar on-off kontrol, akım ve sürekli gerilim geri besleme yöntemleridir. Geleneksel sinüs gerilimi elde etme yöntemlerinde çıkış kapasitörünün gerilimi sabit olduğu için bu bilginin var veya yok olarak kontrol katına gönderilmesi yeterlidir. Bunun için ise on off kontrol yöntemi kullanarak geri besleme kolaylıkla çözüme kavuşturulabilir. Ancak bu çalışmada çıkış kapasitörünün gerilimi sabit olmayıp, sinüs gerilimini takip ettiği için on-off yöntemi yerine sürekli kontrolü gerekli kılmaktadır.

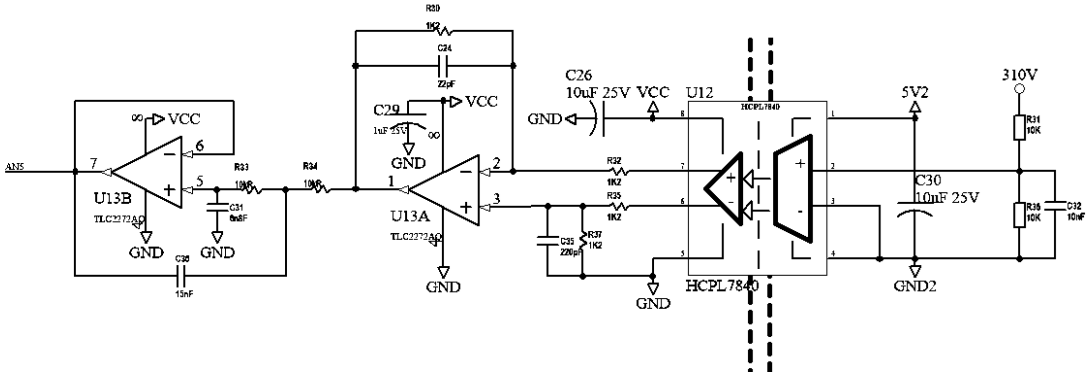
Sürekli kontrol yönteminde, çıkış gerilimi ölçeklenerek izolasyon yükseltecine girilmekte ve yüksek hızda optik olarak birincil tarafa aktarılmaktadır. Bu sistemlerde en çok kullanılan entegreler ise AVAGO firmasına ait HCPL7800[35] tümleşik devreleridir.



Şekil 3.13 HCPL7800 izolasyon yükselteci

Şekil 3.13'de HCPL7800 entegresine ait görsel bulunmaktadır. Bu IC'lerin tercih edilmesinin en büyük sebebi girişte oluşturulan referans gerilimini çıkışta 0.004

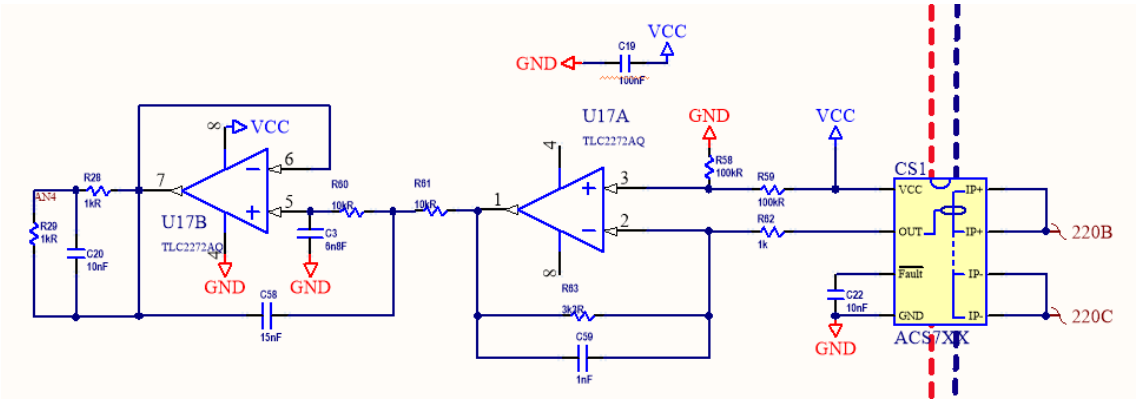
hatayla 5000V'a kadar izoleli olarak çıkışa aktarabilmeleridir. Ayrıca bu tür entegrelerde içerisinde bulunan ledlerinin sürekli yanık kalmalarından dolayı ışık şiddetinde azalma olmaktadırlar. Bu azalma HCPL7800'da minimize edilmiştir.



Şekil 3.14 Gerilim geri beslemesine ait şematik gösterim

Şekil 3.14'te devre tasarımına ait şematik gösterilmektedir. Kapasitör üzerindeki gerilimin tepe değeri 310V'dur. Ancak izolasyon yükseltecinin kabul edebildiği gerilim 200mV'tur. Bu sebeple R_{31} ve R_{36} dirençleriyle çıkış kapasitörü (C_{46}) üzerindeki gerilim 1550 kat küçültülür. Daha sonra HCPL7800 devresine girer ve çıkışında genliği yine 200mV olacak biçimde gerilim üretilir. İşlemci katının analog girişi maksimum 3.3V gerilimi kabul etmekte ve bu gerilimi 4096 parçaya bölerek okuma yapabilmektedir. Bu sebeple 200mV gerilimimizi yükselterek işlemcinin okuma hassasiyetini artırmak gereklidir. U13A Opamp'ı yardımıyla 200mV gerilim 16 kat yükseltilerek 3200mV seviyesine çıkarılır. Analog uç okuma yaparken yük olarak davranmaması için ise U13B gerilim izleyici devresi tasarlanmıştır. U13B'nin çıkışı da işlemcinin analog ucuna gönderilmiştir. Kontrol birimi tarafından bu gerilim sürekli izlenerek çıkış kontrol altında tutulmaktadır.

Gerilim geri beslemenin yanında indüktif yüklerde kullanılmak üzere birde akım geri besleme devresi kullanılmaktadır. Birincil taraf ikincil taraftan izoleli olduğu için akım geri besleme devresi de izoleli olmalıdır. Bu sebeple Hall etkisiyle akımı okuyan ve 2kV izoleli olan ACS714[36] akım sensörü tercih edilmiştir. Bu sensör 5V ile çalışmaktadır. ±5A akımı ölçebilmektedir. Çıkışında 185mV/A gerilim üretmekte ve maksimum 5V çıkış vermektedir. Bu yüzden Şekil 22'de gösterildiği gibi R28 ve R29 ile gerilim bölücü tasarlanarak 3.3V ölçek oluşturulmuştur. Hiç akım akmadığı durumda ise 0V gerilim üretmektedir.



Şekil 3.15 İzoleli akım okuma devresi

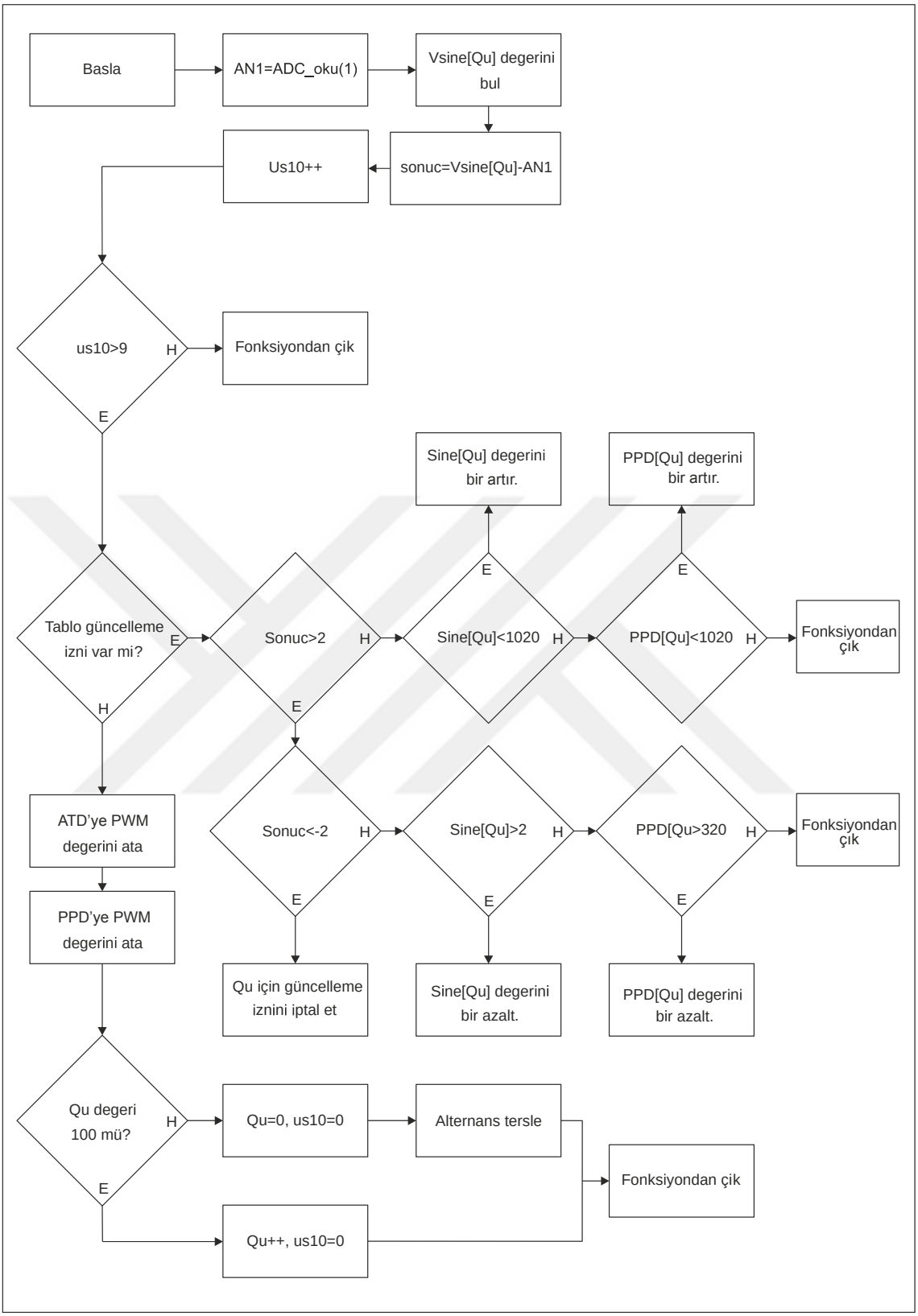
Şekil 3.15'de akım sensörüne (CS1) ait şematik gösterilmektedir. Bu sensör yüke giden yola seri olarak bağlanır. Böylece yükten geçen akım bilgisini birincil tarafa aktarır. İndüktif yüklerde akım gerilim arasında faz farkı oluştuğu için bu durumlarda kontrol biriminin çıkışa müdahale etmesi sağlanır.

4
MİKRO EVİRİCİNİN YAZILIM ve KONTROLÜ

Bu kısımda mikro eviricinin doğru şekilde çalışmasını sağlayan yazılım ve kontrol bilgisine yer verilecektir. Bu kontrol LPC1769[33] işlemcisi ile yapılmaktadır. C dili ile yazılan kod bütününde, tasarlanan algoritmalar ve kontrol yöntemlerine değinilecektir. Önce azaltıcı tip dönüştürücünün kontrolünden bahsedilecek, Push-Pull dönüştürücü için uygulanan yönteme değinilecek ve geri besleme devrelerinin kontrolünden bahsedilecektir.

Azaltıcı tip dönüştürücü, çıkışında sabit gerilim yerine sinüs dalgasını takip edecek şekilde kullanılmaktadır. Bu yüzden ATD'nin çıkışında yarım dalga sinüs değerini oluşturabilecek iş çevrim değerleri 1x100 boyutunda $Sine[Qu]$ dizisine atanarak tablo oluşturulmuştur. Çıkış geriliminin dalga formu sinüse benzemesi için gerekli analog değerler(0-4096 ölçekli) için de aynı şekilde 1x100 boyutunda $Vsine[Qu]$ dizisi oluşturulur.

Şekil 4.1'de gösterilen akış diyagramı ile, yazılımın en kritik bölgesi olan sinüs geriliminin oluşturulması ve yüke göre adapte olması anlatılmaktadır. Yazılım, bu akış diyagramına her 10µS periyotlarla girmektedir. Çıkış gerilimi, HCPL7800 üzerinden okunarak (AN1) hafızada bulunan ve olması gereken sinüs değeriyle $Vsine[Qu]$ karşılaştırır. 100 µS oluşması için us10 sayacı 10 kez tekrar ettirilir. Dizi değerleri Qu ile ilerletilir ve us10 sayacı 10 olduğunda bir artırılır. Karşılaştırma sonucu değer küçükse $Sine[Qu]$ dizisinin ilgili bölümünde bulunan iş çevrim değeri artırılır, büyükse azaltılır. Eğer bu karşılaştırma sonucu birbirine eşit ise değişim yapabilmeye izin veren $V_{[sduty_en]}$ dizisinin ilgili biti 1 olur. Böylece $Sine[Qu]$ dizisinin ilgili bölümünün iş çevrim değeri sabitlenmiş olur. 100 adım içinde bu işlem tekrarlanır. Sonuçta yüke adapte olunarak sinüs dalgasının kesinliği elde edilmiş olur. Yük değiştirilirse bu akım ve gerilim geri besleme devreleri tarafından algılanır ve işlemler tekrar baştan başlatılır.

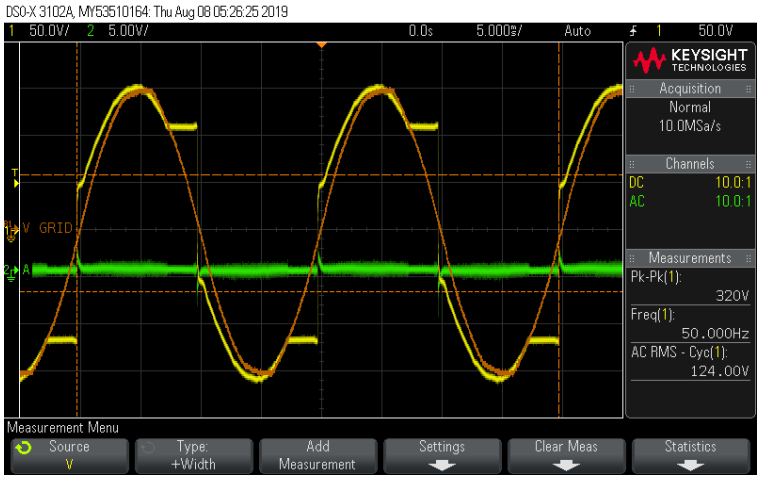


Şekil 4.1 Yazılıma ait akış diyagramı

Bu kontrolün işlemci tarafından uygulanabilmesi için anahtarlama hızı 100kHz olacak biçimde zamanlayıcı kurulmaktadır. Bu zamanlayıcı ATD'nin MOSFET'ini belirlenen iş çevrim değeriyle sürekli tetiklemektedir. Sinüs dalgası 100 parçaya bölünerek kontrol edildiği için iş çevrim değeri, D_{buck}, her 10 tetiklemede bir Qu değerini bir artırarak $Sine[Qu]$ dizisinden çekilir. Böylece 100µS aralıklarla sinüs dalgası oluşturulur. 100 artış gerçekleştiğinde artış sıfırlanır ve sistem $sine[Qu]$ dizisinin birinci elemanına konumlanır, sinüs dalgası oluşturma algoritması yeniden çalışmaya başlar. Ayrıca 100 artışta 10mS geçeceği için çıkış katındaki tam köprü dönüştürücünün yönü ters çevrilir. Böylece iki alternans oluşturulmuş olur.

Çıkış geriliminin HCPL7800 tarafından alınan gerilim ve akım örnekleri işlemci birimi tarafından referans gerilim $Vsine[Qu]$ değeri ile karşılaştırılır. Eğer bir dengesizlik oluşmuşsa önce ATD'nin iş çevrim değerleri azaltılır. Eğer bu yetersiz kalırsa DAC ile Push pull dönüştürücünün kontrol entegresine referans gerilimi $PPD[Qu]$ gönderilir. Böylece aktarılmak istenen güç Push-Pull dönüştürücü ile de azaltılıp artırılabilir.

İndüktif bir yük sisteme bağlandığında anahtarlama sekansları biraz karmaşıklaşır. Çünkü oluşturulan gerilim değerleri her 100 adımda sıfırlanıp ters dönmez. Yük üzerinde biriken akım tam olarak tüketilemeden alternans ters döner. Bu durumda da akımın sürekliliği bozulur. Şekil 4.2'de çıkış gerilimin bozulmuş dalga şekli gösterilmektedir. Turuncu ile gösterilen şebeke gerilimi iken sarı ile gösterilen eviricinin indüktif yük altında çıkışını göstermektedir.

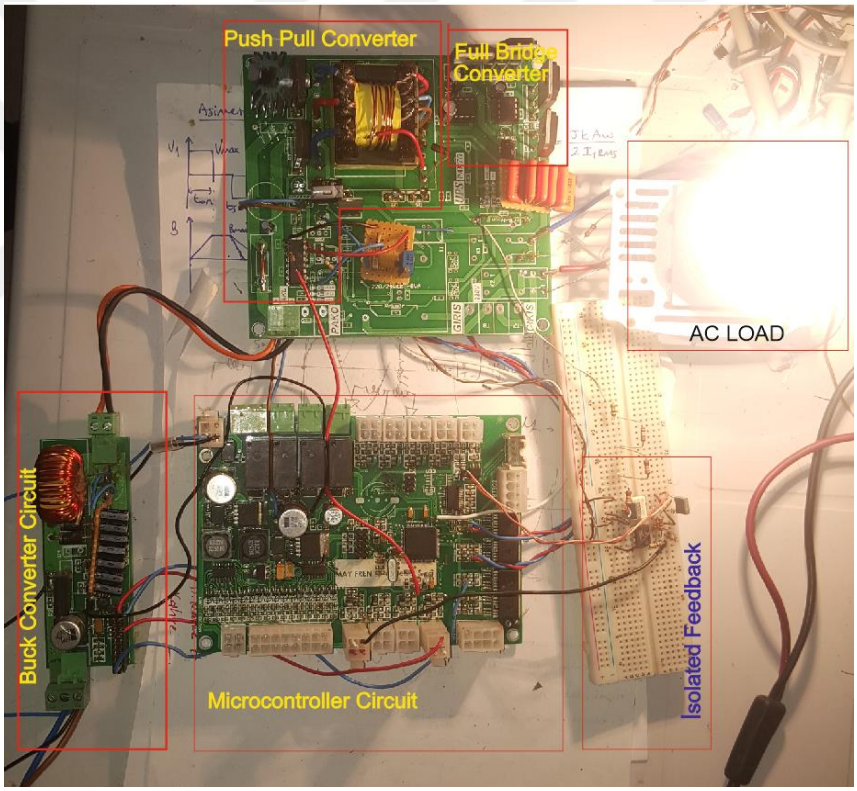


Şekil 4.2 İndüktif yük altında her 10mS geldiğinde akımın bozulmasının gerilime etkisi

Oluşan durum şu şekilde açıklanabilir. Yük üzerinde akım varken alternans değiştirme süresi dolar ve işlemci tam köprü dönüştürücü devresine alternansı değiştir komutu gönderir. Bu anda yük üzerinde akım bulunur ve ters alternans tarafından da yükse ters akım akıtılmak istenir. Bu da akımın çıkış dalga şeklinin bozulmasına sebep olur.

5
DENEYSEL SONUÇLAR

Altium Designer ile tasarlanan devrenin PCB üretimi tamamlandıktan sonra, üzerlerine devre elemanları takılarak yük altındaki testleri yapılmıştır. Devrenin gerçekleştirilmesine ilişkin resim Şekil 5.1'de gösterilmektedir. Bu testlerde Agilent DSO-X 3102A 1GHz hızda çalışabilen osiloskop ile dalga şekilleri elde edilmiştir. Devrenin giriş gücü MERVESAN firmasına ait MS305B 32V 5A çıkış verebilen güç kaynağıyla sağlanmıştır. Daha yüksek güçteki çıkışlar için bu güç kaynaklarından iki tanesi seri bağlanarak istenen güce ulaşılmıştır.

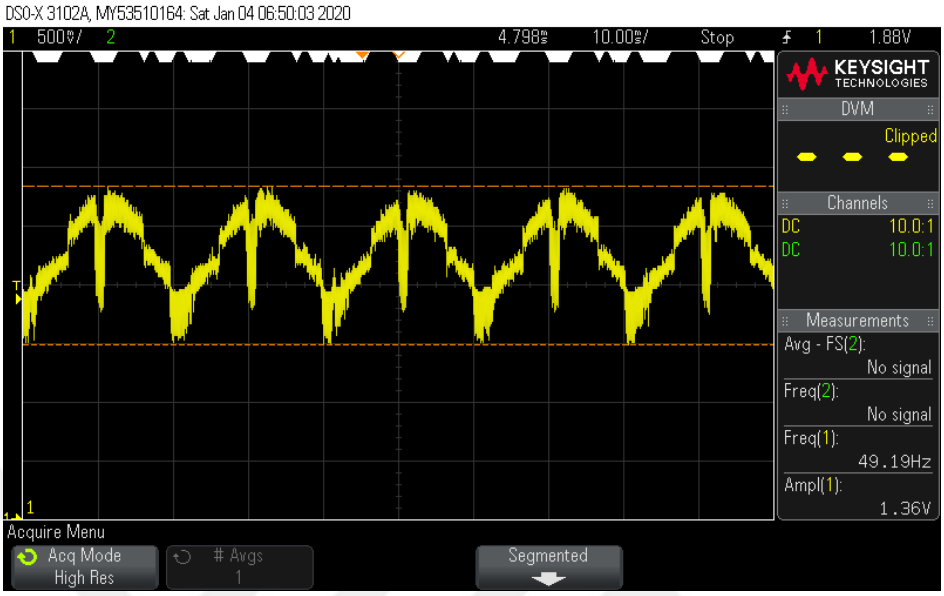


Şekil 5.1 Eviricinin gerçekleştirilmesine ait görsel

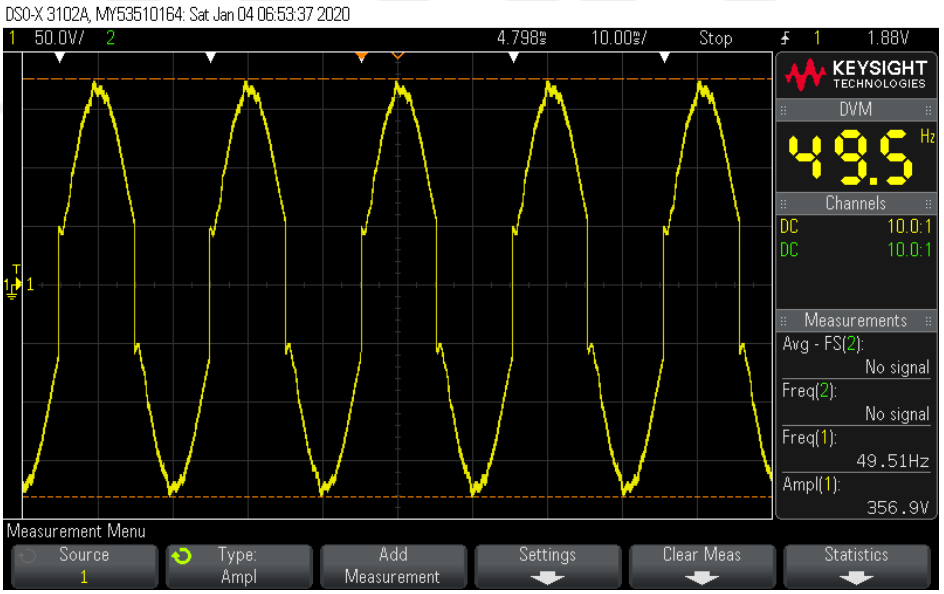
Elde edilen çıkış gerilimleri osiloskopun ekranı yetmediği için iki adet 330kΩ (%5 tolerans) direnç kullanılarak gerilim bölücü devresi üzerinden alınmıştır. Bu nedenle tüm gerilim çıkışları gerçek çıkışın yaklaşık yarısıdır.

Akım çıktıları ACS714 akım sensörü üzerinden alınmıştır. Bu sensör akım başına 185mV gerilim üretmektedir. Bu değerin artırılması için bu gerilim %5

toleranslı dirençlerle 10 kat artırılmıştır. Akım sensörü boştayken 2.5V oluşturmaktadır. Bu sebeple bu değerin üst ve alt kısımları akımı göstermektedir. Buna göre 2.5V üzerindeki her 1.85V, 1A akım akıttığı anlamını taşımaktadır.

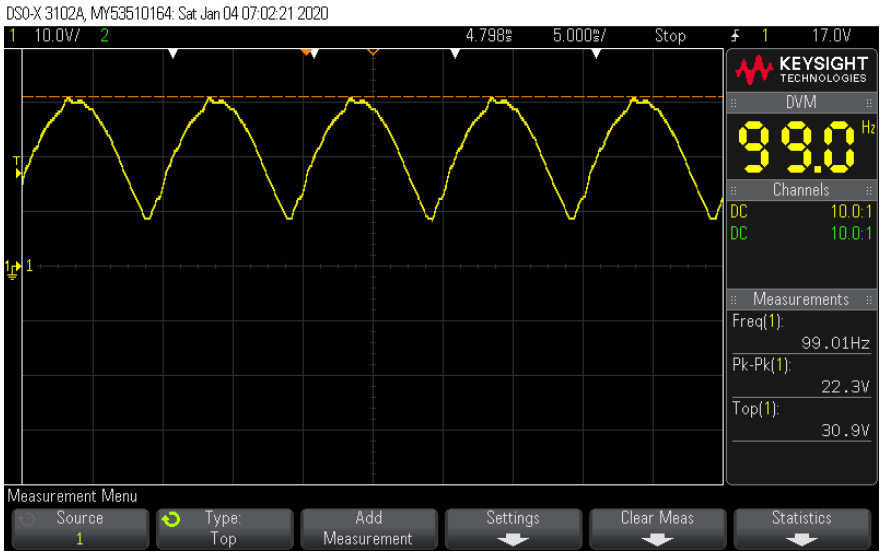


Şekil 5.2 28W güçte eviricinin çıkış akımı



Şekil 5.3 28W gücünde evirici çıkış gerilimi

İlk deneyde 28W halojen ampul eviricinin çıkışına bağlanmıştır. Daha sonra Şekil 5.2, Şekil 5.3 ve Şekil 5.4'te gösterilen çıkış gerilimi, çıkış akımı ve azaltıcı tip dönüştürücünün kapasitör geriliminin dalga şekilleri elde edilmiştir.

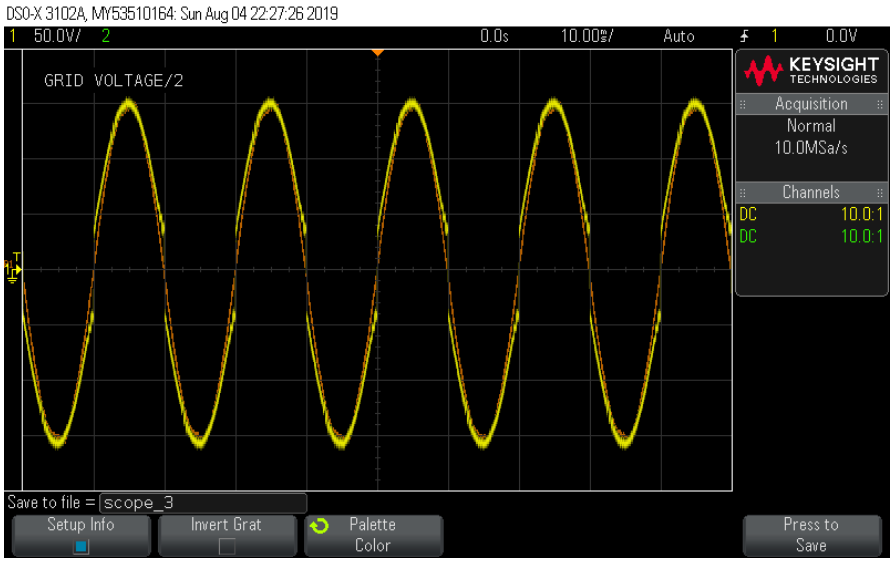


Şekil 5.4 28W güçte birincil tarafta oluşturulan AA gerilim

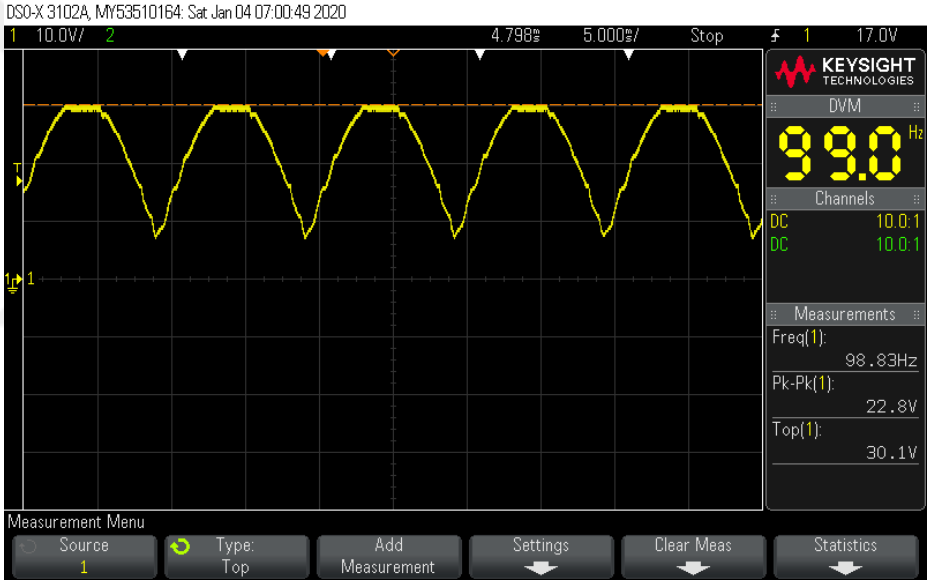
İkinci deneyde 100W halojen ampul eviricinin çıkışına bağlanarak davranışları incelenmiş, Şekil 5.5'te akımı, Şekil 5.6'da çıkış gerilimi ve Şekil 5.7'de girişindeki DA gerilimin Azaltıcı Tip dönüştürücü üzerinde AA gerilime dönüştürülmüş hali osiloskop yardımıyla gösterilmiştir.



Şekil 5.5 100W güçte eviricinin çıkış akımı

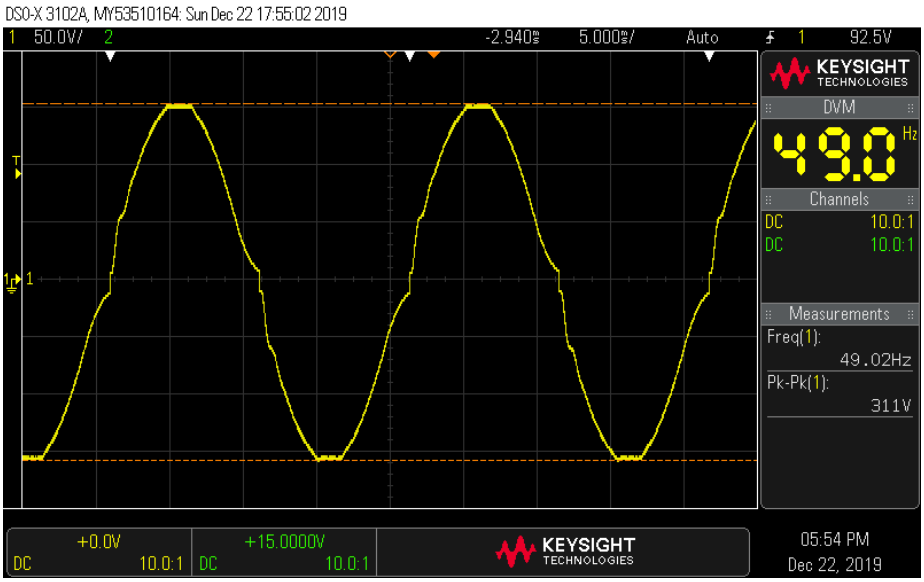


Şekil 5.6 100W güçte eviricinin çıkış gerilimi



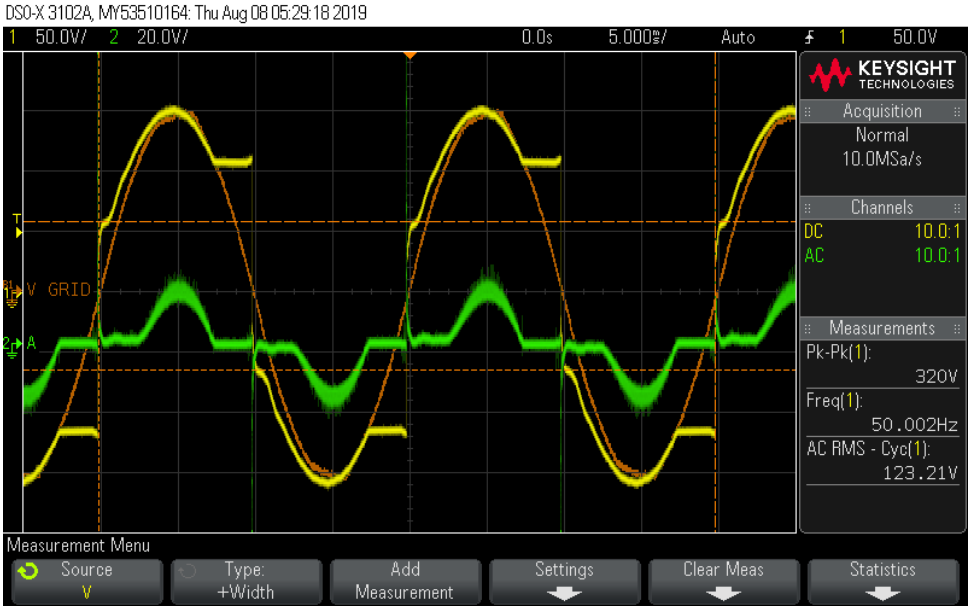
Şekil 5.7 100W güç çekilirken azaltıcı tip dönüştürücünün çıkış kapasitörü üzerindeki gerilim

Azaltıcı Tip dönüştürücünün bünyesinde bulunan kapasitörün büyüklüğü Şekil 5.7'de gösterilen kaymalara sebep olmaktadır. Bu kayma miktarı yükün azalmasıyla artarken yükün artmasıyla sıfırlanmaktadır. Ancak yazılımsal olarak kontrol edildiğinde anahtarlama frekansı değiştirilerek bu gerilim neredeyse her yük koşulunda sıfıra indirilebilmektedir.



Şekil 5.8 200W güçte eviricinin çıkış gerilim

Şekil 5.8'de gösterilen grafik maksimum verimin elde edildiği 200W güç altında evirici çıkış dalga şekilleridir. Çıkış gerilimi 311V tepe değerine oturmuştur.

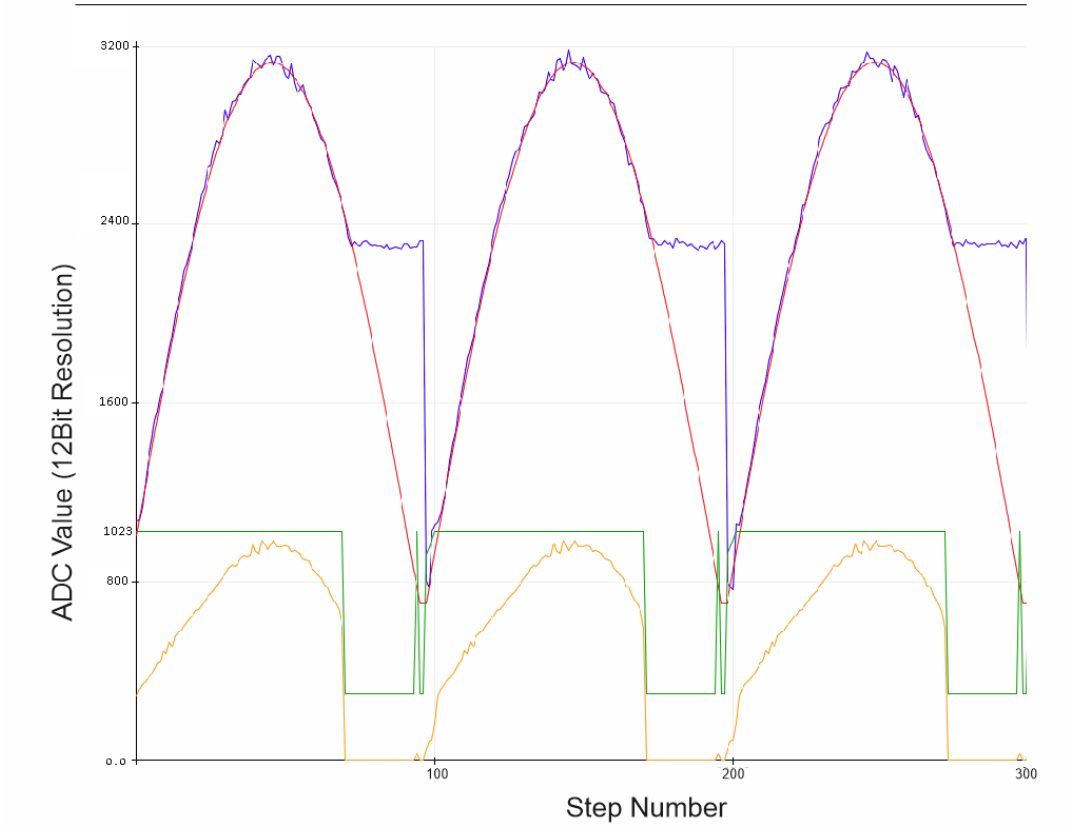


Şekil 5.9 100W indüktif yük altında eviricinin çıkış dalga şekilleri. yeşil: Akım, Sarı: gerilim, Turuncu: Şebeke gerilimi

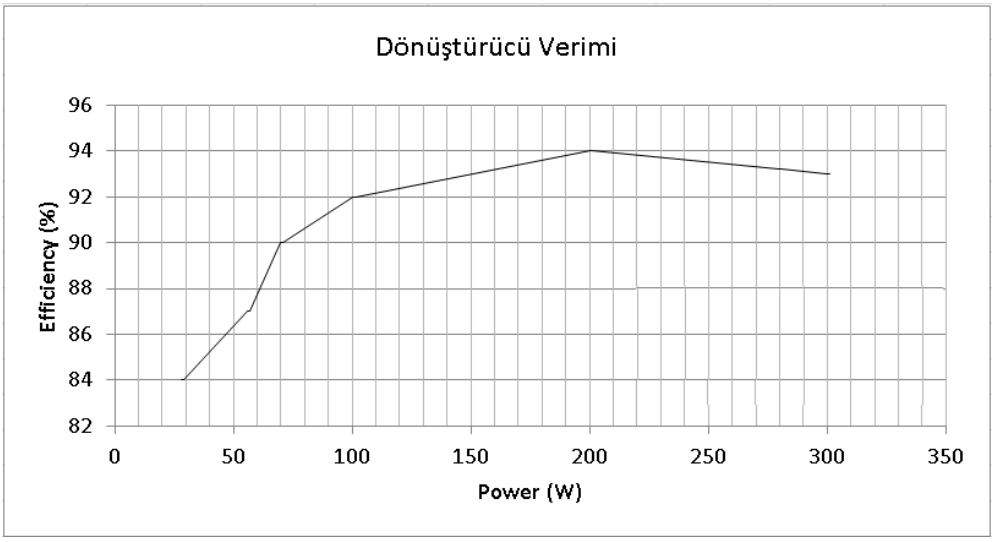
Son olarak çıkışa indüktif yük içermesi için motor bağlanmıştır. Çıkış akım ve gerilimin dalga şekli Şekil 5.9'da gösterilmektedir. İndüktif yükün işlemci tarafından nasıl algılandığını gösteren görsel Şekil 5.10'da gösterilmektedir. Burada

ki kırmızı ile çizilen işaret yazılıma gömülmüş referans voltaj gerilimini göstermektedir. Mavi işaret ise HCPL tarafından alınan çıkış gerilimini göstermektedir. Turuncu işaret, azaltıcı tip dönüştürücünün yüke adapte olmasıyla değişmiş PWM değerlerinin 1024 ölçekli gösterimidir. Son olarak yeşil ise Push-Pull dönüştürücünün PWM değerleridir.

Daha sonra eviricinin verim hesapları yapılması için değerler alınmaya başlanmıştır. Bu değerleri alırken giriş geriliminin yüksek olması verimi artırdığından solar bir sistemde olabilecek gerilimin üst seviyesine yakın değerde, 36VDA, verimlilik testleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 5.11'de gösterilmektedir. Düşük güçlerde eviricinin verimi de düşmektedir. Bununla beraber çıkış geriliminde de bir miktar bozulma yaşanmaktadır. Daha yüksek güçlere çıkıldığında verim ve çıkış dalgaları şebeke gerilimine daha çok benzemektedir. Bunun sebebi olarak araştırmacı Azaltıcı Tip dönüştürücünün çıkış kapasitörünün tam boşalmaması olduğunu düşünmektedir.



Şekil 5.10 Kontrol biriminin, çıkış parametrelerini ADC üzerinden okuduğu değerler



Şekil 5.11 Eviricinin rezistif yük altında verim grafiği

Yapılan çalışmanın diğer örnekleriyle karşılaştırılması Tablo 5.1'de gösterilmektedir. Çalışmalar genellikle az malzeme içerdiği için Geri Dönüşlü ve Azaltıcı Tip dönüştürücü üzerine yoğunlaşmıştır. Giriş gerilimleri ve evirici güçleri değişkenlik göstermektedir.

Tablo 5.1 Yapılan çalışmanın diğer çalışmalar ile karşılaştırma tablosu

Makale Referans No	Giriş Gerilimi (V)	Verim (%)	Güç(W)	THD (%)
[20]	54	94.08	200	2.59
[10]	50	97	100	-
[11]	35	-	-	-
[12]	-	81.82	160	-
[6]	48	91.6	1200	2.2
Yapılan çalışma	36	93.8	320	-

5.1 Maliyet Analizi

Tasarlanan devrenin maliyet açısından incelendiğinde bu yönünün de kuvvetli olduğu söylenebilir. Tablo 5.2, devrede kullanılan malzemelerin kabaca fiyatları gösterilmektedir.

Tablo 5.2 Eviricinin 1 ve 1000 adedi için ortalama maliyet

Eleman Adı	Adet/Devre	1 adet fiyat ($)	1000 adet ($)
LPC1769	1	11.7	6.6
ACS714	1	4.97	1.86
HCPL7800	1	9.7	5
IRFP260N	3	2.45	1.16
IRFP460N	4	3.21	1.48
EE42 Tr.	1	1.3	0.8
Devre Kartı	1	5	3
IR2106	3	1.34	0.54
6N137	4	1.1	0.31
LM2596	1	2.25	1.10
LM7815	2	1.53	0.69
LM1117	2	1.14	0.44
KA3525A	1	0.74	0.28
TOPLAM		69.61 $	33.16 $

Tüm ürünlerin fiyat bilgileri uluslararası en büyük elektronik malzeme tedariği yapan firmalarından biri olan DIGIKEY üzerinden alınmıştır. Fiyatlar dolar üzerinden alınarak zaman ve kur değişimlerinden bağımsız hale getirilmiştir. Pasif devre elemanları çok ucuz olduğu için hesaplamaya dâhil edilmemiştir.

Buna göre evirici için donanıma harcanan miktar tek ürün için 69.61$ olurken 1000 adet üretim için maliyet 33.16$ olmaktadır.

6
SONUÇLAR ve ÖNERİLER

6.1 Sonuçlar

Bu çalışmada solar paneller üzerine takılabilecek yüksek verimli düşük maliyetli tam sinüs evirici tasarımı yapılmıştır. Sinüs dalgasını ikincil tarafta oluşturan geleneksel yöntemlerden farklı olarak bu çalışmada sinüs dalgası birincil tarafta oluşturulmuştur. Oluşturulan gerilim Push-Pull dönüştürücü kullanılarak tepe değeri 310V olacak biçimde AA gerilime yükseltilmiştir. Yükseltilen gerilim, transformatör üzerindeki biriken mıknatıslanma enerjisinin kaybolmaması için doğrultma diyotları üzerinden geçirilerek sığası çok küçük bir kapasitör üzerinde depolanmıştır. Depolanan bu gerilim sabit olmayıp yarım dalga sinüs gerilimini takip edecek biçimde değişmektedir. Eviricinin çıkışında tam dalga sinüs elde edilebilmesi için ikincil tarafa tam köprü dönüştürücü devresi kurulmuştur. Eviricinin çıkışı da şebekeden bağımsız olarak AA gerilimle çalışan yüklere bağlanabilmektedir.

Daha sonra çalışma farklı yükler altında çalıştırılarak verimi incelenmiş buna göre düşük yüklerde sabit kayıplardan dolayı, tam yük altında ise akımdan dolayı yüklerden dolayı verim kaybı yaşanmıştır. Ayrıca büyük yüklerde gerilimin dalga şekli düşük yüklere oranla şebeke gerilimine çok yaklaşmaktadır. Bununla birlikte giriş geriliminin düşmesi akımı artıracağı için verimde düşmelere sebep olmaktadır. Bu sebeple maksimum verimi giriş gerilimi 36V iken 200W güç altında %93,8 elde edilmiştir.

Sonuç olarak elde edilen grafikler, yazılım algoritmalarının geliştirilmesiyle geleneksel yöntemlerden farklı olarak sinüs gerilimini birincil tarafta üretilebileceğini ortaya koymaktadır. Ayrıca Shimizu ve arkadaşlarının[11] çalışmalarında kullanmış olduğu çıkış katını kullanarak burada bulunan eleman sayılarının daha da azaltılabilmesi mümkün gözükmektedir.

6.2 Öneriler

Yapılan her çalışmanın daha iyi seviyelere çıkarılabileceği gerçeğinden hareketle bu çalışmanın daha iyiye götürülebileceği durumlar bulunmaktadır.

Çalışmanın çıkışında gerilimin çift alternansa dönüştürülmesi için tam köprü dönüştürücü devresi kullanılmıştı ve bu şekilde yayın yapıldığı için üzerinde iyileştirme yapılamadı. Shimizu ve arkadaşlarının[11] çalışmalarında kullanmış olduğu çıkış katını kullanarak bu çalışmanın optimize edilmesi araştırmacı üzerinde boyut, verim ve maliyet açısından avantajlı olacağı kanaati oluşturmuştur.

İkincil tarafta herhangi bir PWM tekniği kullanılmadığı için 4 adet 6N137 yerine basit PC817 optokuplörü kullanılarak maliyet ve yerden tasarruf edilebilir.

Bir diğer iyileştirme olarak da sinüsün oluşturulduğu azaltıcı tip dönüştürücü yerine daha yüksek verim ile dönüştürüme yapabilen topolojilerin (rezonant dönüştürücü, rezonant buck dönüştürücü vs) verime olumlu katkılarının olabileceği düşünülmektedir. Ancak bu durumun maliyete olan etkisinin tartışılması gerekebilir.

Kaynakça

[1] Türkiye elektrik enerjisi istatistikleri (2019). Erişim Adresi http://www.emo.org.tr/genel/bizden_detay.php?kod=88369

[2] Li, Y., Vilathgamuwa, D. M., & Loh, P. C. (2004). Design, analysis, and real-time testing of a controller for multibus microgrid system. IEEE Transactions on Power Electronics, 19(5), 1195-1204.

[3] Hatziargyriou, N., Asano, H., Iravani, R., & Marnay, C. (2007). Microgrids. IEEE Power and Energy Magazine, 5(4), 78-94.

[4] Katiraei, F., Iravani, R., Hatziargyriou, N., & Dimeas, A. (2008). Microgrids management. IEEE Power and Energy Magazine, 6(3), 54-65.

[5] Chen, C. L., Wang, Y., Lai, J. S., Lee, Y. S., & Martin, D. (2009). Design of parallel inverters for smooth mode transfer microgrid applications. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(1), 6-15.

[6] Reddy, B. D., Selvan, M. P., & Moorthi, S. (2015). Design, operation, and control of S3 inverter for single-phase microgrid applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(9), 5569-5577.

[7] Calais, M., Myrzik, J., Spooner, T., & Agelidis, V. G. (2002, June). Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview. In 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289) (Vol. 4, pp. 1995-2000). IEEE.

[8] Most Efficient Solar Panels (2019). Erişim Adresi https://www.cleanenergyreviews.info/blog/most-efficient-solar-panels

[9] Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., & Blaabjerg, F. (2005). A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. IEEE Transactions on Industry Applications, 41(5), 1292-1306.

[10] Papanikolaou, N. P., Tatakis, E. C., Critsis, A., & Klimis, D. (2003, June). Simplified high frequency converter in decentralized grid-connected PV systems: a novel low-cost solution. In proc. EPE'03.

[11] Shimizu, T., Wada, K., & Nakamura, N. (2002, June). A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the DC input for an AC photovoltaic module system. In 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289) (Vol. 3, pp. 1483-1488). IEEE.

[12] Kjaer, S. B., & Blaabjerg, F. (2003, June). Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications. In IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC'03. (Vol. 3, pp. 1183-1190). IEEE.

[13] Nagao, M., & Harada, K. (1997, May). Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter. In Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems (Vol. 1, pp. 144-149). IEEE.

[14] Mekhilef, S., Rahim, N. A., & Omar, A. M. (2000, September). A new solar energy conversion scheme implemented using grid-tied single phase inverter. In 2000

TENCON Proceedings. Intelligent Systems and Technologies for the New Millennium (Cat. No. 00CH37119) (Vol. 3, pp. 524-527). IEEE.

[15] Achille, E., Martiré, T., Glaize, C., & Joubert, C. (2004, May). Optimized DC-AC boost converters for modular photovoltaic grid-connected generators. In 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Vol. 2, pp. 1005-1010). IEEE.

[16] Martins, D. C., & Demonti, R. (2002, May). Grid connected PV system using two energy processing stages. In Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2002. (pp. 1649-1652). IEEE.

[17]Martins, D. C., & Demonti, R. (2001, November). Photovoltaic energy processing for utility connected system. In IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No. 37243) (Vol. 3, pp. 1965-1969). IEEE.

[18] Lohner, A., Meyer, T., & Nagel, A. (1996, June). A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems. In Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Vol. 2, pp. 827-831). IEEE.

[19] Palma, L. (2016, June). Push-pull based single stage PV microinverter for grid-tied modules. In 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM) (pp. 884-888). IEEE.

[20] Kabalci, E., Boyar, A., & Metin, N. A. (2019, June). Design and Analysis of a Flyback Micro Inverter with H5 Inverter. In 2019 1st Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM) (pp. 368-373). IEEE.

[21] Baimel, D., Peretz, G., Levin, Y., Tapuchi, S., & Baimel, N. (2016, June). Novel DC-AC inverter based on buck converter. In 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM) (pp. 192-196). IEEE.

[22] Cahyosaputro, W. A., & Heru, L. (2018, September). A Single Phase 11-Level Inverter for Photovoltaic Application. In 2018 5th International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE) (pp. 79-83). IEEE.

[23]Power Electronics, Daniel W. Hart Erişim adresi: https://www.academia.edu/36576170/Power_Electronics_Daniel_W._Hart

[24] IPC-2222A: Sectional Design Standard for Rigid Organic Printed Boards. Erişim adresi: https://shop.ipc.org/IPC-2222A-English-D

[25] STL65DN3LLH5. Erişim adresi: https://www.st.com/en/power-transistors/stl65dn3llh5.html

[26] Erişim adresi: https://www.infineon.com/dgdl/irfp4310zpbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c469e200f

[27] KA3525A: PWM Controller programmable frequency up to 430khz. Erişim adresi: https://www.onsemi.com/products/power-management/dc-dc-controllers-converters-regulators/controllers/ka3525a

[28] McLyman, Colonel Wm. T. (2011). Transformer and Inductor Design Handbook (4. Baskı). Florida: CRC Press.

[29] American wire gauge. Erişim adresi: en.wikipedia.org › wiki › American_wire_gauge

[30] IRFP260N. Erişim adresi: https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/12v-300v-n-channel-power-mosfet/irfp260n/

[31] Uf5400, uf5401, uf5402, uf5403, uf5404, uf5405, uf5406, uf5407, uf5408 product information. Erişim Adresi: http://www.vishay.com/diodes/list/product-88756/

[32] 6N137: 8-Pin DIP 10 Mbit/s Single-Channel High Speed Logic Gate Output Optocoupler. Erişim adresi: https://www.onsemi.com/products/optoelectronics/high-performance-optocouplers/high-speed-logic-gate-optocouplers/6n137

[33] IR2106. Erişim adresi: https://www.infineon.com/cms/en/product/power/gate-driver-ics/ir2106/

[34] IRFP460N. Erişim adresi: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp460n.pdf

[35] HCPL-7800. Erişim adresi: https://www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial-plastic/isolation-amplifiers-modulators/isolation-amplifiers/hcpl-7800

[36] ACS714. Erişim adresi: https://www.allegromicro.com/en/Products/Sense/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS714

Tezden Üretilmiş Yayınlar

İletişim Bilgisi: gencali.cicek@gmail.com

Konferans Bildirileri

1. ÇİÇEK, Gençali (2019). Buck Dönüştürücü Tabanlı Mikro Evirici Tasarımı. Elektrik Elektronik Mühendisliği Kongresi (EEMKON). EEMKON2019 Bildiriler Kitabı (1.Basım sayfa 182-185). ISBN: 978-605-01-1325-9