



YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
ELEKTRİK – ELEKTRONİK FAKÜLTESİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ

2021-2022 GÜZ YARIYILI

TEK ANAHTARLI GERİ DÖNÜŞLÜ DC-DC ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI TASARIMI VE SİMÜLASYONU

BİTİRME ÇALIŞMASI

Hazırlayan
17012033 Sümeyra KIZIL

Tez Danışmanı
Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

İSTANBUL, 2022

İÇİNDEKİLER

SEMBOL LİSTESİ.....	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
ÖNSÖZ	viii
ÖZET	ix
ABSTRACT.....	x
1. GİRİŞ	xi
2. DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	xii
2.1 Geri Dönüştürücü DC-DC Dönüştürücü	xii
2.1.1. Çalışma Prensipleri	xiii
2.2. Geri Dönüştürücü Dönüştürücünün Temel Devresi	xv
2.3. Geri Dönüştürücü Dönüştürücü Tasarım Gereksinimleri	xvii
3. ENTEGRE KULLANILARAK YAPILAN KONTROL DEVRESİNİN TASARIMI	xxvi
3.1. Entegre Kullanılarak Yapılan Kapalı Çevrim Simülasyonu	xxix
3.2. Entegre Kullanılarak Yapılan Simülasyon Analizi.....	xxx
3.2.1. Primer ve Sekonder Akımları	xxx
3.2.2. Çıkış Gerilimi	xxxi
3.2.3. MOSFET (IDS) Akımı	xxxi
3.2.4. MOSFET Gerilimi	xxxii
4. SIMULINK İLE YAPILAN KONTROL DEVRESİNİN TASARIMI	xxxii
4.1. Açık Çevrim Kontrolü	xxxii
4.1.1. Açık Çevrim Modu İçin Geri Dönüştürücü Dönüştürücü Simülasyon Devresi	xxxiii
4.1.2. Açık Çevrim Simülasyon Analizi.....	xxxiii
4.1.2.1. Çıkış gerilimi	xxxiii
4.1.2.2. Çıkış akımı	xxxiv
4.1.2.3. Primer akımı.....	xxxiv
4.1.2.4. Sekonder Akımı	xxxv
4.1.2.5. MOSFET Akımı.....	xxxv
4.1.2.6. MOSFET Gerilimi	xxxvi
4.2. MATLAB – SIMULINK Yazılımında Yapılan Kapalı Çevrim Simülasyonu	xxxvii
4.2.1. MATLAB-SIMULINK Kullanılarak Yapılan Kapalı Çevrim Simülasyon Analizi	xxxix
4.2.1.1. Çıkış gerilimi	xxxix
4.2.1.2. Çıkış akımı	xxxix
4.2.1.3. Primer Akımı	xl
4.2.1.4. Sekonder Akımı	xl

4.2.1.5. MOSFET Gerilimi	xli
4.2.1.6. MOSFET akımı	xli
4.2.1.7. PID bloğunun girişı – hata ölçümü	xlii
4.2.1.8. PID bloğunun çıkışı – duty cycle	xlii
5. PCB DEVRESİ TASARIMI	xliii
6. SONUÇ	liii
7.KAYNAKÇA.....	liv

SEMBOL LİSTESİ

W	Enerji
V	Gerilim
R	Direnç
I	Akım
C	Kondansatör
L	Bobin
D	Diyot
S	Anahtar
f_{sw}	Anahtarlama Frekansı
T_p	Anahtarlama periyodu
t	Zaman
η	Verim
λ	Bağıl iletim süresi (Doluluk oranı)
K_p	P katsayısı
V_{DSmax}	Anahtarın Drain-Source geriliminin maksimum değeri
V_{rms}	Gerilimin efektif değeri
I_{rms}	Akımın efektif değeri
V_{ref}	Referans gerilimi
n	Trafo dönüşüm oranı
N	Sarım sayısı
ϕ	Manyetik akı
B_{max}	Maksimum manyetik akı yoğunluğu
A_e	Nüvenin efektif alanı
A_L	Nüvenin çerçeve alanı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım
DC	Doğru akım
PSIM	Powersim
DCM	Kesintili akım modu
CCM	Kesintisiz akım modu
IEEE	Elektrik ve elektronik mühendisleri enstitüsü
IEC	Uluslararası elektronik komisyonu
TS	Türk standartları
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
ESR	Eşdeğer seri endüktans

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1: Temel geri dönüşlü dönüştürücü devre şeması	xiii
Şekil 1.2: a) CCM modda Primer akımı b) CCM modda Sekonder akımı c) DCM modda Primer akımı d)DCM modda Sekonder akımı	xv
Şekil 2.2: Geri dönüşlü dönüştürücü operasyon devresi	xvi
Şekil 2.4: S anahtarı iletimde	xvi
Şekil 2.5: S anahtarı kesimde	xvii
Şekil 2.6: Giriş gücü (per watt) başına tavsiye edilen C(in) gerilimi	xviii
Şekil 2.7: DC bara kondansatör maksimum ve minimum gerilimi	Hata! Yer işareti tanımlanmamış.
Şekil 2.8: VR değeri önerisi	xx
Şekil 2.9: Kullanılan çekirdek boyutları	xxii
Şekil 2.10: Diyot- zener clamp , RCD clamp.....	xxiv
Şekil 3.1: UC3845 Pin Bağlantıları.....	xxvi
Şekil 3.2: UC3845 blok diyagramı.....	xxvii
Şekil 3.3: PSIM yazılımında entegre bağlantısı	xxviii
Şekil 3.4: Simulasyon devresi	xxix
Şekil 3.5: a) Primer akımı b) Sekonder akımı.....	xxx
Şekil 3.6: Çıkış gerilimi	xxxi
Şekil 3.7: Mosfet akımı	xxxi
Şekil 3.8: Mosfet gerilimi	xxxii
Şekil 4.1: SIMULINK programında açık çevrim kontrollü geri dönüşlü dönüştürücü devresi	xxxii
Şekil 4.2: Açık çevrim kontrollü çıkış gerilimi.....	xxxiii
Şekil 4.3: Açık çevrim kontrollü çıkış akımı	xxxiv
Şekil 4.4: Açık çevrim kontrollü primer akımı	xxxiv
Şekil 4.5: Açık çevrim kontrollü sekonder akımı	xxxv
Şekil 4.6: Açık çevrim kontrollü mosfet akımı	xxxv
Şekil 4.7: Açık çevrim kontrollü mosfet gerilimi	xxxvi
Şekil 4.8: Geri dönüşlü dönüştürücü kapalı çevrim devresi.....	xxxvii
Şekil 4: $K_p=0.001$, $K_i=5$ ve $K_d=0$ seçildiğinde çıkış gerilimi grafiği.....	xxxviii
Şekil 5: $K_p=0.0001$, $K_i=10$ ve $K_d=0$ seçildiğinde çıkış gerilimi grafiği.....	xxxviii
Şekil 4.9: Kapalı çevrim kontrollü çıkış gerilimi.....	xxxix
Şekil 4.10: Kapalı çevrim kontrollü çıkış akımı	xxxix
Şekil 4.11: Kapalı çevrim kontrollü primer akımı	xl
Şekil 4.12: Kapalı çevrim kontrollü sekonder akımı.....	xl
Şekil 4.13: Kapalı çevrim kontrollü mosfet gerilimi.....	xli
Şekil 4.14: Kapalı çevrim kontrollü mosfet akımı	xli
Şekil 4.15: PID girişi.....	xl ii
Şekil 4.16: PID çıkışı (duty cycle)	xl ii
Şekil 5.1: PCB şematığı	xl iii
Şekil 5.2: Altium'da 2 boyutlu çizim devresi gösterimi	xl iv
Şekil 5.3: Altium'da 3 boyutlu çizim devresi gösterimi	xl v
Şekil 5.4: Bakır henüz erimemiş PCB kart taslağı.....	xl v
Şekil 5.5: Bakır eritilmiş PCB taslağı	xl vi

Şekil 5.6: 40 tur primer sargısı sarımı sonrası trafo	xlvi
Şekil 5.7: Sarımları bitmiş ve bant ile izole edilmiş trafo	xlvi
Şekil 5.8: Dizimine başlanan kart (trafo ve entegre yuvası lehimli)	xlvi
Şekil 5.9: PCB dizim süreci	l
Şekil 5.10: Dizimi ve lehim tamamlanmış PCB görünümü	li
Şekil 5.11: Tamamlanmış PCB arka yüzeyi	lii

ÖNSÖZ

Elektronikğin günlük hayatımızdaki yoğun kullanımına bağlı olarak güç elektronisinin analizi de oldukça önem kazanmıştır. Boyut, fiyat, güvenilirlik vb. birçok özelliğinden dolayı geri dönüşlü dönüştürücüler bu alanda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Geri dönüşlü dönüştürücüler basit yapı, düşük maliyet, küçük hacim, izolasyon ve kontrol kolaylığı gibi avantajlara sahiptir.

Bu tasarım için ilk olarak devre hesapları yapılmış, PSIM simulasyon uygulaması üzerinde simüle edilmiş, daha sonra MATLAB-Simulink ile PI kontrol uygulaması yapılmış, son olarak Altium Designer programı kullanılarak PCB kartı tasarlanmış ve üretilmiştir.

Çalışma süresince yol gösterici tutumu ve bilgi birikimi ile bana destek olan Ahmet Faruk BAKAN ve Erdem AKBOY, güç elektroniki temelini oluşturan ve Güç Elektroniki kitabı ile tezimi yazmama büyük katkısı olan Hacı BODUR ve çalışma boyunca beni cesaretlendiren, yardımını esirgemeyen, öğrencisi olmaktan gurur duyduğum Ali Rıfat BOYNUEĞRİ hocalarıma teşekkürü borç bilirim.

Son olarak hayatım boyunca yanımda olan, aldığım kararları her zaman destekleyen ve beni güçsüz hissettirmeyen annem Ahizer Kızıl ile canımdan çok sevdiğim kardeşlerim Kübra Kızıl ve Ebrar Tuana Kızıl'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

SümeYra KIZIL

ÖZET

Bu tezde güç elektroniği devrelerinden biri olan, geri dönüşlü tip DC-DC dönüştürücü devresi ele alınmıştır. Bu kapsamda, 237-339V RMS AC giriş gerilimi, 24 V çıkış, 100 kHz anahtarlama frekansı ve 24 W çıkış gücü için bir DCM Geri Dönüşlü dönüştürücü uygulaması tasarlanmıştır. Geri Dönüşlü dönüştürücüde, izolasyon ve enerji depolaması sağlamak için bir trafo kullanılmıştır. Primer aşamada tasarımı ve modellemeyi doğrulamak için, 50Hz'de 220V giriş AC gerilimi ve 24V çıkış DC gerilimi ve 24W çıkış gücü oranı için dönüştürücü tasarımı üzerinde çalışılmıştır. Çalışma için PSIM, Matlab-SIMULINK ve Altium Designer programları kullanılmış ve devre bu platformlarda tasarlanarak üretilmiştir.

ABSTRACT

In this study, the flyback type DC-DC converter circuit, which is one of the power electronics circuits, is discussed. In this context, a DCM Flyback converter application has been designed for 237-339V RMS AC input voltage, 24 V output, 100 kHz switching frequency and 24 W output power. In the Flyback converter, a transformer is used to provide isolation and energy storage. To validate the design and modeling in the primary stage, the converter design has studied for 220V input AC voltage at 50Hz and output DC voltage 24V and output power ratio of 24W. PSIM, Matlab-SIMULINK and Altium Designer programs were used for the study and the circuit was designed and produced on these platforms.

1. GİRİŞ

Geri dönüşlü dönüştürücüler, görece basitlikleri ve çok çıkışlı uygulamalar için yüksek performansları nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Özellikle orta düzeyde düşük güç uygulamalarında diğer dönüştürücülere kıyasla maliyet ve hacim tasarrufu sağlayabilirler. Basit olmasına rağmen, bu dönüştürücü tasarımı belirli uygulamalar için büyük avantajlar sunar. Son yıllarda yeni, daha karmaşık topolojiler ortaya çıkmıştır, ancak Geri Dönüşlü dönüştürücüler popüler bir tasarım seçimi olmaya devam etmektedir. Bu anahtarlama güç dönüştürücüler, düşük ila orta güç aralığında (yaklaşık 2W ila 100W) rekabetçi boyut, maliyet ve verimlilik oranları sağlar. Bir Geri Dönüşlü dönüştürücünün çalışması, dönüştürücünün giriş ve çıkışını izole ederken güç dönüşümüne yardımcı olan birleştirilmiş bir endüktansa dayanır. Birleştirilmiş endüktans(trafo) ayrıca çoklu çıkışları mümkün kılar, bu da Geri Dönüşlü dönüştürücülerini çok çeşitli uygulamalar için kullanılabilir hale getirir.

Verimlilik için düşük güç uygulamalarında kesintili iletim modu (DCM) kullanılır. Geri dönüşlü dönüştürücülerde, diyotun ters toparlanma kayıpları DCM ile ortadan kaldırılır. Geri Dönüşlü dönüştürücülerin led sürücüler, akü şarj sistemleri, telekomünikasyon sistemleri gibi endüstriyel sistemlerde birçok uygulaması vardır.

Geri Dönüşlü dönüştürücü, giriş ve çıkış için aynı polariteyi ve aynı toprak referansını korurken, giriş gerilimini hem yükseltebilir hem de azaltabilir. MOSFET'ler, düşük güç ve yüksek frekans anahtarlama uygulamalarında anahtarlama cihazı olarak kullanılmaktadır. MOSFET'lerin açılma ve kapanma sürelerinin diğer anahtarlama elemanlarına göre daha düşük olması, anahtarlama kayıplarını azaltmak açısından bir avantajdır. MOSFET'in yüksek frekanslı çalışması, filtre bileşenlerinin boyutunu küçültmüştür. Çalışma, sabit gerilim çıkışı için Geri Dönüşlü dönüştürücü tasarlamak üzerinedir.

2. DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

DC-DC dönüştürücüler, DC elektrik gücünü bir gerilim seviyesinden diğerine verimli bir şekilde dönüştürmek istenildiğinde kullanılan elektronik cihazlardır. AC'den farklı olarak DC, bir transformatör kullanılarak yükseltilemez veya düşürülemez. Birçok yönden, bir DC-DC dönüştürücü, bir transformatörün DC eşdeğeri. DC-DC dönüştürücülerin tipik uygulamaları, bir araba radyosunu veya cep telefonunu çalıştırmak için bir kamyon aküsünden 24V DC'nin 12V DC'ye düşürülmesi gerektiği yerlerdir; bir kişisel bilgisayar anakartındaki 5V DC'nin en son CPU yongalarından biri için 3V, 2V veya daha azına indirilmesi gerektiğinde; 240V AC gücün doğrultulmasıyla elde edilen 340V DC'nin bir PC güç kaynağının parçası olarak 5V, 12V ve diğer DC gerilimlerine düşürülmesi gerektiği veya DC-AC sinüs dalgası invertörünün bir parçası olarak 12V DC'nin 650V DC'ye yükseltilmesi gerektiği durumlardır. Tüm bu uygulamalarda, güçten mümkün olduğunca az kaybederek DC bir gerilim seviyesini diğerine değiştirmek istenir. Başka bir deyişle, dönüşümü mümkün olan en yüksek verimlilikle gerçekleştirmek gerekir. Tüm DC-DC dönüştürücüler hakkında hatırlanması gereken önemli bir nokta, bir transformatör gibi, esasen giriş enerjisini farklı bir empedans seviyesine değiştirmeleridir. Yani çıkış gerilimi seviyesi ne olursa olsun, çıkış gücünün tamamı girişten gelir; dönüştürücünün içinde üretilen enerji yoktur. Bu nedenle, bir dönüştürücüdeki temel güç akışı şu denklemle temsil edilebilir:

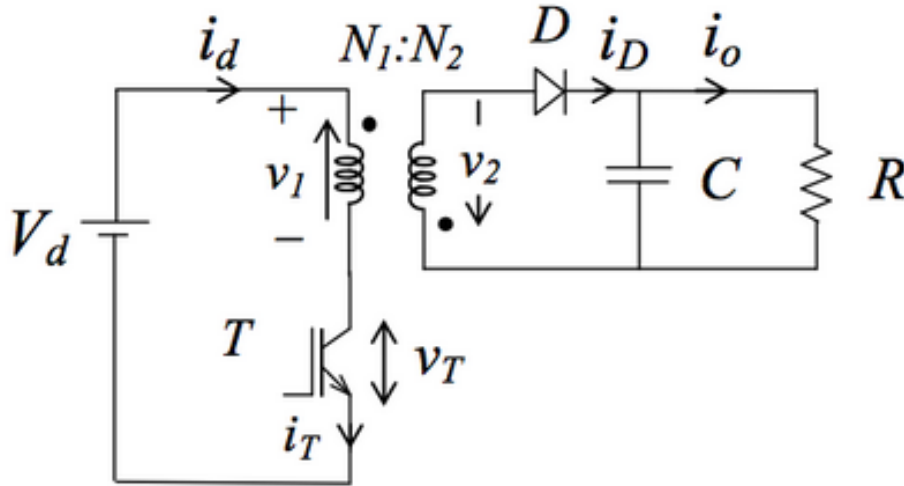
$$P_{\text{giriş}} = P_{\text{çıkış}} + P_{\text{kayıplar}}$$

burada $P_{\text{giriş}}$ dönüştürücünün beslendiği güçtür, $P_{\text{çıkış}}$, çıkış gücüdür ve $P_{\text{kayıplar}}$ dönüştürücü içinde harcanan güçtür.

2.1 Geri Dönüştümlü DC-DC Dönüştürücü

Geri Dönüştümlü tipi bir dönüştürücünün temel devresi Şekil 1'de gösterilmiştir. Birçok yönden yükseltici dönüştürücü gibi çalışır, ancak enerjiyi depolamak için tek bir indüktör yerine bir transformatör kullanır. MOSFET (T) açıldığında, primer sargı L1 üzerinden kaynaktan akım çeker ve enerji transformatörün manyetik alanında depolanır. Daha sonra T kapatıldığında, transformatör, gerilimi aniden tersine çevirerek bir 'geri

dönüş' darbesi oluşturarak L1 üzerinden akım akışını korumaya çalışır. T, çok yüksek dayanma gerilimine sahip olacak şekilde seçilmiştir. Ancak, transformatör etkisi nedeniyle, L2 sekonder sargısında daha da yüksek bir geri dönüş darbesi indüklenir. Ve burada D1 diyonu darbe sırasında iletebilir duruma gelir, yüke akım iletir ve C1 filtre kapasitörünü şarj eder. Görüldüğü gibi, geri dönüşlü dönüştürücünün anahtarlama döngüsünde yine iki farklı fazı vardır. Birinci faz sırasında T iletir ve enerji, primer sargı L1 aracılığıyla transformatör çekirdeğinde depolanır. Daha sonra ikinci aşamada T kapatıldığında, depolanan enerji sekonder sargı L2 üzerinden yüke ve C1'e aktarılır. Bir geri dönüşlü dönüştürücünün çıkış ve giriş gerilimi arasındaki oran, yalnızca L2 ve L1 arasındaki oran meselesi değildir. Bu gerilim daha sonra çıkış gerilimini düzenlemek için anahtarlama ayarlamasına izin vermek için MOSFET anahtarlama kontrol devresine geri beslenebilir.



Şekil 2.1: Temel geri dönüşlü dönüştürücü devre şeması

2.1.1. Çalışma Prensipleri

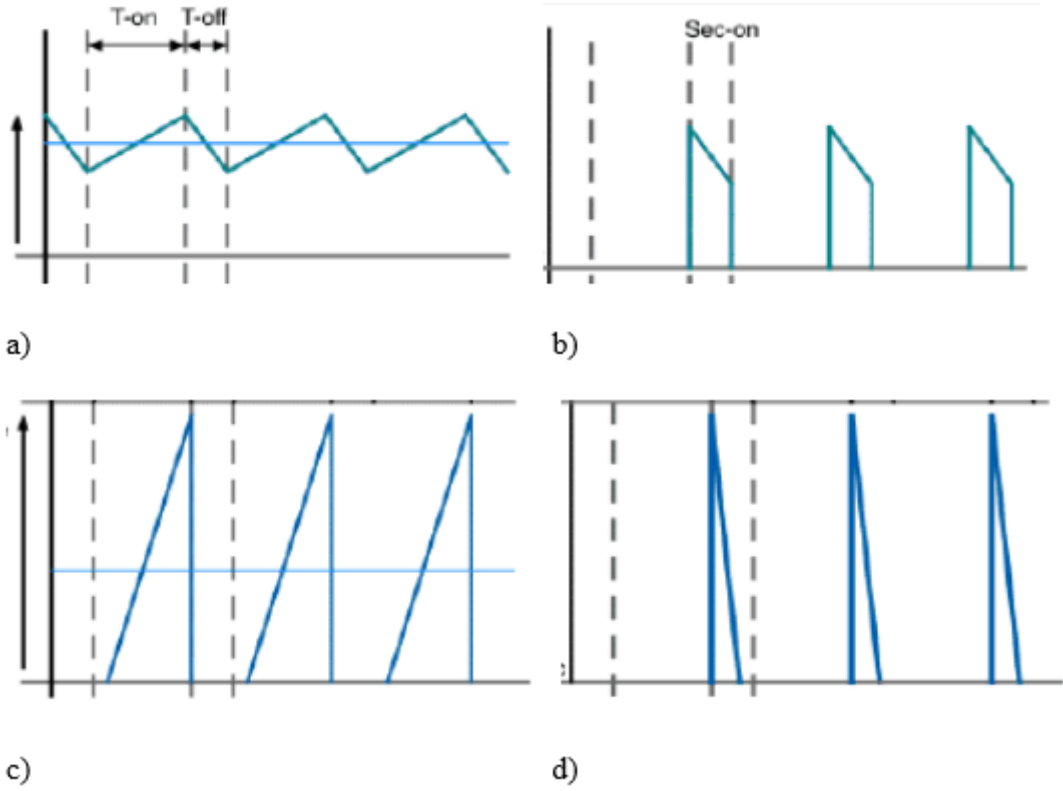
Bu çalışma, sistemde trafo kullanıldığında modellemeyi açıklamıştır ve tasarımın 150W'a kadar belirli bir uygulama için bir veya birden fazla çıkışa ihtiyaç duyulduğunda kullanılmasını sağlayabilir. Entegre devreler (IC) kullanan elektronik devreler, genellikle -18 ila +18 volt arasında değişen sabit büyüklükte standart bir DC gerilime ihtiyaç duyar. Bazı elektronik ekipmanlarda birden fazla çıkış güç kaynağına

ihtiyaç duyulabilir. Örneğin, bir Kişisel Bilgisayarda (PC) ± 5 volt ve ± 12 volt güç kaynaklarına ihtiyaç duyulabilir. Bu DC güç kaynakları genellikle standart güç kaynağından, yani 115V / 60Hz veya 220V / 50Hz AC geriliminden sağlanır. Düşük çıkış gücü uygulamaları için en çok tercih edilen dönüştürücü Geri Dönüştürücü Dönüştürücüdür, bu dönüştürücünün avantajı çıkış durumu ve giriş ana kaynağının tamamen izole olmasıdır. Dönüştürücüye verilen giriş, genellikle AC geriliminin doğrultulması ve ardından bir kapasitör filtresi ile elde edilen regüle edilmemiş DC gerilimdir. Geri Dönüştürücü dönüştürücüler, tekli veya çoklu izole çıkış gerilimleri verebilmeleri için bir transformatör kullanırlar. Geri Dönüştürücü dönüştürücü iki farklı modda çalıştırılabilir:

1. Sürekli akım modu (CCM)
2. Kesintili akım modu (DCM)

Bir Geri Dönüştürücü dönüştürücü devresi tasarımı, MOSFET'in nasıl yapılandırıldığına bağlı olarak CCM (sürekli akım modu) veya DCM (kesintili akım modu) çalışmaya sahip olabilir.

DCM'de, nüvede depolanan tüm enerji, kesim aşaması sırasında sekondere iletilir ve Q1 anahtarı tekrar açılmadan önce primer akım sıfıra düşer. CCM modunda, primerde depolanan elektrik enerjisi, sekonder boyunca tam olarak aktarılma veya indüklenme fırsatını elde etmez. Bunun nedeni, PWM kontrolöründen gelen sonraki anahtarlama darbelerinin her birinin, transformatörde depolanan enerjinin tamamını yüke aktarmadan önce MOSFET'i açık konuma getirmesidir. Bu, geri dönüş akımının her bir anahtarlama çevrimi sırasında sıfıra ulaşmasına izin verilmediği anlamına gelir. Aşağıdaki şemada iki çalışma modu arasındaki fark, transformatörün primer ve sekonderindeki akım dalga biçimleri aracılığıyla görülebilir:

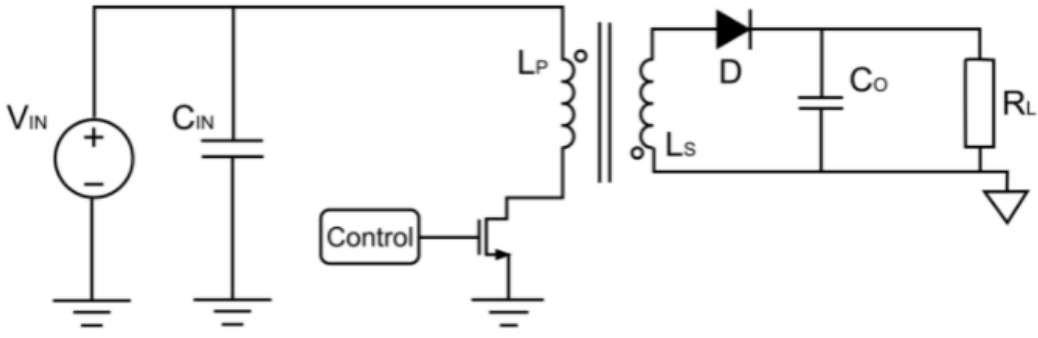


Şekil 2.2: a) CCM modda Primer akımı b) CCM modda Sekonder akımı c) DCM modda Primer akımı d)DCM modda Sekonder akımı

Yaklaşımımız, regüle edilmemiş DC gerilimine dönüştürülen ve daha sonra dönüştürücü devresini besleyen 220V AC girişi ile başlar. Geri Dönüştümlü dönüştürücü, birden fazla yalıtılmış çıkış sağlar ve bu nedenle endüstriyel uygulamalar için tercih edilen bir topolojidir.

2.2. Geri Dönüştümlü Dönüştürücünün Temel Devresi

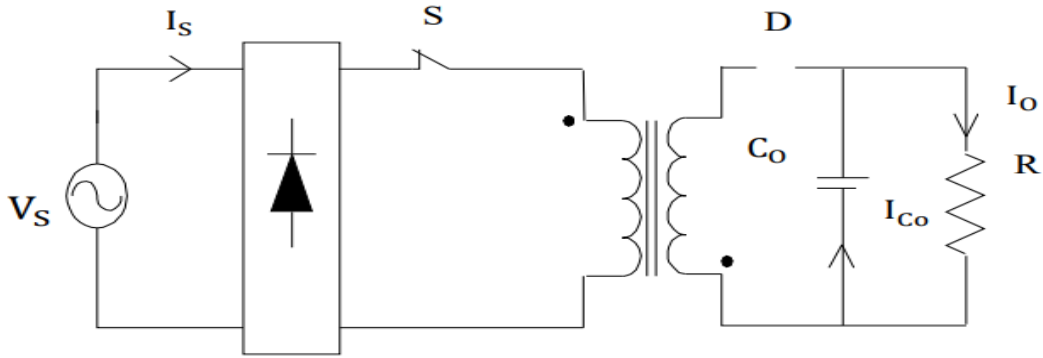
Geri Dönüştümlü dönüştürücüler, diğer anahtarlama dönüştürücü topolojilerinin çoğuyla aynı temel öğelerden oluşur, ancak bir Geri Dönüştümlü dönüştürücünün farklılaştırıcı ögesi, dönüştürücünün girişini çıkışından izole eden bir trafodur. (bkz. Şekil 2.3)



Şekil 2.3: Geri dönüşlü dönüştürücü operasyon devresi

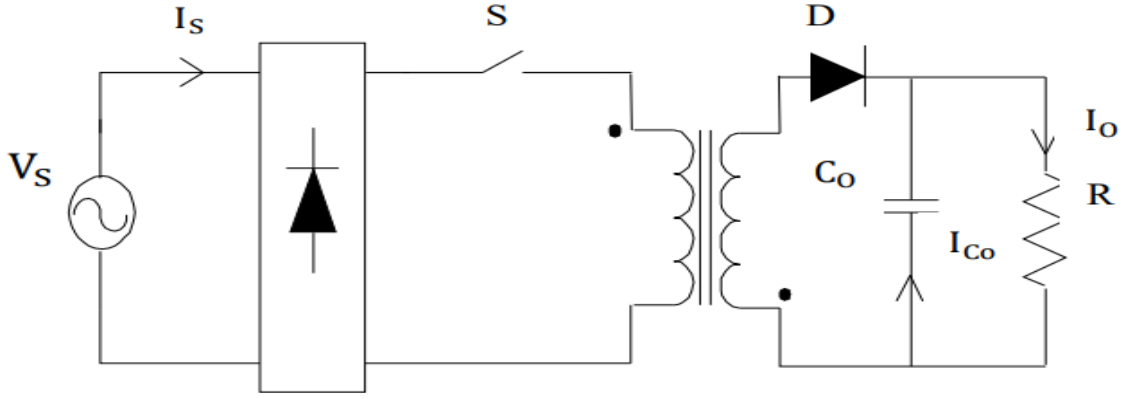
Mod 1 (Anahtar iletimde):

'S' anahtarı iletimdeyken, transformatörün primer sargısı, noktalı ucu artı tarafa bağlı olarak giriş beslemesine bağlanır. Bu sırada, sekonder sargı ile seri olarak bağlanan diyot 'D', sekonderde indüklenen gerilim nedeniyle ters kutuplanır (noktalı uç potansiyeli daha yüksektir). Böylece, 'S' anahtarının iletime girmesiyle, primer sargı akım taşıyabilir ancak sekonder sargıdaki akım, ters yönlü diyot nedeniyle engellenir. Transformatör çekirdeğinde oluşan ve sargıları birbirine bağlayan akı, tamamen primer sargı akımından kaynaklanmaktadır.



Şekil 2.4: S anahtarı iletimde

Mod 2 (Anahtar kesimde): Anahtar kesimdeyken primer akımı ve manyetik akı düşer. Sekonder gerilim pozitifdir, diyodu ileriye doğru çalıştırır ve akımın transformatörden akmasına izin verir. Transformatör çekirdeğinden gelen enerji, kapasitörü yeniden şarj eder ve yükü besler.



Şekil 2.5: S anahtarı kesimde

2.3. Geri Dönüslü Dönüştürücü Tasarım Gereksinimleri

Bir Geri Dönüslü dönüştürücüsünün tasarlanmasıyla ilgili verilmesi gereken birçok önemli tasarım kararı vardır. Dönüştürücünün tasarımı yapılırken öncelikle bazı parametrelerin belirlenmesi gerekir. Bunlar; giriş gerilimi ($V_{AC_{min}}, V_{AC_{maks}}$), şebeke frekansı (f_L), anahtarlama frekansı (f_{SW}), çıkış gerilimi (V_{out}), çıkış gücü (P_{out}), verim (η), primer akımı modu (Sürekli-Süreksiz) dalgalanma değeri (K_{RP}) ve yük faktörü (K_L)'dür.

Bu parametreler belirlendikten sonra diğer hesaplamalar yapılır. Aşağıda DCM modunda çalışacak olan devre için hesaplama bağıntıları verilmiştir:

$$V_{AC_{min}} = 237 \text{ V}$$

$$V_{AC_{maks}} = 339 \text{ V}$$

$$f_L = 50 \text{ Hz}$$

$$f_{SW} = 100 \text{ kHz}$$

$$V_{out} = 24 \text{ V}$$

$$P_{out} = 24 \text{ W}$$

$$\eta = 0.8$$

$$P_{in} = 24/0.8 = 30 \text{ W}$$

$K_{RP} = 1$ (DCM mod için)

$K_L = 1$ (Tek çıkışlı flyback için)

Adım 1: Artan kararlılığı ve daha yüksek verimliliği nedeniyle bu uygulama için kesintili iletim modu (DCM) seçilmiştir. Bu, seçimin dalgalanma faktörünün 1 olduğu anlamına gelir.

Çalışma kapsamında tasarımın tek çıkışa sahip, çıkış gerilimi 24V ve çıkış gücü 24W olmasına karar verilmiştir.

Fsw'yi (anahtarlama frekansı) uygun seçmek, genellikle trafo boyutu ve anahtarlama kaybı ile EMI sorunları açısından önemlidir. Yaygın uygulama 50kHz-100kHz arasındadır. Bu çalışmada anahtarlama frekansı 100kHz olarak seçilmiştir.

Maksimum giriş gücünü hesaplamak için ise verimlilik gereklidir. Önceden herhangi bir gereksinim belirlenmemişse, düşük maliyetli bir Geri Dönüslü dönüştürücü için uygun bir hedef olarak %75-80 seçilebilir. Ek olarak, birden fazla çıkış gerilimi söz konusuysa, Pçıkış max, her bir çıkışın toplamı olmalıdır.

Adım 2: Gömülü IC'ler kullanıldığında, genellikle tasarım daha kolay hale gelir, çünkü optimal bir Geri Dönüslü dönüştürücü tasarlamak için sadece transformatör ve birkaç harici pasif bileşenin hesaplanması yeterlidir. Giriş Kondansatörü (Cin) ve Giriş DC Gerilim aralığının hesaplanması giriş gerilimi ve güç özelliklerine bağlı olarak, DC bara kondansatörü olarak da adlandırılan Cin seçimi için standart kural aşağıdaki açıklamalardan öğrenilebilir:

Input Voltage	Capacitance	Working Voltage
115Vac	2uF/W	~200V
230Vac	1uF/W	~400V
85Vac-265Vac	2-3uF/W	>400V

Şekil 2.6: Giriş gücü (per watt) başına tavsiye edilen C(in) gerilimi

Geniş bir çalışma aralığı sağlamak için, DC bara kondansatörü için watt başına 2 uF veya daha yüksek bir değer seçilebilir, bu da bu bileşen için iyi bir kalite aralığına sahip olmayı sağlayacaktır.

Daha sonra, aşağıdaki denklemi çözerek elde edilebilecek minimum DC giriş geriliminin belirlenmesi gerekir:

$$2.1. \quad VDC_{min} = \sqrt{2 \times Vac^2 - \frac{Pin_{max} \times (1 - d_{charge})}{C_{in} \times f_{line}}}$$

$$2.2. \quad V_{DCMIN} = \sqrt{2 \times 175^2 - \frac{30 \times (1 - 0.2)}{100 \times 10^{-6} \times 50}} = 237 V$$

dcharge, DC bara kapasitör doluluk oranıdır, tipik olarak 0,2 civarındadır.

Şekil 7, DC bara kapasitör gerilimini gösterir. Minimum DC giriş gerilimi, maksimum çıkış gücünde ve minimum AC giriş geriliminde meydana gelirken, maksimum DC giriş gerilimi, minimum giriş gücünde (yüksüz) ve maksimum AC giriş geriliminde meydana gelir. Maksimum DC giriş gerilimi, kondansatör tepe yükü AC giriş geriliminin tepe noktasına kadar yüksüz durumdayken bulunabilir ve şu şekilde verilir:

$$2.3. \quad VDC_{max} = VAC_{max} * \sqrt{2}$$

$$2.4. \quad VDC_{max} = 240 * \sqrt{2} = 339 V$$

Adım 3: Geri dönüş yansıyan gerilime (VR) ve maksimum VDS MOSFET gerilim stresine karar vermek: Yansıyan gerilim VR, MOSFET anahtarı kapatıldığında primer sargıdaki gerilimdir. Bu aynı zamanda MOSFET'in maksimum VDS derecesini de etkiler. Maksimum Vdrain-source gerilimi şu şekilde hesaplanır:

$$2.5. \quad V_{DSMAKS} = V_{DCMAKS} + V_R + V_{SPIKE}$$

$$2.6. \quad V_{DSMAKS} = 339V + 75 + 3xV_{DSMAKS}/10$$

$$V_{DSMAKS} = 592 V$$

Vspike, transformatörün kaçak endüktansının neden olduğu gerilim yükselmesidir. Başlangıç noktası olarak Vspike'in VDSmax'ın %30'u olduğunu varsayalım. Aşağıdaki tablo, 650V ve 800V'luk MOSFET için önerilen yansıyan gerilimi listelemektedir. Başlangıç noktası olarak, geniş bir giriş gerilim aralığı için VR'yi 100V'un altında sınırlayalım:

	VDS max	VR
Wide range AC Input: 85Vac-264Vac	650V	60V-100V
Input from High voltage DC : 400VDC	800V	80V-200V

Şekil 2.8: VR değeri önerisi

Daha yüksek trafo dönüş oranı sayesinde VR'yi çok yüksek ayarlamak, daha yüksek VDSmax, ancak sekonder diyot üzerinde daha düşük gerilim stresi anlamına gelir. VR'yi daha düşük dönüş oranıyla çok düşük ayarlarken, VDSmax'ı düşürür, ancak trafo dönüş oranı için gerekli ayarlamaları göz önünde bulundurarak sekonder diyot stresini artırırız. Maliyetin yanı sıra, daha yüksek bir VDSmax, daha düşük diyot stresi ve daha düşük primer sargı akım stresi anlamına gelir.

Dmax'ı Vyansıma ve Vin min'e göre belirlemek: Maksimum doluluk oranı(Dmax):

$$2.7. \quad D_{maks} = \frac{V_R}{V_{DC}+V_R} \quad \text{ile hesaplanır.}$$

$$2.8. \quad D_{MAKS} = \frac{85}{237+85} = 0.26$$

Adım 4: Primer endüktansı ve primer tepe akımını hesaplamak: Primer tepe akımı, aşağıdaki denklemler kullanılarak bulunabilir:

$$2.9. \quad Pin_{max} = \frac{Pout_{max}}{n}$$

$$2.10. \quad I_p = \frac{2xPin_{max}}{VDC_{min}xDmax}$$

$$2.11. \quad Pin_{max} = \frac{24}{0.8} = 30 \text{ Watt}$$

$$2.12. \quad I_p = \frac{2x30}{237x0.26} = 0.98A$$

Primer endüktans daha sonra maksimum doluluk oranı limiti içinde tasarlanmalıdır:

$$2.13. \quad Lpri_{max} = \frac{VDC_{min}xDmax}{I_{pri}xfsw}$$

$$2.14. \quad Lpri_{max} = \frac{VDC_{min}xDmax}{I_{pri}xfsw}$$

$$2.15. \quad Lpri_{max} = \frac{237x0.26}{0.98x100000} = 628.77 \mu H$$

Geri Dönüştürücü'nün herhangi bir yükleme koşulunda CCM çalışmasına girmemesini sağlamak için, Poutmax hesaplanırken maksimum gücün dikkate alındığından emin olmak gerekir.

ADIM 5: Uygun nüve tipi ve boyutunun seçilmesi: İlk defa nüve tipi ve geometrisinin seçilmesi oldukça zordur ve genellikle dikkate alınması gereken birçok faktör ve değişken içerir. Göz önünde bulundurulması gereken bu değişkenler arasında çekirdek geometrisi (ör. EE çekirdeği/RM çekirdeği/PQ çekirdeği vb.), çekirdek boyutu (ör. EE19, RM8 PQ20 vb.) ve çekirdek malzemesi (ör. 3C96, TP4, 3F3 vb.) bulunur. Doğru nüve boyutunu seçme konusunda daha önce bir referans yoksa, başlamak için en iyi yol, nüve seçim kılavuzuna başvurmaktır. Aşağıda, çıkış gücüne göre DCM Geri Dönüştürücü için yaygın olarak kullanılan bazı çekirdek boyutları verilmiştir:

Pout Range	Core Area, Ae (mm ²)	Core Size
0-10W	5	EE8.8/4.1/2
	10.1	EE13/6/3
	12.4	EE13/7/4
	20.1	EE16/8/5
10-15W	22.6	EE19/8/5
15-30W	32	EE20/10/6
30-50W	52	EE25/13/7

Şekil 2.9: Kullanılan çekirdek boyutları

Nüve boyutunu seçtikten sonra, ilgili nüvenin veri sayfasından doğru bobin de seçilebilir. Pin sayısı, açık delik veya yüzey montajı ve yatay veya dikey yönlendirmeyi göz önünde bulundurarak bobin seçilebilir. Nüve malzemeler, çalışma frekansı, manyetik akı yoğunluğu ve çekirdek kayıpları dikkate alınarak seçilir. Nüve malzeme adı, nüve üreticisine bağlı olarak değişir, başlamak için uygun bir çekirdek malzemesi 3F3, 3C96 veya TP4A'dır.

Minimum primer sargıların belirlenmesi: Primer üzerindeki minimum sargı sayısı, manyetik nüve alanının ve seçilen malzeme için izin verilen çalışma akı yoğunluğunun bir fonksiyonudur:

$$N_p = \frac{L_{pri} \times I_{pri}}{B_{max} \times A_e}$$

B_{max} maksimum akı yoğunluğu, L_p primer endüktanstır, I_p primer tepe akımıdır ve A_e, seçilen nüve tipinin kesit alanıdır.

B_{max}'ın, nüvenin veri sayfasında verilen doymuş akı yoğunluğunu (B_{sat}) aşmaması önemlidir. Ferrit çekirdeğin B_{sat}'ı, nüve malzemesine ve sıcaklığa bağlı olarak değişir, ancak çoğu, 400mT'ye yakın bir B_{sat} derecesine sahiptir. Başka referans verisi yoksa B_{max}= 300mT kullanılır. Daha yüksek B_{max}, daha düşük iletim ve daha yüksek çekirdek kaybı için daha düşük sayıda primer dönüşü izin verir. Optimize edilmiş tasarım için hem çekirdek kaybının hem de bakır kaybının toplamı karşılıklı olarak en aza indirilmelidir. Bu genellikle çekirdek kaybının bakır kaybına eşit olduğu noktanın yakınında meydana gelir.

ADIM 6: Sekonder çıkış (Ns) ve diğer sargılar (Naux) için sarım sayısını belirlemek: Sekonder sargıları elde etmek için önce dönüş oranı belirlenir, n:

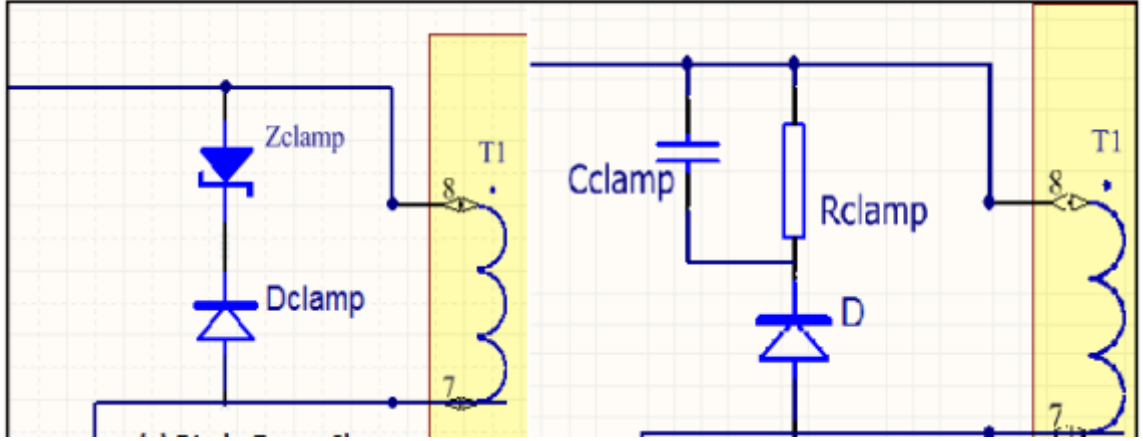
$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad n = \frac{VR}{V_{out} + VD}$$

Burada: Np ve Ns sırasıyla primer ve sekonder sarımlardır, Vout çıkış gerilimidir ve VD sekonder diyot gerilim düşüşüdür, düşük ila orta akımda schottky diyot için tipik olarak 0,5V. VCC beslemesi için yardımcı sargı gibi ilave sayıda sarımlar için sarım sayısı aşağıdaki gibi hesaplanabilir; Vaux'un Geri Dönüslü sargısı olduğu düşünüldüğünde, VDaux bu sargıdaki diyot gerilim düşüşüdür.

$$N_{aux} = \frac{V_{aux} + VD_{aux}}{V_{out} + VD}$$

Çoğu Geri Dönüslü devresi, IC'yi beslemek için bir yardımcı sargıya ihtiyaç duyar. Yardımcı sargı sayısına karar vermek için veri sayfasında belirtildiği gibi başlangıç VCC beslemesi kullanılabilir.

Adım 7: Primer clamp devresini tasarlamak: Kesim sırasında, MOSFET'te trafonun kaçak endüktansından dolayı yüksek gerilim yükselmesi görülür. MOSFET'teki bu aşırı gerilim yükselmesi arızalanmaya neden olabilir. Primer sargıya yerleştirilmiş bir clamp devresi, bu kaçak endüktansın neden olduğu gerilim artışını güvenli bir değerle sınırlamaya yardımcı olur. Şekilde gösterildiği gibi kullanılabilecek iki tip clamp devresi vardır. Bunlar RCD clamp ve Diyot-Zener clamptır. En kolay yol, bir diyot ve yüksek gerilimli zener veya TVS (geçici gerilim baskılayıcı) diyottan oluşan bir Zener clamp devresi kullanmaktır. Zener diyonu, kaçak enerji Zener diyotunda tamamen dağılana kadar gerilim artışını etkili bir şekilde keser. Bu devreyi kullanmanın avantajı, yalnızca birleşik VR ve Vspike, arıza geriliminden daha büyük olduğunda kenetlenmesidir. Ani yükselmenin nispeten düşük olduğu düşük hat ve daha hafif yüklerde, Zener hiç kenetlenmeyebilir, bu nedenle clampta güç kaybı olmaz.



Şekil 2.10: Diyot- zener clamp , RCD clamp

Zener/TVS diyot derecesi, yansıyan voltaj VR'nin iki katı olacak şekilde seçilir. Diyot, maksimum DC bara geriliminden daha yüksek gerilim derecesine sahip ultra hızlı tip olmalıdır. RCD tipi sadece gerilim seviyesini sıkıştırmakla kalmaz, aynı zamanda MOSFET dv/dt 'yi yavaşlatır. Direnç elemanı, maksimum gerilim artışını sınırlamada çok önemlidir. Daha düşük bir Rclamp, Vspike'ı düşürmeye yardımcı olur, ancak güç tüketimini artırır. Öte yandan, daha yüksek bir Rclamp değeri güç kaybını azaltır ancak daha yüksek Vspike'a yol açar. Rclamp şu şekilde belirlenebilir:

$$R_{clamp} = \frac{4 \times VR^2}{L_{leak} \times I_p^2 \times f_{sw}}$$

Lleak, sekonder sargıları kısaltarak ölçüm yoluyla belirlenebilen transformatörün kaçak endüktansdır. Bu bilinmiyorsa, Lleak'in primer endüktansın %2-4'ü civarında olduğu varsayılabilir. Kondansatör Clampı, kaçak enerjiyi emerken gerilim artışını sınırlayacak kadar büyük olmalıdır. Clamp değeri 100pF-4.7nF aralığında olabilir. Rclamp, kondansatörü anahtarlama döngüsünün ilk değerine geri boşaltacaktır.

ADIM 10: Çıkış Doğrultucu Diyot Seçimi: Çıkış diyonu, VRRM'si (maksimum ters gerilim) VRVdiyot'tan en az %30 ve IF (orta ileri akım) IsecRMS'den en az %50 yüksek olacak şekilde seçilebilir. Daha düşük iletim kayıpları için sekonder çıkışta schottky diyot kullanılır. DCM modu için geri dönüş tepe akımı yüksektir ve ileri gerilimi düşük tutmak, verimlilik hedefine bağlı olarak nispeten yüksek akım diyonu gibi görünen bir şey kullanmayı gerektirebilir.

$$VRV_{diode} = V_{out} + V_{DCmax} \times \frac{N_s}{N_p}$$

$$I_{sec_{RMS}} = I_{sec_{pk}} \times \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3}}$$

ADIM 11: Çıkış Kapasitör Seçimi: Geri Dönüştürücü için doğru çıkış kapasitörü seçimi son derece önemlidir. Bunun nedeni, Geri Dönüştürücü dönüştürücülerinin doğrultucu ve çıkış kapasitörü arasında endüktif enerji depolaması olmamasıdır. Çıkış kapasitörü şu 3 önemli parametreyi karşılayacak şekilde seçilmelidir: kapasitans, ESR (eşdeğer seri direnç) ve RMS akım değeri. Minimum çıkış kapasitansının belirlenmesi, izin verilen maksimum tepeden tepeye çıkış dalgalanma geriliminin bir fonksiyonudur:

$$C_{out_{min}} = \frac{I_{out_{max}} \times N_{cp}}{f_{sw} \times V_{out_ripple}}$$

Burada: N_{cp} , doluluk oranının maksimum değerden minimum değere düşürmek için kontrol döngüsü tarafından ihtiyaç duyulan clock oranlarının sayısıdır. Bu genellikle yaklaşık 10-20 geçiş periyodu sürer. I_{out} , maksimum çıkış akımıdır.

Yüksek anahtarlama frekansı göz önüne alındığında, bir Geri Dönüştürücü için yüksek sekonder tepe akımı, çıkış kapasitörünün eşdeğer seri direnci (ESR) boyunca karşılık gelen bir dalgalanma gerilimi üretecektir. Kondansatör, kondansatör için termal bir sınırlama olan ESR_{max} 'ı veya kapasitörün izin verilen dalgalı akım kapasitesini aşmayacak şekilde seçilmelidir. Son seçim, gerçek çıkış gerilimi ve akımı oranına bağlı olarak gerekli gerilim derecesini ve dalgalı akım kapasitesini daha fazla yansıtabilir.

$$ESR_{max} < \frac{\Delta V_{out}}{I_{sec_{pk}}}$$

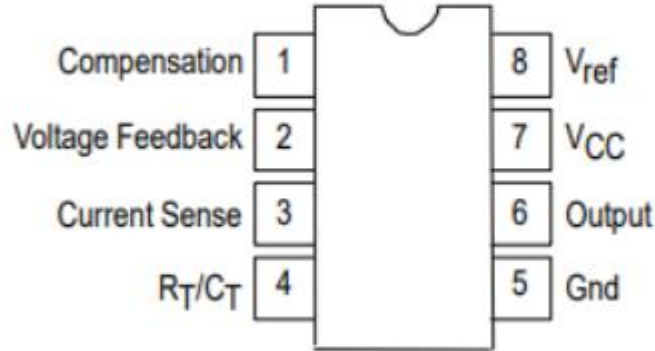
Not: Daha düşük ESR değerine sahip tek bir kapasitör kullanmak, istenen çıkış dalgalanma gerilimini karşılayabilir. Tutarlı bir çıkış dalgalanma gerilimi performansı

elde etmek için özellikle DCM modunda çalışırken daha yüksek tepe akımları için küçük bir LC filtresi de önerilir.

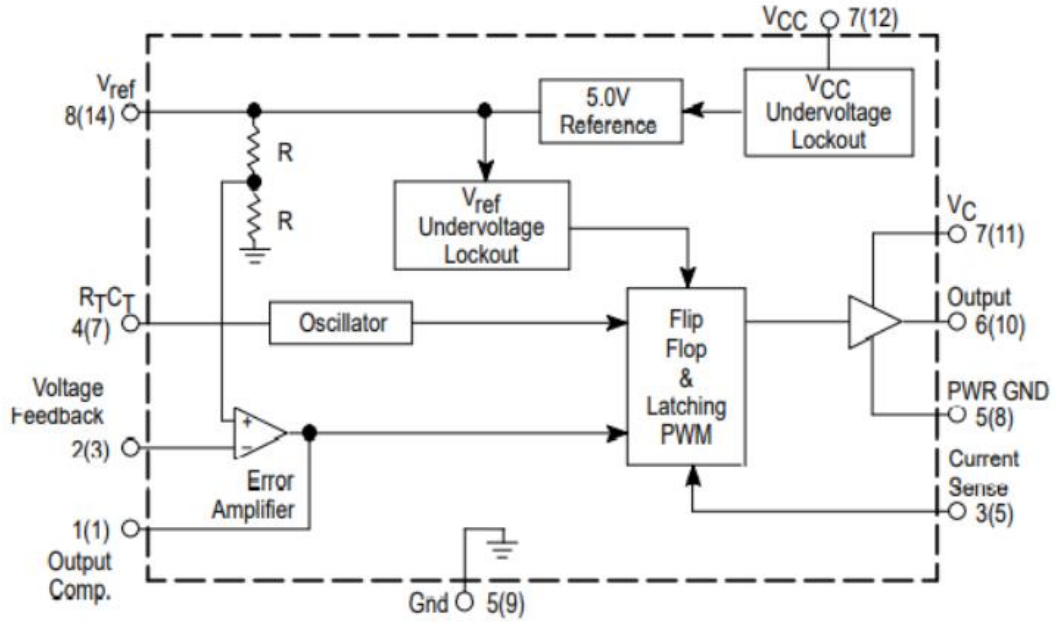
3. ENTEGRE KULLANILARAK YAPILAN KONTROL DEVRESİNİN TASARIMI

Tüm bu girdiler göz önüne alındığında, ilk gereksinimlerin tümünü karşılayan bir denetleyici IC seçilmelidir. Bu çalışma için UCX84X serisinden UC3845 PWM kontrolcüsü kullanılmasına karar verilmiştir.

Bu entegrenin seçilmesinin sebebi; DC-DC Dönüştürücü topolojileri için optimize edilmiş bir entegredir, düşük start-up akımı, darbe akımı sınırlaması, düşük gerilim altında kilitleme, ve 500kHz değerine kadar çalışabilme özelliğine sahip olmasıdır. Akım kontrollü olarak üretilen bu entegre 8 bacaklıdır. Start-up gerilimi 16V ve maksimum duty cycle değeri 0.5'dir. Ayrıca entegre besleme gerilimi 10V altına düştüğünde entegre işlevini kaybetmekte ve kendini kilitlemektedir. Pin bağlantıları aşağıda verilmiştir.

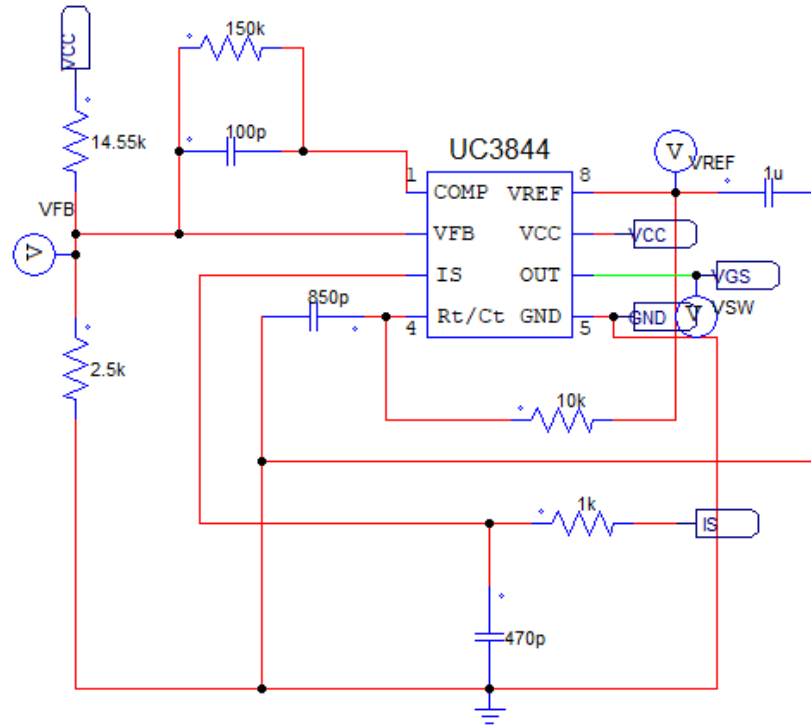


Şekil 3.1: UC3845 Pin Bağlantıları



Şekil 3.2: UC3845 blok diyagramı

UC3845 entegresi kullanılarak tasarlanan devrede öncelikle start-up anında entegrenin çalışması için gereken gerilim C_{in} çıkışındaki DC baradan sağlanmaktadır. Bu DC baraya bağlanan 50 kohm-150 kohm arasındaki direnç üzerinden geçen miliamperler seviyesindeki akım sayesinde aux sargısı çıkışındaki kapasite şarj olacak ve gerilim 16V değerine ulaştığında entegre devreye girecek ve bundan sonra entegrenin beslenmesi ve feedback, aux sargısı üzerinden yapılacaktır. 80 primer sargı, 13 sekonder sargı ve 9 aux sargısından oluşan transformatör bu tasarım için seçilmiştir.



Şekil 3.3: PSIM üzerinde entegre çalışma devresi

3.1. Entegre Kullanılarak Yapılan Kapalı Çevrim Simülasyonu

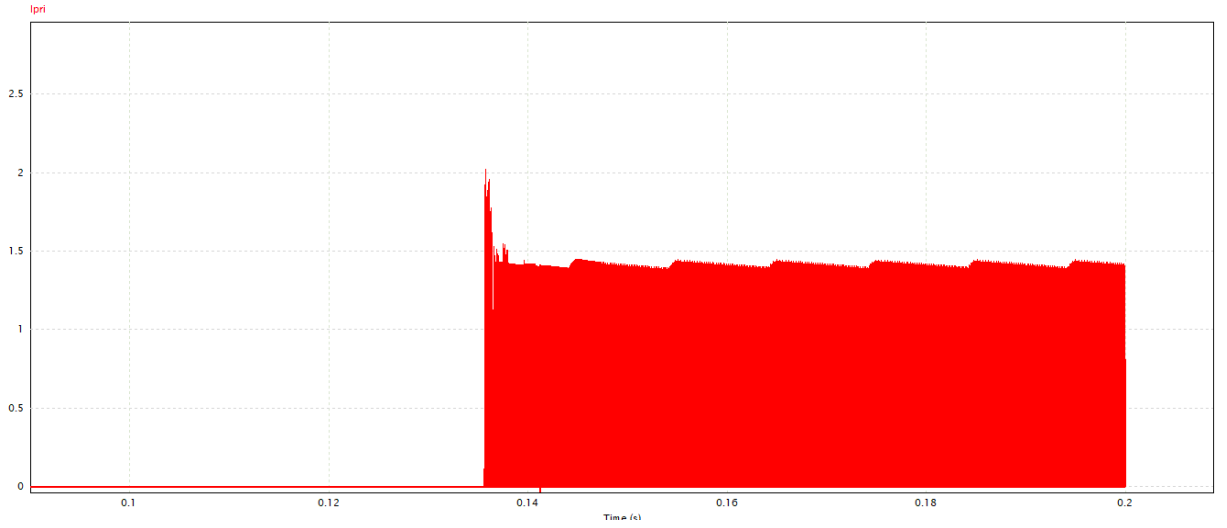
3.2. Entegre Kullanılarak Yapılan Simülasyon Analizi

Tasarlananan devrenin simülasyonu PSIM ortamında gerçekleşmiş ve entegre için PSIM PWM-IC kütüphanesinden yararlanılmıştır.

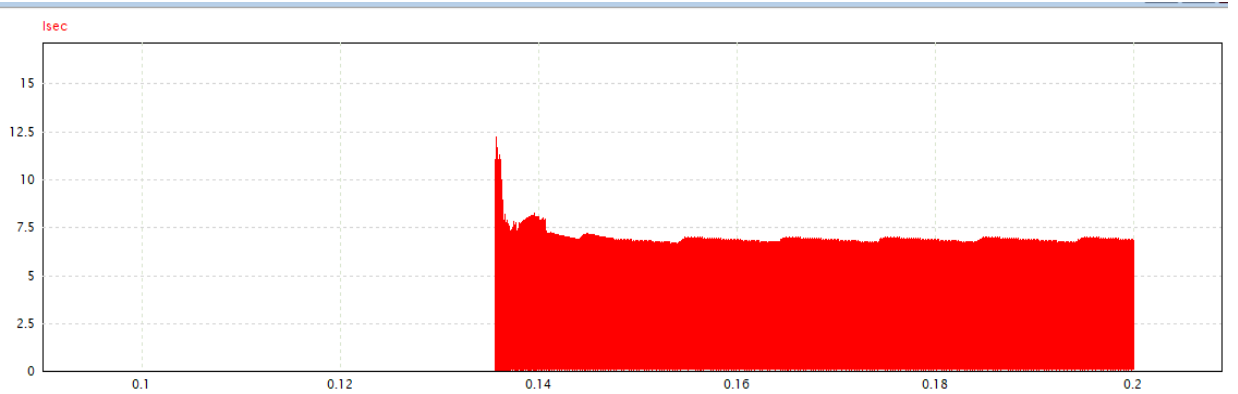
Devrenin tasarımı DCM mod çalışmaya uygun olarak yapılmış ve sonuçlar da bu doğrultuda elde edilmiştir.

3.2.1. Primer ve Sekonder Akımları

a)



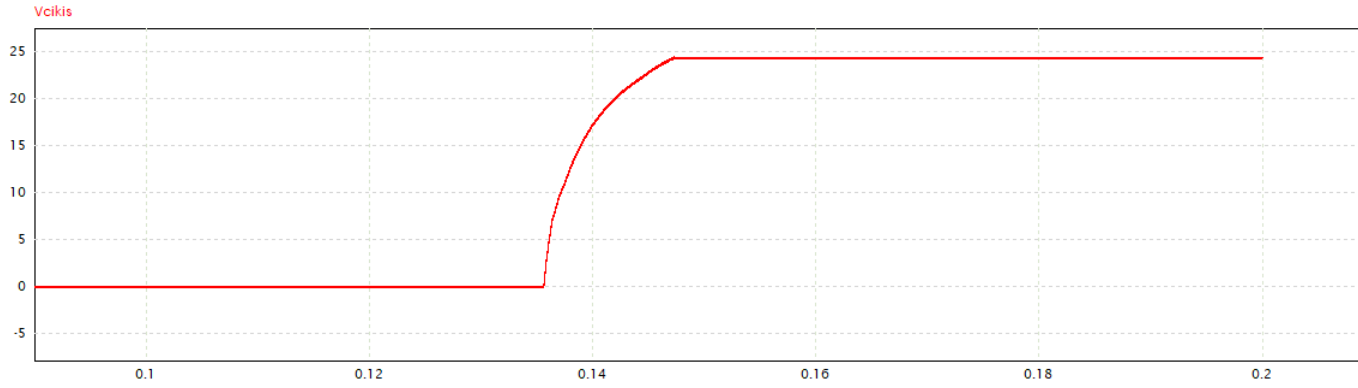
b)



Şekil 3.5: a) Primer akımı b) Sekonder akımı

3.2.2. Çıkış Gerilimi

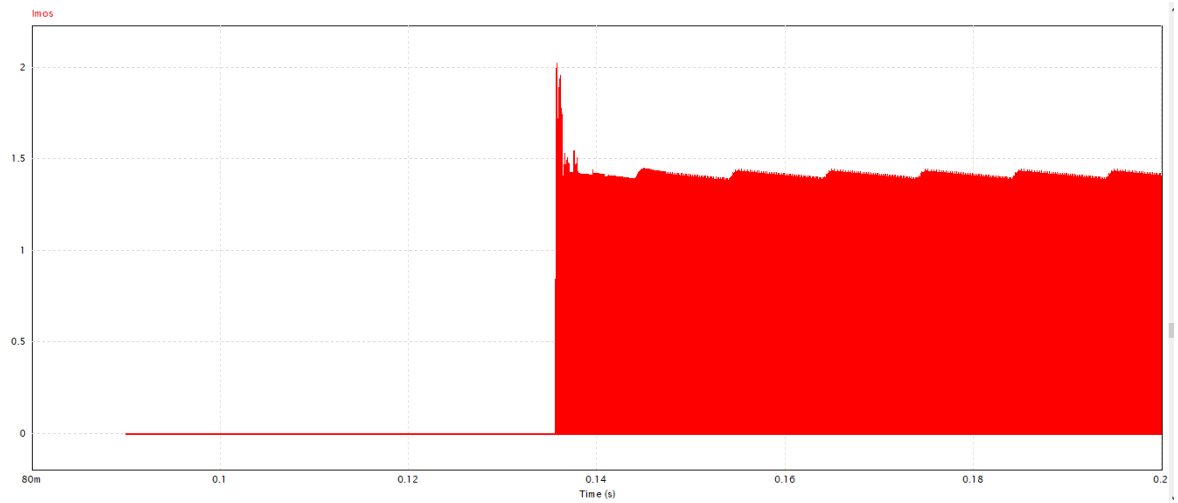
Başlangıç anında sekonder gerilimi bir müddet sıfırda kalmaktadır. Bunun sebebi DC bara üzerinden kondansatörün şarj olması ve 16 V değerine ulaştıktan sonra entegrenin çalışmaya başlamasından kaynaklıdır. Bu sürenin uzunluğu kondansatör ve akım değeri ile değiştirilebilir.



Şekil 1.6: Çıkış gerilimi

3.2.3. MOSFET (IDS) Akımı

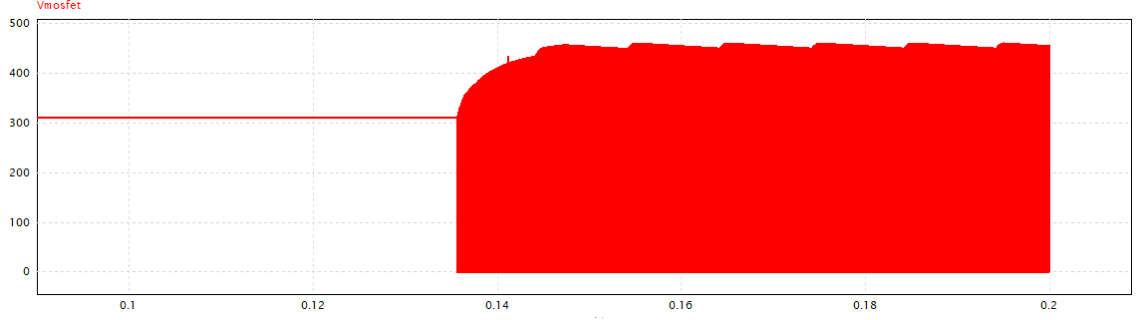
MOSFET akım değeri primer akımı ile aynıdır ve simülasyon sonucu hesaplanan değerlere uygun sonuçlar vermektedir.



Şekil 3.7: Mosfet akımı

3.2.4. MOSFET Gerilimi

MOSFET üzerinde oluşan gerilim değerleri, kaçak endüktanslardan kaynaklı spikeler ve yansıyan gerilimin etkisi olarak karşımıza çıkmaktadır ve simülasyon sonuçları hesaplanan değerler ile uyuşmaktadır.

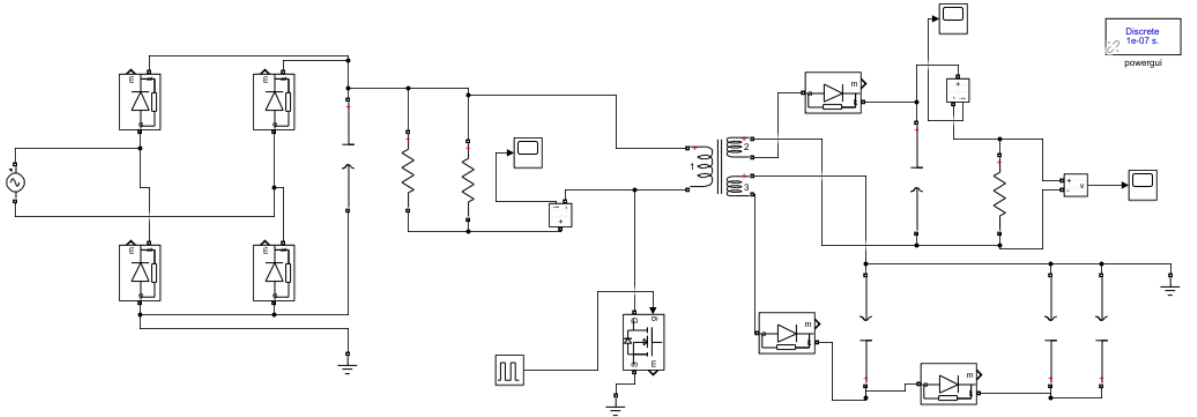


Şekil 3.8: Mosfet gerilimi

4. SIMULINK İLE YAPILAN KONTROL DEVRESİNİN TASARIMI

İlk olarak açık çevrim kontrollü devre tasarlanmıştır.

4.1. Açık Çevrim Kontrolü



Şekil 4.1: SIMULINK programında açık çevrim modunda geri dönüşlü dönüştürücü devresi

Açık çevrim kontrolü için Geri dönüşlü dönüştürücünün simülasyonu yukarıda verilmiştir. MATLAB simülasyon şeması gösterilmiştir ve tasarım denklemleri, sabit durum koşulları altında sabit giriş gerilimi ve sabit yük varsaydığından, giriş gerilimindeki değişiklik, çıktıda dalgalanmaya neden olacaktır.

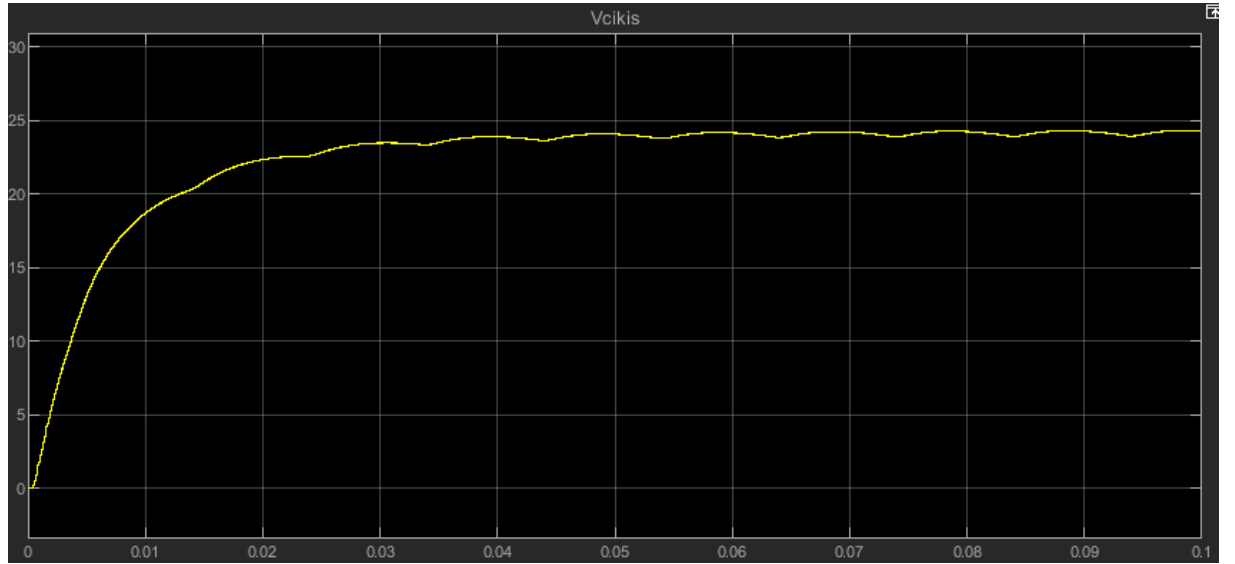
4.1.1. Açık Çevrim Modu İçin Geri Dönüşlü Dönüştürücü Simülasyon Devresi

Matlab – SIMULINK’e açık çevrim olarak simülasyon devresi kurulduktan sonra girişe şebeke gerilimi, 1 faz köprü doğrultucu, 100uF giriş kondansatörü, $L_m = 1000 \mu H$ değerinde endüktans değeri devreye işlenir. Trafo içerisindeki R_p primer iç direnç, R_s sekonder iç direnç değerleri $1 m\Omega$ olarak girilmiştir. Anahtarlama elemanı olarak MOSFET seçilmiş ve MOSFET’i sürmek için Pulse Generator bloğu kullanılmış, frekansı 100 kHz olarak girilmiştir. V_o gerilimi 24 V değerindedir. Sonuç grafikleri aşağıda görülmektedir.

4.1.2. Açık Çevrim Simülasyon Analizi

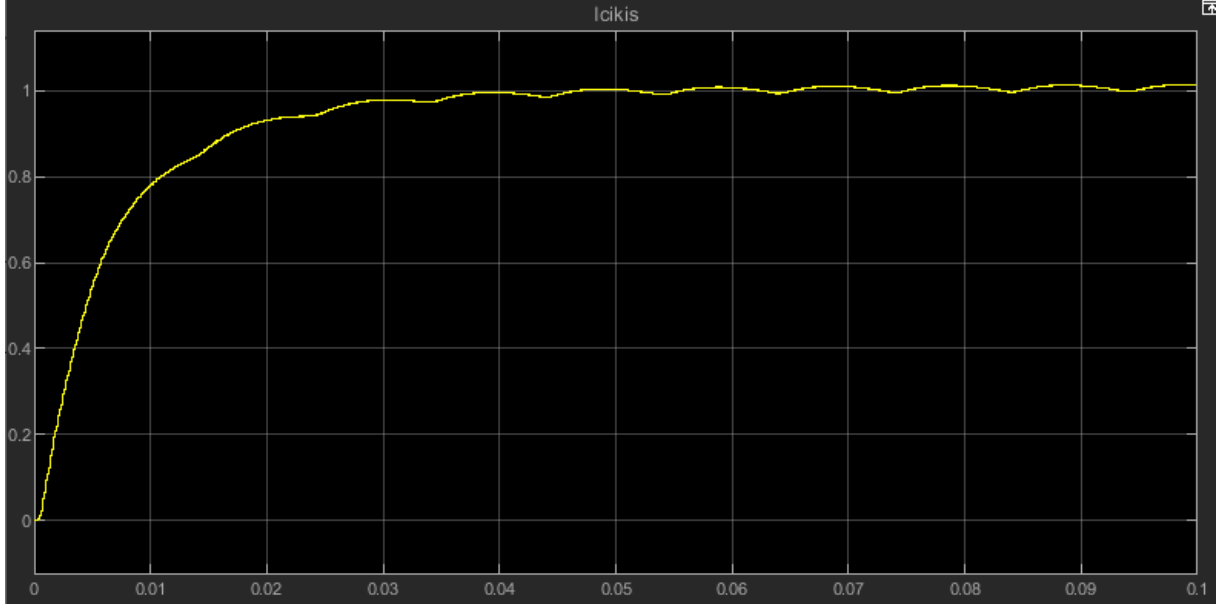
Önce açık çevrim simülasyonu analiz edilmiştir.

4.1.2.1. Çıkış gerilimi



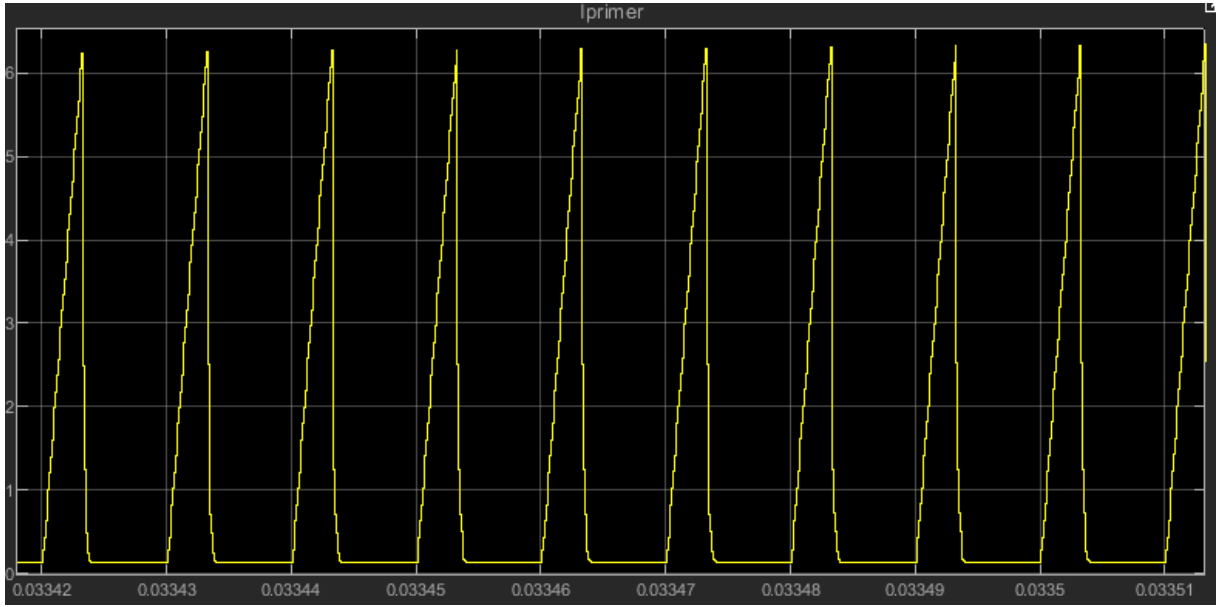
Şekil 4.2: Açık çevrim modunda çıkış gerilimi

4.1.2.2. Çıkış akımı



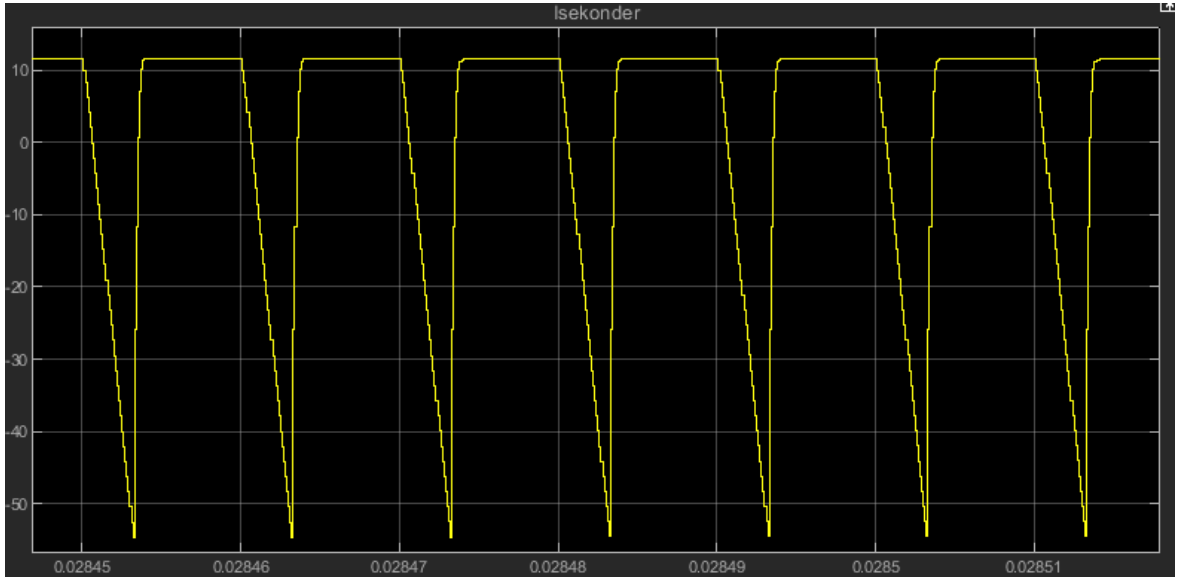
Şekil 4.3: Açık çevrim modunda çıkış akımı

4.1.2.3. Primer akımı



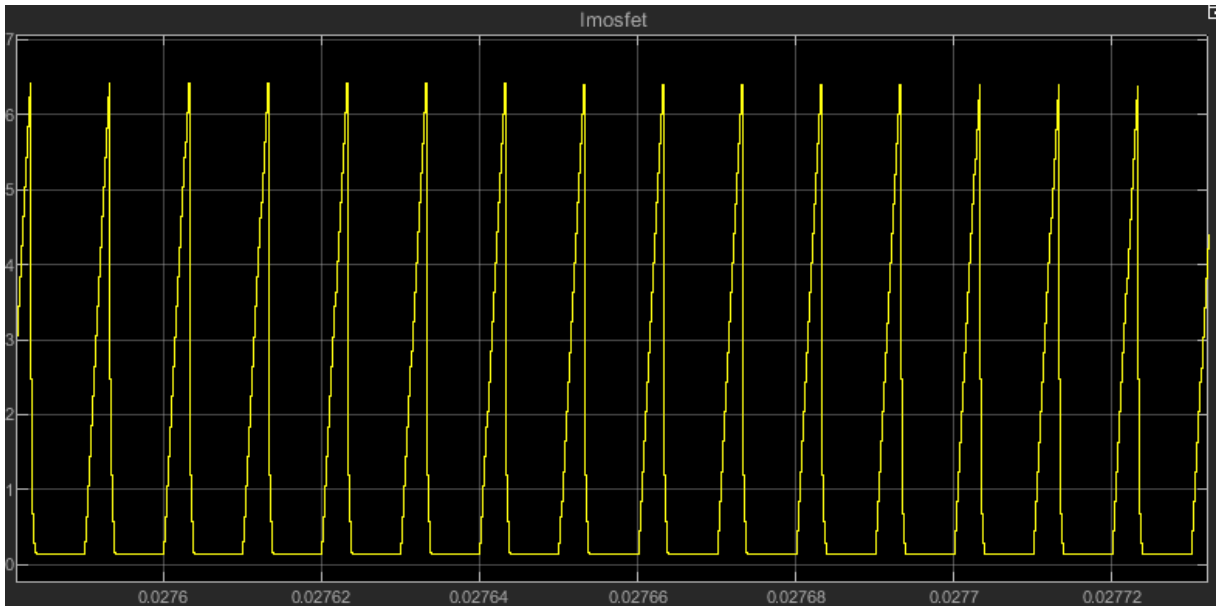
Şekil 4.4: Açık çevrim modunda primer akımı

4.1.2.4. Sekonder Akımı



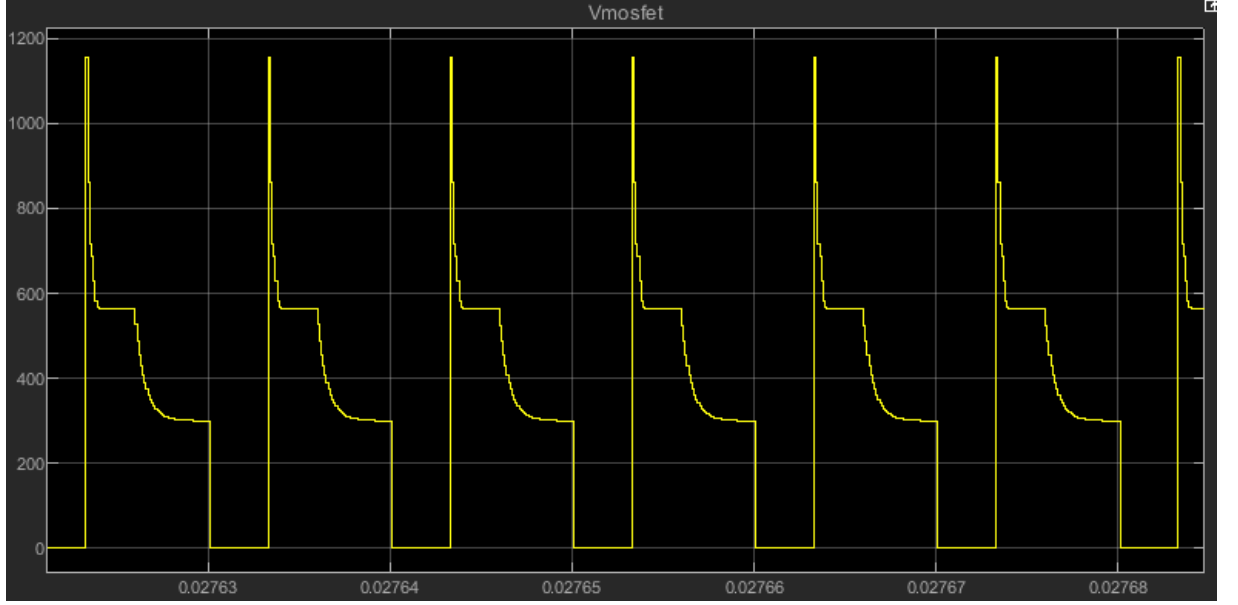
Şekil 4.5: Açık çevrim modunda sekonder akımı

4.1.2.5. MOSFET Akımı



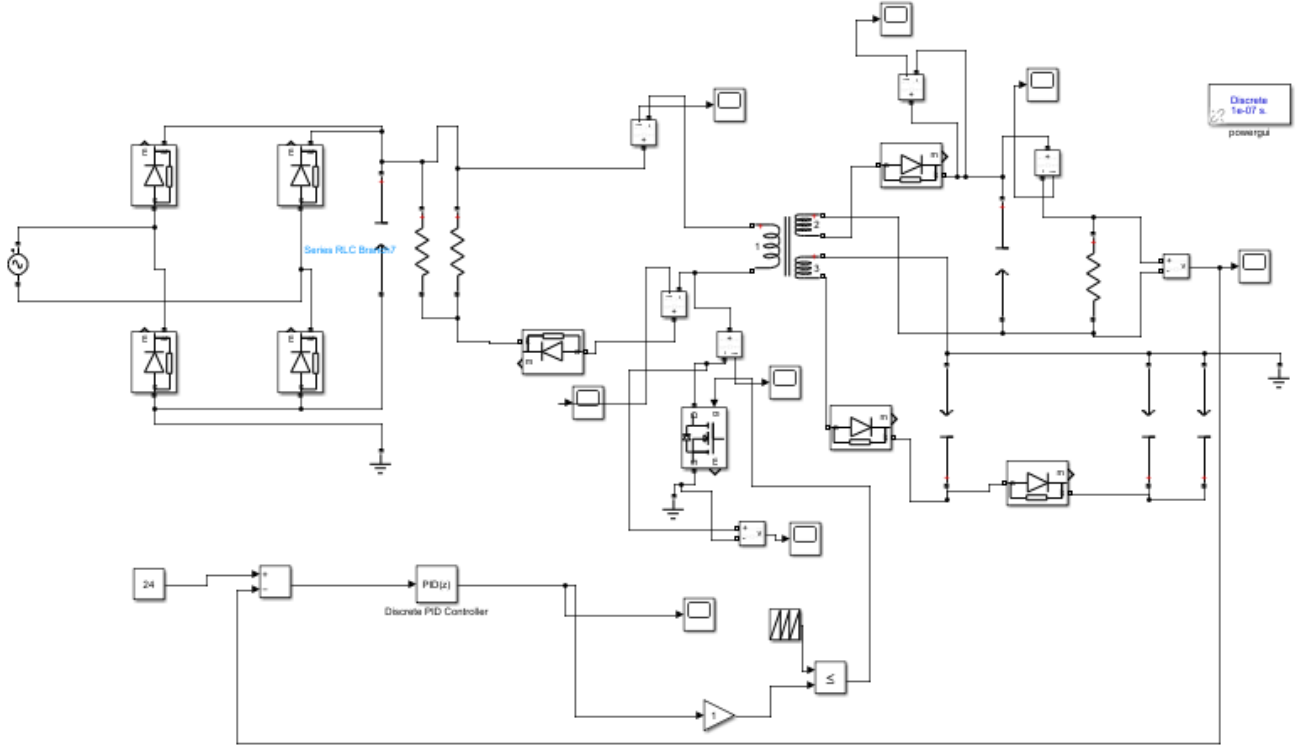
Şekil 4.6: Açık çevrim modunda mosfet akımı

4.1.2.6. MOSFET Gerilimi



Şekil 4.7: Açık çevrim modunda mosfet gerilimi

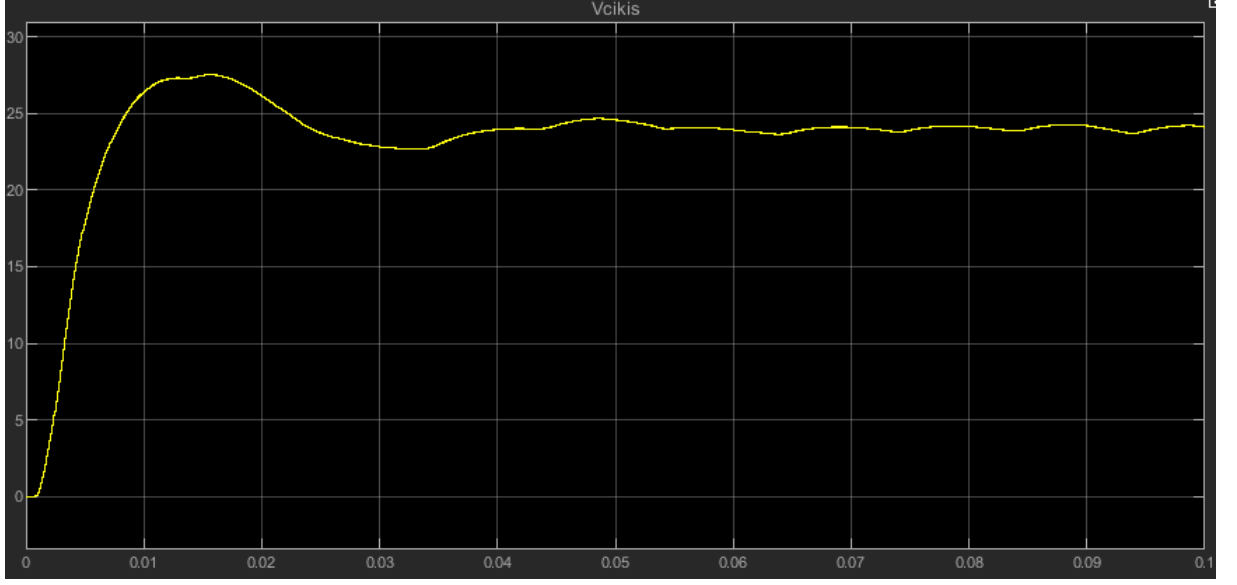
4.2. MATLAB – SIMULINK Yazılımında Yapılan Kapalı Çevrim Simülasyonu



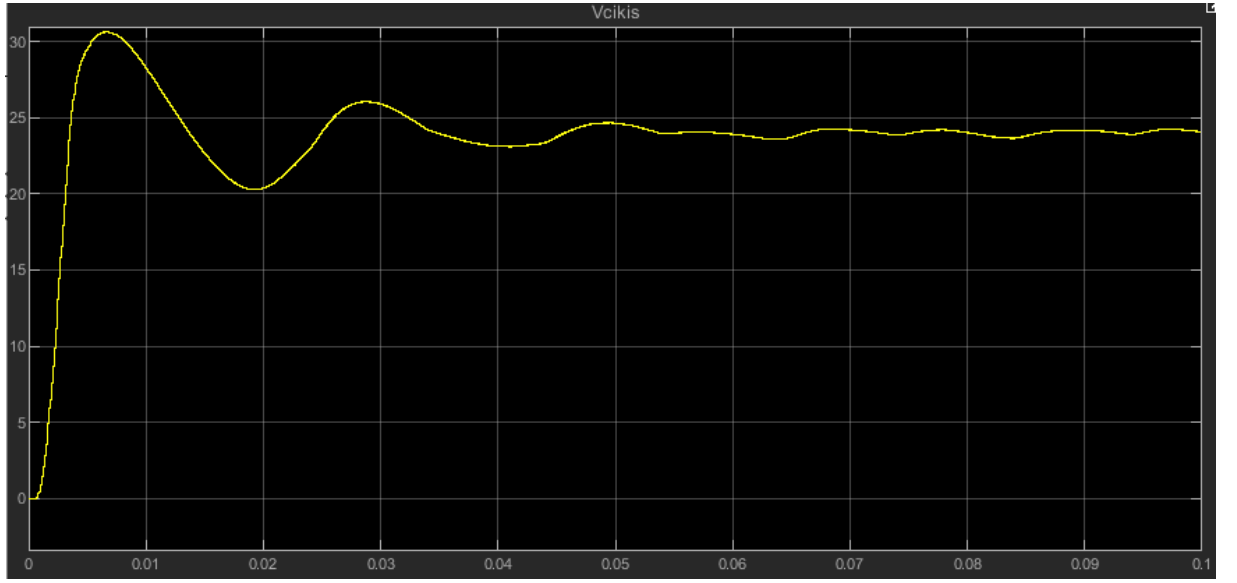
Şekil 4.8: Geri dönüşlü dönüştürücü kapalı çevrim modu devresi

PI kontrol ile Geri Dönüşlü dönüştürücünün Simulink şeması yukarıdaki şekilde gösterilmektedir. Çıkış gerilimi V_{out} olarak algılanır ve giriş gerilimi $V_{ref}(24V)$ ile karşılaştırılır. Bir kontrol gerilimi oluşturmak için PI denetleyicisi aracılığıyla işlenen bir hata sinyali üretilir. Kontrol gerilimi, anahtarın kontrolü için PWM üreticisini beslemek için kullanılır.

PI denetleyicinin K_p ve K_i olmak üzere iki parametresi vardır.



Şekil 2: $K_p=0.001$, $K_i=5$ ve $K_d=0$ seçildiğinde çıkış gerilimi grafiği



Şekil 3: $K_p=0.0001$, $K_i=10$ ve $K_d=0$ seçildiğinde çıkış gerilimi grafiği

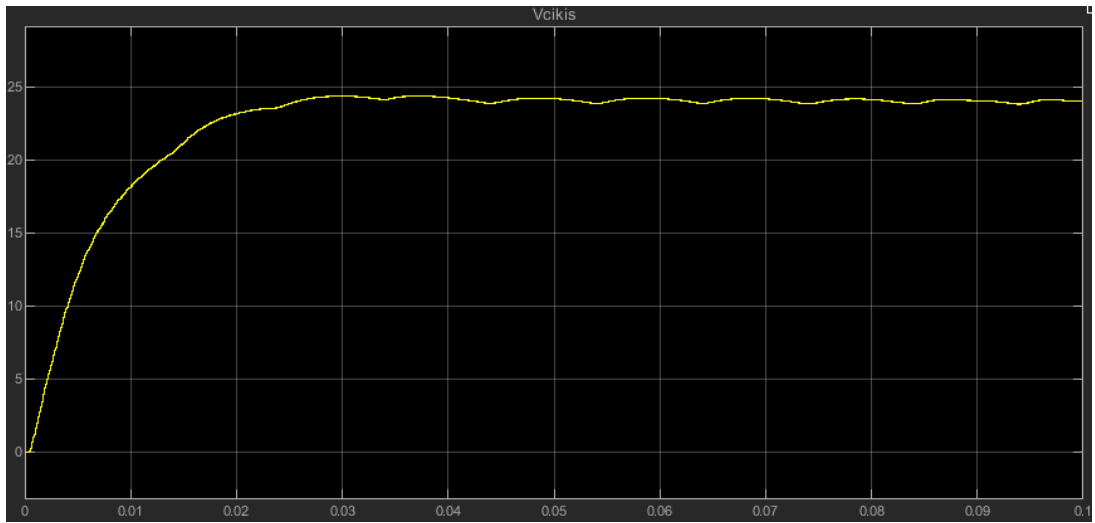
$K_p=0.001$ ve $K_i=0$ olduğunda, istenen çıktıyı alamıyoruz, bu nedenle hem K_p hem de K_i kullanıyoruz.

4.2.1. MATLAB-SIMULINK Kullanılarak Yapılan Kapalı Çevrim Simülasyon

Analizi

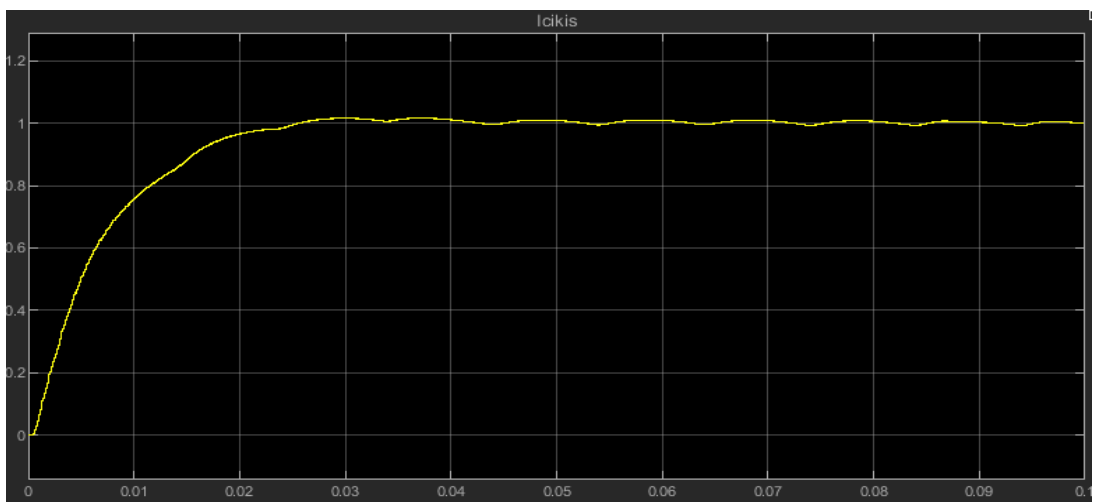
K_p ve K_i değerleri deneme yanılma yoluyla en uygun olacak şekilde 0.01 ve 2 olarak seçilmiştir. Simülasyon grafikleri bu değerler bazında oluşturulmuştur:

4.2.1.1. Çıkış gerilimi



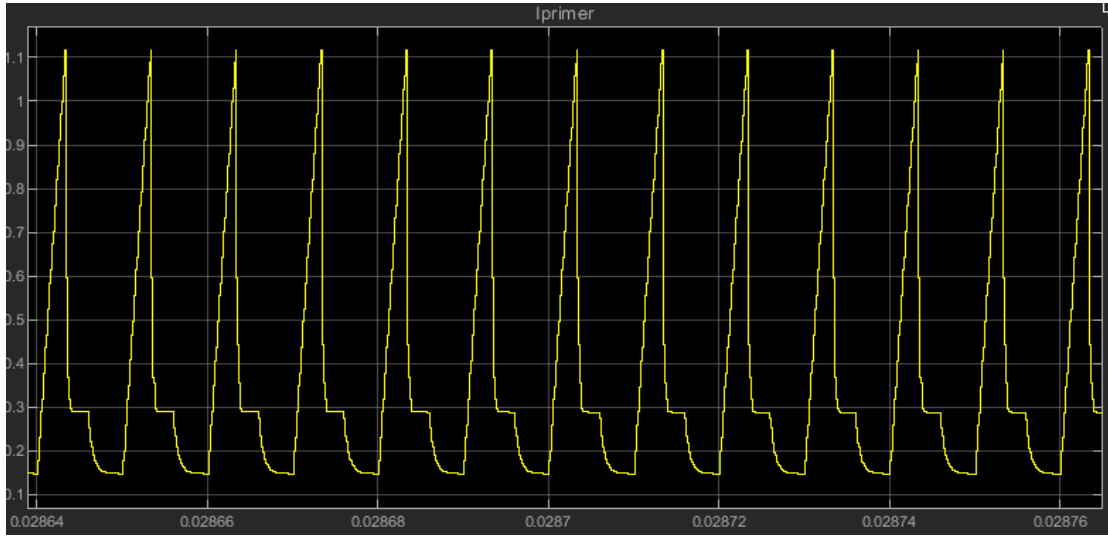
Şekil 4.9: Kapalı çevrim modunda çıkış gerilimi

4.2.1.2. Çıkış akımı



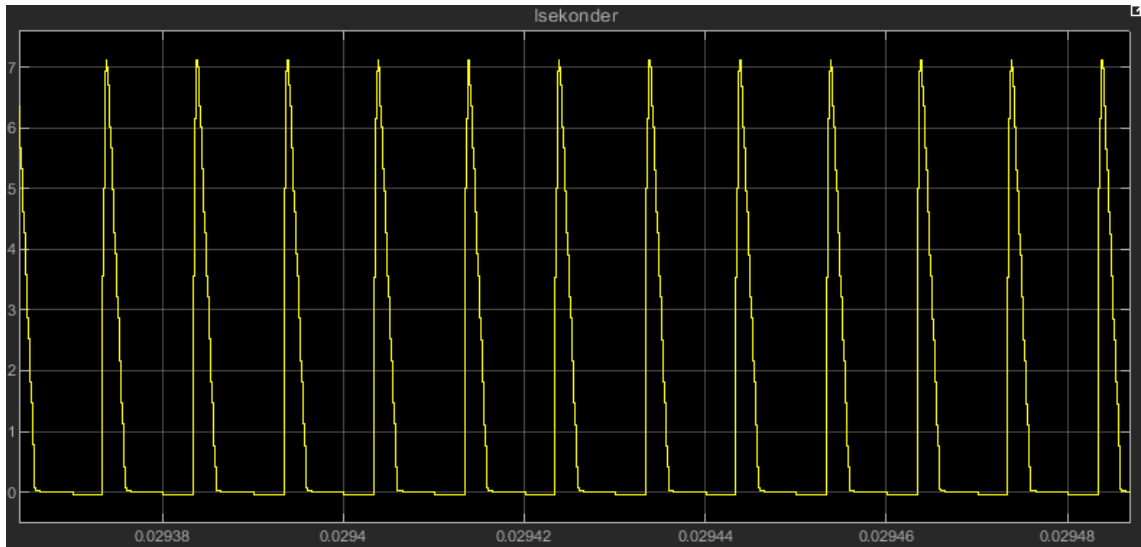
Şekil 4.10: Kapalı çevrim modunda çıkış akımı

4.2.1.3. Primer Akımı



Şekil 4.11: Kapalı çevrim modunda primer akımı

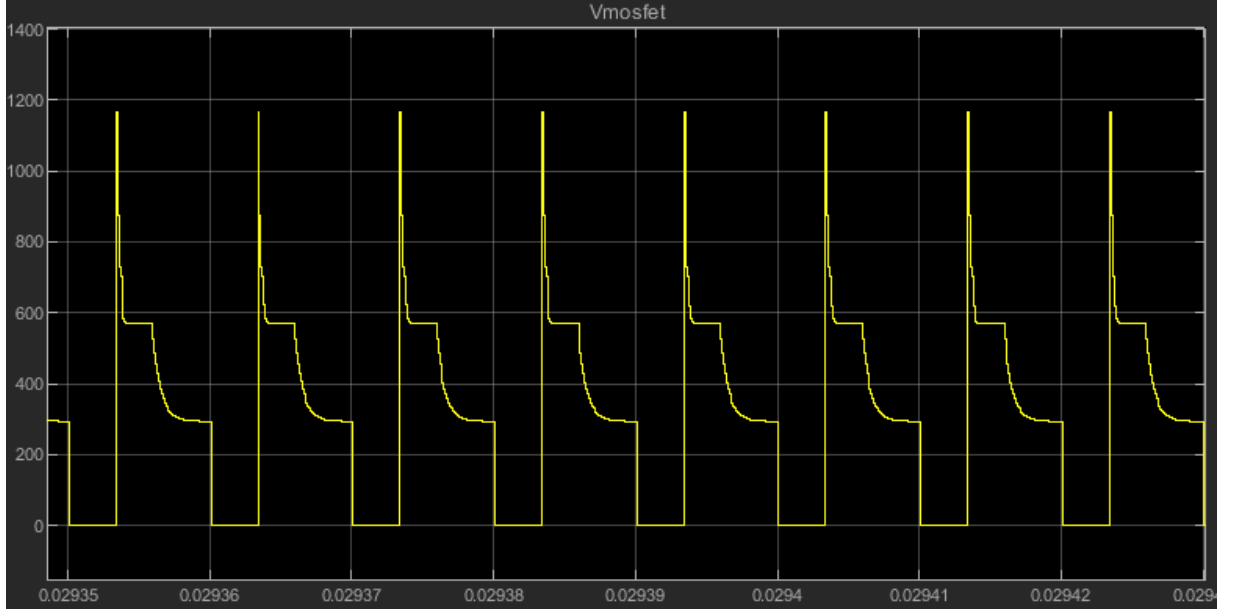
4.2.1.4. Sekonder Akımı



Şekil 4.12: Kapalı çevrim modunda sekonder akımı

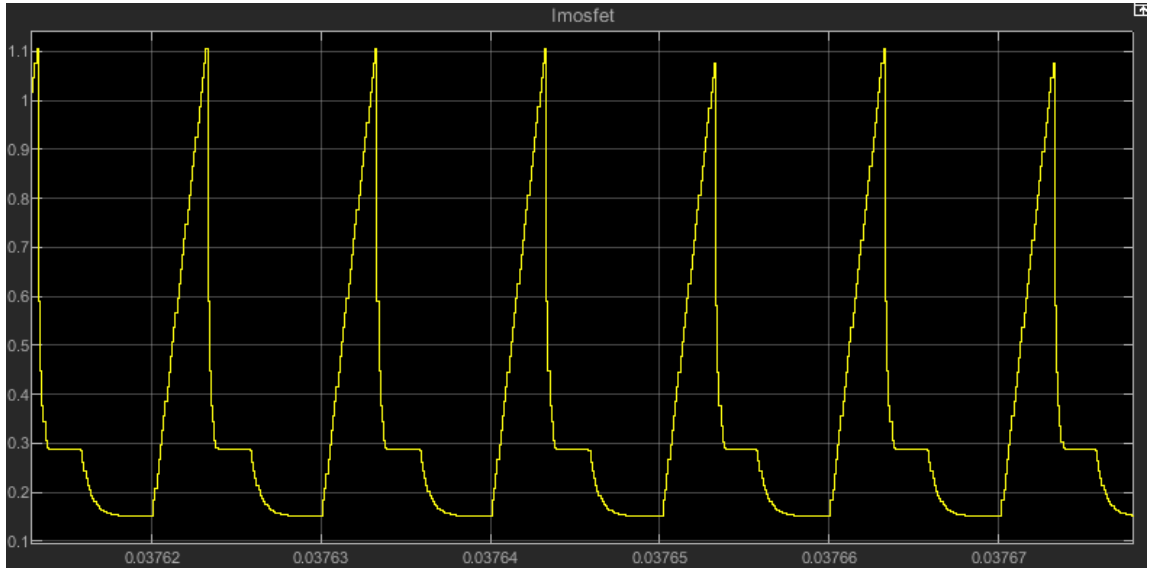
4.2.1.5. MOSFET Gerilimi

MOSFET üzerinde oluşan gerilim değerleri, kaçak endüktanslardan kaynaklı spikeler ve yansıyan gerilimin etkisi olarak karşımıza çıkmaktadır.



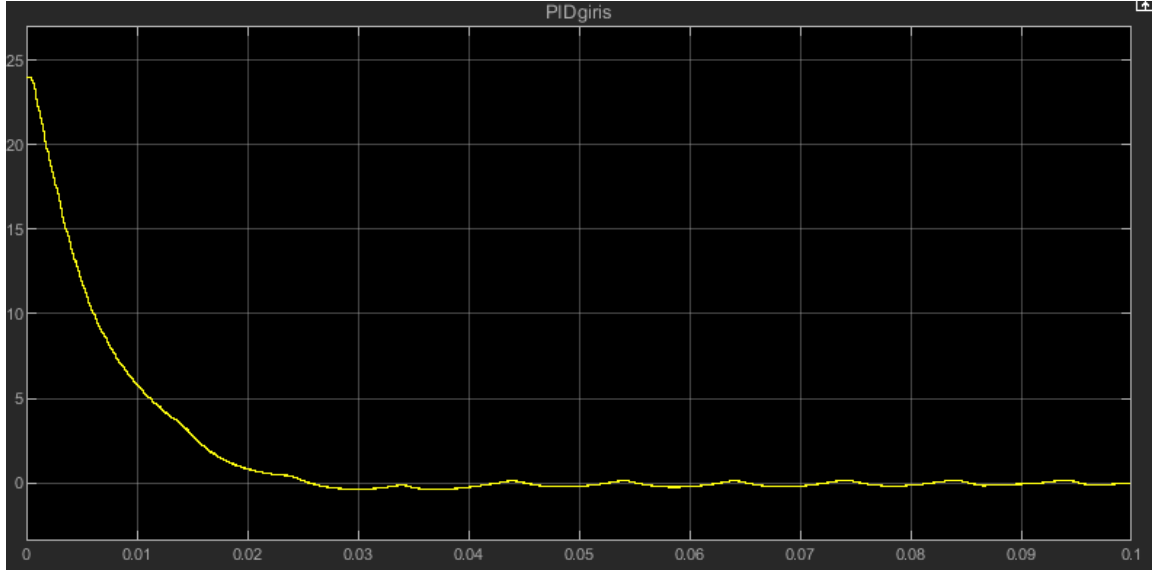
Şekil 4.13: Kapalı çevrim modunda mosfet gerilimi

4.2.1.6. MOSFET akımı



Şekil 4.14: Kapalı çevrim modunda mosfet akımı

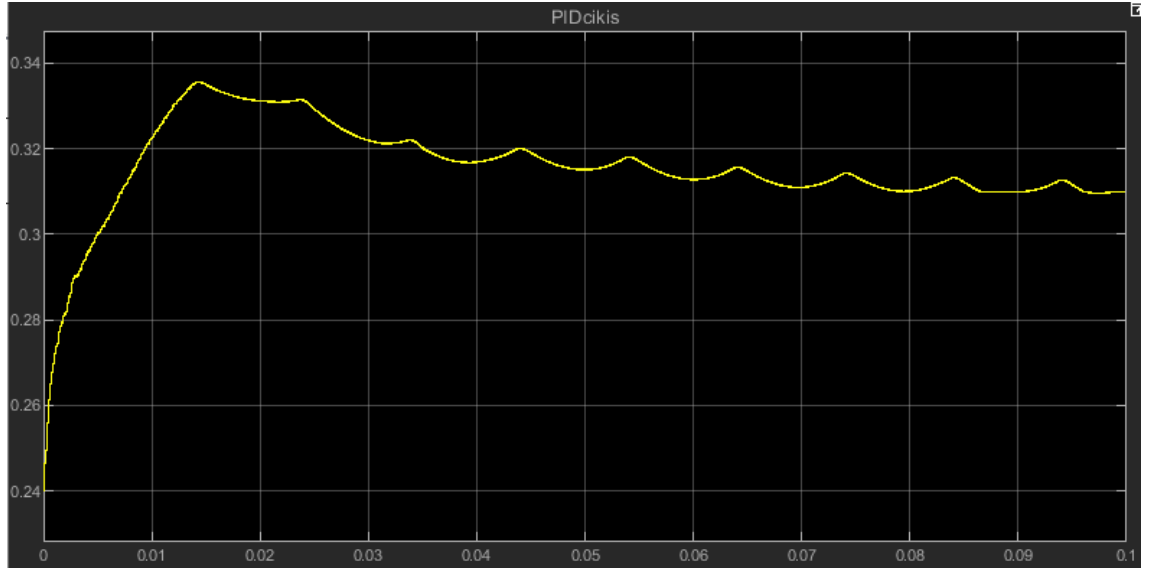
4.2.1.7. PID bloğunun girişi – hata ölçümü



Şekil 4.15: PID girişi

Önce yüksek hata oranıyla başlanmış, sonrasında PID hatayı sıfıra indirmiştir.

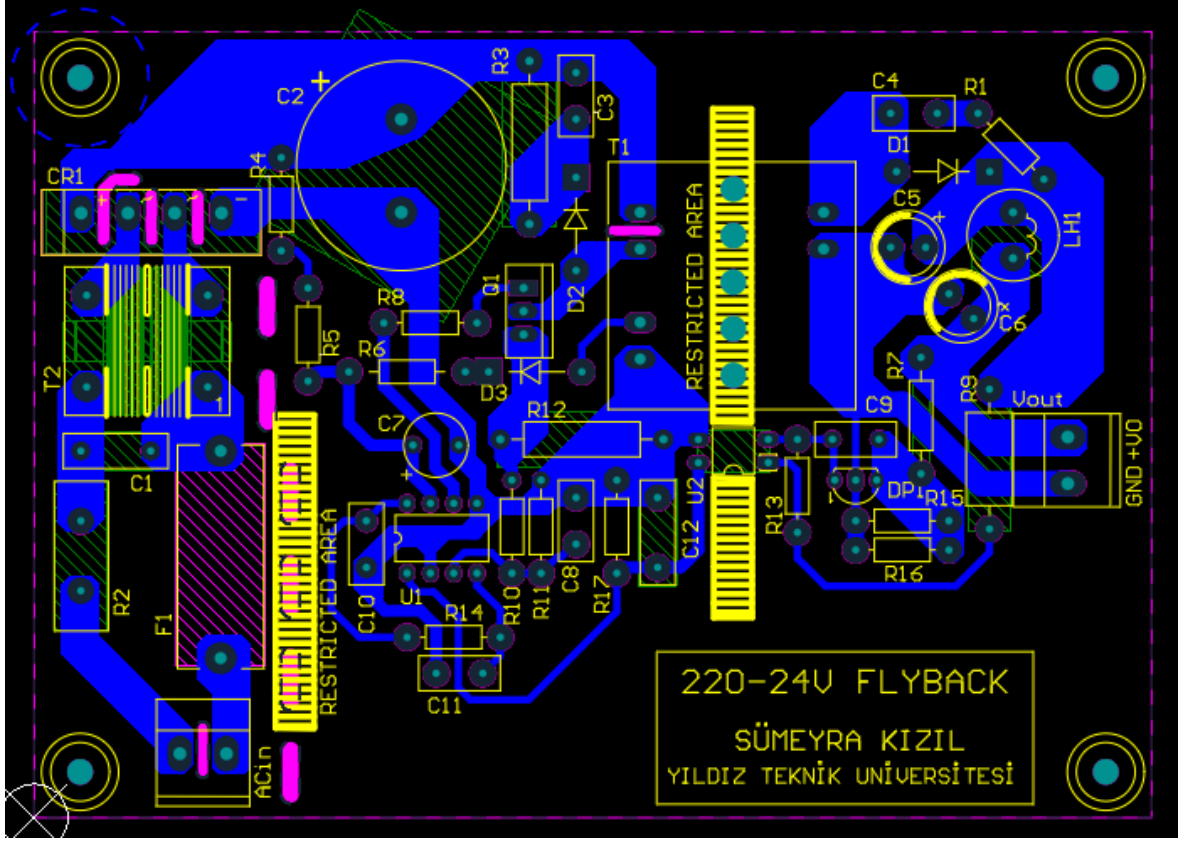
4.2.1.8. PID bloğunun çıkışı – duty cycle



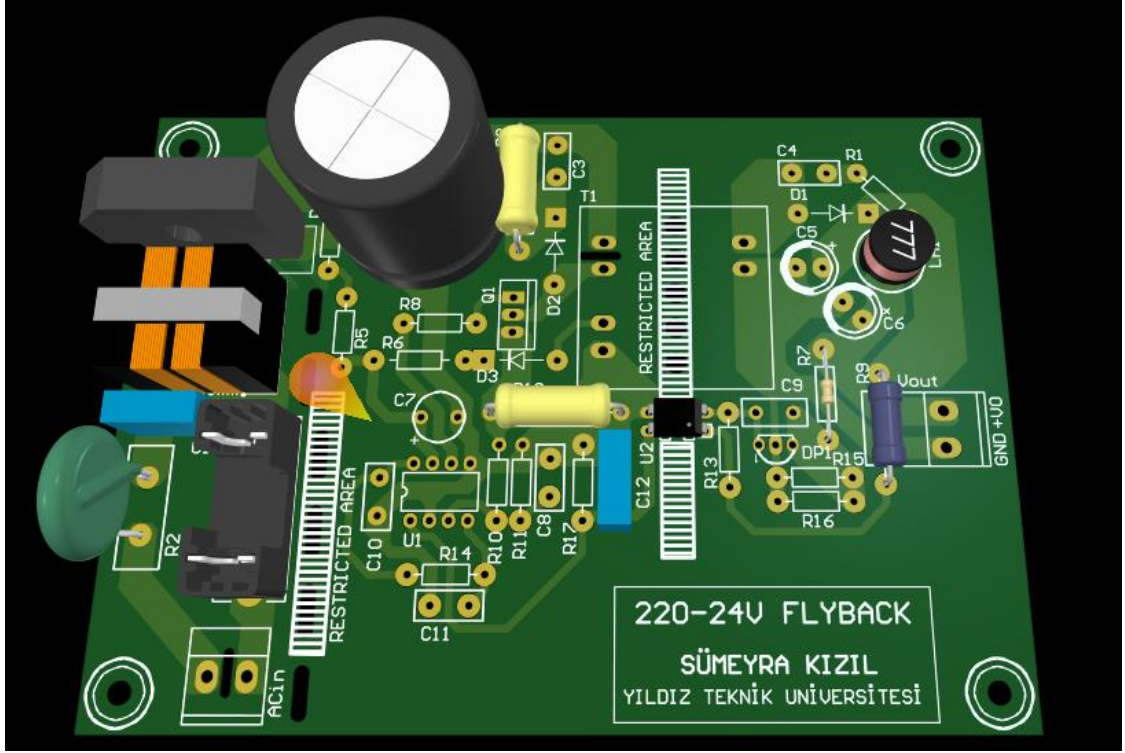
Şekil 4.16: PID çıkışı (duty cycle)

Simülasyon devresinde bulunmasına gerek olmayan sigorta ve varistör de PCB tasarımında yüksek giriş geriliminin korumasında kullanılmıştır, tasarımın içerdiği komponentler bulunabilirlik ve maliyet açısından uygun olanlarıyla devrenin çalışma prensibi değişmeyecek şekilde değiştirilmiştir.

Şematik çizimlerine PCB kütüphaneleri de eklenerek PCB kart çizimine geçilmiştir:



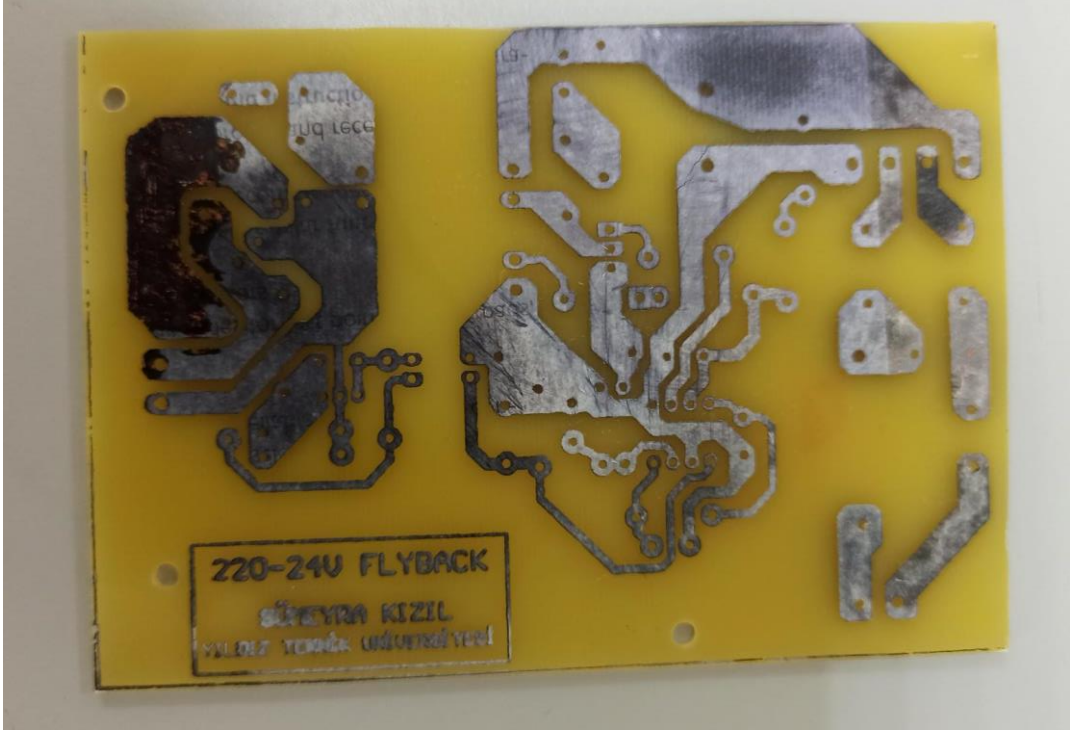
Şekil 5.2: Altium'da 2 boyutlu çizim devresi gösterimi



Şekil 5.3: Altium'da 3 boyutlu çizim devresi gösterimi



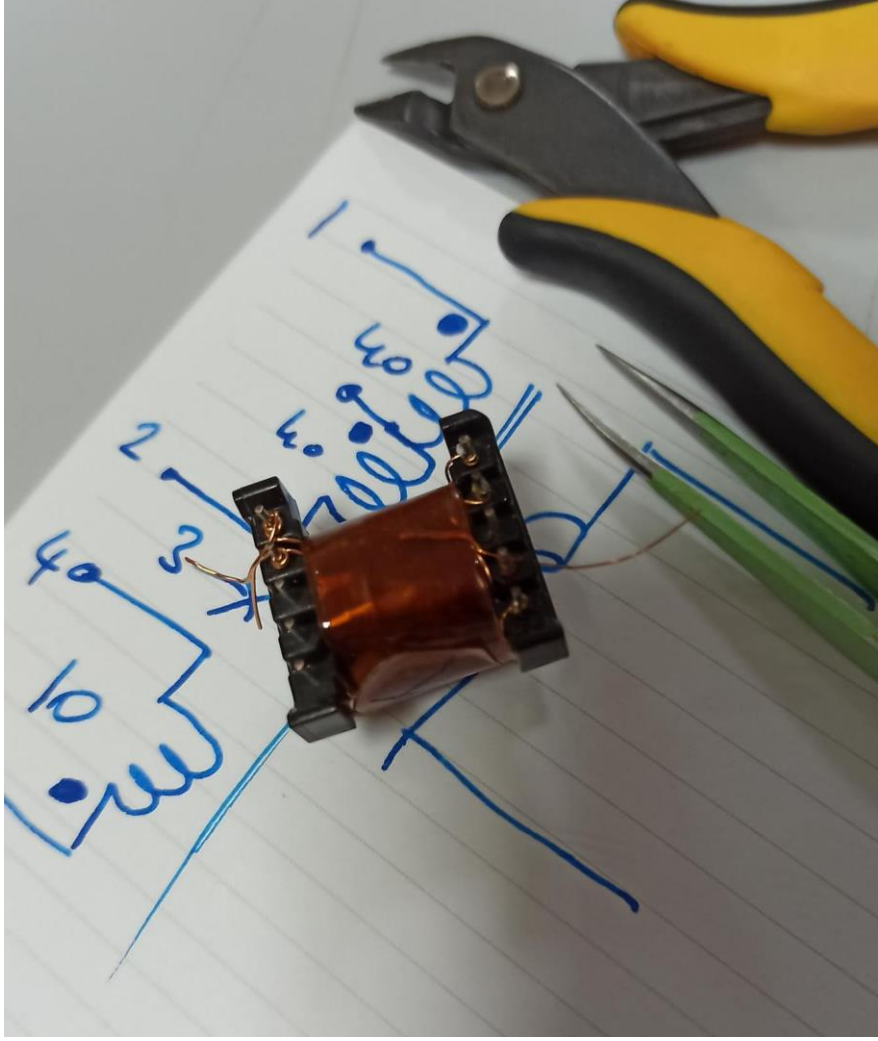
Şekil 5.4: Bakır henüz erimemiş PCB kart taslağı



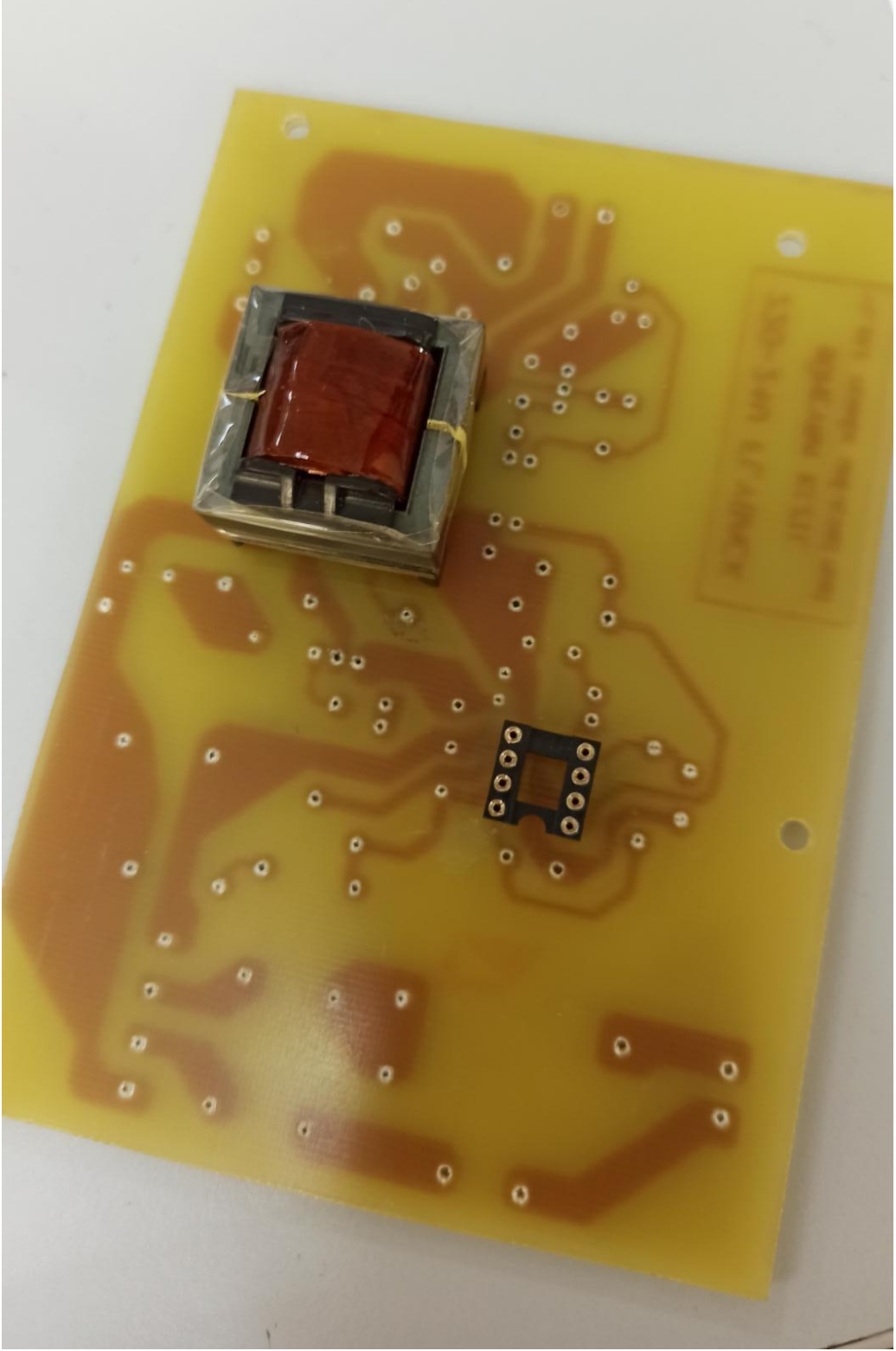
Şekil 5.5: Bakır eritilmiş PCB taslağı



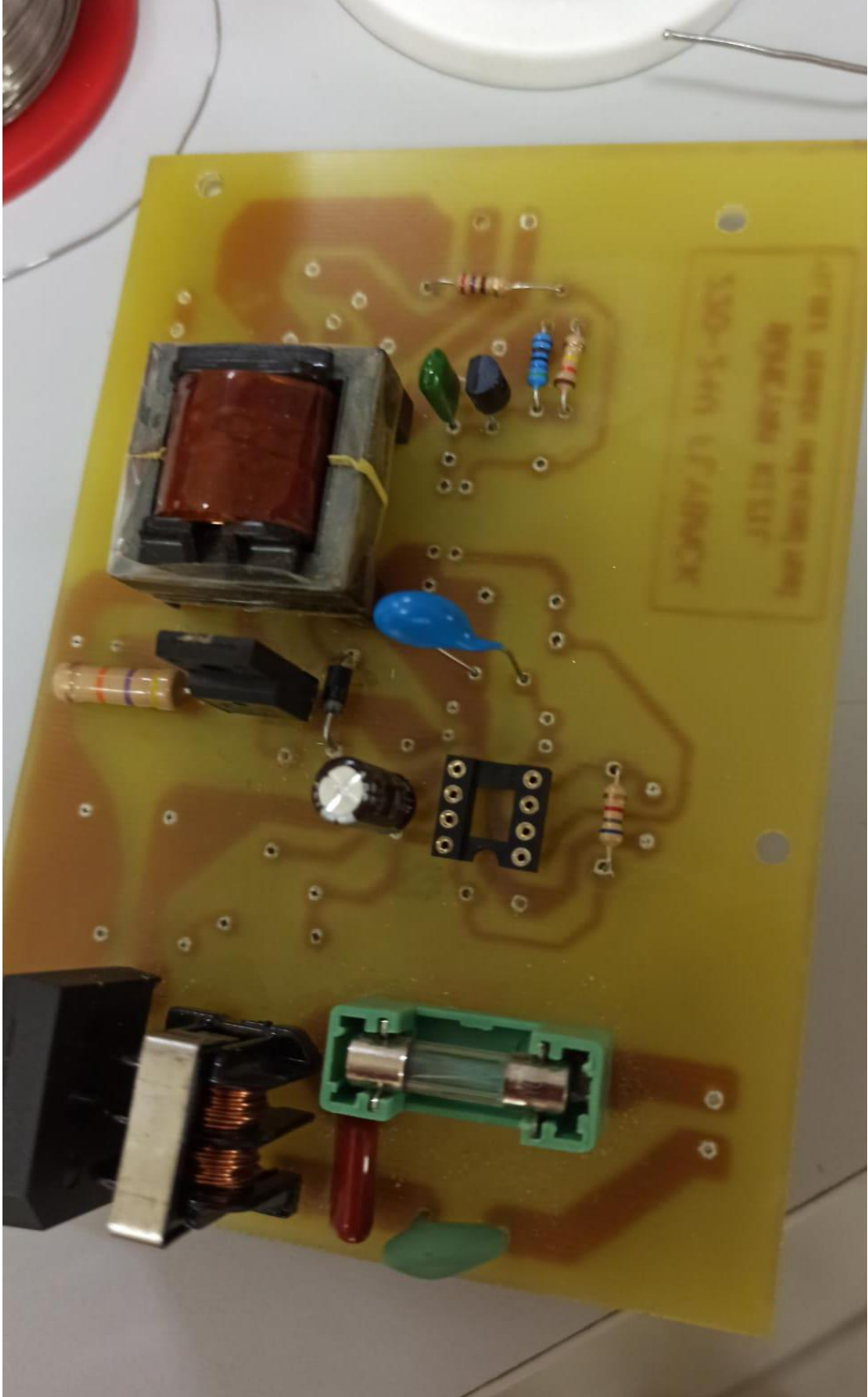
Şekil 5.6: 40/80 tur primer sargısı sarımı sonrası trafo



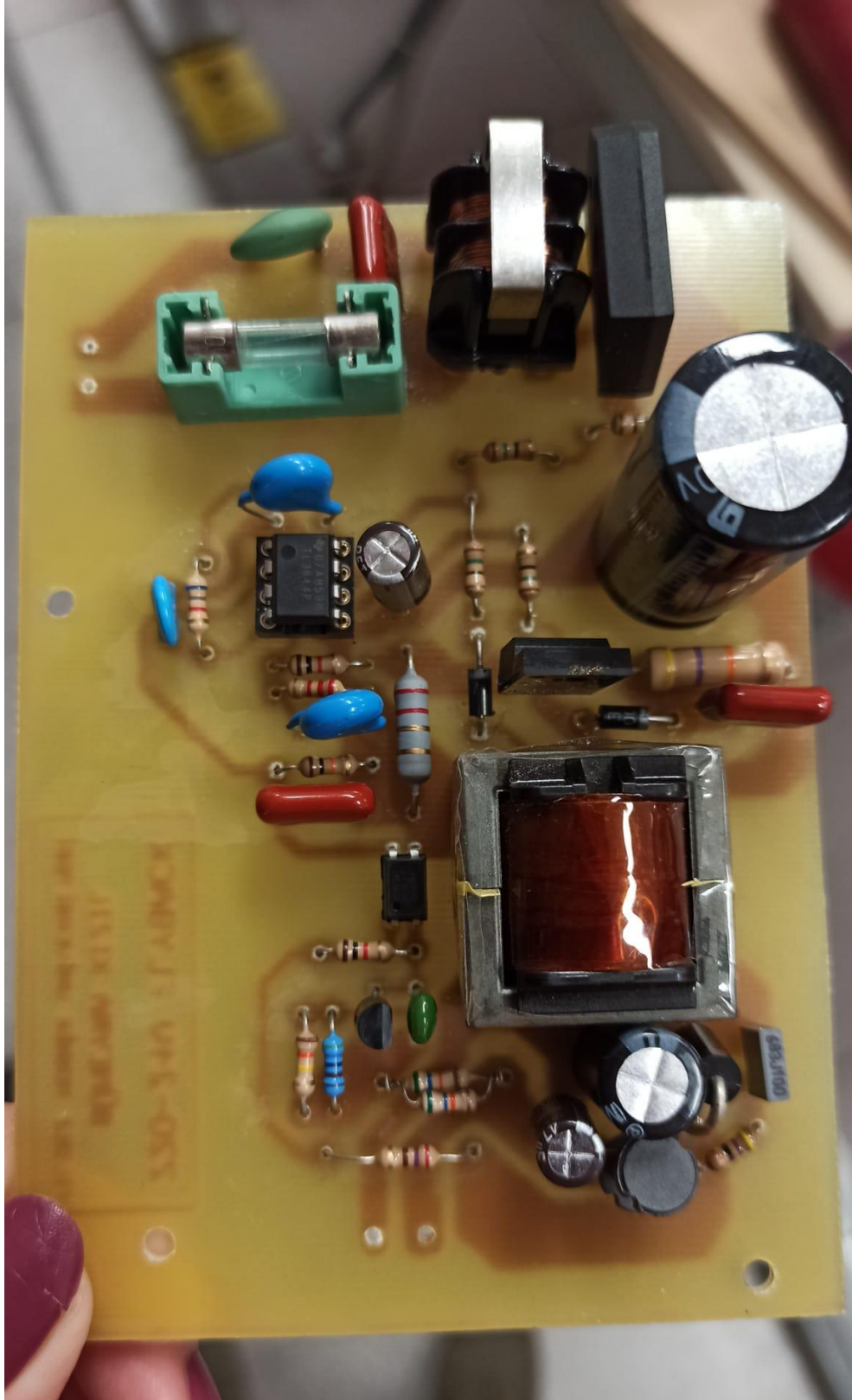
Şekil 5.7: Sarımları bitmiş ve bant ile izole edilmiş trafo



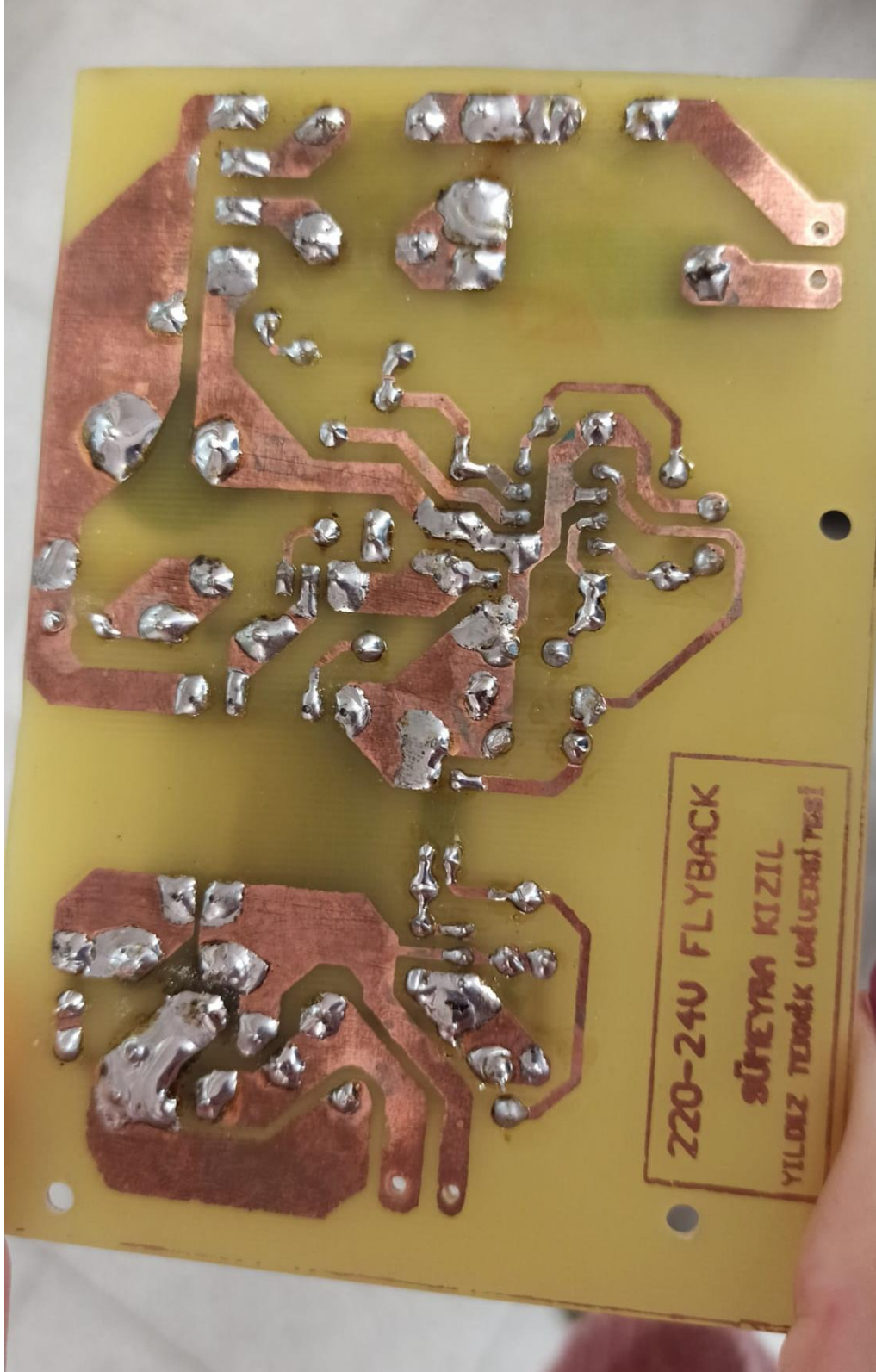
Şekil 5.8: Dizimine başlanan kart (trafo ve entegre yuvası lehimli)



Şekil 5.9: PCB dizim süreci



Şekil 5.10: Dizimi ve lehimini tamamlanmış PCB görünümü



Şekil 5.11: Tamamlanmış PCB arka yüzeyi

6. SONUÇ

Bu çalışmada yaklaşık 300 V değerindeki bir DC bara gerilimi Geri Dönürlü topolojisi kullanılarak 24 V gerilim değerine düşürülmüş ve bunun için gerekli hesaplamalar yapılmıştır. Daha sonra hesaplanan değerler aracılığıyla ilk olarak PSIM ortamında simüle edilen bu devrede çıkış gerilimi 24 V sabit olarak alınabilmektedir. Ek olarak tasarımı hedeflenen 24 W çıkış gücüne de ulaşılabilmiştir. Daha sonra aynı devre SIMULINK ortamında simüle edilmiş ve kontrol devresi PID ile modellenmiş, istenilen çıktılar burada da sağlanmıştır. Simülasyon sonuçlarından elde edilen grafiklere bakılarak DCM modda çalışması istenen bu devrenin hedeflendiği biçimde çalıştığı görülmüştür. Ek olarak kaçak endüktansların etkisi ve güç elemanının parametreleri de doğru hesaplanmış ve simülasyon aracılığıyla teyit edilmiştir. Daha sonra devre UC3845 entegresi kullanılarak kontrol edilmiştir. Bu sayede entegre ile geri besleme mekanizması üzerinde çalışılmış ve sonuçlar izlenmiştir. Devrenin sonuçları detaylı bir şekilde rapora işlenmiş ve sonuçların beklendiği gibi olduğu gözlenmiştir. Bu devreden çıkan sonuçlar bize kontrol devrelerinin ve Geri Dönürlü topolojisinin çalıştığını ve doğru sonuçlar verdiğini göstermektedir. Bu çalışmada verilen bilgiler ve hesaplamalar sayesinde bir Geri Dönürlü devresi tasarlamak mümkündür.

7.KAYNAKÇA

1. BODUR, H., Güç Elektroniği, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2010
2. Erickson, R., Maksimovic, D., Fundamentals of Power Electronics, Second Edition
3. SEMERCİYAN, A., “Güç Elektroniği Dönüştürücülerinde Endüktans Tasarımı ve Optimizasyonu”, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 2011
4. <https://www.powersystemsdesign.com/articles/how-to-design-a-flyback-converter-in-seven-steps/22/17891>
5. https://www.researchgate.net/publication/287530906_Designing_and_Tuning_of_PI_Controller_for_Flyback_Converter
6. <https://www.youtube.com/watch?v=laHN4Xn59II>
7. https://www.ti.com/lit/an/slua143/slua143.pdf?ts=1610047617499&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.sk%252F
8. https://www.ti.com/lit/an/snva761a/snva761a.pdf?ts=1641770415408&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
9. <https://www.powerelectronicsnews.com/design-features-of-a-dcm-flyback-converter/>
10. https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00004040-design-equations-of-highpowerfactor-flyback-converters-based-on-the-l6561-stmicroelectronics.pdf
11. https://techweb.rohm.com/knowledge/acdc/acdc_pwm/acdc_pwm01/940/
12. https://www.emo.org.tr/ekler/05dfabca0629b62_ek.pdf