

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

**DA-DA FLYBACK ÇEVİRİCİLERDE DOĞRUSAL OLMAYAN
DENETİM**

**AHMET DOĞA KURBAN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GEBZE
2019**

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DA-DA FLYBACK ÇEVİRİCİLERDE
DOĞRUSAL OLMAYAN DENETİM

AHMET DOĞA KURBAN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DANIŞMANI
PROF. DR. M. HAKAN HOCAOĞLU
II. DANIŞMANI
DR. MURAT ŞEKER

GEBZE
2019

T.R.
GEBZE TECHNICAL UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED
SCIENCES

NONLINEAR CONTROL OF DC-DC
FLYBACK CONVERTER

AHMET DOĞA KURBAN

A THESIS SUBMITTED FOR THE DEGREE OF
MASTER OF SCIENCE

DEPARTMENT OF ELECTRONIC ENGINEERING

THESIS SUPERVISOR

PROF. DR. M. HAKAN HOCAOĞLU

II. THESIS SUPERVISOR

DR. MURAT ŞEKER

GEBZE

2019



YÜKSEK LİSANS JÜRİ ONAY FORMU

GTÜ *Fen Bilimleri* Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun *02.10.2019* tarih ve *2019/45* sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 03/10/2019 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Ahmet Doğa Kurban'ın tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) :Prof.Dr. M.Hakan HOCAOĞLU

ÜYE :Dr.Öğr.Üyesi Tuba GÖZEL

ÜYE :Dr.Öğr.Üyesi Erdem BİLGİLİ

ONAY

Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun

...../...../..... tarih ve/..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

Flyback tip çeviriciler temel olarak alçaltıcı-yükseltici türünden türetilmiş galvanik izolasyona sahip doğru akım-doğru akım çevirici türüdür. Birlikte kullanıldığı sistemler itibari ile ani yük değişimlerine hızlı ve kararlı bir şekilde cevap vermesi gerekmektedir. Flyback tip çeviricilerde maliyet ve komponent boyutlarını optimize edebilmek amacı ile anahtarlama işlemi yüksek frekanslarda gerçekleştirilmektedir. Aynı zamanda anahtarlama karakteristiği itibari ile doğrusal olmayan yapıya sahiptir. Bu tez çalışmasında doğrusal olmayan yapıda bulunan Flyback çeviricilerin denetiminde yukarıda saydığımız nedenlerden dolayı doğrusal olmayan kontrol tekniklerinin uygunluğunu göstermek amacıyla geri adımlamalı yaklaşım ve observer denetim yaklaşımı önerildi.

Geri adımlamalı denetleyici endüktans akımı ve çıkış gerilimi gibi sisteme ait durum değişkenlerinin birbirleri ile karşılaştırılması sonucunda sistem kararlılığını sağlamaya yönelik tasarlandı.

Observer denetim tekniği ise endüktans akımının tahmin edilmesi ve çıkış geriliminin izlenmesi ilkesine göre tasarlandı. Aynı zamanda observer denetleyicide parazitik etkilere karşı duyarlılığı da test edebilmek amacı ile ait sargı direnci ve anahtar iletim direnci gibi kayıp parametreleri ihmal edilmedi.

Her iki denetim tekniğinde de Flyback çeviriciye ait sistem dinamikleri yardımı ile hata sistemi tasarlandı. Daha sonra elde edilen denetim işareti Flyback çeviriciye uygulandı. Denetim tekniklerinin kararlılığını test etmek amacı ile denetleyici tasarımı sırasında Lyapunov tabanlı yöntem kullanıldı. Yapılan çalışmada sistemde meydana gelecek ani yük değişimlerini gerçekleyebilmek amacı ile sisteme bozucu yükler eklendi. Önerilen denetim tekniklerinin etkinliği, uygulanabilirliği ve etkisi, benzetim çalışmasında standart oran-integral denetleyici ile karşılaştırılarak örneklendirildi. Geri adımlamalı ve observer denetim yöntemleri kullanılarak, çıkış gerilimi istenen gerim değerine dolaylı olarak ayarlandı. Önerilen metodların etkinliği benzetim sonuçlarında gösterildi.

Anahtar Kelimeler: Geri Adımlamalı Denetim (GAD), Observer Denetim (OD), Flyback Çevirici (FÇ), Lyapunov Tabanlı Kontrol (LTK), Oran-İntegral (OI).

SUMMARY

Flyback type direct current-direct current converters are basically a galvanic isolated version of the buck-boost converter. It should respond to sudden load changes quickly and decisively due to the systems it is used together. To optimize the cost and component dimensions of flyback converters, switching is performed at high frequencies. At the same time, the switching characteristic has a nonlinear structure. In this thesis, backstepping approach and observer control approach were proposed to demonstrate the suitability of nonlinear control techniques for the control of Flyback converters in a nonlinear structure.

The backstepping controller is designed to ensure system stability by comparing system state variables such as inductance current and output voltage to each other.

Observer controller is designed according to the principle of estimating the inductance current and monitoring the output voltage. In order to test the sensitivity of the observer controller against parasitic effects, loss parameters such as winding resistance and switch transmission resistance were not neglected.

In both control techniques, the error system was designed with the help of the system dynamics of the Flyback converter. Then, obtained control signal was applied to the Flyback converter. During the design of the controller, Lyapunov based method was used to test the stability. In this study, disturbing loads were added to the system to realize sudden load changes in the system. Comparative simulation studies with a standard PI-type controller is performed to illustrate the effectiveness, feasibility and efficiency of the proposed controller. The proposed methods use a backstepping and observer approach to regulate the corresponding current required to set the output voltage to its desired value as opposed to directly regulating the output voltage. Simulation results are presented to illustrate the effectiveness of the proposed methods.

Keywords: Backstepping Control (BC), Observer Control (OC), Flyback Converter (FC), Lyapunov Based Control (LBC), Proportional-Integral (PI).

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında bilgileri ve tecrübeleri ışığında bana yol gösteren, desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen Dr. Osman S. Şentürk'e, danışmanlarım Prof. Dr. M. Hakan Hoccoğlu'na ve Dr. Murat Şeker'e teşekkürü borç bilirim. Aynı zamanda yüksek lisans eğitimim boyunca almış olduğum derslerde bana katkısı olan ve aktardıkları bilgiler ile mesleğimde ilerlememe yardımcı olan tüm hocalarıma da bu uzun yoldaki katkılarından dolayı teşekkür ederim. En önemli teşekkürlerden birisini de yüksek lisans eğitim hayatım boyunca her zaman yanımda olan, gösterdiği büyük sabır ve desteğinden dolayı eşim Merve Sezgin'e etmek isterim.



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
TABLolar DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
2. DA-DA ÇEVİRİCİLERDE DENETİM	5
3. FLYBACK ÇEVİRİCİLER	9
3.1. Flyback Çeviricilerin Doğrusal Olmayan Yapısı	18
3.2. Flyback Çeviricilerde Denetim	21
3.3. Flyback Çeviricilerde Geri Adımlamalı Denetim	22
3.3.1 Hata Sistemi	24
3.3.2. Geri Adımlamalı Denetleyici Tasarımı	25
3.3.3. Benzetim Sonuçları	27
3.3.4. Benzetim Çıktılarının Yorumlanması	33
3.4. Flyback Çeviricilerde Observer Denetim	34
3.4.1. Hata Sistemi	35
3.4.2. Observer Denetleyici Tasarımı	36
3.4.3. Benzetim Sonuçları	39
3.4.4. Benzetim Çıktılarının Yorumlanması	44
3.5. Flyback Çeviricilerde PI Denetim	46
3.5.1. PI Denetleyici Tasarımı	47
3.5.2. Benzetim Sonuçları	48
5. SONUÇLAR VE YORUMLAR	52
KAYNAKLAR	54
ÖZGEÇMİŞ	57

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler ve</u> <u>Kısaltmalar</u>	<u>Açıklamalar</u>
DA	: Doğru Akım
kHz	: Kilo Hertz
EMC	: Elektromanyetik Uyumluluk
PI	: Oran-İntegral
\mathbb{R}	: Gerçel Sayılar Kümesi
C	: Kondansatör
S	: Anahtarlama elemanı
D	: Diyot
R	: Yük direnci
CCM	: Kesintisiz Çalışma Modu
BCM	: Sınır Çalışma Modu
DCM	: Kesintili Çalışma Modu
V_d	: Giriş gerilimi
D	: Doluluk oranı
L_M	: Mıknatıslanma endüktansı
V_o	: Çıkış gerilimi
N_1	: Primer sarım sayısı
N_2	: Sekonder sarım sayısı
T_s	: Periyod
f_s	: Anahtarlama frekansı
I_D	: Ortalama sekonder akımı
i_d	: Kaynak akımı
I_m	: Mıknatıslanma endüktansı ortalama akımı
Δ	: Değişim operatörü
Q	: Elektrik yükü
$i_{D,AC}$: Sekonder akımı alternatif akım bileşeni
I_d	: Ortalama giriş akımı
L_1	: Primer endüktansı

Simgeler ve**Açıklamalar****Kısaltmalar**

L_2	: Sekonder endüktansı
n	: Dönüştürme oranı
$\mu(t)$: Anahtar çalışma oranı
\in	: Eleman operatörü
$u(t)$: Anahtar konum fonksiyonu
$\hat{\cdot}$: Tahmin değeri
$\tilde{\cdot}$: Hata değeri
$e, z,$: Hata işaretleri
\cdot^*	: Referans değeri
k_i	: Kazanç parametreleri
x_i	: Durum değişkeni

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil No:</u>	<u>Sayfa</u>
1.1: Temel Dönüştürücü Topolojileri.	1
1.2: Anahtarlamalı Güç Kaynağı Blok Diyagramı.	2
3.1: Flyback Çeviricinin Genel Yapısı.	9
3.2: Anahtar İletim Durumda.	10
3.3: Anahtar Kesim Durumda.	11
3.4: CCM'de Mıknatıslanma Endüktansı Üzerindeki Gerilim-Zaman Bağıntısı.	11
3.5: CCM'de Kaynak Akımı ve Ortalama Çıkış Akımı.	13
3.6: CCM'de Mıknatıslanma Endüktansı Üzerindeki Manyetik Akı Değişimi.	13
3.7: CCM'de Çıkış Diyodu Üzerinden Geçen Akım.	13
3.8: Çevirici Çıkış Gerilimi Dalga Şekli.	14
3.9: Diodes-BAS40 Diyot Voltaj-Akım Karakteristiği.	18
3.10: IXYS-IXTP450P2 MOSFET Voltaj-Akım Karakteristiği.	19
3.11: Würth Elektronik-744383130082 İndüktör Frekans-Empedans Karakteristiği.	20
3.12: Nichicon-Alüminyum Elektrolitik Kapasitör Empedans-Sıcaklık-Frekans Karakteristiği.	20
3.13: Flyback Çeviricinin İdeal Modeli.	23
3.14: $x_2^{ref} = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi.	28
3.15: $x_2^{ref} = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali (z_{5V}).	28
3.16: $x_2^{ref} = 5V$ İçin Denetim Sinyali.	28
3.17: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi.	29
3.18: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali ($z_{1.2V}$).	29
3.19: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Denetim Sinyali.	29
3.20: Flyback Çeviricinin Anahtarlamalı Yük Modeli.	30
3.21: $x_2^{ref} = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi.	30


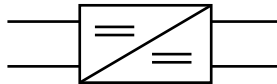

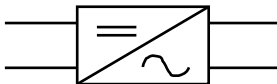
<u>Sekil No:</u>	<u>Sayfa</u>
3.22: $x_2^{ref} = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali (Z_{5V}).	31
3.23: $x_2^{ref} = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Denetim Sinyali.	31
3.24: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi.	32
3.25: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali ($Z_{1.2V}$).	32
3.26: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Denetim Sinyali.	33
3.27: $x_2^* = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi.	39
3.28: $x_2^* = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali ($x_{2=5V}$).	40
3.29: $x_2^* = 5V$ İçin Denetim Sinyali.	40
3.30: $x_2^* = 1.2V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi.	40
3.31: $x_2^* = 1.2V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali ($x_{2=1.2V}$).	41
3.32: $x_2^* = 1.2V$ İçin Denetim Sinyali.	41
3.33: $x_2^* = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi.	42
3.34: $x_2^* = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali ($x_{2=5V}$).	42
3.35: $x_2^* = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Denetim Sinyali.	43
3.36: $x_2^* = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi.	43
3.37: $x_2^* = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali ($x_{2=1.2V}$).	44
3.38: $x_2^* = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Denetim Sinyali.	44
3.39: Flyback çeviricinin PI Kontrolcü ile Denetimi Blok Şeması.	47
3.40: $V_{ref} = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi.	48
3.41: $V_{ref} = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali.	49
3.42: $V_{ref} = 5V$ İçin Denetim Sinyali.	49
3.43: $V_{ref} = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi.	50
3.44: $V_{ref} = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali.	50
3.45: $V_{ref} = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Denetim Sinyali.	51

TABLULAR DİZİNİ

<u>Tablo No:</u>	<u>Sayfa</u>
3.1: Flyback Çevirici Temel Parametreleri.	17
3.2: $V_O = 5V$ için Flyback Çevirici Parametreleri.	17
3.3: $V_O = 1.2V$ için Flyback Çevirici Parametreleri.	17
3.4: k_e 'ye Bağlı Çevirici Çıkış Değerleri.	34
3.5: k_z 'ye Bağlı Çevirici Çıkış Değerleri.	34
3.6: k_1 'e Bağlı Çevirici Çıkış Değerleri.	45
3.7: k_2 'ye Bağlı Çevirici Çıkış Değerleri.	46

1. GİRİŞ

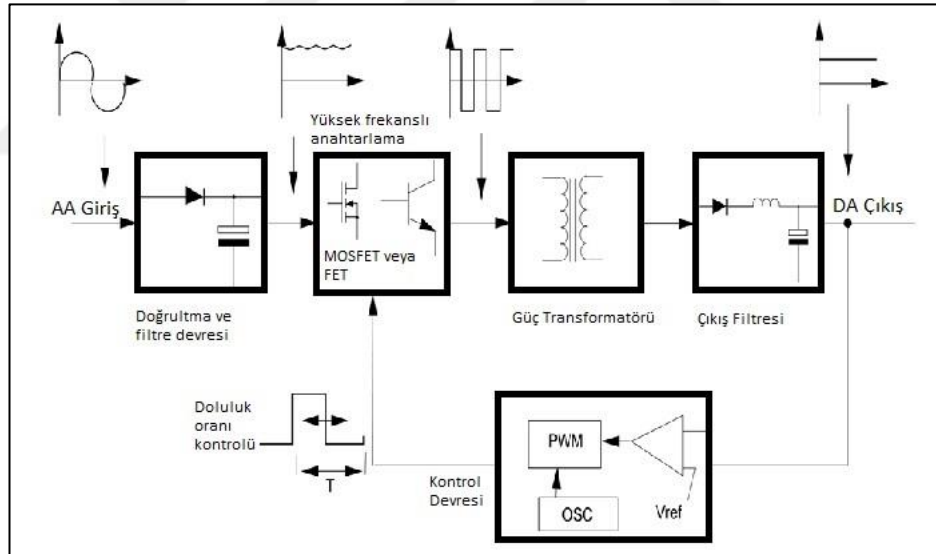
Günümüzde elektrik enerjisi ihtiyacı göz önüne alındığında alternatif enerji kaynakları en önemli seçenek olarak önümüze çıkmaktadır. Elektrik enerjisi ihtiyacının alternatif enerji kaynaklarından sağlanması hem de çevre sağlığı açısından büyük bir öneme sahip iken fosil enerji kaynakları gibi kısıtlı olmaması nedeni ile günümüzde kullanım alanları gittikçe genişlemektedir. Alternatif enerji kaynaklarının düzensiz bir yapıda olması nedeni ile bu kaynaklardan üretilen enerjinin kontrol edilmesi ve aynı zamanda depolanması gerekliliği ortaya çıkmaktadır. Ayrıca elektrik şebekesinin çok çeşitli ve dinamik yükleri beslemesi gerekmektedir. Bu ihtiyacı karşılamak adına çift yönlü çalışabilecek, kaynak ve yükteki değişimlere hızlı bir şekilde cevap verebilecek inverter gibi güç elektroniği yapılarına ihtiyaç duyulmaktadır. İnverter yapıları ile birlikte daha küçük birimlere de enerji sağlayabilmek adına hibrit güç elektroniği sistemleri kullanılmaktadır. Kullanılan yardımcı güç elektroniği sistemleri daha küçük birimlerin ihtiyacı olan farklı seviyelerdeki enerji ihtiyacını karşılamaya yöneliktir. İlgili enerji dönüşümünü sağlayan elektrik enerjisini dönüşümünü gerçekleştiren dört temel dönüştürücü mevcuttur. Endüstriyel sistemlerde genellikle birden çok dönüştürücünün birleşimi şeklinde kullanılmaktadır. Bu dört temel dönüştürücüyü aşağıdaki şekilde tanımlayabiliriz;

- AC-DC Dönüştürücü

- DC-DC Dönüştürücü

- AC-AC Dönüştürücü

- DC-AC Dönüştürücü


Şekil 1.1: Temel Dönüştürücü Topolojileri.

Yukarıda belirtilen enerji dönüşümünü sağlayan güç elektroniği devreleri olabildiğince verimli olmalıdır. Bu nedenle son zamanlarda DA-DA dönüşümü gerçekleştirmek adına kullanılan lineer güç kaynakları yerini, birçok farklı topolojideki anahtarlama güç kaynaklarına (AGK) bırakmaktadır. Lineer güç kaynaklarından farklı olarak anahtarlama güç kaynaklarının verimi yarı iletken teknolojisinin de gelişmesi ile birlikte %98 seviyelerine çıkabilmektedir [1].

Adından da anlaşılacağı üzere AGK'ı, girişteki enerjinin belirli bir frekansta anahtarlanarak çıkışa iletilmesi üzerine tasarlanmaktadır. Belirlenecek anahtarlama frekansları, kullanılacak olan topolojiye göre değişiklik göstermesinin yanında kilohertz(kHz) seviyelerinde yoğunlaşmıştır. Devrelerdeki enerji yoğunluklarının artması ve özellikle manyetik elemanların boyutlarının küçülmesi, kilohertz(kHz) seviyelerinde anahtarlama yapmanın getirdiği faydalardır. Yüksek frekanslarda anahtarlama yapmanın getirdiği faydanın yanında, dinamik sistem cevabı gereksiniminden dolayı denetim teknikleri daha karmaşık bir yapıya bürünmüştür.



Şekil 1.2: Anahtarlama Güç Kaynağı Blok Diyagramı.

AGK'nın temelini oluşturan anahtarlama operasyonunun yanında AGK yapısında bulunan diyot, MOSFET gibi yarı iletken elemanların doğrusal olmayan özelliğe sahip olması nedeni ile bu çeviriciler tam anlamıyla doğrusal olmayan yapıdadır.

Doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde birçok farklı denetim yöntemi uygulanabilmesinin yanında her bir sistem için en verimli denetim yöntemi farklılık

gösterebilmektedir. Bu nedenle doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde birbirini tamamlayıcı yapılar da bir arada kullanılabilir [2]. Daha önce de belirttiğimiz gibi sistemi doğrusal olmayan yapıya iten iki tip belirsizlik çeşidi bulunmaktadır. Bunları:

- Parametrik belirsizlikler,
- Dış bozucu belirsizlikler

olarak tanımlayabiliriz. Parametrik belirsizlikler, sistem yapısında bulunan modellere ait zamanla ve çevresel etkiler ile birlikte de değişim gösteren değerlerdir. AGK'nda çalışma sıcaklığı ile birlikte değişen anahtarlama elemanına ait iletim direncinin veya transformatörün sargı dirençlerinde meydana gelen direncin değişimi parametrik belirsizliklere, ani yük değişimleri ve giriş gerilimindeki ani değişimler ise dış bozucu belirsizliklere örnek verilebilir. Aynı zamanda pratikte komponentlere ait tolerans değerleri nedeni ile de tasarlanan sistem her zaman ideal durumda bulunmayabilir [3]. Bu nedenle tasarlanacak olan denetim sisteminin tüm bu belirsizliklere karşı duyarsız yapıda olması istenmektedir.

Bu tez çalışmamızda, doğrusal olmayan yapıda bulunan ve galvanik izolasyona sahip AGK'ları topolojilerinden birisi olan Flyback tip çevirici için daha güçlü bir denetimin sağlanması ve belirsizliklere ait etkilerin en aza indirilmesi amacı ile doğrusal olmayan denetim metodlarından geri adımlamalı denetim (GAD) ve Observer denetim metodları önerilecektir. Aynı zamanda önerilen doğrusal olmayan denetim metodları ile birlikte, doğrusal yapıda bulunan PI denetleyici tasarımı da gerçekleştirilecek olup tüm bu metodlar karşılaştırılacaktır. Çalışmamız esnasında denetim tekniklerinin etkinliklerini daha iyi gözlemleyebilmek adına sistemde ani yük değişimini temsil etmek ve dış bozucu belirsizlik yaratmak amacı ile çevirici çıkışında belirli zamanlarda anahtarlanan bozucu yük yerleştirilmiştir. Yüksek lisans çalışmamızın bölümleri aşağıdaki gibi organize edilmiştir.

Çalışmamızın ikinci bölümünde çeviricilerde doğrusal olmayan denetim yaklaşımlarına ait daha önce yapılan çalışmalar incelenmiştir. Üçüncü bölümde ideal yapıda bulunan Flyback çeviriciye ait çalışma yapıları incelenmiştir. Aynı zamanda Flyback çeviricilerin neden doğrusal yapıda olmadığıyla ilgili yaklaşım sunulmuştur. Bir sonraki adımda bu bölüme kadar oluşturulan temellerin üzerine inşa edeceğimiz Flyback çeviricilerde doğrusal ve doğrusal olmayan denetim teknikleri tasarlanacak,

tasarlanan denetim sistemlerine ait Lyapunov kararlılık analizleri gerçekleştirilecek ve MATLAB/Simulink ortamında benzetimleri gerçekleştirilecektir. Dördüncü bölümde ise MATLAB/Simulink yardımı ile elde edilen çıktılar karşılaştırılacak sistemlerin birbirlerine göre üstünlükleri incelenecektir.



2. DA-DA ÇEVİRİCİLERDE DENETİM

DA-DA çeviriciler anahtarlama yapıları nedeni ile dinamik sistemler olarak kabul edilir. Basit yapıları olmalarına rağmen, doğrusal olmayan özelliklerinden dolayı doğrusallaştırma esasına dayanan geleneksel denetim algoritmaları ile tasarlanan denetleyiciler farklı çalışma koşullarında ve noktalarında istenilen kararlılığı her durumda sağlayamazlar. DA-DA çeviricilerde kullanılan geleneksel kontrol algoritmaları sistemde görülen belirsizliklere karşı yeterli ve hızlı cevap verememektedir. Aynı zamanda büyük miktardaki yük değişimlerinde de kararlı durumdan uzaklaşmaktadır. Geleneksel kontrol yöntemi ile tasarlanan geri besleme devreleri küçük sinyal analizi tabanlı olup sadece önceden belirlenen çalışma koşulları etrafında istenen performansı göstermektedir [4]. Fakat günümüzde kullanılan çeviricilerin geniş bir çalışma aralığında kararlı durumda olması beklenmektedir. Bu nedenle DA-DA anahtarlama çeviricilerin denetim probleminde doğrusal olmayan yaklaşım gerekli kılınmaktadır. Son yıllarda AGK için doğrusal olmayan denetim sistemleri ile ilgili çalışmalar hız kazanmıştır. Genel olarak literatürde, bu sistemlerin çıkış gerilimlerinin denetim problemlerinde; kayan kipli (sliding mode) denetim, pasif tabanlı yaklaşımlar, Lyapunov tabanlı yaklaşımlar ve uyarlamalı denetim algoritmalarının uygulandığı görülmektedir. Doğrusal olmayan kontrol yöntemleri incelendiği zaman anahtarlama güç kaynaklarında özellikle kayan kipli denetim (Sliding Mode Denetim) ve geri adımlı denetim (Backstepping denetim) öne çıkmaktadır. Geri adımlama denetim doğrusal olmayan sistemlere yönelik araştırmacılar açısından yeni bir yaklaşım sunmaktadır. Geri adımlama denetim Lyapunov denklemlerini temel almaktadır. Hataya etkiyen ve analiz edilmek istenen olan dış etmenler seçilerek türev yardımı ile herbir durum ayrı ayrı tanımlanarak denetim sisteminin çözümü sağlanmaktadır [5].

Cuk ve Middlebrook'un 1976 yılında yapmış olduğu çalışmada güç elektroniği çeviricilerinin güç katına dair birleştirilmiş genel bir yaklaşım önerilmiştir [6].

Daha önce de belirttiğimiz gibi DA-DA çeviricilerin yüksek frekanslarda anahtarlama yapması birçok avantaja sahip olmasının yanında denetim mühendisliği açısından bazı zorlukları da beraberinde getirmektedir. Lineer olmayan denetim sistemlerinin yüksek anahtarlama frekansındaki başarısı açısından Siew-Chong Tang tasarladığı kayan kipli denetim algoritmasına sahip buck çeviriciye uygulanan 200kHz

mertebedeki anahtarlama sinyalinde yüksek frekansta anahtarlamanın getirdiği olumsuz EMC problemlerinin etkisinin bertaraf edildiği ve geliştirilen kayan kipli denetim yöntemi ile bu frekans mertebelerinde de oldukça başarılı sonuçlar elde edebildiği gözlenmiştir [7]. DA-DA çeviricilerde güç faktörü düzeltme devrelerinde, maliyet avantajı ve basit yapıları nedeni ile yükseltici-alçaltıcı olarak çalışabilecek Flyback çeviriciler sıklıkla kullanılmaktadır. Aynı zamanda birçok uygulamada, birim güç başına kapladığı alanı azaltabilmek ve maliyetleri daha da iyileştirebilmek amacı ile Flyback çeviricilerin kesintili çalışma modunda çalışması arzulanmaktadır [8]. Kesintili çalışma modunda çalışan Flyback devre yapılarının bertaraf edilmesi gereken, anahtarlama elemanları üzerindeki artan akım stresleri, çeviricinin oluşturduğu elektriksel gürültü ve hat akımındaki harmonik bozulmalar gibi etkileri bulunmaktadır. Güç faktörü düzeltme devrelerinin giriş gerilim ve şebekeden çekilen akım değerleri nedeni ile geleneksel olarak uygulanan küçük sinyal analiz yöntemi ile denetlenmesini etkisiz kılmaktadır. Bu nedenle Flyback güç faktörü düzeltme devreleri için doğrusal olmayan denetim tekniği önerilmiştir [9].

Murat Şeker ve Erkan Zeğeroğlunun yaptığı çalışmada Flyback çeviricilere kayan kipli denetim algoritması uygulanmıştır. Önerilen denetim tekniğinde genel yaklaşımın aksine çıkış gerilim hatası ve çıkış akımı hatasının lineer kombinasyonu kullanılarak, yükte oluşan bozucu etkilere ve sistem parametrelerinde görülen belirsiz durumlarda tasarlanan kontrol algoritmasının dinamik bir cevap vermesini amaçlamaktadır. Önerilen denetim tekniğine Lyapunov kararlılık analizi uygulanmış olup denetim tekniğinin etkinliği MATLAB/Simulink ortamında kanıtlanmıştır [10].

Mahdi Salimi ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada anahtarlama frekansında meydana gelen değişimler nedeni ile oluşan harmonik bileşenleri filtrelemek ve etkisini azaltmak için hızlı ve dinamik sistem cevabına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sorunu ortadan kaldırmak amacı ile flyback çeviriciye, iki adet kapalı çevrim transfer fonksiyonu yardımı ile kayan kipli denetim metodu uygulanmıştır. Uygulanan method da sabit bir anahtarlama frekansı ile anahtarlama yapılması hedeflenmiştir. Önerilen method ile çevirici çıkışında kararlı durum gözlenmiştir [11].

Ming-Tsan Lin'in yaptığı çalışmada ise ideal olmayan durumlardaki geleneksel kayan kipli denetim sisteminin yüksek anahtarlama frekansındaki hızlı konum değişiklikleri nedeni ile oluşan çatırtı (chattering) ve belirsiz durumların denetim sisteminin gürbüz yapısına bozucu etkisini azaltmaya yönelik ikinci dereceden kayan kipli denetim sistemi önermiştir. Önerilen kontrol algoritması, kayan kipli denetim

değişkenleri bilindiği takdirde birinci dereceden değişkenlerin bilinmesine gerek olmaksızın sisteme kolay bir şekilde entegre edilebilmektedir [12].

Murat Şeker ve Erkan Zegeroğlunun yaptığı bir diğer çalışmada ise Flyback çeviriciye Lyapunov tabanlı geri adımlamalı denetim tekniği uygulanmıştır. Çalışmada, durum denklemleri ile ifade edilen Flyback çeviricinin miknatıslanma endüktansı üzerinden akan akımın izlenmesi ile denetleyici çıkış geriliminin arzu edilen seviyede kararlı bir şekilde çalışması hedeflenmiş ve MATLAB ortamında uygulanan devrede başarılı sonuçlar elde edilmiştir [13].

Taheri ve Sedaghat'ın yapmış olduğu çalışmada ise temel olarak endüstride en çok kullanılan DA-DA çeviriciler için geniş bir yelpazede kayan kipli denetim tekniği incelemesi yapılmıştır. Çalışmada incelenen çeviriciler Alçaltan, Yükselten, Alçaltan-Yükselten ve Flyback tip çeviricilerdir. Çalışmanın amacı kayan kipli denetim yönteminin DA-DA çeviricilerdeki kapalı çevrim denetim kararlılığının incelenmesi üzerinedir. Topolojilerin normal çalışma koşullarındaki gerilim düşümleri ve parazitik elementlerin etkileri ihmal edilerek uygulama ve denetleyici tasarımı açısından kolay bir yaklaşım elde edilmesi amaçlanmıştır. Elde edilen denetim sistemleri çeviricilere entegre edilerek MATLAB/Simulink ortamında simule edilmiş olup, sistemin yük değişimlerine ve gerilim değişimlerine gürbüz bir şekilde cevap verdiği görülmüştür [14].

El Fadıl ve Gırı'nın geriadımlama tekniği ile yükseltici çevirici denetimi üzerine çalışma gerçekleştirmişlerdir. Yükseltici çeviriciye uygulanan bu denetim tekniği, çevirici çıkış geriliminin izlenmesi ve durum değişkenlerinin bu değişime adapte edilmesi üzerinedir. Yükte oluşan berirsizliklere karşı da sistem cevabı izlenmiştir. Aynı zamanda çalışmada, tasarım parametrelerinin denetim tekniği üzerindeki etkisinin geleneksel yöntemlere göre daha etkisiz olduğu görülmüştür. Denetim sistemi tasarımının tasarım parametrelerinde bağımsız bir şekilde gerçekleştirilebilmesi uygulamacılar açısından da kolaylık sağlamaktadır [15].

Kashif ve Abbas'ın yapmış olduğu çalışmada, kayan kipli denetimin doğrusal olmayan ve kesintili modda çalışan çeviriciler için gürbüz bir yapıya sahip olduğundan bahsedilmektedir. Arzu edilen kayma yüzeyi için anahtarlama işlemi uygun bir kayma yüzeyi seçilmiştir. Sistemde endüktans üzerindeki akım ve çıkış gerilimi izlenip, arzu edilen değer ile karşılaştırılmıştır. Bu işlem sonrası oluşan hataların integralleri alınmış olup denetleyici tasarımı için gerekli olan denetim sinyali türetilmiştir. Tasarlanan sisteme ait benzetim sonuçları göstermektedir ki, elde edilen denetim sinyali çeviriciye

uygulandığı taktirde sistemin dinamik cevabı ve kararlı hal hatası arzu edilen düzeydedir [16].

Yigeng ve Wu Yu'nun yapmış olduğu çalışmada konvansiyonel yöntemlerle gerçekleştirilen kayan kipli denetimde ortaya çıkan çatırtı(chattering) fenomenini bertaraf edebilmek adına PI denetleyici yardımı ile twisting-kayan kipli denetim metodu önerilmiştir. Önerilen denetim metodu doğrusal bir anahtarlama yapısına sahip olmayan Flyback çeviriye uygulanmıştır. Konvansiyonel yöntemlerle gerçekleştirilen kayan kipli denetim metodu uygulama kolaylığı ve basit yapısı nedeni ile doğrusal olmayan kontrol sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Ayrıca bozucu etkilere karşı da gürbüz yapıdadır. Fakat ayrık kontrol yasaları gereğince yüksek frekanslı salınımlar görülmesi olasıdır. Bu salınımlar sistemde ciddi hatalara neden olabilmektedir. Literatürde kayan kipli denetimde oluşan salınımı ve çatırtıyı (chattering) engellemek veya etkisini azaltmak adına Levant'ın yapmış olduğu yüksek mertebeden geribesleme kontrolü çalışması bulunmaktadır [17]. Yieng ve Wu Yu'nun bu bilgiler ışığında önermiş olduğu twisting-kayan kipli denetim metodu da yüksek mertebeli bir denetim yöntemidir. Önerilen denetim yöntemi özellikle hava ve hidrojenin hızı gibi faktörler nedeni ile girişteki bozucu faktörlerin bulunduğu yakıt hücreleri ile birlikte kullanılmıştır. Deney sonuçlarında da görüldüğü üzere yapı oldukça gürbüz olmakla birlikte dinamik sistem cevabı da sağlamaktadır [18].

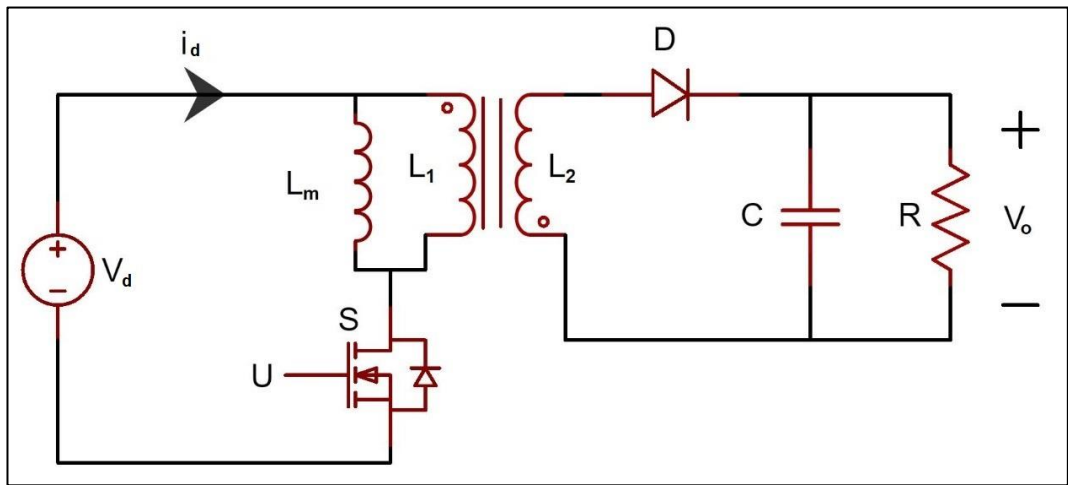
Gionata Cimini ve arkadaşlarının yapmış olduğu çalışmada DA-DA dönüştürücüler için akım tabanlı observer yaklaşımı incelenmiştir. Observer tasarımı Lyapunov tabanlı olarak gerçekleştirilmiş olup, yükün nominal değerinde meydana gelen değişimlere karşı gürbüz bir yapıda olması arzulanmaktadır. Tasarlanan denetleyicinin etkinliğini gözlemek için elde edilen denetim işareti, temel DA-DA dönüştürücülerden olan alçaltıcı, yükseltici ve yükseltici-alçaltıcı topolojilere uygulanmıştır. Dönüştürücü topolojilerinin kontrolcü tasarımında, voltaj döngüsü ve akım döngüsü içeren kaskad bir yapı kullanılmıştır. Çalışmada akım döngüsü observer tekniği ile kontrol edilmekte olup sadece çıkış gerilimini izlemek amacıyla çıkış gerilim sensörüne ihtiyaç duyulmaktadır. Önerilen yöntemde sensörsüz kontrolün performansı akımın tahmin edilmesi açısından beklenenden iyi performans verdiği görülmüştür [19].

Bu tez çalışması, yukarıda saydığımız çalışmalar ışığında ve hala araştırmacılar açısından güncelliğini korumakta olan doğrusal olmayan denetim sistemlerinin etkinliklerine katkı sunmayı hedeflemektedir.

3. FLYBACK ÇEVİRİCİLER

Güç elektroniği çeviricilerinde anahtar, diyot ve endüktansın birbirlerine bağlantı şekilleri farklılaştırılarak birçok çevirici topolojisi türetilmiştir. Flyback çeviriciler de bu kombinasyondan oluşturulmuş ve yapısı itibari ile artan-azaltan tip çeviriciye benzeyen izoleli sınıfta yer alan DA-DA çevirici topolojisidir. Artan-azaltan tip çeviriciden farklı olarak yapısında bulunan transformator nedeni ile galvanik izolasyona sahiptir. Galvanik izolasyonu sağlayan eleman her ne kadar transformator olarak adlandırilsa da çalışma prensibi bakımından kuplajlı indüktör olarak çalışmaktadır. Kararlı hal çalışma durumunda, transformatorün sekonder çıkışında yer alan ve ters polarize edilmiş diyod nedeni ile primer ve sekonder sargısı aynı anda iletim durumunda olmamaktadır. Bu koşulda primer sargıdan geçen enerji transformatorün nüvesinde depolanır iken sekonder tarafta bulunan yükün enerji ihtiyacı çıkış kapasitesi tarafından karşılanmaktadır.

Flyback çeviriciler genellikle $<150W$ güç seviyelerinde hem basit yapıları hem de maliyet avantajları nedeni ile sıklıkla tercih edilmektedirler. Aşağıdaki şekilde Flyback çeviriciye ait temel topoloji görülmektedir. Flyback çeviriciyi oluşturan temel elemanlar sırası ile çıkış kapasitesi C, yarı iletken anahtarlama elemanı S, Flyback transformatorü, çıkış diyodu D, ve çıkış yükü R'dir. Çevirici primer ve sekonder olarak iki bölümden oluşmaktadır. İhtiyaca göre flyback tip çeviricilerde birden çok gerilim seviyesine sahip sekonder çıkışı bulunabilmektedir.

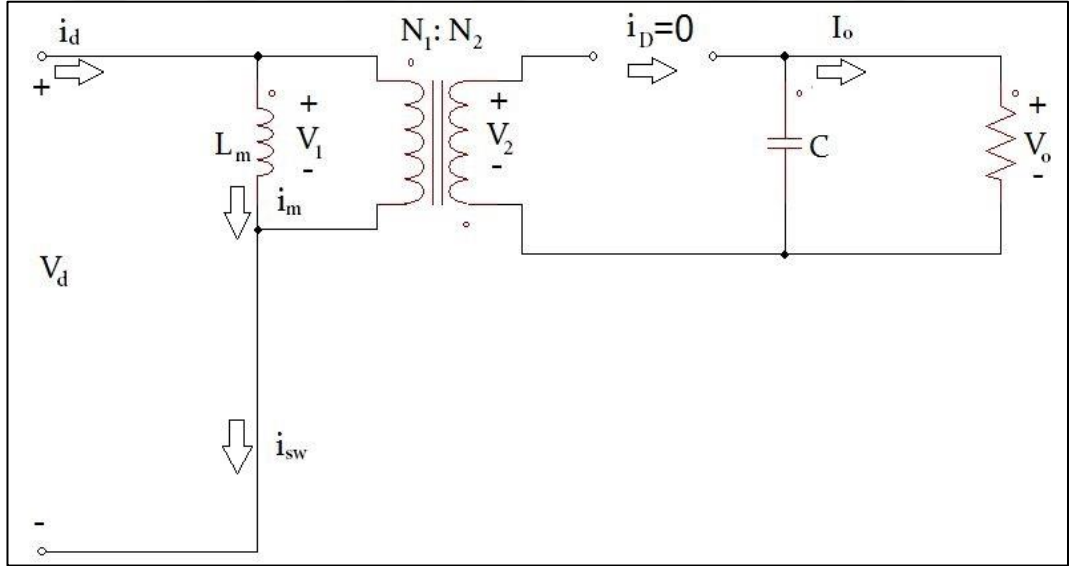


Şekil 3.1: Flyback Çeviricinin Genel Yapısı.

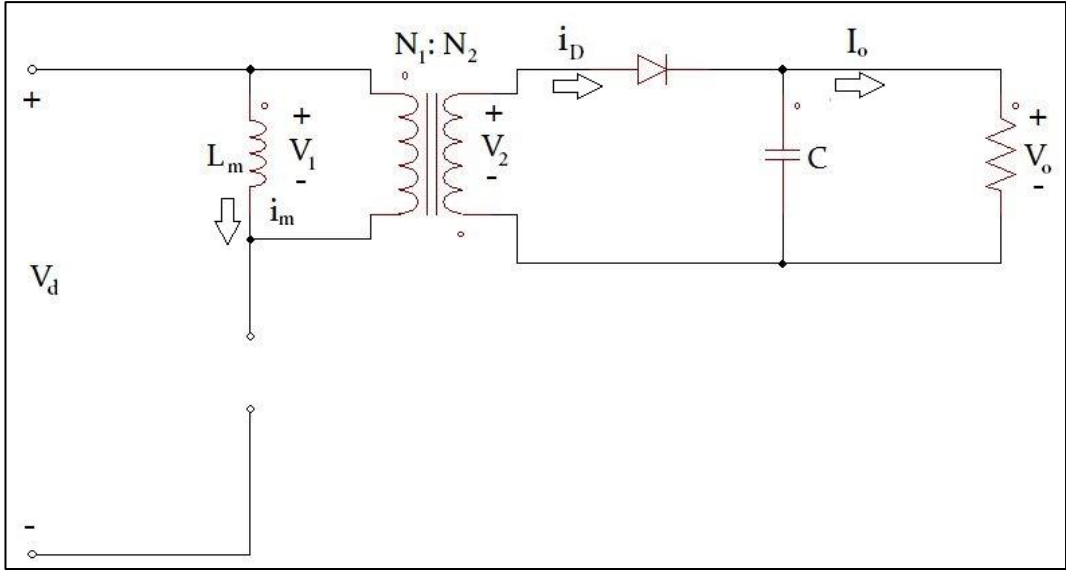
Flyback çeviriciler 3 farklı çalışma modunda bulunabilmektedirler. Bu çalışma modları;

- Kesintisiz çalışma modu (CCM)
- Kesintili çalışma modu (DCM)
- Sınır çalışma modu (BCM)

Flyback çeviricinin kararlı hal kesintisiz çalışma modu iki bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde S anahtarı iletimde dolayısı ile transformatörün primer sargısından akım akmaktadır. Bu bölümde transformatörün sekonder çıkışı, ters biaslanmış D diyodu nedeni ile açık devredir. Kaynaktan çekilen enerjinin tümü mıknatıslanma endüktansında depolanmaktadır. Yükün ihtiyacı olan enerji C kapasitesindeki enerjiden karşılanmaktadır. İkinci bölümde S anahtarı açık yani iletimde değildir. Primer tarafta birinci bölümde depo edilen enerji, ikinci bölümde D diyodu üzerinden çıkışta bulunan C kapasitesi ve yüke aktarılmaktadır. Anahtarın iletimde ve iletimde olmadığı durumlardaki eşdeğer devre yapıları aşağıdaki gibidir.

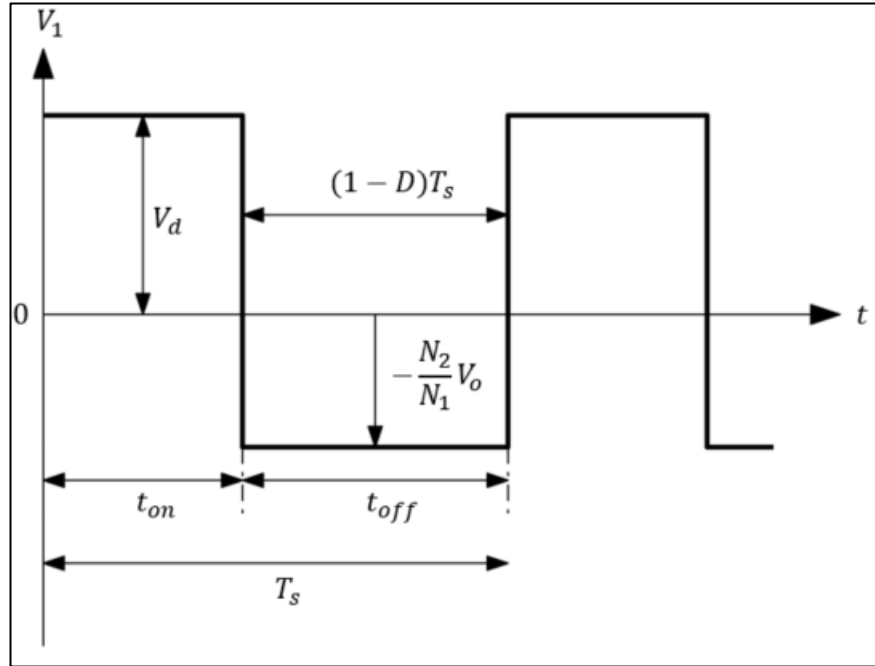


Şekil 3.2: Anahtar İletim Durumda.



Şekil 3.3: Anahtar Kesim Durumda.

Kararlı hal çalışma durumunda endüktans üzerindeki enerjinin tam olarak şarj-deşarj edilebilmesi gerekmektedir. Aksi takdirde endüktans akımı her bir döngüde artarak sonsuza gitmekte olup devrede tahribata neden olur. Bu nedenle mıknatıslanma endüktansına uygulanan pozitif ve negatif gerilim-zaman bağıntısı her bir döngü içinde birbirine eşit olmalıdır.



Şekil 3.4: CCM'de Mıknatıslanma Endüktansı Üzerindeki Gerilim-Zaman Bağıntısı.

$$\frac{V_d D T_s}{L_M} + \frac{-V_o \frac{N_1}{N_2} (1-D) T_s}{L_M} = 0 \quad (3.1)$$

denklemleri eşitlenip sadeleştirildiğinde,

$$V_d D T_s = \frac{N_1}{N_2} V_o (1-D) T_s \quad (3.2)$$

bağıntısı elde edilir. Flyback çeviricinin kazancı ise,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{(1-D)} \quad (3.3)$$

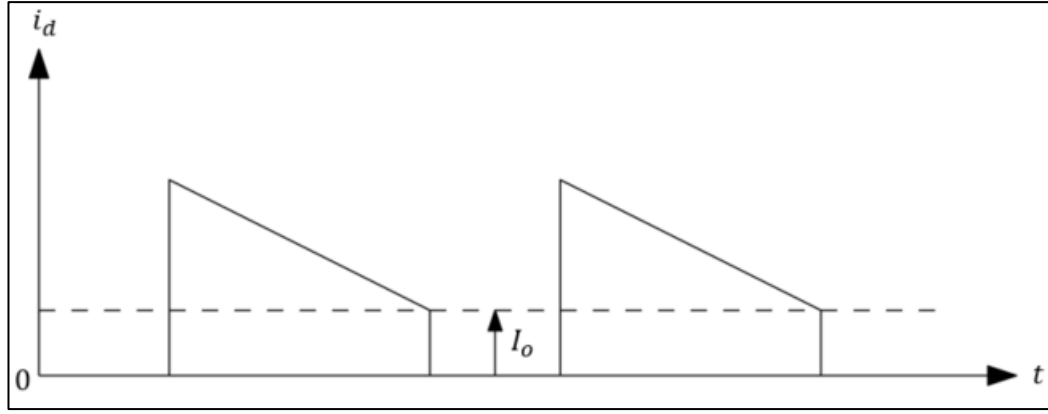
olarak elde edilir. İkincil tarafta bulunan diyottan geçen ortalama akım değeri ise;

$$\langle i_d \rangle = I_d = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \times T_s} i_d(t) dt \quad (3.4)$$

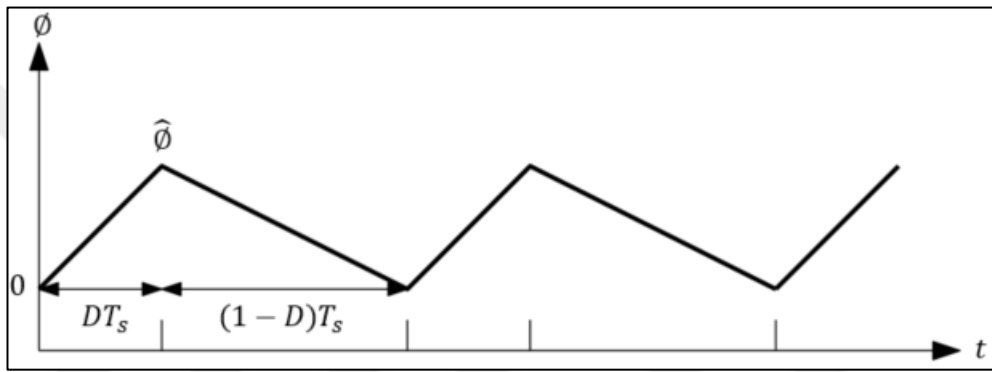
$$I_d = \frac{1}{T_s} \left[\frac{\left(\left(I_m - \frac{\Delta I_m}{2} \right) + \left(I_m + \frac{\Delta I_m}{2} \right) \right) D T_s}{2} \right] \quad (3.5)$$

$$\Rightarrow \langle i_d \rangle = I_d = I_m D \quad (3.6)$$

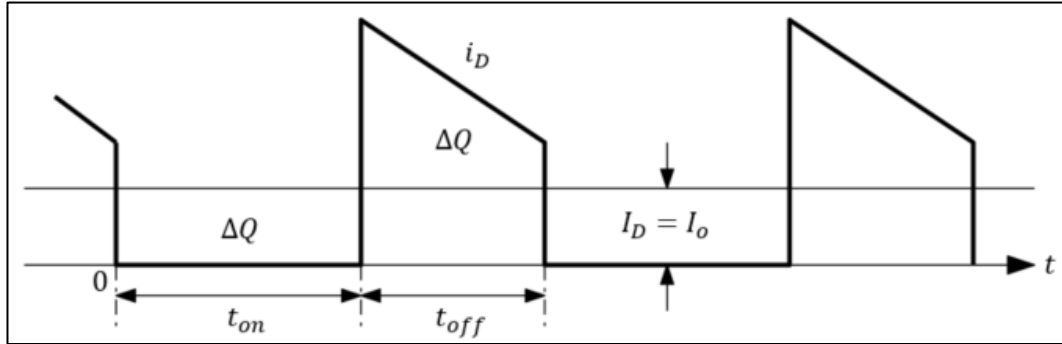
olarak ifade edilebilir.



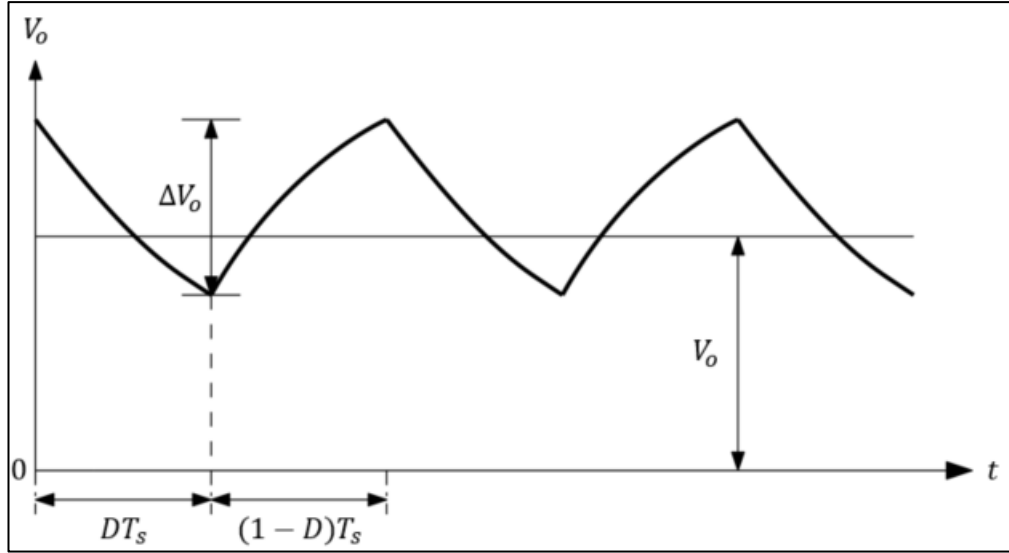
Şekil 3.5: CCM'de Kaynak Akımı ve Ortalama Çıkış Akımı.



Şekil 3.6: CCM'de Mıknatıslanma Endüktansı Üzerindeki Manyetik Akı Değişimi.



Şekil 3.7: CCM'de Çıkış Diyodu Üzerinden Geçen Akım.



Şekil 3.8: Çevirici Çıkış Gerilimi Dalga Şekli.

Flyback çeviriciler CCM, BCM veya DCM’de çalışabilir. BCM sınır çalışma modu olup, anahtara ait doluluk oranına göre CCM veya DCM’e geçiş görülebilir.

Kritik çalışma modu için kritik doluluk oranını hesaplamak istediğimiz takdirde ortalama giriş akımını;

$$I_d = \frac{D_{krt} \Delta I_m}{2} \quad (3.7)$$

olarak yazabiliriz. BCM’de anahtarın iletimde olduğu durum için mıknatıslanma endüktansı üzerindeki gerilim-zaman bağıntısını kullanarak endüktans üzerindeki akım değişimi ifadesi;

$$\Delta I_m = \frac{D_{krt} T_s V_d}{L_m} \quad (3.8)$$

olarak bulunur. (3.7) numaralı denklemde bulunan ΔI_m ifadesi yerine (3.8) numaralı denklem kullanılarak ortalama giriş akımı;

$$I_d = \frac{D_{krt}^2 T_s V_d}{2L_m} \quad (3.9)$$

olmaktadır. İdeal durumda bulunan Flyback çevirici için aşağıdaki güç eşitliği yazılabilir.

$$V_o I_o = V_d I_d \quad (3.10)$$

(3.10) numaralı denklemde ifade edilen güç eşitliğinden yola çıkarak, (3.9) numaralı denklem yardımıyla Flyback çeviricinin denetim sinyaline ait doluluk oranı ifadesi;

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{V_d D_{krt}^2}{2L_m f_s I_o} \quad (3.11)$$

şeklindedir. Burada $T_s = \frac{1}{f_s}$ anahtara ait anahtarlama periyodunu temsil etmektedir. Flyback çeviricinin (3.3) numaralı kazanç denkleminde ve (3.11) numaralı denklemde bulunan ortak ifadeler yardımı ile;

$$\frac{V_d D_{krt}}{2L_m f_s I_o} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{(1 - D_{krt})}$$

$$V_d D_{krt} (1 - D_{krt}) = 2L_m f_s I_o \frac{N_2}{N_1}$$

$$V_o \frac{N_1}{N_2} (1 - D_{krt})^2 = 2L_m f_s I_o \frac{N_2}{N_1}$$

$$(1 - D_{krt})^2 = \frac{2L_m f_s}{R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

$$D_{krt} = 1 - \sqrt{\frac{2L_m f_s}{R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2} \quad (3.12)$$

(3.12) numaralı denklem ile sisteme ait çalışma modunu belirleyecek olan doluluk oranının kritik değeri ifadesi elde edilmiştir. $D > D_{krt}$ olduğu durumlarda Flyback çevirici CCM'de, $D < D_{krt}$ olduğu durumlarda ise DCM'de çalışacaktır.

Güç elektroniği çeviricilerinde çıkış geriliminde meydana gelecek salınım da bir hayli önemlidir. Çıkış geriliminde meydana gelecek olan salınımın minimum düzeyde olması istenmektedir. Bu değer çıkış kapasitesinin değeri, yük akımı gibi parametrelere bağlıdır. Çeviricinin çıkış kapasitesine ait yük değışimi ifadesi kararlı hal çalışma durumunda aşığıdaki gibidir;

$$\Delta Q = \int_0^{D \times T_s} i_{D,AC} dt \quad (3.13)$$

ise kapasitenin toplam yükünde meydana gelen değışim,

$$\Delta Q = DT_s I_o \quad (3.14)$$

olarak ifade edilebilir. Çıkış kapasitesindeki yük ve gerilim ilişkisi ise;

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \int_0^{D \times T_s} i_{D,AC} dt$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

$$\Delta V_o = \frac{DT_s I_o}{C} \quad (3.15)$$

gibidir. Elde edilen denklemden de anlaşılacağı üzere çıkış gerilimindeki salınım anahtarın iletim süresi ve yük akımı ile ilişkilidir. Bu nedenle anahtara uygulanan denetim ile çıkış gerilimindeki salınım arasında ilişki bulunduğu gözlenmektedir.

Tablo 3.1: Flyback Çevirici Temel Parametreleri.

f_s : Anahtarlama Frekansı	T_s : Periyot
V_d : Giriş Gerilimi	V_o : Çıkış Gerilimi
L_M : Manyetizma Endüktansı	D : Doluluk Oranı
I_D : Ortalama Sekonder Diyot Akımı	i_d : Kaynak Akımı
N_1 : Primer Sargı Tur Oranı	N_2 : Sekonder Sargı Tur Oranı
I_m : Miknatıslanma Endüktansı Ort. Akımı	i_d : Kaynak Akımı
ΔV_o : Çıkış gerilimindeki salınım	D_{krt} : Kritik Doluluk Oranı

Bu tez çalışmasında denetim yöntemlerinin uygulanacağı Flyback çevirici parametreleri yukarıda verilen dinamik denklemler yardımı ile CCM'de 25W çıkış gücüne sahip, $\Delta V_o = \%2$, $\Delta I_m = \%30$ olacak şekilde hesaplanmıştır.

Tablo 3.2: $V_o = 5V$ için Flyback Çevirici Parametreleri.

$\Delta V_o = \%2$	$\Delta I_m = \%30$
$L_M = 60\mu H$	$C = 100\mu F$
$V_d = 48V$	$R = 5\Omega$
$N_1 = 1$	$N_2 = 1$
$f_s = 50kHz$	

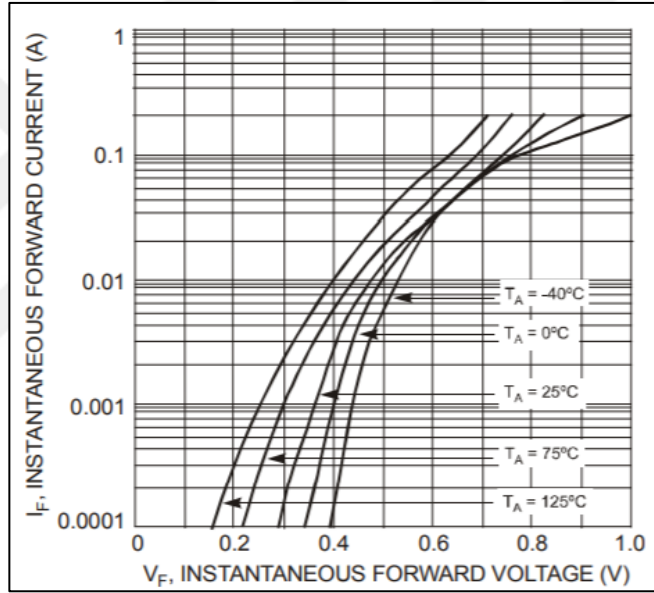
Tablo 3.3: $V_o = 1.2V$ için Flyback Çevirici Parametreleri.

$\Delta V_o = \%2$	$\Delta I_m = \%30$
$L_M = 3.8\mu H$	$C = 33\mu F$
$V_d = 48V$	$R = 57m\Omega$
$N_1 = 1$	$N_2 = 1$
$f_s = 50kHz$	

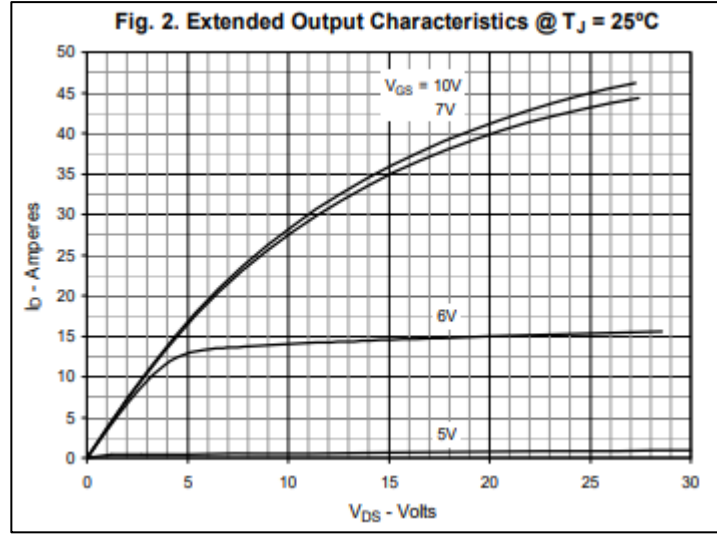
3.1. Flyback Çeviricilerin Doğrusal Olmayan Yapısı

Giriş bölümünde bahsedildiği üzere Flyback çeviriciler doğrusal olmayan yapıdadır. Bu nedenle Flyback çeviricilerin denetimini doğrusal denetim sistemleri ile gerçekleştirmek yerine doğrusal olmayan denetim teknikleriyle gerçekleştirmek daha efektif olacaktır. Aşağıdaki bölümde "Flyback çeviriciler neden doğrusal olmayan yapıdadır?" sorusuna birkaç yaklaşımla cevap verilecektir.

Flyback çeviricilerin daha detaylı baktığımız taktirde, kullanılan yarıiletken devre elemanları sıcaklık, frekans, üzerine uygulanan voltaj gibi faktörler ile değişen doğrusal olmayan özellik gösterir.



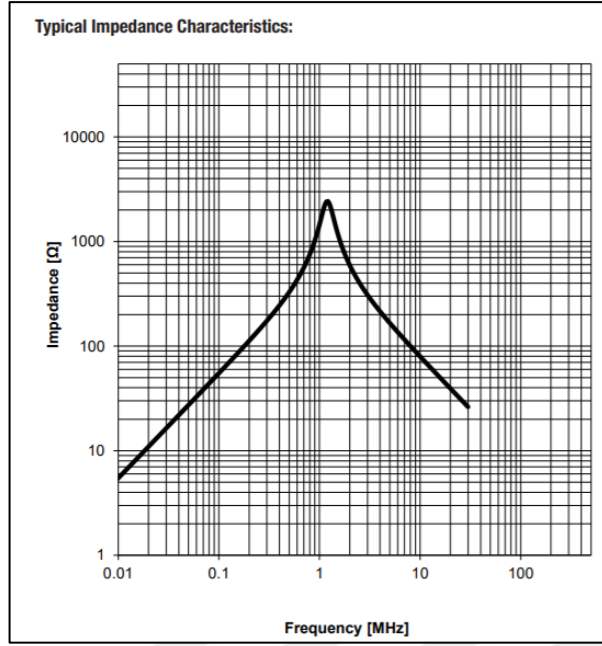
Şekil 3.9: Diodes-BAS40 Diyot Voltaj-Akım Karakteristiği.



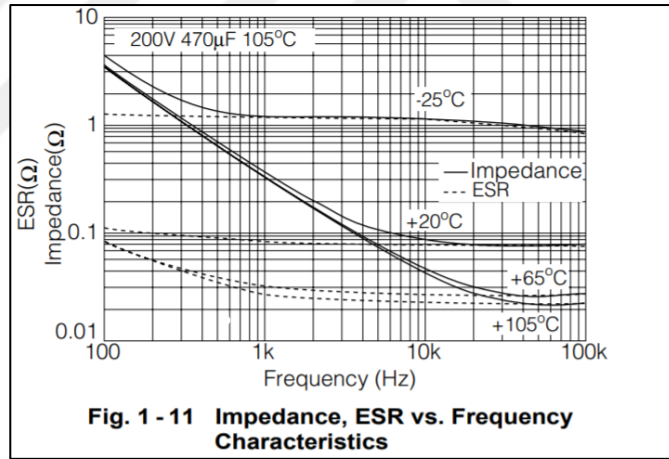
Şekil 3.10: IXYS-IXTP450P2 MOSFET Voltaj-Akım Karakteristiği.

Tüm güç elektroniği çeviricilerinde olduğu gibi, Flyback çeviricilerde de enerjinin aktarımı sırasında meydana gelen kayıplar nedeni ile ısı enerjisi açığa çıkmaktadır. Özellikle muhafazanın içinde bulunan çeviricilerde muhafaza içerisindeki sıcaklığın artış miktarı enerji kaybı arasında doğrudan bir ilişki vardır. Bu nedenle ideal olmayan durumlarda çeviricilerde sıklıkla kullanılan elektrolitik kapasitör, bobin, direnç gibi pasif devre elemanlarına ait parazitik komponent değerlerinin ortam çalışma sıcaklığı ile değişimi oldukça önemli bir yere sahiptir. Flyback çeviricilerde sabit veya değişken frekansla anahtarlama yapmanın getirdiği avantaj ve dezavantajlar bulunmaktadır. Denetim sinyalinin frekans karakteristiği, uygulama yapılacak sistemin yük karakteristiği, çeviricinin verimi, elektromanyetik gürültü sınırları gibi faktörler tarafından seçilmektedir.

Aynı zamanda anahtarlama frekansının değişken olduğu durumlar için değerlendirildiği takdirde, çeviricilerde sıklıkla kullanılan elektrolitik kapasitör, bobin, direnç gibi pasif devre elemanlarına ait parazitik komponent değerleri karakteristiklerinin anahtarlama frekansı ile arasında bir ilişki olduğu görülmektedir.



Şekil 3.11: Würth Elektronik-744383130082 İndüktör Frekans-Empedans Karakteristiği.



Şekil 3.12: Nichicon-Alüminyum Elektrolitik Kapasitör Empedans-Sıcaklık-Frekans Karakteristiği.

Bu nedenle çeviricide kullanılan komponentlerin yapısal özelliklerinden dolayı doğrusal olmayan karakteriste olduğu açıkça görülmektedir.

Tüm bunların yanında, kontrol edilen anahtara ait denetim sinyalleri, kontrol edilmek istenilen değişkenlerin doğrusal olmayan fonksiyonlarıdır. Bir önceki bölümde elde edilen (3.12) numaralı eşitlik yardımı ile bu sonuca açıkça varabiliriz.

3.2. Flyback Çeviricilerde Denetim

Flyback çeviriciler, izoleli DA-DA anahtarlama güç kaynakları sınıfında yer alan bir çevirici türüdür. Düşük güçlerde (<200W) sağladığı maliyet avantajı ve tasarım kolaylığı nedeni ile endüstride kendisine geniş bir çalışma alanı bulmaktadır. Ayrıca Flyback çeviriciler geniş giriş gerilim aralığı boyunca kararlı bir şekilde çalışabilmektedir. Getirdiği bu avantajlar nedeni ile özellikle galvanik izolasyonun önem kazandığı haberleşme uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir. Flyback çeviricilerde izolasyon amacı ile kullanılan transformatör aynı zamanda kararlı çalışma durumunda enerji depolama görevini de yerine getirmektedir. Bu açıdan bakıldığında transformatör yapısından farklı olarak indüktör gibi davranmaktadır.

Flyback çeviricilerin, birlikte kullanıldıkları sistemler itibari ile değişen çevre koşullarına ve çevresel bozuculara hızlı bir şekilde tepki verip kararlı hal çalışma durumunu devam ettirmesi beklenmektedir. Flyback çeviricilerin devre yapısı, maliyet avantajı sağlamak adına yüksek güç yoğunluğuna sahip olduğundan dolayı komponentler üzerindeki termal stresler artmaktadır. Artan termal stresler ile birlikte devrenin temel elemanlarından olan bobin, MOSFET ve kapasitelerdeki parazitik komponent değerleri değişiklik gösterebilmektedir. Değişen parazitik komponent değerleri devrenin kararlı çalışmasını olumsuz etkileyen faktörlerdendir. Ayrıca çeviricilerin doğrusal olmayan yapıda olmaları ve farklı çalışma koşulları arasındaki geçiş, özellikle yükteki değişim nedeniyle meydana gelen yük ve hat salınımları, denetleyici kararlılığını etkilemektedir.

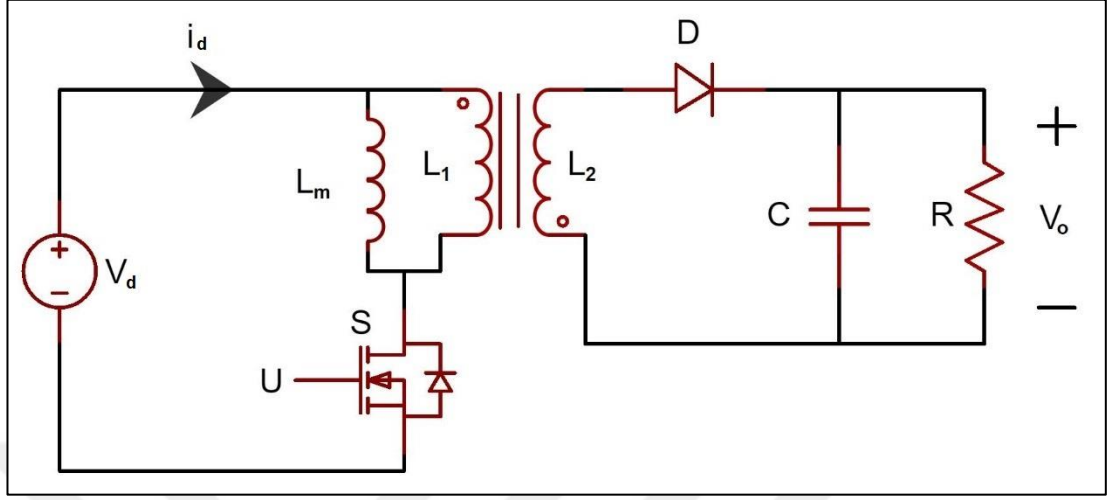
Bu tez çalışması sırasında Flyback çeviriciye ait çıkış gerilim değerleri belirlenirken gelecekteki yönelimleri ve mevcut yapılar dikkate alınmıştır. Günümüzde kullanılan lojik yapıların gerilim değerleri genellikle 5V ve 3.3V 'dur. Fakat gelişen teknoloji ile birlikte devre yapılarının verimliliğini de geliştirme çalışmaları büyük önem taşımaktadır. Bu doğrultuda lojik sistemlere ait tepki sürelerinin iyileştirilmesi ve harcanılan enerji miktarının düşürülmesi adına daha düşük lojik gerilim seviyeleri ile ilgili çalışmalar yapılmaktadır [20, 21]. Çalışılan gerilim seviyelerinden birtanesi de 1.2V gerilim seviyesidir. Bu nedenle tez çalışmamızda tasarlayacağımız Flyback çeviriciye ait çıkış gerilim seviyeleri her bir kontrol yöntemi için lojik devre yapılarının gelecekteki eğilimleri göz önüne alınarak 5V ve 1.2V olarak belirlenmiştir.

3.3. Flyback Çeviricide Geri Adımlamalı Denetim

Geri adımlama tekniği ile kontrol Lyapunov tabanlı bir kontrol sistemidir. Yöntemin çalışma mantığı incelendiği zaman, sisteme ait durum değişkenlerinin birbirleri ile karşılaştırılması sonucunda sistem kararlılığını sağlamaya yöneliktir. Geri adımlama tekniği uygulaması sırasında sistem tasarlanırken belirlenen referans değerlerin (arzu edilen) izlenme gerekliliği bulunmaktadır. Geri adımlama tekniğinin temelini oluşturan Lyapunov fonksiyon sistemleri incelendiği zaman kendisini oluşturan skaler fonksiyonlar yardımı ile diferansiyel denklemlerin kararlı olduğu noktalarda kalabilmesini sağlamayı amaçlamaktadır. Lyapunov fonksiyonları ile birlikte birçok farklı sistemin kararlılık analizi gerçekleştirilebilmektedir. Bunun yanında Lyapunov fonksiyonları belirlenir iken birçok farklı fonksiyon seçilebilmektedir ve bu aşamada sistem sınır noktalarının da doğru bir şekilde tanımlanması, sistem çalışma güvenliği açısından önem taşımaktadır. Bu nedenle ilgili olan sisteme uygulanan Lyapunov kararlılık analizi farklı çalışma koşulları etrafında şekillendirilebilir. Aynı zamanda bazı geri adımlamalı sistemlerde eşdeğer sistemin kestirimi yapılabildiği için kontrol edilmek istenen sisteme ait parametrelerin birçoğunun bilinmesine gerek kalmadığı durumlar olmaktadır. Sağladığı bu esnek yapının yanında her bir sistem ve kontrol yapısı için farklı fonksiyon tanımlarının yapılabilmesi nedeni ile teori ve uygulamada araştırmacılar için hala güncel olarak incelenmektedir.

Bu bölümde önce denetimi tasarlanacak sistemin dinamik denklemi verilecek daha sonra hata dinamiklerini oluşturacağız ve son olarak geri adımlamalı denetleyici tasarımını gerçekleştireceğiz. Şekil 3.9'da çapraz tip çeviriciye ait yapı verilmiştir. Bu yapıda $V_d(t)$ DC giriş kaynağı ile S anahtarı transformatörün primer sargısına seri bağlanmıştır. D diyotu ve RC çıkış devresi transformatörün ikinci sargıya seri bağlanmıştır. S anahtarı kapalı konumda iken, anahtar açık konuma gelene kadar, transformatörün primer sargısındaki akım doğrusal olarak artış gösterir. Anahtar açık konuma geldikten sonra transformatörde depolanan enerji ikinci sargı üzerinden, çevirme oranı kadar değişim göstererek, D diyotunu ilettime sokarak RC devresine aktarılır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, yük ile giriş geriliminin ters kutuplanmış olduğudur. R yük direnci enerjisini anahtar kapalı konumda olduğu

sürece enerjisini C çıkış kapasitesinden, anahtar açık olduğu konumda ise, transformatörden alır.



Şekil 3.13: Flyback Çeviricinin İdeal Modeli.

Çeviricinin durum değişkenleri; transformatörünün primer sargısından akan giriş akım $i_L(t)$, kapasite gerilimi $V_O(t)$ olmak üzere, devrenin S anahtarlama elemanı μ anahtar konum fonksiyonu olarak modellenmiştir. Denetleyici tasarımına konu olan çapraz çeviricinin kesintisiz çalışma moduna ait dinamik denklemlerini;

$$\frac{di_d}{dt} = -n \frac{1}{L_M} (1 - \mu)V_O + \frac{1}{L_M} \mu V_d \quad (3.16)$$

$$\frac{dV_O}{dt} = n \frac{1}{C} (1 - \mu)i_d + \frac{1}{RC} V_O \quad (3.17)$$

olarak yazabiliriz. (3.16) ve (3.17) denklem sisteminde yer alan $V_d(t) \in R$ çevirici besleme gerilimini, $V_O(t) \in R$ olmak üzere çevirici çıkış gerilimini, L_M ise transformatör sarımları arasındaki ortak endüktansı ifade etmektedir. Sistemin ideal modelinde yer alan anahtarlama elemanı olarak kullanılan S'nin anahtar konum fonksiyonu u anahtarın bir periyottaki çalışma oranı μ dönüşümü $u = \mu$ olarak,

$$u = \left\{ \begin{array}{ll} 1, & t_k < t \leq t_k + \mu(x(t_k))T \\ 0, & t_k + \mu(x(t_k))T < t \leq t_k + T = t_{k+1} \end{array} \right\} \quad (3.18)$$

ilişkisi kullanılarak ve $x_1 = i_d(t)$ ve $x_2 = V_o(t)$ dönüşümleri yapılp (3.16) ve (3.17) ifadesinde dönüşümler yerlerine yazılarak düzenlenir ise sistem dinamiği,

$$\dot{x}_1 = -n \frac{1}{L_M} (1 - \mu)x_1 + \frac{1}{L_M} \mu V_i \quad (3.19)$$

$$\dot{x}_2 = n \frac{1}{C} (1 - \mu)x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \quad (3.20)$$

olarak elde edilir.

3.3.1. Hata Sistemi

Sistemi kararlı hale getirecek ve kontrol amacına uygun olarak μ nün x_2 çıkış gerilimini, istenen çıkış gerilimi $x_2^{ref} = V_k$ referans değerine getirecek sekonder akımının istenen referans değeri,

$$x_1^{ref} = \frac{x_2^{ref}}{R} \left(\frac{x_2^{ref}}{V_d} - 1 \right) \quad (3.21)$$

olarak bulunur. Hata ifadeleri ise,

$$e = x_1^{ref} - x_1 \quad (3.22)$$

$$z = x_2^{ref} - x_2 \quad (3.23)$$

olarak tanımlanmıştır. Bu bölümde tanımlanan $e \in \mathbb{R}$ ve $z \in \mathbb{R}$ sırası ile transformatörün primer sargısından geçen akım değeri hata ifadesi ile çıkış gerilimindeki hata ifadesini temsil etmektedir.

3.3.2. Geri Adımlamalı Denetleyici Tasarımı

Bu bölümde ilk olarak geri adımlamalı denetleyici tasarımı gerçekleştirilecek olup daha sonra sistemin kararlılık analizi gerçekleştirilecektir. İlk olarak akım hata ifadesi olan $e(t)$ 'nin zamana göre türevi alınacak olup ilk bölümde tanımlanan sistemin dinamik denklem ifadesi kullanılarak,

$$\dot{e} = \dot{x}_1^{ref} + n \frac{1}{L_M} (1 - \mu)x_2 - \frac{1}{L_M} \mu V_d \quad (3.24)$$

Biçiminde açık çevrim dinamiği elde edilir. Burada yer alan $x_2(t)$ değeri (3.23) ifadesi kullanılarak yeniden düzenlenir ise;

$$\dot{e} = \dot{x}_1^{ref} + a(1 - \mu)x_2^{ref} - a(1 - \mu)z - \frac{1}{L_M} \mu V_d \quad (3.25)$$

ifadesi elde edilir. Burada $a = n \frac{1}{L_M}$ olarak tanımlanmıştır. Bu ifadeden yararlanarak $x_2^{ref}(t)$ çıkış gerilimi istenen değerini;

$$x_2^{ref} \triangleq \frac{1}{(a(1 - \mu))} \left\{ -k_e e - \dot{x}_1^{ref} + \frac{1}{L_M} \mu V_d \right\} \quad (3.26)$$

biçiminde tasarlamış oluruz. (3.26)'da bulunan $k_e \in \mathbb{R} > 0$ olmak üzere negatif olmayan denetim kazanç katsayısıdır. (3.26) ifadesini (3.25) 'de $e(t)$ 'nin açık çevrim dinamiğinde kullanılarak;

$$\dot{e} = -k_e e - a(1 - \mu)z \quad (3.27)$$

formunda $e(t)$ akım hatasının kapalı çevrim dinamiği elde edilir. Bu dinamiği daha sonra denetleyicinin kararlılık analizinde kullanılacaktır. Hata sisteminde yer alan çıkış gerilim hatası (3.22) 'nin zamana bağlı türevinde (3.20) ifadesi kullanılarak,

$$\dot{z} = \dot{x}_2^{ref} - n \frac{1}{C} (1 - \mu)x_1 + \frac{1}{RC} x_2 \quad (3.28)$$

ifadesi elde edilir. Bu ifadede, $x_2^{ref}(t)$ çıkış geriliminin istenen değeri (3.26) ifadesinin zamana göre türevi alınarak, (3.28) ifadesinde kullanılarak çıkış gerilim hatasının açık çevrim dinamiği elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{z} = & \frac{-1}{(a(1-\mu))} (k_e \dot{e} + \dot{x}_2^{ref}) + \left(\frac{1}{L_M a(1-\mu)} V_d + \frac{1}{(1-\mu)} x_2^{ref} \right) \dot{\mu} \\ & - n \frac{1}{C} (1 - \mu)x_1 + \frac{1}{RC} x_2 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Bu ifadede yer alan $b = \left(\frac{1}{L_M a(1-\mu)} V_d + \frac{1}{(1-\mu)} x_2^{ref} \right)$ olmak üzere geri adımlamalı denetleyicimizin denetim işareti,

$$\begin{aligned} \mu \triangleq & \frac{1}{s} \left\{ \frac{-1}{b} \left\{ k_z z - n \frac{1}{C} (1 - \mu)x_1 + \frac{1}{RC} x_2 - \frac{1}{(a(1-\mu))} (k_e \dot{e} \right. \right. \\ & \left. \left. + \dot{x}_1^{ref}) \right\} \right\} \end{aligned} \quad (3.30)$$

olarak tasarlanmıştır. Bu ifadede yer alan $k_z \in \mathbb{R} > 0$ olmalı üzere pozitif denetim kazancıdır. Ayrıca s standart laplace operatörüdür. Çıkış gerilim hatasının kapalı çevrim dinamiği ise,

$$\dot{z} = -k_z z + a(1 - \mu)e \quad (3.31)$$

Elde edilir. Geri adımlamalı denetleyicimizin amacı durum değişkenlerimizi istenilen referans değere zorlamak ve bu değerlerde kalmasını sağlamaktır. Bu şartlarda negatif olmayan Lyapunov aday fonksiyonu,

$$V = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2} z^2 \quad (3.32)$$

olarak tanımlanmıştır. Bu fonksiyonun zamana göre türevi alınıp, (3.27) ve (3.31) 'de verilen hataların kapalı çevrim dinamikleri kullanılarak,

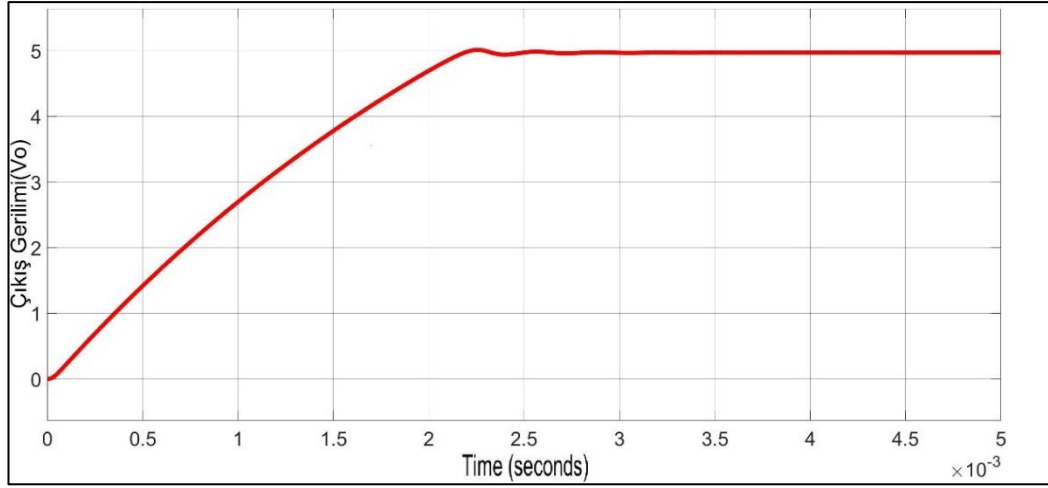
$$\dot{V} = -k_e e^2 - k_z z^2 \quad (3.33)$$

elde edilir. Buradan da anlaşılacağı üzere, $e(t)$ ve $z(t) \in \mathcal{L}_\infty$ sınırlıdır. Ayrıca (3.32) ve (3.33) ifadeleri göz önüne alındığında, $e(t)$ ve $z(t)$ hataları üstel olarak sifıra gitmektedir. Böylece akım hatası sifıra gitmekte dolayısı ile çıkış gerilimi de referans değere ulaşmaktadır.

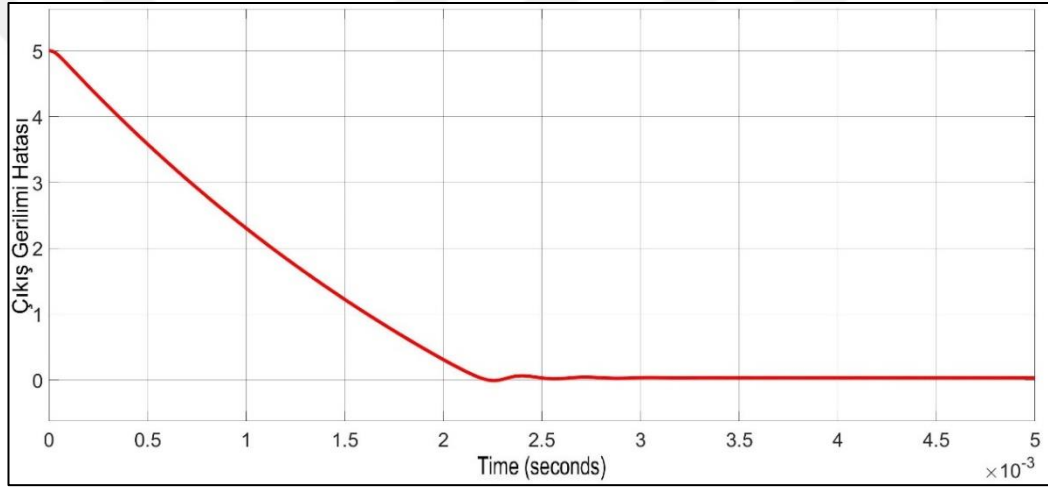
3.3.3. Benzetim Sonuçları

Yukarıda elde edilen (3.30) numaralı denklemdeki denetim sinyali, Şekil 3.1'de verilen çapraz tip çeviriciye nümerik olarak uygulanmıştır. Çevirici parametreleri $V_o = 5V$ için Tablo 3.2 ve $V_o = 1.2V$ için Tablo 3.3'deki gibidir.

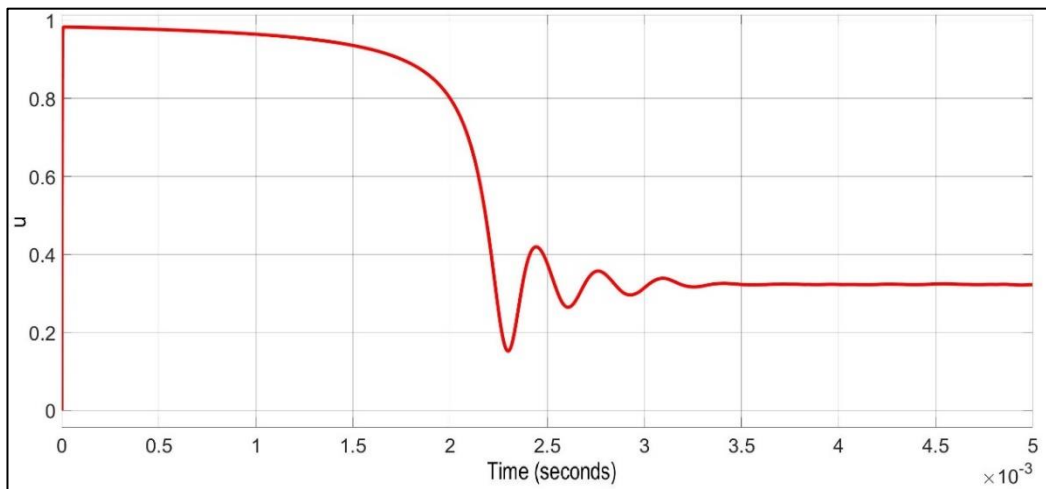
Arzu edilen çıkış gerilim değeri iki durum için ayrı ayrı incelenmiş olup $x_2^{ref} = 5V$ ve $x_2^{ref} = 1.2V$ olarak seçilmiştir. $V_o = 5V$ için denetim denkleminde yer alan kazanç katsayıları $k_z = 85 \times 10^5$ ve $k_e = 1.5 \times 10^4$ olarak ayarlanmıştır. $V_o = 1.2V$ için ise $k_z = 18.5 \times 10^5$ ve $k_e = 1.75 \times 10^4$ olarak ayarlanmıştır. Elde edilen denetim sinyali 2V genliğe sahip 50kHz frekansında testere dişi sinyal ile karşılaştırılmıştır. Flyback çevirici ve denetleyiciye ait parametreler ışığında MATLAB/Simulink ortamındaki benzetim sonuçları aşağıdadır.



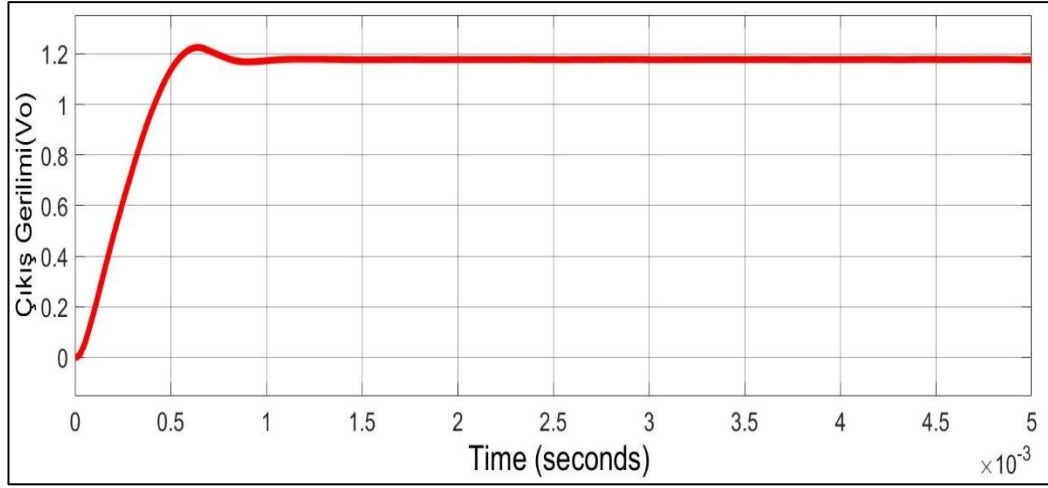
Şekil 3.14: $x_2^{ref} = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi.



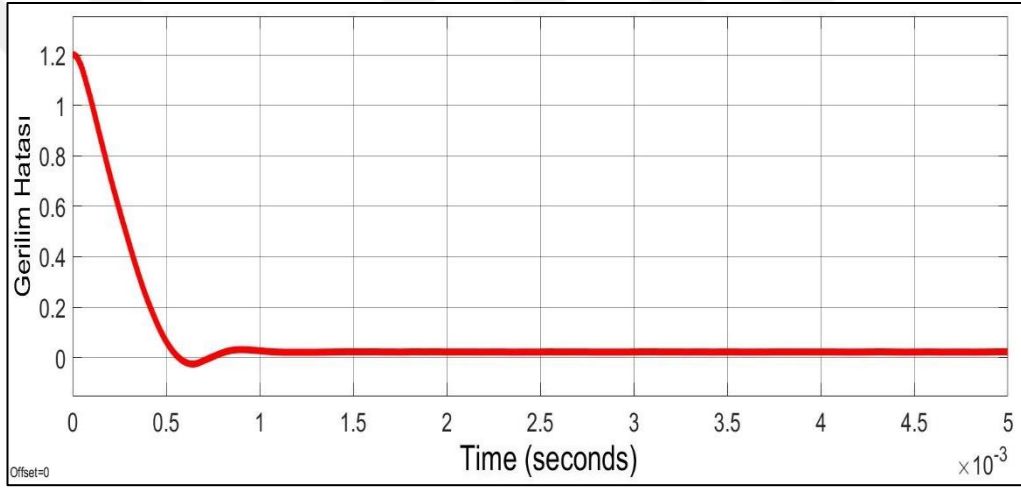
Şekil 3.15: $x_2^{ref} = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali (z_{5V}).



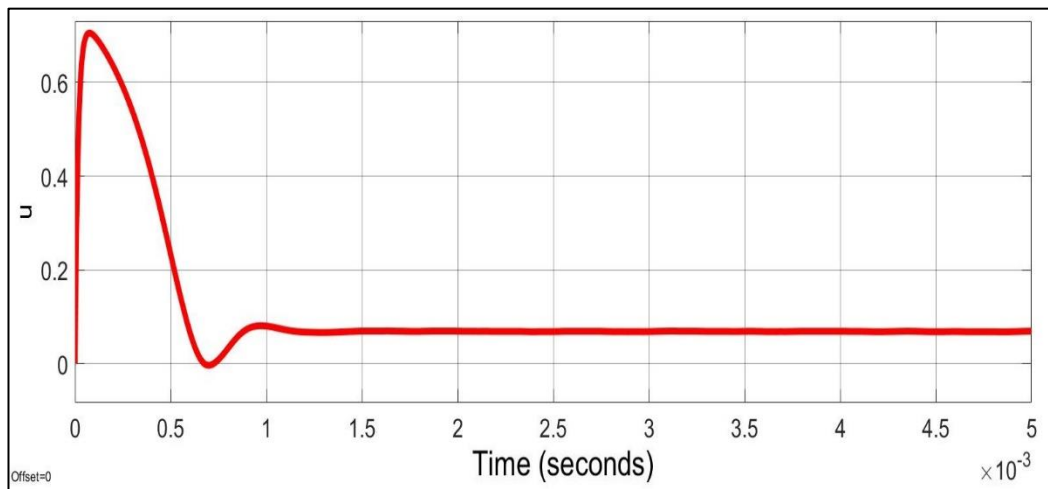
Şekil 3.16: $x_2^{ref} = 5V$ İçin Denetim Sinyali.



Şekil 3.17: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi.

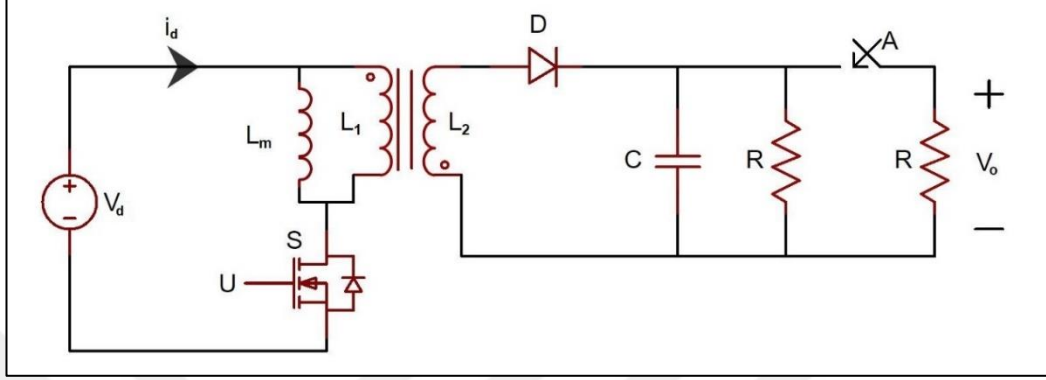


Şekil 3.18: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali ($z_{1.2V}$).



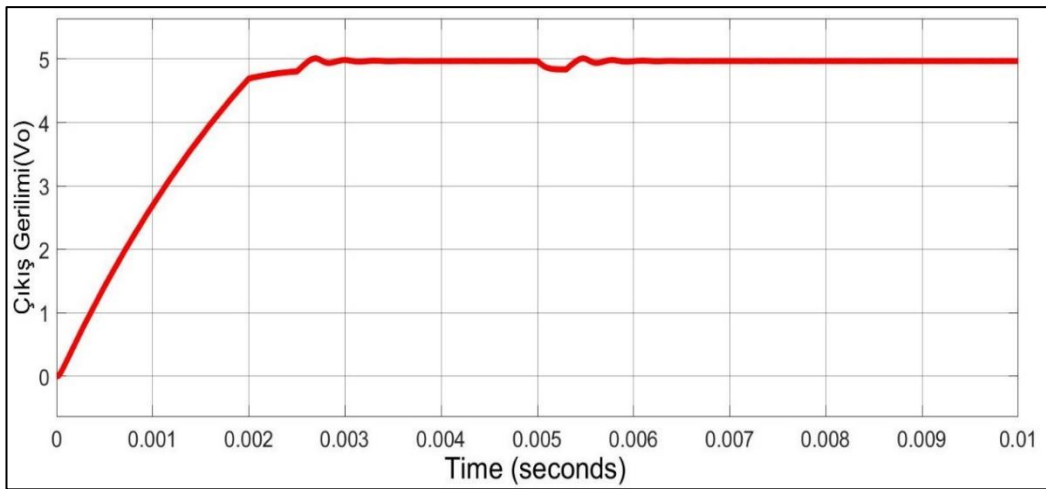
Şekil 3.19: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Denetim Sinyali.

Denetim sisteminin kararlılığını analiz edebilmek adına yukarıda tanımlanan Flyback topolojisinde bulunan çıkış yüküne ek olarak, ani yük değişimlerini temsil edebilmesi adına belirlenen zamanlarda ideal bir anahtarlama elemanı yardımı ile devreye alınıp ve çıkarılan eşdeğer R yükü eklenmiştir.

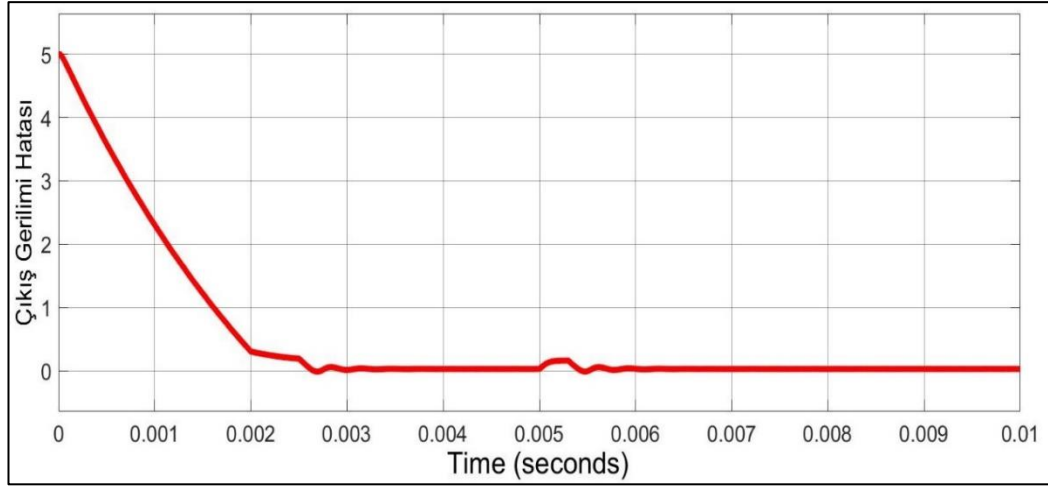


Şekil 3.20: Flyback Çeviricinin Anahtarlama Yük Modeli.

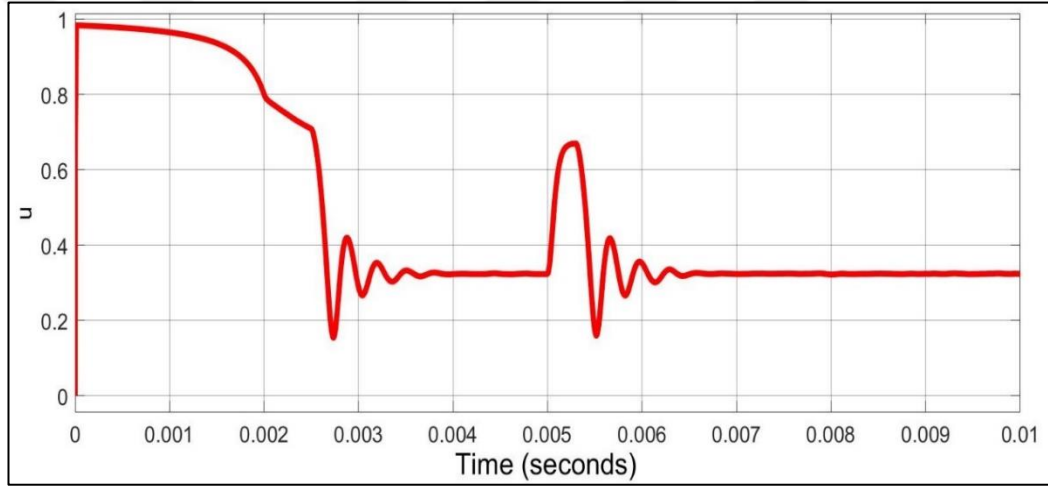
Şekil 3.16'da verilen çeviriciye ait parametreler bir önceki sistemle aynı olmakla birlikte çıkışta bulunan ek yükün değeri de sistem yükü ile eşdeğerdir. Eklenen yük anahtarlanarak sistem çıkışında ani yük değişimi oluşturup sistemin kararlı yapıda kalıp kalmadığı gözlenmiştir. Sistemde bulunan ek yük $t_{1on} = 2.5ms$, $t_{2on} = 5ms$ 'de devreye alınmakta olup $t_{1off} = 3ms$, $t_{2off} = 5.5ms$ 'de devreden çıkarılmaktadır. Sisteme ait benzetim sonuçları aşağıdadır.



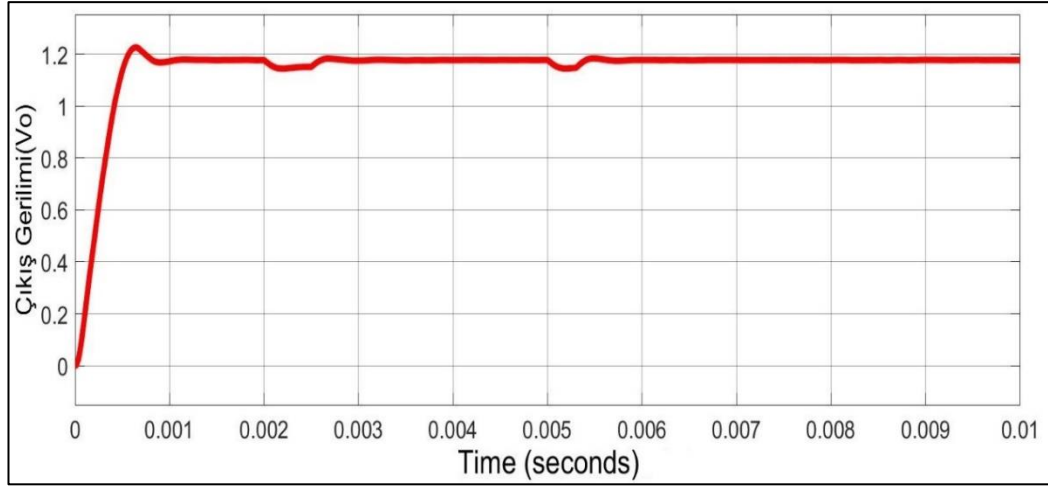
Şekil 3.21: $x_2^{ref} = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi.



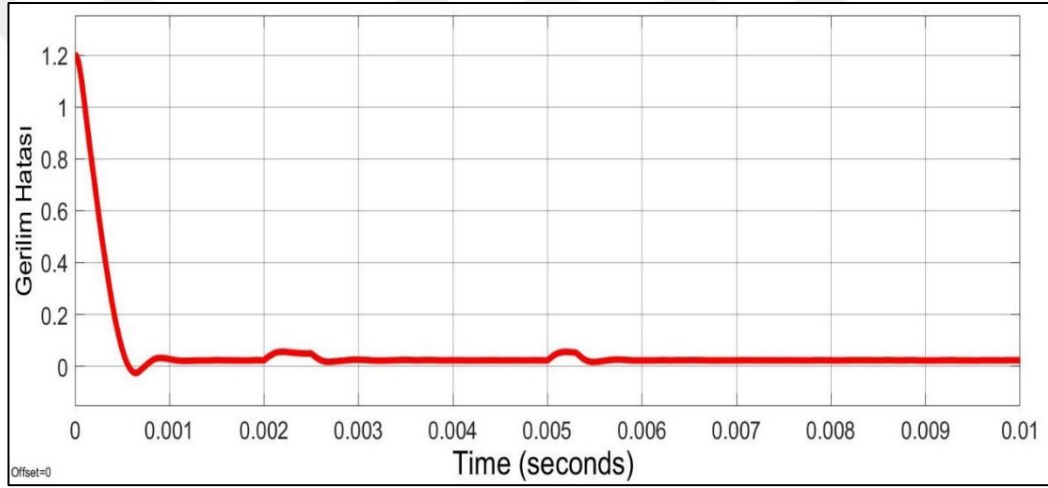
Şekil 3.22: $x_2^{ref} = 5V$ için Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali (Z_{5V}).



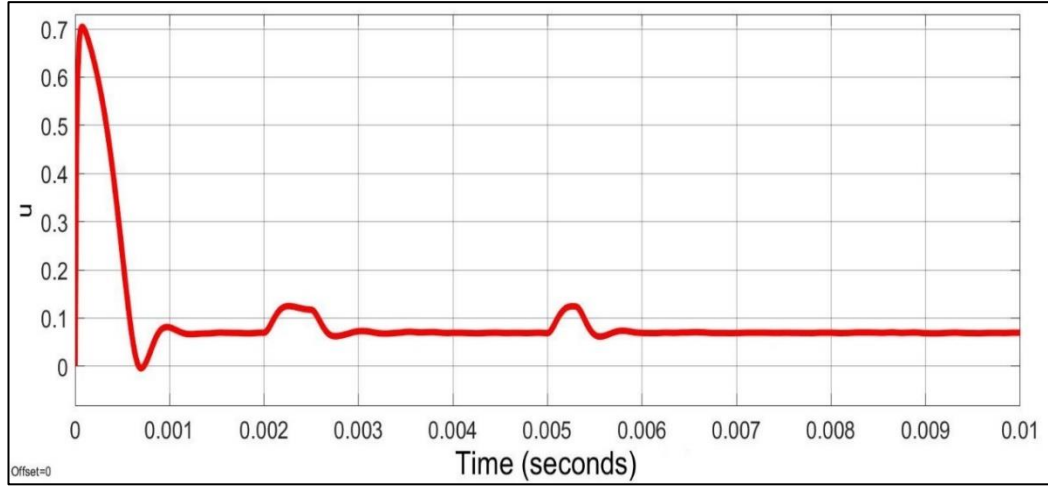
Şekil 3.23: $x_2^{ref} = 5V$ için Bozucu Yük ile Denetim Sinyali.



Şekil 3.24: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi.



Şekil 3.25: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali ($z_{1.2V}$).



Şekil 3.26: $x_2^{ref} = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Denetim Sinyali.

3.3.4. Benzetim Çıktılarının Yorumlanması

Çapraz tip çeviricide geri adımlamalı denetim tekniği kullanılarak elde edilen denetim benzetim sonuçlarından da anlaşıldığı üzere $V_O = 5V$ ve $V_O = 1.2V$ için yapılan benzetimlerde, çıkış gerilimi istenilen referans değere ulaşmış aynı zamanda çıkış gerilim hatasının da sifıra gittiği görülmektedir. Denetleyicinin çıkışından, çalışma zamanı ifadesi $\mu(t)$ elde edilmiştir. Tasarlanan denetleyicinin başarısı ve yöntemin etkinliği benzetim sonuçlarında gösterilmiştir. Aynı zamanda sistemdeki ani yük değişimlerini de göz önüne alabilmek adına, sisteme eklenen eşdeğer yük ile de benzetim gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışması yapılırken birçok farklı k_z ve k_e kazanç katsayısı denenmiştir. Benzetim sırasında seçilen kazanç katsayıları minimum kararlı hal hatası minimum yerleşme zamanı ve minimum aşırı gerilim yükselmesi (overshoot) parametreleri gözetilerek seçilmiştir. k_z değerindeki artış çevirici çıkışında aşırı gerilim yükselmelerini (overshoot) arttırırken, çıkış geriliminin yerleşme zamanını da arttırmaktadır. Fakat sistemin kararlı hal durumundaki çıkış gerilimi hatası k_z 'nin artışı ile birlikte küçülmektedir. k_e değerindeki artış ise aşırı gerilim yükselmelerini (overshoot) ve çıkış geriliminin yerleşme zamanını azaltmaktadır. Fakat sistemin kararlı durumundaki çıkış gerilimi hatası k_e 'nin artışı ile birlikte artmaktadır. Aşağıdaki tablo aracılığıyla, değişik kazanç katsayıları ile çeviricinin dinamik cevabı arasında ilişki benzetim sonuçları aracılığıyla görülmektedir.

Tablo 3.4: k_e 'ye Bağlı Çevirici Çıkış Değerleri.

k_z	k_e	Kararlı Hal Hatası	Yerleşme zamanı	Aşırı gerilim yükselmesi (Overshoot)
80×10^5	12×10^3	%0.3	16ms	%14
80×10^5	13×10^3	%0.6	14ms	%3
80×10^5	14×10^3	%0.9	11ms	%1.7
80×10^5	15×10^3	%0.8	2.7ms	%0.2
80×10^5	16×10^3	%1.4	2.2ms	%0.1
80×10^5	17×10^3	%1.6	3ms	%0.1
80×10^5	18×10^3	%1.9	1ms	%0.1

Tablo 3.5: k_z 'ye Bağlı Çevirici Çıkış Değerleri.

k_z	k_e	Kararlı Hal Hatası	Yerleşme Zamanı	Aşırı gerilim yükselmesi (Overshoot)
140×10^5	15×10^3	%0.1	7ms	%17
120×10^5	15×10^3	%0.4	4.8ms	%14
100×10^5	15×10^3	%0.5	3.5ms	%2.2
80×10^5	15×10^3	%0.8	2.7ms	%0.2
60×10^5	15×10^3	%1.7	1.1ms	%0.2
40×10^5	15×10^3	%2.3	0.8ms	%0.15
20×10^5	15×10^3	%3.5	0.3ms	%0.1

3.4. Flyback Çeviricilerde Observer Denetim

Bu bölümde, $x_1 = i_d$ ve $x_2 = V_o$ kabulleri kullanılarak observer tabanlı denetleyici tasarımı gerçekleştirilecektir. Observer tabanlı denetleyiciler, sistem parametrelerinin tam olarak bilindiği durumlarda asimptotik olarak gerçek durum değişkenlerine yakınsamaktadır. Tasarlanacak olan observer denetleyici için sistemde önceden belirlenen R_{SW} ve R_{LM} parametreleri bilinmektedir. Bu değerler anahtara ve

transformatöre ait seri kayıp parametreleridir. Mıknatıslanma endüktansı akım tahmini \hat{x}_1 çıkış gerilimini düzenlemek amacı ile x_1^* referans değerini takip etmelidir. Anahtarlama işlemi sırasında sınırlı bir süre için endüktans akımı asimptotik olarak izlenebilir. Bunun yanında çıkış gerilim hatasını gözlemleyebilmek amacı ile tahmini çıkış gerilim değerinin arzu edilen değere ulaşması zorlanacaktır.

3.4.1. Hata Sistemi

Şekil 3.1'de yapısı bulunan Flyback çeviriciye ait endüktans akımı ve çıkış gerilimi aşağıdaki gibi tanımlanır ise;

$$x_1 = i_{LM} \quad (3.34)$$

$$x_2 = V_O \quad (3.35)$$

(3.16) ve (3.17) numaralı, Flyback çeviriciye ait dinamik dinamik denklemler;

$$L_M \dot{x}_1 = -R_{SW} x_1 \mu - R_{LM} x_1 - n(1 - \mu)x_2 + \mu V_d \quad (3.36)$$

$$C \dot{x}_2 = n(1 - \mu)x_1 - I_O \quad (3.37)$$

olarak yazılabilir. Kontrol algoritması ve observer (gözlemci) tasarımını gerçekleştirmek ve performansını karakterize etmek amacı ile hata izleme sinyallerini ifade eden $e_1(t)$ ve $e_2(t)$ ve ölçüm hatalarını ifade eden \tilde{X}_1 , \tilde{I}_O sinyalleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$e_1 \triangleq x_1^* - \hat{x}_1 \quad (3.38)$$

$$e_2 \triangleq x_2^* - x_2 \quad (3.39)$$

$$\tilde{x}_1 \triangleq \hat{x}_1 - x_1 \quad (3.40)$$

$$\tilde{I}_O \triangleq I_O - \hat{I}_O \quad (3.41)$$

3.4.2. Observer Denetleyici Tasarımı

Burada $x_1^*(t) \in \mathbb{R}$ transformatöre ait mıknatıslanma endüktansını gözlemeye yarayan yardımcı kontrol yörüngesini temsil etmektedir. Yukarıdaki denklemlerde tanımlanan $\hat{I}_0(t) \in \mathbb{R}$ ve $\hat{x}_1(t) \in \mathbb{R}$ ise sırası ile tahmini endüktans akımı ve yük akımını temsil etmektedir. (3.40) numaralı denklemde tanımlanan sistemin her iki tarafının türevini alınır ve elde edilen formül sistemin dinamik denkleminde, (3.36)'da kullanılır ise,

$$\dot{\tilde{x}}_1 = \dot{\hat{x}}_1 - \dot{x}_1 \quad (3.42)$$

$$L_M \dot{\tilde{x}}_1 = L_M \dot{\hat{x}}_1 - L_M \dot{x}_1 \quad (3.43)$$

$$L_M \dot{\tilde{x}}_1 = L_M \dot{\hat{x}}_1 + R_{SW} x_1 \mu + R_{LM} x_1 + n(1 - \mu)x_2 - \mu V_d \quad (3.44)$$

elde edilir. Gözlemlenen endüktans akımına bağlı olarak bir sonraki kararlılık analizi ve tasarım parametresi;

$$\dot{\hat{x}}_1 \triangleq \frac{1}{L_M} \left\{ \mu V_d - n(1 - \mu)x_2 - (R_{LM} + R_{SW}\mu)\hat{x}_1 - \frac{k_1 L_M}{C} e_1 - e_2 \right\} \quad (3.45)$$

olarak tanımlanır. Burada $k_1 \in \mathbb{R}$ pozitif kontrol kazancıdır. (3.45) numaralı denklemden elde edilen parametreyi (3.46) numaralı denklemde kullanır isek;

$$L_M \dot{\tilde{x}}_1 \triangleq -(R_{LM} + R_{SW}\mu)\tilde{x}_1 - e_2 - \frac{k_1 L_M}{C} e_1 \quad (3.46)$$

elde edilmiş olur. (3.36) ve (3.37) numaralı denklemlerin zamana bağlı türevi alınıp (3.38) ve (3.39) numaralı denklemler kullanılarak yeniden düzenlendiği takdirde,

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1^* - \dot{x}_1 \quad (3.47)$$

$$L_M \dot{e}_1 = L_M \dot{x}_1^* - L_M \dot{x}_1 \quad (3.48)$$

$$L_M \dot{e}_1 = L_M \dot{x}_1^* - uV_i + n(1-n)x_2 + (R_{LM} + R_{SW}\mu)\tilde{x}_1 + \frac{k_1 L_M}{C} e_1 + e_2 \quad (3.49)$$

$$e_2 = x_2^* - x_2 \quad (3.50)$$

$$C \dot{e}_2 = C \dot{x}_2^* - C \dot{x}_2 \quad (3.51)$$

$$C \dot{e}_2 = C \dot{x}_2^* - (1-\mu)nx_1 + I_0 \quad (3.52)$$

denklemler sistemi elde edilir. Daha önce tanımlanan $\tilde{x}_1 \triangleq \hat{x}_1 - x_1$ ve $e_1 \triangleq x_1^* - \hat{x}_1$ eşitlikleri kullanılarak (3.52) numaralı denklem yeniden düzenlenir ise,

$$C \dot{e}_2 = C \dot{x}_2^* - (1-\mu)nx_1^* - (1-\mu)ne_1 - (1-\mu)n\tilde{x}_1 + I_0 \quad (3.53)$$

elde edilir. Elde edilen (3.49) numaralı denklem ile birlikte kararlılık analizi gerçekleştirildiği takdirde indüktör akımının yörüngesi,

$$x_1^* = \frac{1}{(1-\mu)n} \{C \dot{x}_2^* + k_1 e_2 + I_0\} \quad (3.54)$$

şeklinde tanımlanabilir. (3.49) numaralı denkleme daha yakından bakıldığı takdirde, hata denkleminin arzulanan kapalı döngü formuna indirgenebilmesi için $\dot{x}_1(t)$ teriminin kompanze edilmesi gerekmektedir. (3.54) numaralı denklemin zamana göre türevi alındığı takdirde $\dot{x}_1(t)$ 'nin $\dot{I}_0(t)$ ifadesini içerdiği görülmektedir. (3.41) numaralı denklemdeki varsayım ile birlikte, $\tilde{\dot{I}}_0 = -\hat{\dot{I}}_0$ eşitliği yazılabilir. Yine (3.41) numaralı denklemde bulunan $I_0(t)$ yerine (3.53) numaralı eşitlik kullanılarak (3.54) numaralı denklemi düzenler isek,

$$C \dot{e}_2 = C \dot{x}_2^* - (1-\mu)nx_1^* + (1-\mu)ne_1 + (1-\mu)n\tilde{x}_1 + \dot{I}_0 + \tilde{I}_0 \quad (3.55)$$

$$x_1^* = \frac{1}{(1-\mu)n} \{C \dot{x}_2^* + k_1 e_2 + \dot{I}_0\} \quad (3.56)$$

elde edilir. Bir sonraki kararlılık analizi gerçekleştirildiği takdirde elde edilen anahtar kontrol sinyali,

$$\dot{\mu} \triangleq \frac{(1-\mu)}{L_M x_1^*} \left\{ -L_M \frac{1}{(1-\mu)n} C \ddot{x}_2^* - L_M \frac{1}{(1-\mu)n} k_1 \dot{e}_2 - L_M \frac{1}{(1-\mu)n} \dot{I}_O + \mu V_d - n(1-\mu)x_2 - (R_{LM} + R_{SW}\mu)x_1 + k_2 \text{Sgn}(e_2) \right\} \quad (3.57)$$

Hatırlatma;

$$\begin{aligned} \dot{x}_1^* &= \frac{1}{(1-\mu)^2 n^2} (1-\mu)n \{ C \ddot{x}_2^* + k_1 \dot{e}_2 + \dot{I}_O \} \\ &\quad - \frac{1}{(1-\mu)^2 n^2} \{ C \dot{x}_2^* + k_1 e_2 + I_O \} \{-\dot{\mu}n\} \\ \dot{x}_1^* &= \frac{1}{(1-\mu)n} \{ C \ddot{x}_2^* + k_1 \dot{e}_2 + \dot{I}_O \} + \frac{n}{(1-\mu)n} x_1^* \dot{\mu} \\ \dot{x}_1^* &= \frac{1}{(1-\mu)n} \{ C \ddot{x}_2^* + k_1 \dot{e}_2 + \dot{I}_O + n x_1^* \dot{\mu} \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_M \dot{e}_1 &= L_M \frac{1}{(1-\mu)n} C \ddot{x}_2^* + L_M \frac{1}{(1-\mu)n} k_1 \dot{e}_2 + L_M \frac{1}{(1-\mu)n} \dot{I}_O \\ &\quad + L_M \frac{1}{(1-\mu)n} x_1^* \dot{\mu} - \mu V_d + n(1-\mu)x_2 \\ &\quad + (R_{LM} + R_{SW}\mu)\hat{x}_1 + \frac{k_1 L_M}{C} e_1 + e_2 \end{aligned} \quad (3.58)$$

olmak üzere denetleyicimizin denetim işareti,

$$\dot{\mu} \triangleq \frac{(1-\mu)}{L_M x_1^*} \left\{ -L_M \frac{1}{(1-\mu)n} C \ddot{x}_2^* - L_M \frac{1}{(1-\mu)n} k_1 \dot{e}_2 - L_M \frac{1}{(1-\mu)n} \dot{I}_O + \mu V_d - n(1-\mu)x_2 - (R_{LM} + R_{SW}\mu)x_1 + k_2 \text{Sgn}(e_2) \right\} \quad (3.59)$$

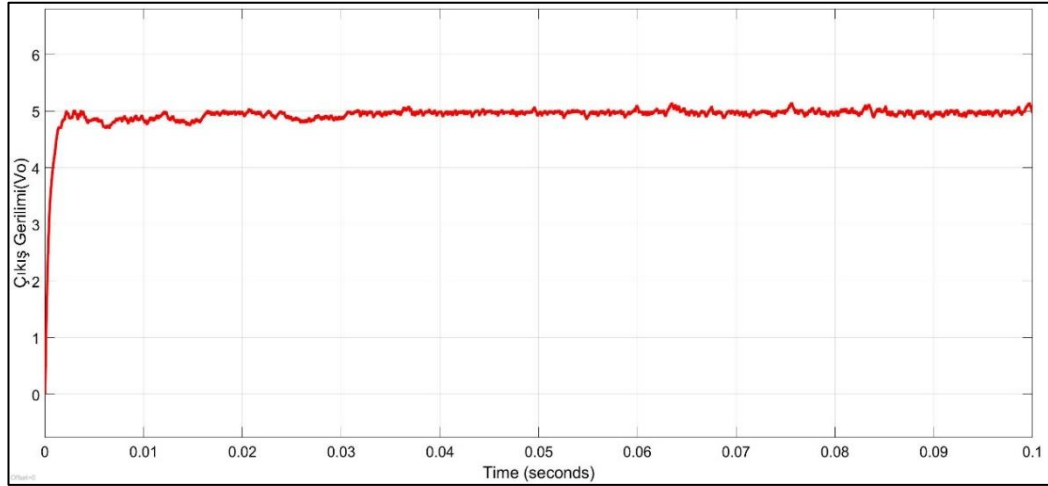
olarak tasarlanmıştır. Bu ifadede yer alan $k_1, k_2 \in \mathbb{R} > 0$ olmak üzere denetim kazanç katsayılarıdır. Benzetim esnasında bu kazanç parametrelerine değer atanacak olup istenilen çıkış gerilimine ulaşılmasında yardımcı olacaklardır.

3.4.3. Benzetim Sonuçları

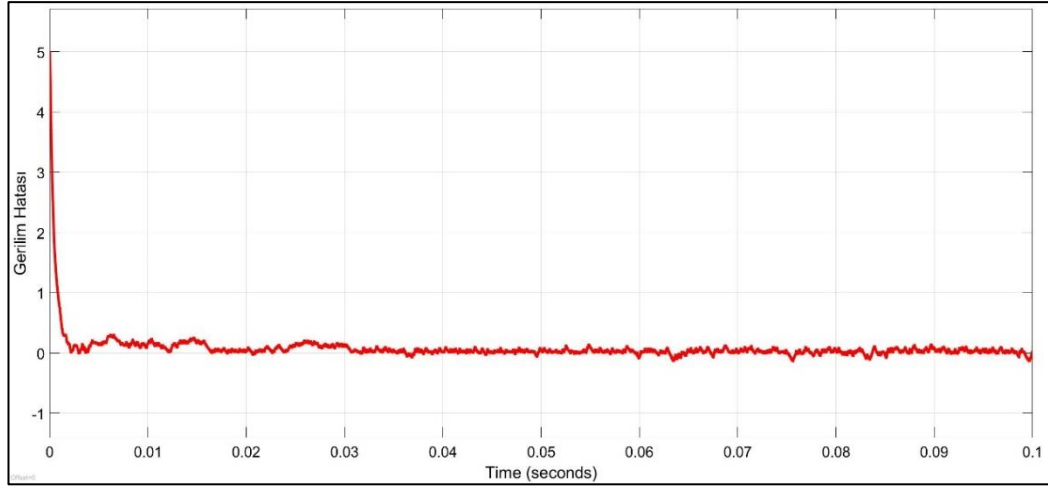
Yukarıda elde edilen (3.59) numaralı denklemdeki denetim sinyali, Şekil 3.1’de verilen çapraz tip çeviriciye nümerik olarak uygulanmıştır. Çevirici parametreleri $V_0 = 5V$ için Tablo 3.2 ve $V_0 = 1.2V$ için Tablo 3.3’deki gibidir.

Arzu edilen çıkış gerilim değeri iki durum için ayrı ayrı incelenmiş olup bunlar sırası ile $x_2^* = 5V$ ve $x_2^* = 1.2V$ olarak ayarlanmıştır. Elde edilen denetim sinyali $2V$ genliğe sahip $50kHz$ frekansında testere dişi sinyal ile karşılaştırılmıştır. Flyback çevirici ve denetleyiciye ait parametreler ışığında MATLAB/Simulink ortamındaki benzetim sonuçları aşağıdadır.

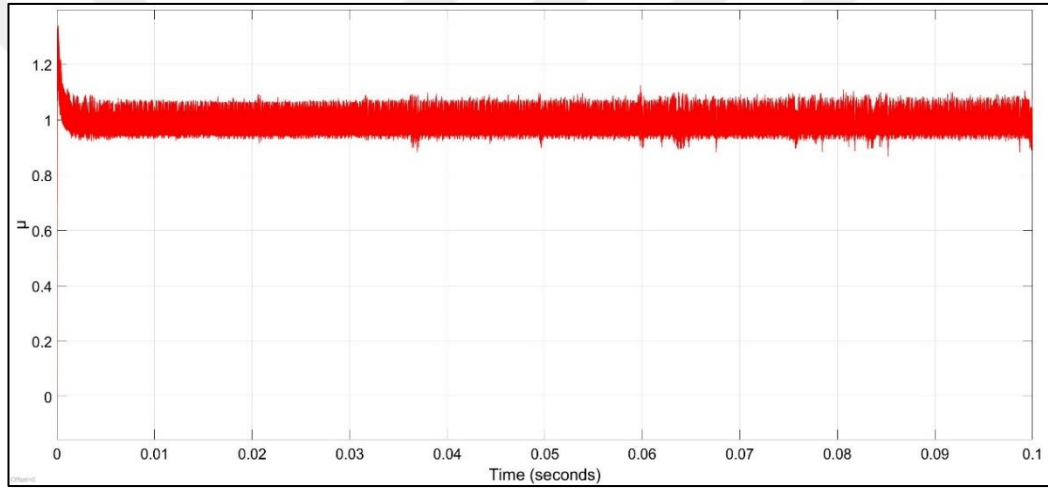
$V_0 = 5V$ için denetim denkleminde yer alan kazanç katsayıları $k_1 = 8.1$ ve $k_2 = 14$ olarak ayarlanmıştır. $V_0 = 1.2V$ için ise $k_1 = 14$ ve $k_2 = 16$ olarak ayarlanmıştır.



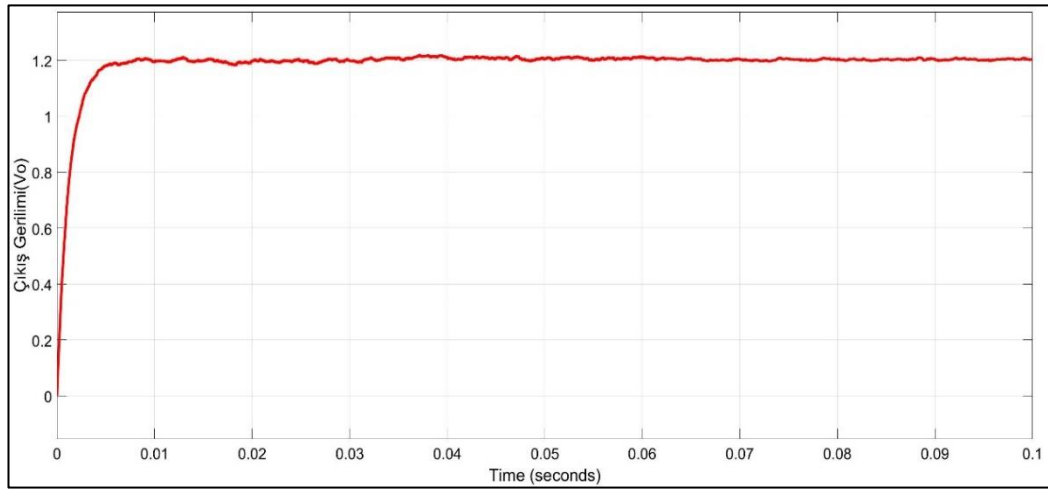
Şekil 3.27: $x_2^* = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi.



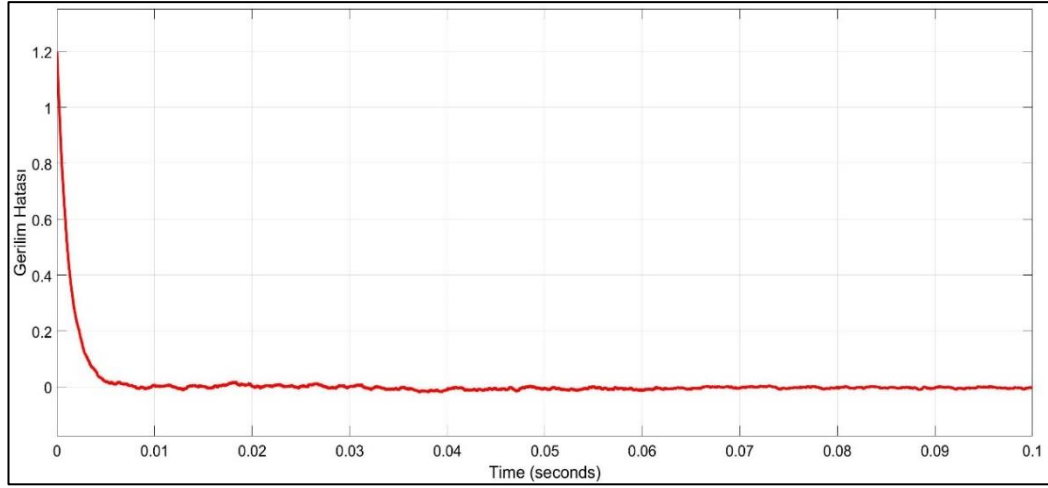
Şekil 3.28: $x_2^* = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali ($x_{2=5V}$).



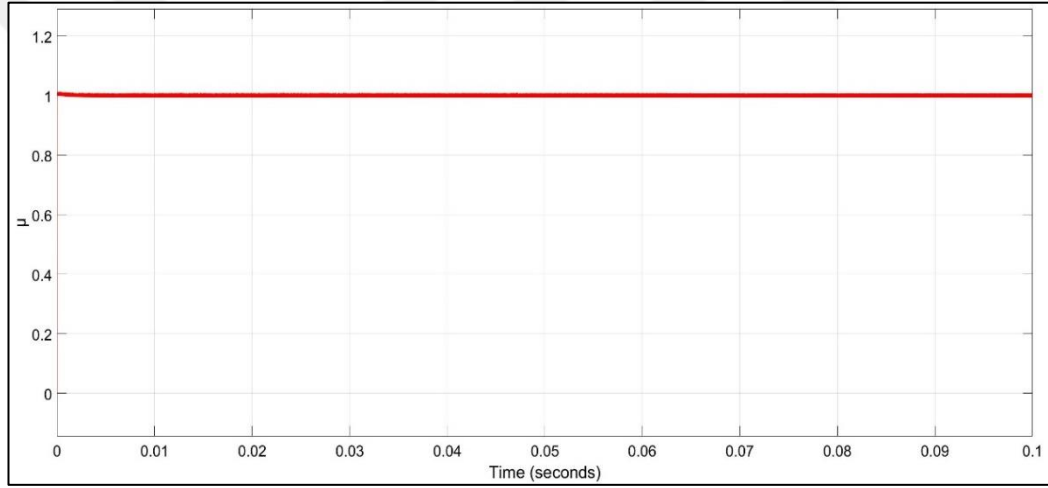
Şekil 3.29: $x_2^* = 5V$ İçin Denetim Sinyali.



Şekil 3.30: $x_2^* = 1.2V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi.



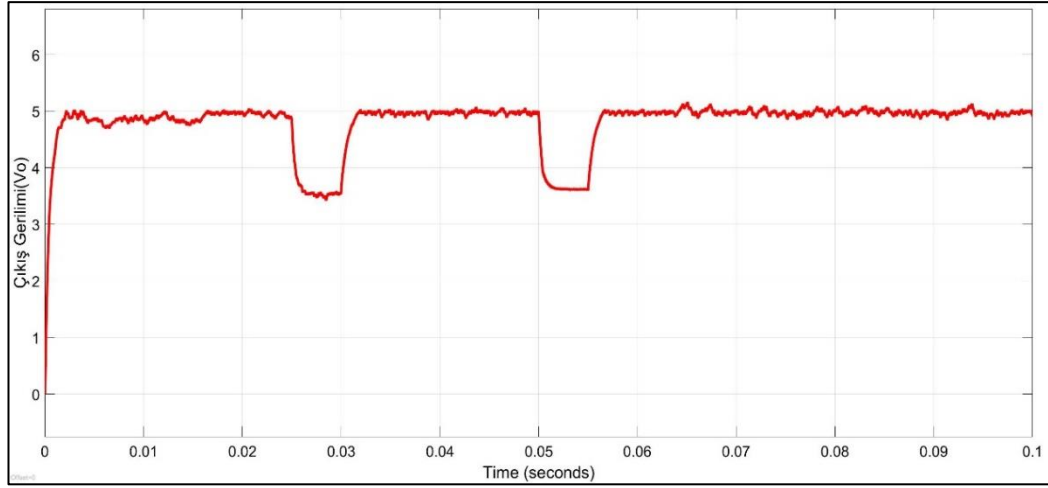
Şekil 3.31: $x_2^* = 1.2V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali ($x_{2=1.2V}$).



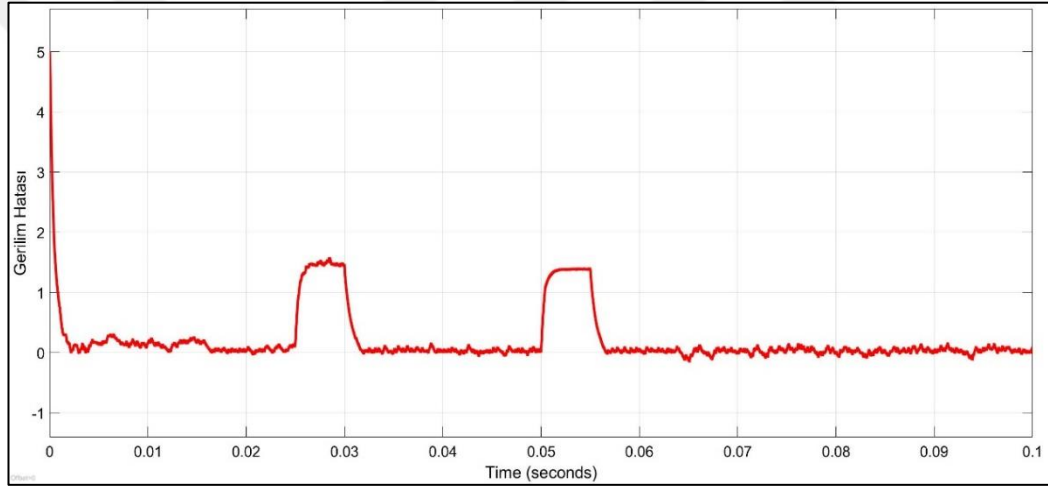
Şekil 3.32: $x_2^* = 1.2V$ İçin Denetim Sinyali.

Denetim sisteminin kararlılığını analiz edebilmek adına Flyback topolojisinde bulunan çıkış yüküne ek olarak, ani yük değişimlerini temsil edebilmesi adına belirlenen zamanlarda ideal bir anahtarlama elemanı yardımı ile devreye alınıp ve çıkarılan eşdeğer R yükü eklenmiştir.

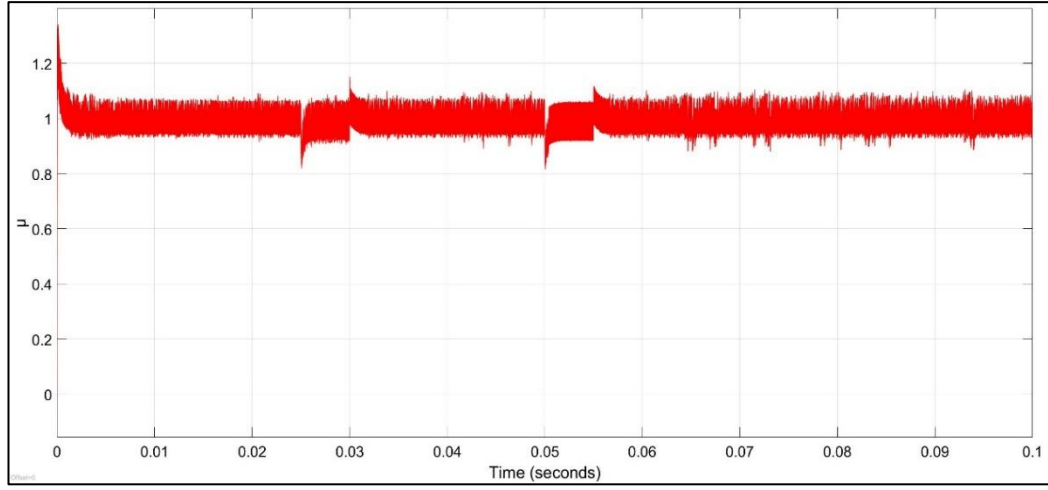
Çeviriciye ait parametreler Tablo 3.2'de belirtildiği gibi olup, çıkışta bulunan ek yükün değeri de sistem yükü ile eşdeğerdir. Eklenen yük anahtarlansak sistem çıkışında ani yük değişimi oluşturup sistemin kararlı yapıda kalıp kalmadığı gözlenmiştir. Sistemde bulunan ek yük $t_{1on} = 25ms, t_{2on} = 50ms'$ de devreye alınmakta olup $t_{1off} = 30ms, t_{2off} = 55ms'$ de devreden çıkarılmaktadır. Sisteme ait benzetim sonuçları aşağıdadır.



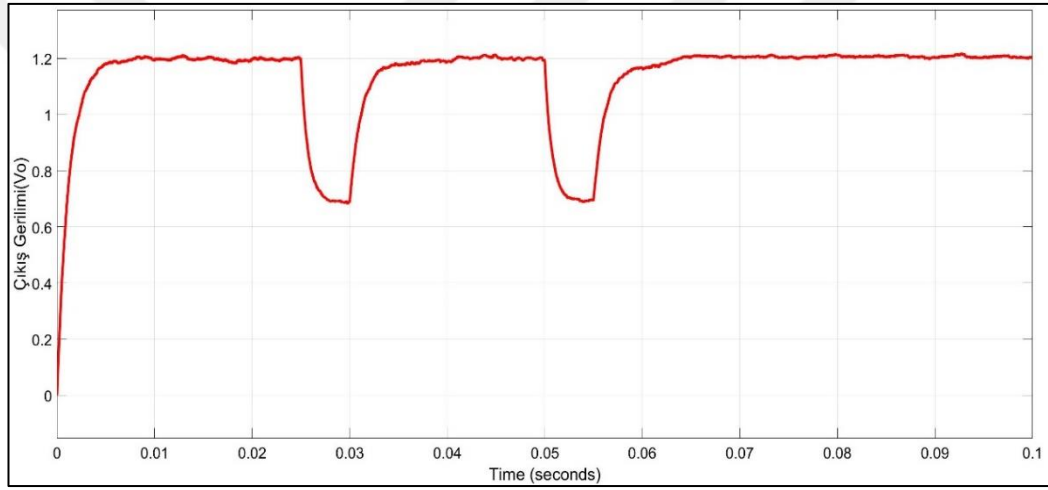
Şekil 3.33: $x_2^* = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi.



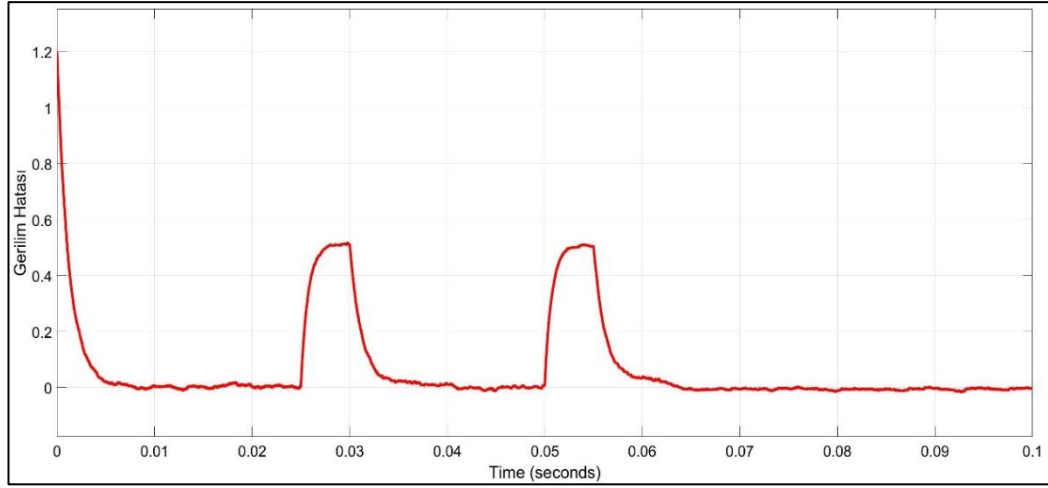
Şekil 3.34: $x_2^* = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali
($x_2=5V$).



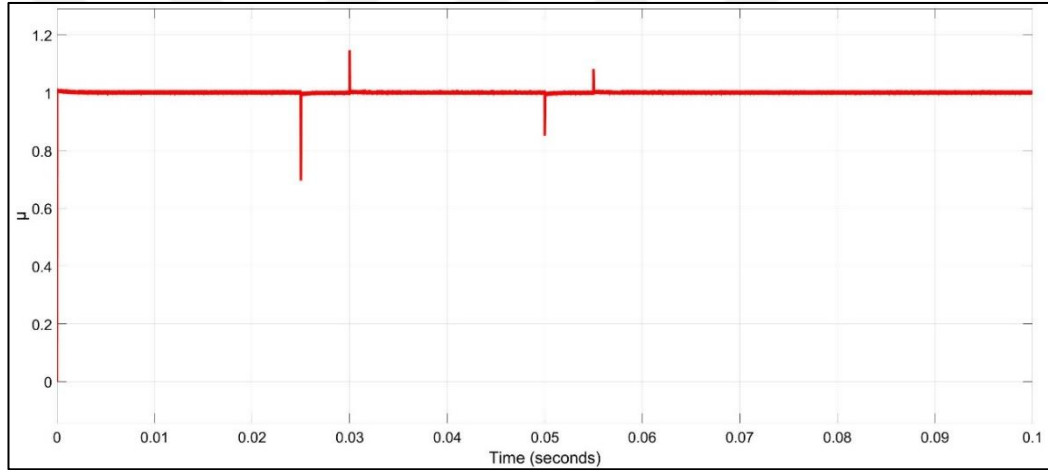
Şekil 3.35: $x_2^* = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Denetim Sinyali.



Şekil 3.36: $x_2^* = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi.



Şekil 3.37: $x_2^* = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali
($x_2=1.2V$).



Şekil 3.38: $x_2^* = 1.2V$ İçin Bozucu Yük ile Denetim Sinyali.

3.4.4. Benzetim Çıktılarının Yorumlanması

Önerilen observer denetim tekniği kullanılarak $V_o = 5V$ ve $V_o = 1.2V$ için yapılan benzetimlerde tahmini çıkış geriliminin arzu edilen değere ayarlayabildiği görülmektedir. Referans gerilim değeri, çıkış gerilimi istenilen referans değere ulaşmış aynı zamanda çıkış gerilim hatasının da sifıra yakınsadığı görülmektedir. Sistemdeki ani yük değişimlerini de göz önüne alabilmek adına, sisteme eklenen eşdeğer yük ile de benzetim gerçekleştirilmiştir olup yükün devreye alındığı zamanlarda oluşan gerilim çökmeleri, yük devreden çıkarıldıktan sonra toparlanmış olup sistemin cevabı belirli bir süre almaktadır. Bu nedenle ani yük değişimlerinin süresi çeviricinin

denetim karakteristiğini etkilemektedir. Denetleyicinin çıkışından, çalışma zamanı ifadesi $\mu(t)$ elde edilmiştir. Elde edilen denetim işareti birçok matematiksel işlem içermektedir. Sistem cevabında görülen salınımlar, denetim sinyalinde gerçekleştirilen matematiksel işlemlerden dolayı denetleyici cevap hızında meydana gelen gecikmeden dolayı gerçekleşmektedir. Bunun yanında sisteme ait çıkış gerilimi hata sinyalinin sifıra yakınsaması ve referans değerden sapmanın oldukça küçük olması yöntemin başarısını göstermektedir. Benzetim çalışması yapılırken birçok farklı k_1 ve k_2 kazanç katsayısı denenmiştir. Benzetim sırasında seçilen kazanç katsayıları minimum kararlı hal hatası minimum yerleşme zamanı ve minimum aşırı gerilim yükselmesi (overshoot) parametreleri gözetilerek seçilmiştir. k_1 değerindeki artış çevirici çıkışında aşırı gerilim yükselmelerini (overshoot) arttırırken, çıkış geriliminin yerleşme zamanını da arttırmaktadır. Fakat sistemin kararlı hal durumundaki çıkış gerilimi hatası k_1 'nin artışı ile birlikte küçülmektedir. k_2 değerindeki artış ise aşırı gerilim yükselmelerini (overshoot) ve çıkış geriliminin yerleşme zamanını azaltmaktadır. Fakat sistemin kararlı durumundaki çıkış gerilimi hatası k_2 'nin artışı ile birlikte artmaktadır. Aşağıdaki tablo aracılığıyla, değişik kazanç katsayıları ile çeviricinin dinamik cevabı arasında ilişki benzetim sonuçları aracılığıyla görülmektedir.

Tablo 3.6: k_1 'e Bağlı Çevirici Çıkış Değerleri.

k_1	k_2	Kararlı Hal Hatası	Yerleşme zamanı	Aşırı gerilim yükselmesi (Overshoot)
11.1	14	%2	5ms	%0.7
10.1	14	%1.6	8ms	%1.2
9.1	14	%1.4	11ms	%2.6
8.1	14	%1	15ms	%4
7.1	14	%0.7	19ms	%7.6
6.1	14	%0.4	21ms	%11
5.1	14	%0.2	25ms	%17

Tablo 3.7: k_2 'ye Bağlı Çevirici Çıkış Değerleri.

k_1	k_2	Kararlı Hal Hatası	Yerleşme Zamanı	Aşırı gerilim yükselmesi (Overshoot)
8.1	17	%0.3	30ms	%15
8.1	16	%0.5	24ms	%9
8.1	15	%0.7	20ms	%6
8.1	14	%1	15ms	%4
8.1	13	%1.4	2ms	%1.5
8.1	12	%2	0.7ms	%1
8.1	11	%2.5	0.1ms	%0.3

3.5. Flyback Çeviricilerde PI Denetim

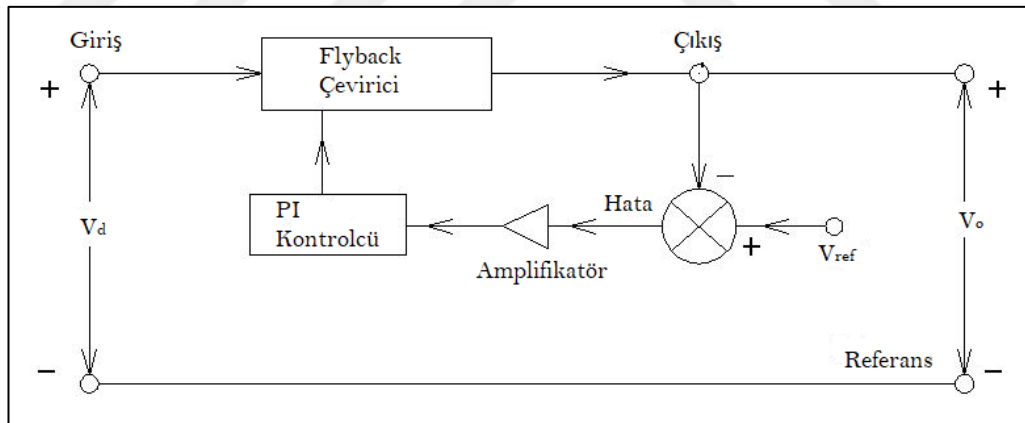
PID yapıları, kapalı çevrim sistemlerde sıklıkla kullanılan denetim tekniklerindedir. Birçok uygulamada karşımıza çıkan PID denetim tekniği lineer denetim tekniklerinin başında gelmektedir [22]. PID denetleyiciler kolay uygulanabilirliği nedeni ile endüstriyel uygulamalarda geniş yer bulmaktadır. Bu teknik sırası ile P, I, D olarak sembolize edilen oransal, integral ve türev ifadelerine ait üç ana parametreden oluşturulan algoritmadır. P anlık hatanın ifadesi, I geçmişe ait hatanın toplamını, D ise bir sonraki döngüye ait hatanın öngörüsüdür. Temel olarak PID kontrol, birçok kontrol prosesinde de olduğu gibi ölçülen değer ile arzulan değer arasındaki hata değerini hesaplar. P, I ve D ifadelerine ait kazanç katsayıları sistemin geçici cevabı, yükselme süresi, kararlı hale gelme süresi, kararlı durum hatasını, aşırı gerilim yükselmesi gibi parametrelerine doğrudan etki etmektedir. Ancak denetim sisteminin her üç terime birden sahip olması zorunlu değildir. PI, PD, ID, P, I veya D gibi yalnızca bir veya iki parametreyi içeren yapılar ile de denetim gerçekleştirilebilmektedir. Kontrolcünün P, I, D parametrelerinden hangilerini içereceği, tasarlanmak istenen sistemin gereksinimlerine bağlıdır. Örneğin, PI kontrolcüler PID kontrolcülere göre daha yavaş cevaba sahip olmasının yanında, aşırı gerilim yükselmeleri açısından daha avantajlıdır [23].

Flyback çeviricilerde ilk çalışma anında kararlı hale gelmeden önce gözlenen yüksek gerilim değerlerinin minimum değere indirilmesi sistem performansı ve güvenliği açısından önemlidir. Bu nedenle tez çalışmasının bu bölümünde ise doğrusal olmayan denetim teknikleri ile karşılaştırmak amacı ile Flyback çeviricinin denetimi PI denetleyici ile gerçekleştirilip, MATLAB/Simulink ortamında, tasarlanan denetleyicinin benzetim sonuçları verilecektir.

3.5.1 PI Denetleyici Tasarımı

Bir PI denetleyici, ölçülen değer ile arzu edilen ayar noktası arasındaki farkı olarak hata değerini hesaplamaktadır. Denetleyici, manipüle edilmiş değişken aracılığı ile hata değerini azaltmaya çalışır. Bir PI denetleyiciye ait transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$u(t) = K_p(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (3.60)$$



Şekil 3.39: Flyback çeviricinin PI Kontrolcü ile Denetimi Blok Şeması.

Çalışmada PI denetleyici tasarımı sırasında hedeflenen parametreler aşağıdadır;

- Minimum kararlı hal hatası
- Minimum kararlı hale gelme süresi
- Minimum aşırı gerilim yükselmesi

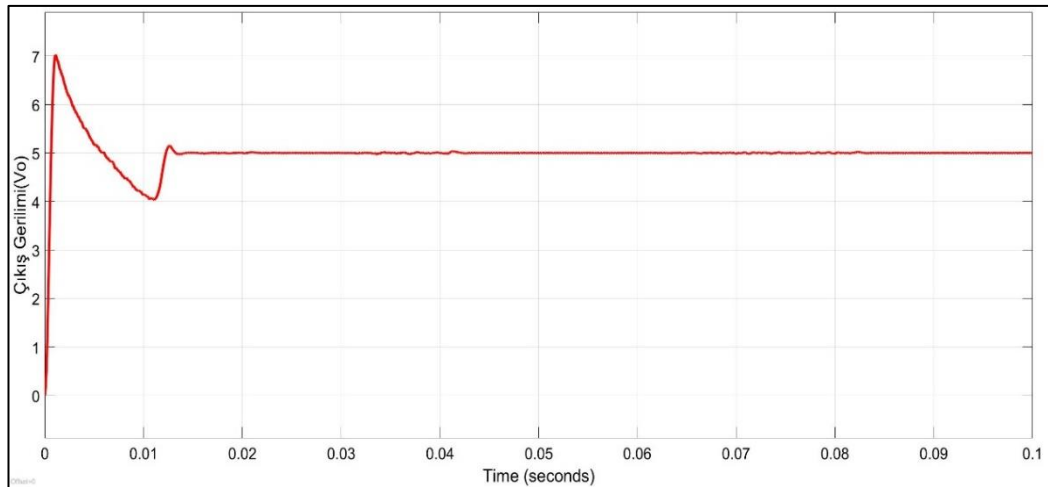
Denetleyiciye ait K_p ve K_i kazanç katsayıları bu hedefler doğrultusunda seçilmiştir.

Denetleyici tasarlanırken K_i katsayısını arttırmak, sistemin kararlı hale gelme süresini azaltmaktadır. Bunun yanında K_i katsayısını arttırmak, sistemi kararsızlık eğilimini de arttırmaktadır. Bu nedenle K_i değeri ayarlanırken sistemin kararlı hale gelme süresi kısalmalı fakat kararsız çalışma bölgesine geçmemelidir. K_p değerini arttırmak ise kararsızlık eğilimi gösteren sistemi kararlı yapıya yaklaştırmakla birlikte, overshoot olarak adlandırılan sistemde meydana gelen aşırı gerilim yükselmelerinin genliklerini de arttırmaktadır.

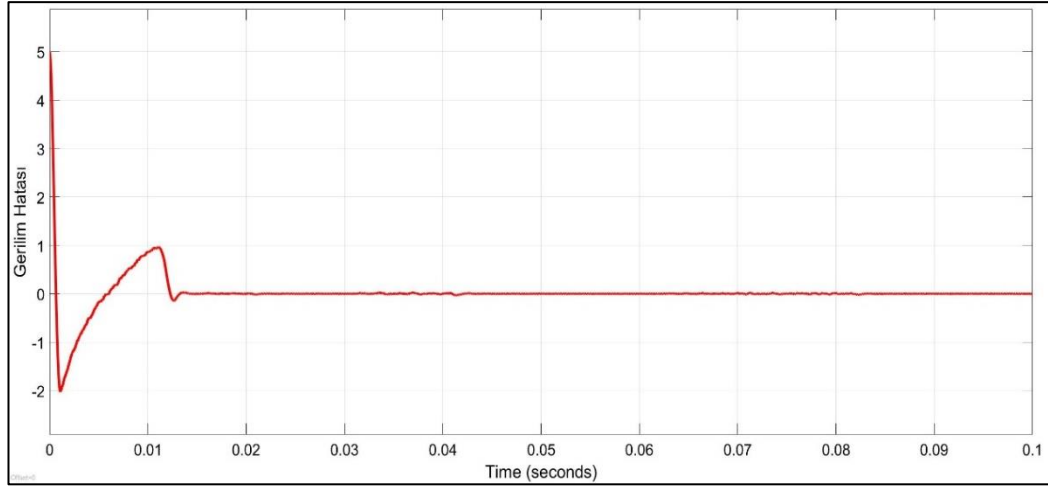
3.5.2. Benzetim Sonuçları

MATLAB/Simulink ortamında kurulan deney düzeneğinde, çeviriciye ait çıkış voltajı hata sinyali üretmek amacı ile arzu edilen çıkış voltaj değeri ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen hata değeri PI bloğu ile işleme sokulmuştur.

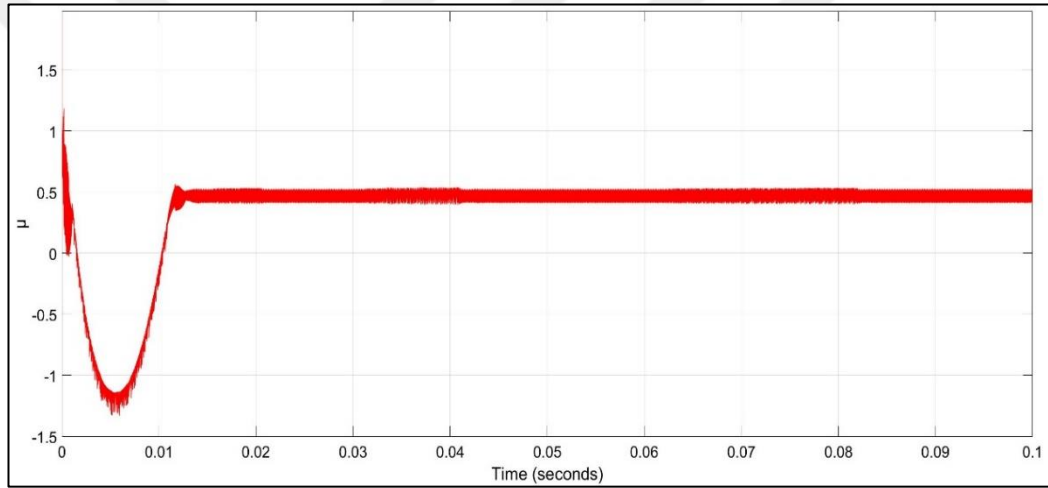
Arzu edilen çıkış gerilim $V_{ref} = 5V$ olarak seçilmiştir. $V_O = 5V$ için PI denetleyicide yer alan kazanç katsayıları $K_p = 0.17$ ve $K_i = 478$ olarak ayarlanmıştır. PI denetleyicinin çıkışı anahtarlama sinyalini üretmek amacı ile $2V$ genliğe sahip $50kHz$ frekansında testere dişi sinyal ile karşılaştırılmıştır. Çevirici parametreleri $V_O = 5V$ için Tablo 3.2'deki gibidir. Flyback çevirici ve denetleyiciye ait parametreler ışığında MATLAB/Simulink ortamındaki benzetim sonuçları aşağıdadır.



Şekil 3.40: $V_{ref} = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi.

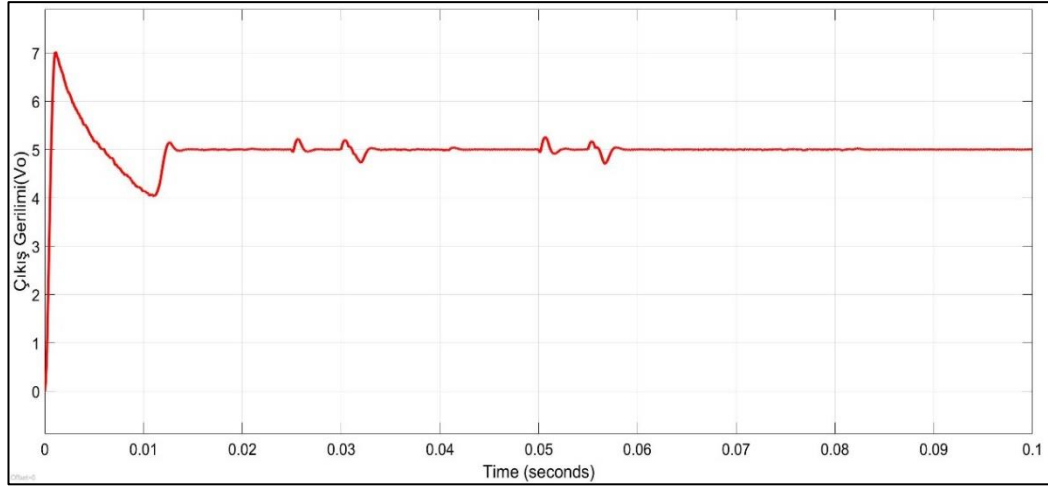


Şekil 3.41: $V_{ref} = 5V$ İçin Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali.

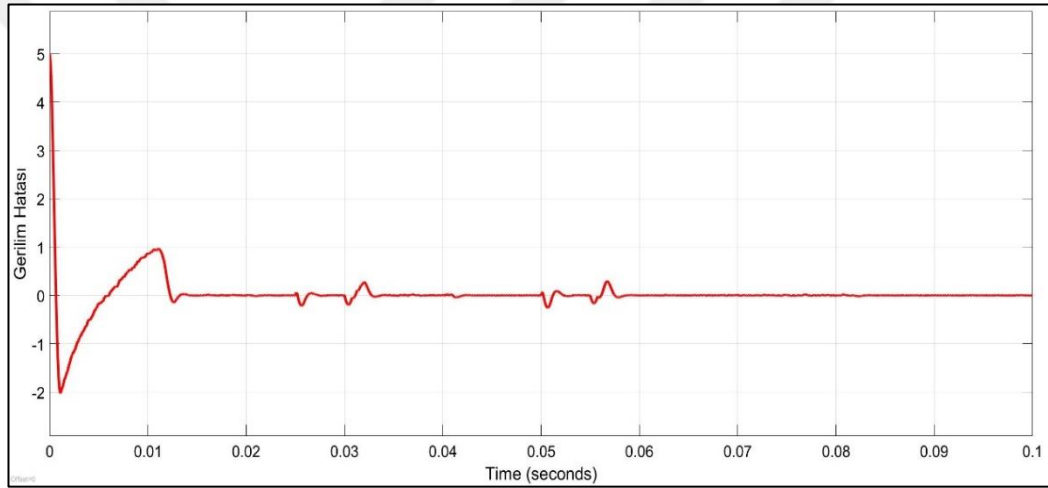


Şekil 3.42: $V_{ref} = 5V$ İçin Denetim Sinyali.

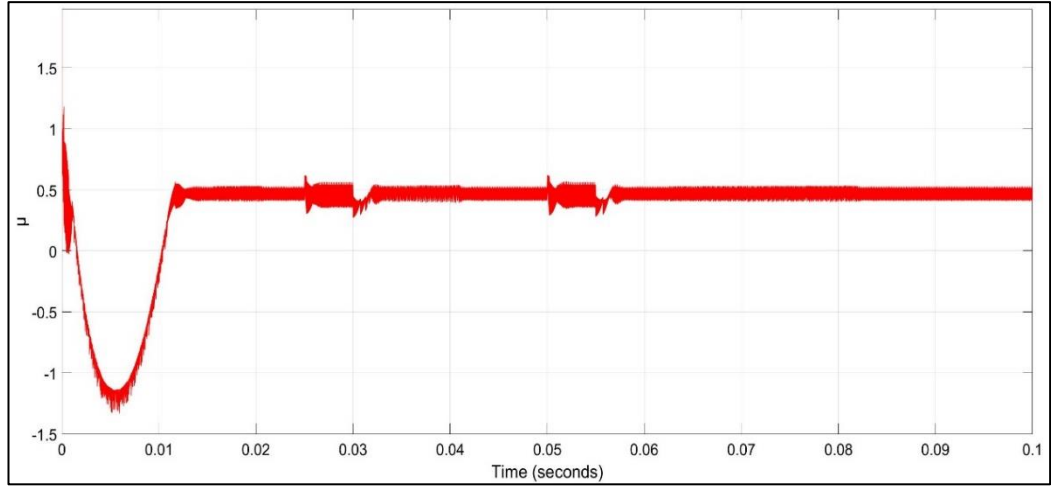
Denetim sisteminin kararlılığını analiz edebilmek adına Flyback topolojisinde bulunan çıkış yüküne ek olarak, ani yük değişimlerini temsil edebilmesi adına belirlenen zamanlarda ideal bir anahtarlama elemanı yardımı ile devreye alınıp ve çıkarılan eşdeğer R yükü eklenmiştir. Çıkışta bulunan ek yükün değeri de sistem yükü ile eşdeğerdir. Eklenen yük anahtarlanarak sistem çıkışında ani yük değişimi oluşturup sistemin kararlı yapıda kalıp kalmadığı gözlenmiştir. Sistemde bulunan ek yük $t_{1on} = 25ms$, $t_{2on} = 50ms'$ de devreye alınmakta olup $t_{1off} = 30ms$, $t_{2off} = 55ms'$ de devreden çıkarılmaktadır. Sisteme ait benzetim sonuçları aşağıdadır.



Şekil 3.43: $V_{ref} = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi.



Şekil 3.44: $V_{ref} = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Çevirici Çıkış Gerilimi Hata Sinyali.



Şekil 3.45: $V_{ref} = 5V$ İçin Bozucu Yük ile Denetim Sinyali.



4. SONUÇLAR ve YORUMLAR

Flyback çeviriciler birçok farklı sistemin biraraya gelerek oluşturulan bir yapının içerisinde kullanılmasından dolayı çevresel bozucu etkilere sıklıkla maruz kalmaktadırlar. Temel çevresel bozucu etkileri, ortam sıcaklığı ve buna bağlı olarak komponent toleranslarındaki değişimler aynı zamanda ani yük veya giriş gerilimi değişimleri olarak sayabiliriz. Bu nedenle denetleyici tasarımı bozucu etkilere karşın sistemin kararlı yapıda kalabilmesi açısından oldukça önemlidir. Bu etkileri bertaraf edebilmek adına gürbüz bir denetim yapısı gerekmektedir. Çalışmamız doğrultusunda her bir denetim yöntemi için benzetim gerçekleştirilmiştir. Bu modüllerin doğrusal olmayan denetiminin ele alındığı tez, dört bölümden oluşmaktadır.

Doğrusal olmayan geri adımlamalı ve observer denetim yöntemleri Flyback çeviriciye uygulanmıştır. Aynı zamanda denetim tekniklerinin etkinliklerini yorumlayabilmek adına PI denetim de gerçekleştirilmiştir. Çalışmada gerçekleştirilen her 3 denetim tekniği incelendiği zaman önerilen doğrusal olmayan denetim tekniklerinin etkinlikleri sonuçlarda açıkça gözükmemektedir. Flyback çeviriciye Lyapunov tabanlı, doğrusal olmayan denetim sistemlerinden geri adımlamalı ve observer denetim teknikleri uygulanmış olup denetim sistemlerinin DA-DA çeviricilerdeki etkinlikleri denetim mühendisliği açısından ele alınmıştır. İkinci bölümde DA-DA çeviriciler için daha önceden yapılmış olan denetim tekniklerine yönelik çalışmalara göz atılmıştır. Üçüncü bölümde ise Flyback çevirici topolojisinin çalışma dinamiği ile birlikte bu teze ait çalışma konusu olan doğrusal olmayan denetim tekniklerinden; geri adımlamalı denetim ve observer denetim teknikleri, hata sistemi tasarımı ve denetim tekniklerinin etkinlikleri MATLAB/Simulink ortamında benzetim gerçekleştirilerek, benzetime ait çıktılarına göre yorumlanmıştır.

Önerilen geri adımlamalı denetim tekniği endüktans üzerinden geçen akım ve çıkış geriliminin izlenmesi ile oluşturulmuş olup benzetim sonuçları incelendiği takdirde, bozucu yük ile birlikte elde edilen çıkış gerilim hatasının küçük bir sınır içinde yakınsadığı gözlenmiştir. Ayrıca bozucu yükün devreye girip çıktığı durumlarda sistemin kendisini hızlı bir şekilde toparlayıp kararlı durumda çalışmaya devam ettiği de çalışmanın devamında görülmüştür. Denetleyici tasarımı aşamasında sisteme ait Lyapunov kararlılık analizi gerçekleştirilmiş olup elde edilen fonksiyonun üstel olarak sınırlı olduğu görülmüştür.

İkinci olarak önerilen observer denetim tekniğinde ise, transformatöre ait kayıp parametresi R_{SW} ve anahtara ait kayıp parametresi R_{LM} sistemde modellenmiş olup bu parametrelerin değerleri denetleyici tasarımından önce belirlenmiştir. Denetleyiciye ait denetim sinyali karmaşık bir yapıdadır. Bu nedenle denetleyici sinyalinin uygulanmasında zorluklar ortaya çıkmaktadır. Aynı zamanda denetim işaretinde gerçekleştirilen matematiksel operasyonların çokluğu nedeniyle denetleyici cevap hızının geri adımlamalı tekniğe göre daha yavaş kaldığı görülmektedir. Elde edilen sonuçlardan da görüldüğü üzere observer denetim sisteminde bozucu yükün devreye girdiği durumlarda sistem geri adımlamalı tekniğine göre daha geç cevap vermekte olup, çıkış gerilimindeki çökmelerin daha fazla olduğu gözlemlenmiştir. Önerilen denetim yönteminin avantajı akımı izleme gerekliliği olmamasıdır. Akım ölçümü için herhangi bir sensör ihtiyacı duyulmaması uygulama açısından maliyet avantajı sağlamaktadır. Bunun yanında sensörsüz yapının dezavantajı olarak bozucu yükün devreye girdiği durumlarda meydana gerilim çökme değerlerine ve sistem cevabının hızına olumsuz etki etmektedir.

Önerilen doğrusal olmayan denetim yöntemleri PI denetleyici ile karşılaştırıldığı taktirde, doğrusal olmayan denetim yöntemlerinin cevap hızlarının doğrusal PI denetim tekniğine göre daha hızlı olduğu, bozucu yükün devreye girdiği durumlarda daha yumuşak bir toparlanma gerçekleştirdikleri ve overshoot olarak adlandırılan aşırı gerilim yükselmelerinin PI denetleyiciye oranla oldukça sınırlı kaldığı benzetim sonuçlarında açıkça gözlenmektedir.

Tasarlanan her iki denetleyici de çıkışta meydana gelen yük değişimlerine karşı gürbüz bir yapıda bulunmaktadır. Elde edilen benzetim sonuçları ışığında her iki denetim tekniğinde de arzu edilen kontrolcü cevabı elde edilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] Rakesh R., Morten N., (2016), "A 98.8% Efficient Bidirectional Full-Bridge Isolated DC-DC GaN Converter", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 20-24 March.
- [2] Chi-Hsu W., Thsun-Chih L., Tsu-Tian L., Han-Leih L. (2002), "Adaptive Hybrid Intelligent Control for Uncertain Nonlinear Dynamical Systems", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), 583 - 597, October.
- [3] Michiya T., Mingcong D., (2014), "Nonlinear Compensation of Uncertain DC-DC Converter with Bilinear Dynamics", Proceedings of the 2014 International Conference on Advanced Mechatronic Systems, Kumamoto, Japan, 10-12 August.
- [4] Kuntal M., Abdullah A., Mohammed M. A., Yusuf A., Damian G., Soumitro B., (2013), "Dynamical Analysis of Single-Inductor Dual-Output DC-DC Converters", IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Beijing, China, 19-23 May.
- [5] Michael L. M., Michael S., Joseph L., (2013) "Simplified adaptive backstepping control of buck DC:DC converter with unknown load", IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Salt Lake City, UT, USA, 23-26 June.
- [6] Middlebrook R. D., Cuk S., (1976), "A general unified approach to modelling switching-converter power stages", IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cleveland, OH, USA, 8-10 June.
- [7] Siew-Chong T., Lai Y. M., Cheung M. K. H., Chi K. T., (2005), "On the practical design of a sliding mode voltage controlled buck converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 20(2), 425 – 437.
- [8] Wei H., Batarseh I., (1998), "Comparison of Basic Converter Topologies For Power Factor Correction", Proceedings IEEE Southeastcon '98 'Engineering for a New Era', Orlando, FL, USA, USA, 24-26 April.
- [9] Tahami F., Abedi M. R., Rezaei K., (2010), "Optimum nonlinear model predictive controller design for Flyback PFC rectifiers", IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA), Penang, Malaysia, 3-5 October.
- [10] Şeker M., Zeğeroğlu E., (2011), "A new sliding mode controller for the DC to DC flyback converter", IEEE International Conference on Automation Science and Engineering, Denver, CO, USA, 28-30 September.

- [11]Mahdi S., Masoud H., (2017), “Adaptive nonlinear control of the flyback switch mode power supplies”, International Conference on Mechanical, System and Control Engineering (ICMSC), St. Petersburg, Russia, 19-21 May.
- [12]Ming-Tsan L., (2014), “A second order sliding mode controller for the Flyback converter”, IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC), San Diego, CA, USA, 5-8 October.
- [13]Şeker M., Zeğeroğlu E., (2011), “Nonlinear control of flyback type DC to DC converters: An indirect backstepping approach”, 2011 IEEE International Conference on Control Applications (CCA), Denver, CO, USA, 28-30 September.
- [14]Bahman T., Mahsa S., (2018), “A new general controller for DC-DC converters based on SMC methods”, 6th International Istanbul Smart Grids and Cities Congress and Fair (ICSG), Istanbul, Turkey, 25-26 April.
- [15]Fadil H. E., Giri F., (2007), “Backstepping Based Control of PWM DC-DC Boost Power Converters”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, Spain, 4-7 June.
- [16]Hafiz K. I., Ghulam A., (2014), “Design and analysis of SMC for second order DC-DC flyback converter”, 17th IEEE International Multi Topic Conference 2014, Karachi, Pakistan, 8-10 December.
- [17]Arie L., (2003), “Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control”, International Journal of Control 76(9-10), 924-941
- [18]Huangfu Y., Wu Y., (2014), “A robust flyback converter based on high order sliding mode control for fuel cell”, IECON 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, 29 Oct.-1 November.
- [19]Gionata C., Gianluica I., Giuseppe O., Sauro L., Rosario M., (2014), “Robust current observer design for DC-DC converters”, International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA), Milwaukee, WI, USA, 19-22 October.
- [20]Amir E., Hossein M. N., (2010), "A 1.2V single supply and low power, CMOS four-quadrant analog multiplier", 2010 XIth International Workshop on Symbolic and Numerical Methods, Modeling and Applications to Circuit Design (SM2ACD), Gammath, Tunisia, 4-6 October.
- [21]Kuo-Hsing C., Liow Y. Y., (1996), "A 1.2 V CMOS multiplier using low-power current-sensing complementary pass-transistor logic", Proceedings of Third International Conference on Electronics, Circuits, and Systems, Rodos, Greece, 16 October.
- [22]Liping G., John Y. H., Nelms R. M., (2009), " Evaluation of DSP-Based PID and Fuzzy Controllers for DC–DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(6), 2237 – 2248.

[23] Munje R. K., Shinde P. P., Kale S. S., (2014), " Performance comparison of PI/PID controllers for DC motor", Pune, India, 11-13 December.



ÖZGEÇMİŞ

Ahmet Doğa Kurban 1991 yılında İzmir’de doğdu. Lisans öğrenimini 2010-2014 yılları arasında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü’nde tamamladı. 2016 yılında Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında yüksek lisans eğitime başladı. 2014 tarihinden itibaren çeşitli firmalarda donanım tasarım mühendisi olarak çalıştı. Halen AVL Araştırma ve Mühendislik firmasında donanım tasarım mühendisi olarak çalışmaktadır.

