



**BİR FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
DURUM UZAY ORTALAMA DEĞER
MODELLEMESİ VE TASARIMI**

Ash Nur ÖMEROĞLU

Yüksek Lisans Tezi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Makinaları Bilim Dalı

Prof. Dr. Köksal ERENTÜRK

2017

Her Hakkı Saklıdır

**ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**BİR FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
DURUM UZAY ORTALAMA DEĞER MODELLEMESİ VE
TASARIMI**

Ash Nur ÖMEROĞLU

**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
Elektrik Makinaları Bilim Dalı**

**ERZURUM
2017**

Her Hakkı Saklıdır



**T.C.
ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



TEZ ONAY FORMU

**BİR FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN DURUM UZAY ORTALAMA DEĞER
MODELLEMESİ VE TASARIMI**

Prof. Dr. Köksal ERENTÜRK danışmanlığında, Aslı Nur ÖMEROĞLU tarafından hazırlanan bu çalışma, 27/12/2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı - Elektrik Makinaları Bilim Dalı'nda Yüksek Lisans tezi olarak ~~oybirliği~~ / ~~oy çokluğu~~ (3./3) ile kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. Köksal ERENTÜRK

İmza :

Üye : Yrd. Doç. Dr. M. Fatih ÇORAPSIZ

İmza :

Üye : Yrd. Doç. Dr. Ahmet DUMLU

İmza :

Yukarıdaki sonuç;

Enstitü Yönetim Kurulu 28.12.2017 tarih ve 51./37 nolu kararı ile onaylanmıştır.

**Prof. Dr. Cavit KAZAZ
Enstitü Müdürü**

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaklardan yapılan bildirişlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak olarak kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

BİR FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN DURUM UZAY ORTALAMA DEĞER MODELLEMESİ VE TASARIMI

Aslı Nur ÖMEROĞLU

Atatürk Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Makinaları Bilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Köksal ERENTÜRK

Son yıllarda yarıiletken ve mikro elektronik teknolojisindeki ilerlemeler güç elektroniği devrelerinin yer aldığı sistemlerin kullanımını arttırmıştır. Anahtarlamalı güç kaynakları hızlı geçiş cevabı, tasarım maliyetlerinin düşüklüğü, daha küçük boyutlarda tasarıma olanak sağlamaları, yüksek verim ve yüksek güç yoğunlukları gibi avantajlarından dolayı ev eşyalarından aydınlatmaya, taşımacılıktan telekomünikasyona, havacılık-uzay sistemlerinden şebeke sistemlerine, endüstriyel uygulamalardan robotiğe kadar her alanda önemli rol oynamaktadır. Anahtarlamalı güç kaynaklarında güç katını oluşturan elemanların değişik kombinasyonlarda bir araya getirilmesiyle farklı topolojiler ortaya çıkmıştır. Bu topolojilerden biri olan Flyback dönüştürücü, düşük güçlerde tek bir transformatör kullanan ve izolasyonlu bir gerilim dönüşüm sistemidir.

Bu tez çalışmasında 18-36V arasında değişken giriş gerilimini çıkışında 24V'a sabitleyen yüksek verimli (%80'in üzerinde) bir Flyback dönüştürücünün durum uzay ortalama değer modelleme yöntemi ile matematiksel analizi yapılarak gerçek küçük işaret eşdeğerinin eldesi ve denetimi amaçlanmıştır. Tasarlanan dönüştürücünün çıkış gücü 120W olarak belirlenmiştir. Maksimum çıkış akımı 5A ve anahtarlama frekansı 100kHz dir.

Tasarımda öncelikle Flyback dönüştürücünün temel çalışma prensipleri incelenmiş ve tasarım için gerekli olan matematiksel analiz yapılmıştır. Bir sonraki aşamada devreyi oluşturan güç anahtarı, transformatör, kondansatör ve diyot gibi devre elemanlarının değerleri belirlenmiştir. Bu değerler doğrultusunda bastırma devresi ve kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Tasarım sonucunda elde edilen değerlere bağlı olarak devrenin PSPICE ortamında simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyon çalışmaları ve tasarım sonuçları neticesinde tasarlanan devrenin baskı devresi gerçekleştirilmiştir.

2017, 57 sayfa

Anahtar Kelimeler: Anahtarlamalı güç kaynakları, Flyback dönüştürücü

ABSTRACT

Master Thesis

STATE SPACE AVERAGING MODELLING AND DESIGNING OF A FLYBACK CONVERTER

Aslı Nur ÖMEROĞLU

Atatürk University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering
Department of Electrical Machines

Supervisor: Prof. Dr. Köksal ERENTÜRK

In recent years improvements in semiconductive and micro electronics technologies have increased the using of systems which have power electronics circuits. Switched power sources have very significant roles in fields like household good, lighting, transportation, telecommunication, space/aeronautics systems, network systems, industrial applications and robotics because of their advantages like whirl reply, low designing costs, enabling designs in smaller sizes, high efficiency and high power volumes. Various topologies were developed with banding components shaping power stage in switched power sources together with various combinations. Flyback convertor which is one these topologies is an insulated voltage transform system using only one transformer in low powers.

This thesis study aimed to define on hand and control of the real small mark equivalence by making mathematical analyses via state space average value modelling method of a highly productive (over %80). Flyback convertor which immobilizes variable input voltage between 18-36 V to 24V on output. Output power of designed convertor was defined as 102W. Maximum output current is 5A and switching frequency is 100kHz.

In the design, basic performance principles were studied and mathematical analysis required for the design was made. In the following phase, values of circuit components like power shift which shapes the circuit, transformer, condenser and diode were defined. In accordance with these values, snubber circuit and controller design were made. Depending on values gained after the design simulation of the design in PSIM environment was performed. As a result of simulation practice and design result printed circuit of designed circuit was fulfilled.

2016, 57 pages

Keywords: Switched power sources, Flyback convertor

TEŞEKKÜR

Gerçekleřtirdiđim bu tez alışmasının tasarım ve uygulama aşamalarında bana yardımlarını esirgemeyen Ünal YILMAZ, Ayhan ERTEM ve Fezullah GÜNDEREN'e, tez alışmamı beraber yürüttüğüm ve kendisi ile alışmaktan büyük onur duyduğum değerli hocam Prof. Dr. Köksal ERENTÜRK'e ve eğitim hayatım boyunca yardımlarını esirgemeyen aileme sonsuz teşekkür ederim.

Aslı Nur ÖMEROğLU

Aralık, 2017

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ÖZETLERİ	7
3. MATERYAL ve YÖNTEM	17
3.1. Flyback Dönüştürücü ve Çalışma Prensibi	17
3.1.1. Flyback Dönüştürücü Çalışma Modları	20
3.2. Flyback Dönüştürücünün Matematiksel Modelinin Elde Edilmesi	22
3.2.1. Dönüştürücü Devresinin Durum Uzay Ortalama Değer Modeli	23
3.2.2. Durum Matrislerinin Ortalama Değerlerinin Hesaplanması	27
3.2.3 Endüktans Akımı Ortalama Değerinin Bulunması	28
3.2.4. Kapasite Gerilimi Ortalama Değerinin Bulunması	29
3.2.5. Giriş Akımı Ortalama Değerinin Bulunması	29
3.3. Durum Matrislerine Küçük Sinyal İşaret Yaklaşımının Uygulanması	30
3.4. Durum Uzay Denklemleri Küçük Sinyal Analizi	36
3.5. Tasarımın Gerçeklenmesi	38
3.5.1. Güç Anahtarı Seçimi	40
3.5.2. Transformatör Tasarımı	40
3.5.3. Çıkış Kapasitesi Seçimi	41
3.5.4. Çıkış Diyodunun Seçimi	42
3.5.5. Bastırma Devresi Tasarımı	43
3.5.6. Kontrol Ünitesi Tasarımı	44
4. ARAŞTIRMA BULGULARI	48
5. SONUÇ	53
KAYNAKLAR	55
ÖZGEÇMİŞ	58

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

I_1	Birincil taraftan akan akım
I_{lm}	Mıknatıslanma endüktansı akımı
V_g	Giriş gerilimi
R_{sw}	MOSFET seri eşdeğer direnci
R_1	Birincil sargı direnci
V_{L1}	Birincil sargı kaçak endüktans gerilimi
V_{Lm}	Mıknatıslanma endüktans gerilimi
L_m	Mıknatıslanma endüktansı
L_{l1}, L_{KB}	Birincil sargı kaçak endüktansı
L_{l2}	İkincil sargı kaçak endüktansı
R_2	İkincil sargı direnci
R_c	Kapasite seri eşdeğer direnci
R	Yük direnci
C	Çıkış kapasitesi
i_c	Çıkış kapasitesi akımı
V, V_0	Çıkış gerilimi
n	Transformatör dönüştürme oranı
V_2	İkincil gerilim
V_L	Endüktans gerilimi
V_d	Diyot gerilimi
V_c	Kapasite gerilimi
d	Anahtar iletim durumunda iken görev çevrim oranı
$\hat{d}$	Anahtar kesim durumunda iken görev çevrim oranı
T_s, T	Periyot
i_g	Giriş akımı
P_0	Ortalama çıkış gücü

I_0	Ortalama çıkış akımı
P_{B0}	Birincil sargı ortalama gücü
V_{g0}	Ortalama giriş gerilimi
V_{DS}	Savak-kaynak gerilimi
V_{B0}	Birincil sargı ortalama gerilimi
V_{i0}	İkincil sargı ortalama gerilimi
I_{B0}	Birincil sargı ortalama akımı
I_{i0}	İkincil sargı ortalama akımı
I_{BMAKS}	Birincil sargı maksimum akımı
L_B	Birincil sargı endüktansı
d_{maks}	Görev çevrim oranının maksimum değeri
V_{MK}	MOSFET kırılma gerilimi
V_{gmaks}	Maksimum Giriş Gerilimi
$V_{yansım}$	Yansıma Gerilimi
$I_{birincilrms}$	Birincil tepe akımı
ΔV_0	Çıkış gerilimindeki değişim
V_{DMAKS}	Maksimum diyot gerilimi
V_{GMAKS}	Maksimum giriş gerilimi
V_{DS0N}	İletim durumunda savak-kaynak gerilimi
I_{iMAKS}	İkincil maksimum akımı
P_s	Sönümlleme devresi gücü
R_s	Sönümlleme devresi direnci
C_s	Sönümlleme devresi kapasitesi
V_s	Sönümlleme devresi gerilimi
ΔV_s	Sönümlleme gerilimindeki değişim
t_s	Sönümlleme devresi periyodu
f_s	Sönümlleme devresi frekansı
P_g	Giriş gücü
$V_{girişmin}$	Minimum giriş gerilimi

Kısaltmalar

AA	Alternatif Akım
DA	Doğru Akım
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
EMI	Elektromanyetik Girişim



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Güç elektroniği sisteminin genel blok şeması	2
Şekil 1.2. Düşürücü (Buck) DA-DA dönüştürücü	3
Şekil 1.3. Yükseltici (Boost) DA-DA dönüştürücü	4
Şekil 1.4. Düşürücü Yükseltici (Buck Boost) dönüştürücü	5
Şekil 3.1. Flyback dönüştürücü devresi	17
Şekil 3.2 Transformatör eşdeğerli flyback dönüştürücü devresi	18
Şekil 3.3 Anahtarlama elemanı iletimde iken dönüştürücü devresi eşdeğeri	19
Şekil 3.4. Anahtarlama elemanı kesimde iken dönüştürücü devresi eşdeğeri	19
Şekil 3.5 Sürekli akım modunda flyback dönüştürücüde akım gerilim eğrileri	20
Şekil 3.6. Süreksiz akım modunda flyback dönüştürücüde akım gerilim eğrileri	21
Şekil 3.7. Bozucu etkilere sahip flyback dönüştürücünün anahtar iletim durumunda iken eşdeğer devresi	24
Şekil 3.8. Bozucu etkilere sahip flyback dönüştürücünün anahtar kesim durumunda iken eşdeğer devresi	25
Şekil 3.9. Endüktans akımı dalga şekli	28
Şekil 3.10. Kapasitans gerilimi dalga şekli	29
Şekil 3.11. Giriş akımı dalga şekli	29
Şekil 3.12. Doğrusal olmayan diyodun akım karakteristiği	30
Şekil 3.13. Endüktans akımının küçük işaret eşdeğer devresi	34
Şekil 3.14. Kapasitans geriliminin küçük işaret eşdeğer devresi	34
Şekil 3.15. Giriş akımının küçük işaret eşdeğer devresi	35
Şekil 3.16. Flyback dönüştürücünün küçük işaret yaklaşık eşdeğer devresi	35
Şekil 3.17. Flyback dönüştürücünün küçük işaret eşdeğer devresi	35
Şekil 3.18. Transformatör hesaplama programı	41
Şekil 3.19. Kontrolörlü Kapalı Çevrim Sistemin Bode çizimi	46
Şekil 3.20. Faz ve Kazanç Marjinleri	46
Şekil 3.21. Dönüştürücünün TİP-3 denetleyici ve Optikçift bağlantı devresi	47
Şekil 3.22. Geri besleme devresi eleman değerleri	47
Şekil 4.1. Flyback dönüştürücü simülasyon devresi	48

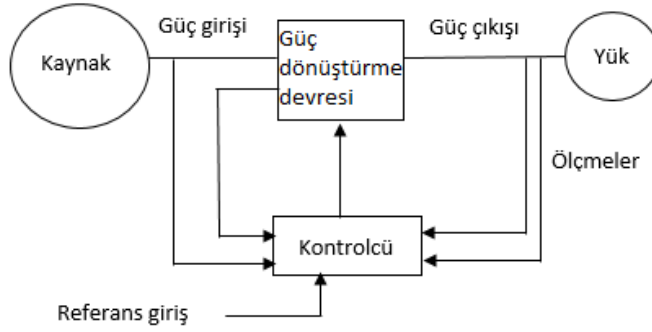
Şekil 4.2. Simülasyon devresi çıkış gerilimi.....	49
Şekil 4.3. Simülasyon devresi MOSFET kapı (Drain) ve çıkış gerilimi	49
Şekil 4.4. Darbe genişlik işareti (altta), Osilatör işareti (üstte) osiloskop görüntüsü	50
Şekil 4.5. Mosfet Drain-Source gerilimi (altta), transformatörden geçen akım (üstte) osiloskop görüntüsü	50
Şekil 4.6. Uygulama devre şeması.....	51
Şekil 4.7. Dönüştürücü uygulama devresi	52
Şekil 4.8. Uygulama devresinin yüzey baskı elamanları kullanılan bölümü.....	52



1. GİRİŞ

Güç elektroniği, enerji dönüşümü ve kontrolü için tasarlanmış yarı iletken veya statik sistemler bütünüdür. (Bodur 2012). Güç elektroniğinin kapsamı bir kaynaktan bir yüke giden elektrik gücünün kontrol edilmesi şeklinde özetlenebilir. Kaynaktan yüke aktarılan gücün kontrolünde işlemin verimliliği önemlidir. Verimliliği etkileyen en önemli faktör kayıplardır. Bu kayıpların kontrolü açık veya kapalı durumlu bir anahtar olarak kullanılabilen devre elemanları ile yapılır. Güç elektroniği devrelerinde anahtarlama elemanlarının maliyetleri, çalışma frekansları, kontrol edilebilmeleri, iletim-kesim durumları, aşırı akım dayanımları, emniyetli çalışma alanları, elektriksel ve fiziksel özellikleri bakımından farklılık gösterirler. Bu anahtarlama elemanlarına örnek olarak BJT, MOSFET, SIT, IGBT, SCR, TRIAK ve GTO verilebilir.

Güç elektroniği devreleri ilk olarak 1900'lü yıllarda kullanılmaya başlanmıştır. Bu yıllarda civalı ark doğrultucular enerjinin dönüşümü ve kontrolünün sağlanmasında uzun süre kullanılmıştır. Fakat bu doğrultucuların çok yer kaplamaları, yardımcı elemanlara ihtiyaç duymaları ve verimsiz olmaları gibi bir takım dezavantajları vardır. 1948-1950 yıllarında diyot ve transistörlerin keşfedilmesiyle elektronik alanında bir devrim yaşanmıştır. Güç elektroniği kavramı 1957'de SCR'nin üretilmesi ile ortaya çıkmıştır. Bu kavram triyakın ve diğer yarı iletken devre elemanlarının üretilmesi ile daha yaygın olarak kullanılmıştır. 1974 yılında mikroişlemcilerin üretimi ve sayısal elektroniğin gelişimi güç elektroniği teknolojisinin ilerlemesinde büyük rol oynamıştır (Gürdal 2008). Güç elektroniği sistemleri bu gelişimlerin etkisiyle denetim sistemlerin performans kriterlerinin iyileştirilmesi, verimlerinin artması ve maliyetlerinin düşmesi gibi avantajlar sağlayarak günümüz teknolojilerinde de kendilerine önemli bir yer edinmiştir.



Şekil 1.1. Güç elektroniği sisteminin genel blok şeması

Güç elektroniği sistemi Şekil 1.1’de gösterildiği gibi en basit gösterimi ile bir güç dönüştürme devresi ve bir kapalı çevrim kontrol ünitesinden oluşur. Güç dönüştürme devresi, güç elektroniği elemanları ve koruma için gerekli diğer bileşenlerden oluşur. Kontrol ünitesi ise mikro elektronik elemanları, sürme, ölçme ve besleme kaynakları gibi yapıları kapsar. Kontrol ünitesi giriş ve çıkış ile dönüştürücünden ve yükten alınan ölçümleri bir referans sinyal ile karşılaştırarak dönüştürücünün belirlenen şartlarda çalışması için uygun denetim sinyalini üretir. Güç elektroniği sistemleri kolay kontrollü, uzun ömürlü, yüksek verimli, düşük maliyetli ve tasarımlarının kolay olması gibi avantajlara sahiptir. Fakat yüksek frekanslarda çalışmaya olanak sağladıklarından harmoniklerin oluşumuna ve elektromanyetik girişimine neden olurlar. Bu harmonikler şebekeyi ve şebekeye bağlı diğer elektronik cihazları olumsuz etkiler.

Güç elektroniği sistemlerinden olan DA-DA dönüştürücü devreleri girişteki değişken gerilime karşılık çıkışında sabit bir çıkış gerilimi istenen hassas devreler için kullanılır. DA-DA dönüştürücülerde küçük güçlü giriş sinyalleri ile büyük güçlü çıkış işaretlerinin kontrolü amaçlanır (Mohan *et al.* 1989) daha çok DA motor kontrolünde kullanılan bu dönüştürücülerin DA gerilim kaynağı, genellikle AA şebeke geriliminin doğrultulmasıyla elde edilir. Fakat güneş pillerinin, akümülatörlerin ve yakıt pillerinin DA kaynağı olarak kullanımı sürekli olarak artmaktadır. DA-DA dönüştürücüler yüksek frekanslı ve anahtarlamalı devrelerdir. Güç elemanının tam iletimde veya kesimde çalıştırılması durumuna göre verimleri %90’a kadar çıkabilmektedir. Bu dönüştürücüler başlıca DA motor kontrolünde, kesintisiz güç kaynaklarında, güç faktörünün

düzeltilmesinde anahtarlama güç kaynaklarında ve DA gerilim regülatörlerinde kullanılır.

DA-DA dönüştürücüler,

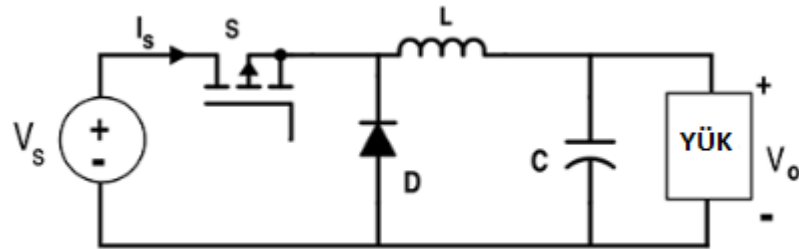
1. Endüktanslı (izolasyonsuz ve tek çıkışlı)
2. Transformatörlü (izolasyonlu tek veya çok çıkışlı) olmak üzere 2 genel gruba ayrılır.

Endüktanslı dönüştürücüler güç elemanı, diyot, endüktans ve kapasitenin farklı şekillerde bağlanmasıyla elde edilirler. Bu dönüştürücülerin çalışma prensibi endüktansın enerji aktarımına dayalıdır. Prensip olarak birinci görev çevrim aralığında DA kaynağından endüktansa yüklenen enerji ikinci aralıkta çıkışa aktarılır. Bu dönüştürücülerin kontrolü genellikle DC-DGM (Darbe Genişlik Modülasyonu) ile yapılır.

Endüktanslı ve izolesiz DA-DA dönüştürücüler,

- Düşürücü (Buck) dönüştürücüler
- Yükseltici (Boost) dönüştürücüler
- Düşürücü-yükseltici (Buck Boost) dönüştürücülerdir.

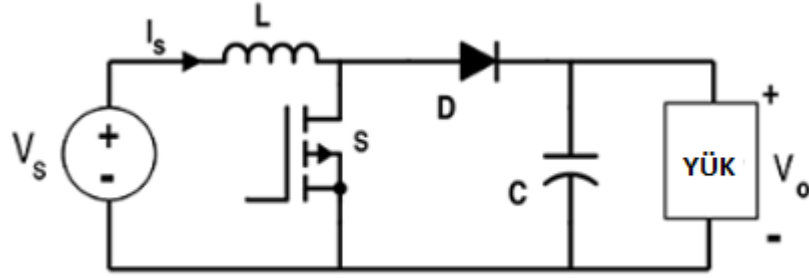
Düşürücü DA-DA Dönüştürücüler



Şekil 1.2. Düşürücü (Buck) DA-DA dönüştürücü

Düşürücü DA-DA dönüştürücünün temel devre şeması Şekil 1.2’de gösterilmiştir. Bu tip dönüştürücülerde çıkış gerilimi, giriş geriliminin görev çevrim oranı ile çarpımına eşittir. Endüktans ve kapasite çıkış geriliminin sınırlı bir dalgalanmada kalmasını sağlayan bir filtreleme hareketi meydana getirirler. Endüktansın çıkış tarafında olması nedeniyle çıkış kondansatörü akımındaki dalgalanma giriş akımındaki dalgalanmaya göre daha düşüktür. Aynı çıkış gerilimi dalgalanmaları için bu dönüştürücüde diğer dönüştürücülere göre daha küçük değerli kondansatörler kullanılır (Bodur 2012).

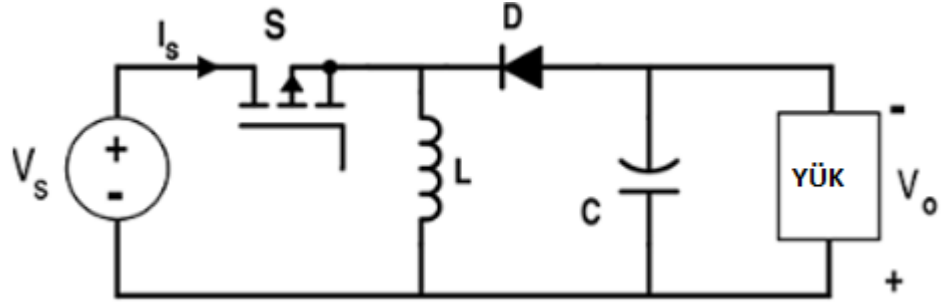
Yükseltici DA-DA Dönüştürücüler



Şekil 1.3. Yükseltici (Boost) DA-DA dönüştürücü

Yükseltici DA-DA dönüştürücünün temel devre şeması Şekil 1.3’te gösterilmiştir. Bu tip dönüştürücülerde giriş geriliminden yüksek bir çıkış gerilimi üretilir. Endüktansın giriş tarafında olması nedeniyle çıkış kondansatörü akımındaki dalgalanma giriş akımındaki dalgalanmaya göre daha yüksektir. Bu tip devreler çıkışlarında yük olmadan boşa çalıştırılmamalıdır (Gürdal 2008). Aksi halde çıkış gerilimi aşırı yükselerek devreye zarar verir.

Düşürücü-yükseltici DA-DA dönüştürücüler



Şekil 1.4. Düşürücü Yükseltici (Buck Boost) dönüştürücü

Düşürücü Yükseltici dönüştürücünün temel devre şeması Şekil 1.4'te verilmiştir. Bu tip dönüştürücülerde çıkış gerilimi giriş gerilimden yüksek veya düşük olabilmektedir. Dönüştürücü devresinde hem giriş hem de çıkış kondansatörü akımlarındaki dalgalanmalar yüksektir. Bu dönüştürücülerde boşa çalıştırılmaz.

DA-DA dönüştürücü uygulamalarının birçoğunda elektriksel izolasyon istenildiğinden dönüştürücülerin izolasyonlu türleri geliştirilmiştir. İzolasyonlu dönüştürücülerin çalışma prensipleri izolasyonsuz dönüştürücülerinki ile aynıdır. Bu devrelerde izolasyonu sağlayan transformatörün kullanımı ve tasarımı çok önemlidir. Transformatörde doyumu önlemek ve maliyeti düşürmek için nüvede yeteri kadar bir hava aralığı bırakılır. Basit ve kolay dizaynı, düşük maliyeti ve giriş ile çıkışı birbirinden tamamen izole etmesi bakımından flyback dönüştürücü diğer izolasyonlu DA-DA dönüştürücüler ile karşılaştırıldığında birçok avantaja sahiptir. 200W altındaki güç uygulamalarında en çok tercih edilen dönüştürücüdür. Bu dönüştürücülerde çoklu izoleli çıkış alınabildiği için endüstriyel uygulamalarda tercih edilir (Picard 2010). Fakat enerji verimliliği açısından anahtarlamalı güç kaynağı devrelerine göre iyi değildir.

Flyback dönüştürücü uygulama alanları arasında;

- Fotokopi makinaları ve Xenon flash lambaları
- CRT'lerde yüksek gerilim üretimi
- İzoleli kapı sürücü devreleri

- Yüksek gerilim üretimi (Laser fotokopilerinde)
- Düşük maliyetli ve çok çıkışlı güç kaynakları sayılabilir.

Flyback dönüştürücü, düşürücü yükseltici (Buck Boost) dönüştürücülerden türetilmiş bir dönüştürücüdür. Bu dönüştürücünün küçük güçlerde kullanılmasının başlıca sebebi tek bir transformatör kullanarak aynı anda enerji depo edebilmesi, izolasyon ve gerilim dönüşümü yapabilmesidir.

Düşük güç uygulamalarında ve endüstriyel alanda kullanılan flyback dönüştürücüler üzerine yapılan çalışmalarda genellikle amaç tam ve doğru bir matematiksel modelin eldesi ve küçük işaret analizinin gerçekleştirilmesine yöneliktir. Bu tez çalışmasında Flyback dönüştürücünün durum uzayı formunda ortalama değer alma yöntemiyle tam matematiksel modelinin eldesi ve bozucu etkilerde dahil olmak üzere değişken giriş işaretleri için analizinin yapılabileceği küçük işaret eşdeğerinin elde edilmesi amaçlanmıştır.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

DA-DA dönüştürücü tabanlı anahtarlama güç kaynaklarında en iyi kontrol yönteminin belirlenmesi ve gerçek zamanlı simülasyonlar oldukça önemlidir. En iyi kontrol yönteminin belirlenmesi için gerçeğe en yakın sistem modellemesi yapılmalıdır. Sistem dinamiğini ortaya koyan bu modellemeler sistemdeki fiziksel etkinin matematiksel karşılığıdır. Bu nedenle anahtarlama güç dönüştürücülerinin tasarımında dönüştürücünün matematiksel analizinin doğru yapılması hayati önem taşımaktadır. Özellikle otomotiv ve düşük güç uygulamalarında çokça kullanılan Flyback dönüştürücülerin doğru tasarımı ve denetimi enerji verimliliği için çok önemlidir. Bu sebeple flyback dönüştürücülerde bir iyileştirme yapabilmek için gerçekleştirilen bu tez çalışmasında elde edilen literatür araştırmasına ait sonuçlar aşağıda kısaca özetlenmiştir.

Pandey *et al.* (2014) flyback dönüştürücünün küçük sinyal AC modellemesini, durum uzay ortalama yaklaşımı yöntemini kullanarak elde etmişlerdir. Modelleme, devre parametrelerinin hem ideal hem de ideal olmayan durumları dikkate alınarak yapılmıştır. İdeal olmayan durumda transformatörün kaçak endüktansı ihmal edilmiştir. Modellemenin detaylı analizi, simülasyonu ve kontrol stratejileri sürekli akım modunda (CCM) sunulmuştur. Dönüştürücü 230V/50 Hz AC giriş için çıkış gerilimi 5V olacak şekilde 50W gücünde tasarlanmıştır. Tasarımı gerçekleştirmek için PSIM 6.0 programı kullanılmıştır. Simülasyon sonuçları açık çevrimde küçük dalgalanmalar gösterdiğinden kapalı çevrim sistem için dönüştürücüye PI kontrolcüsü eklenmiş ve böylece MATLAB/SIMULINK ortamında tekrarlanan simülasyon çalışmalarında dalgalanmalar en aza indirgenmiştir.

Vu *et al.* (2014) çalışmalarında dönüştürücüdeki transformatör ve diğer devre elemanlarının modellemesini ideal ve ideal olmayan durumlarda yapmışlardır. Sürekli (CCM) ve süreksiz (DCM) akım modunda durum uzay denklemlerini elde ederek devrenin küçük sinyal analizini elde etmişlerdir. Geniş çalışma aralığında flyback dönüştürücü için uygun bir sayısal kontrolcü tasarlamışlardır. Sayısal kontrolcü olarak TI tarafından üretilen C2000 mikro denetleyicisini kullanmışlardır. Bu kontrol yapısının

ana görevi, çıkış voltajını düzenlemesine ilaveten manyetik algılama, etkili optimizasyon yapma ve tepe anahtarlama noktasını belirlemektir. Optimum kompanzatörleri sentezlemek amacıyla gürbüz, kazanç adaptif kestirici kontrol (GAPFC) ve kazanç adaptif sayısal geri besleme kontrol (GAQFC) yöntemlerini kullanarak sonuçları MATLAB\SIMULİNK ortamında karşılaştırmışlardır.

Akbarabadi *et al.* (2013) flyback dönüştürücünün hem sürekli hem de süreksiz akım modunda devre elemanlarını ideal olmayan durumda kabul ederek dönüştürücü devresine ortalama değer modellemesi tekniğini uygulayarak dönüştürücünün durum denklemlerini elde etmişlerdir. Önceki çalışmalardan farklı olarak flyback dönüştürücünün analizini hem ortalama değer modelleme yöntemi hem de parametrik ortalama değer modelleme (PAVM) yöntemini kullanarak yapmışlardır. Her iki yöntem ile devrenin transfer fonksiyonunu elde ederek sonuçları karşılaştırmışlardır. Önerilen sistemde devre yük altında sürekli akım modunda (CCM) çalışmaya başlamaktadır. Anahtarlamaadaki artıştan dolayı durum değişkenleri; çıkış kapasitörü gerilimi ve indüktör akımındaki değişimi parametrik ortalama değer modeli (PAVM) ile tahmin etmişlerdir. PAVM yöntemi ile elde edilen yeni değerler ortalama değer modellemesi ile elde edilen değerlerle örtüşmektedir. Bu yöntemlerle elde ettikleri verilere PI denetleyici uygulayarak MATLAB\SIMULİNK ortamında simülasyon sonuçlarını karşılaştırmışlardır. Sonuçta PAVM yönteminin, klasik ortalama değer modelleme yöntemine göre transformatör ve temel parazitler içeren devrelerde daha doğru çalıştığını kanıtlamışlardır.

Kazimierczuk and Nguyen (1995) sürekli akım modunda flyback dönüştürücünün gerilim transfer fonksiyonunu elde ederek $\left(\frac{V_o}{d}\right)$ açık çevrim darbe genişlik modülasyonu küçük sinyal analizini yapmışlardır. Bu çalışmadaki amaçları, devrenin farklı anahtarlama frekanslarında doluluk boşluk oranını değiştirerek bu noktalarda devrenin frekans cevaplarını karşılaştırmaktır. Görev çevrim oranı $d=0.1, 0.35, 0.40$ ve 0.95 iken devrenin frekans domeni analizlerini yaparak MATLAB ortamında Bode diagramlarını çizdirmişlerdir. Sonuçta frekansı 1 kHz'e kadar arttırdıklarında kazancın -40 dB düştüğünü ve fazın 0° 'den 180° 'ye yöneldiğini gözlemlemişlerdir.

Nasır vd (2010) 50 kHz anahtarlama frekansına sahip giriş gerilimi minimum 38V maksimum 60V olabilen ve 5V çıkış gerilimi veren yük akımının minimum 2A maksimum 10A olmasına izin veren bir flyback dönüştürücü tasarlamışlardır. Flyback dönüştürücünün sürekli ve süreksiz akım modunda matematiksel analizini belirtilen değerlerde yaparak tasarımını gerçekleştirmişlerdir. Bulunan sonuçları PSPICE programı ile karşılaştırmışlardır. Elde ettikleri sonuçları süreksiz çalışma durumunda birincil ve ikincil akımlarının sürekli çalışma durumuna göre yüksek, fakat birincil endüktans değerinin ise daha düşük olduğunu gözlemlemişlerdir. Süreksiz çalışma durumunda tüm periyodun %20'si civarında ölü bir bölgenin varlığının geçici durumlara çok hızlı adapte olduğunu tespit etmişlerdir.

Jean Picard (2010) gerçekleştirdiği çalışmasında anahtarlama güç kaynakları içerisinde Flyback dönüştürücünün tasarımında transformator dizaynının güç kaynağı performansına etkisini araştırmıştır. 48V giriş için yükün bulunduğu taraf 5V, yüksüz taraflardan 10V-18V çıkış alınan ve çıkış akımını 5A'de sınırlayan 250 kHz anahtarlama frekansına sahip senkron flyback dönüştürücü tasarlamıştır. Çoklu çıkış veren transformatorlerin kaçak endüktanslarının değerlerini değiştirerek kaçak endüktans etkilerini MATLAB ortamında yaptığı simülasyon çalışmasında gözlemlemiştir. Sonuçta transformator kaçak endüktansının devrenin verimini düşüreceğini, doluluk boşluk oranı ile mıknatıslanma akımının beklenenden daha fazla olacağını tespit etmiştir. Eğer devrede senkron doğrultucu kullanılırsa doğrultucunun kapı-savak bölgesini etkileyeceğini, daha yüksek manyetik akı yayacağını ve bunlar neticesinde birinci taraftaki anahtarlama elemanı ile ikinci taraftaki doğrultucu diyodu için kenetleme ve bastırma devreleri kullanımının gerektiğini göstermiştir. Ayrıca kaçak endüktans değerinin tam yük durumunda çıkış gerilimini ve çıkış akımını aniden yükselteceği sonucunu elde etmiştir.

Anahtarlama güç topolojileri içinde düşük maliyetleri, basit yapıları ve tasarımlarının kolaylığı nedeniyle flyback dönüştürer önemli avantajlara sahiptirler. Chung *et al.* (1999) yaptıkları çalışmada flyback dönüştürücülerin düşük güçlü (150W'tan küçük) uygulamalarda kullanılan topolojiler olduğunu belirtmişlerdir. Lo and Lin (2007)

yumuşak anahtarlama yöntemi kullanılarak flyback dönüştürücülerde yüksek güçlere çıkılabileceğini göstermişlerdir.

Algül (2008) çalışmasında sert anahtarlama tekniğini kullanarak 280W çıkış gücüne sahip ve 2 adet 150V'luk çıkış veren bir flyback dönüştürücü tasarlamıştır. Tasarladığı dönüştürücünün anahtarlama frekansı 132 kHz çıkış akımı ise 0.93A'dır. Bu çalışmada tasarlanan flyback dönüştürücün temel çalışma prensiplerini inceleyerek, matematiksel olarak gerekli tüm bağıntıları her bir devre elemanı için elde etmiştir. Elde ettiği değerleri kullanarak PROTEUS programında simülasyon çalışmaları yaparak bulduğu sonuçlar doğrultusunda tasarımı PCB üzerinde gerçekleştirmiştir. Çalışma sonucunda sert anahtarlama tekniği ile devre verimini %84 olarak elde etmiştir.

Anahtarlama gücü dönüştürücüleri değişken yapıli sistemler olduğundan; bu güç dönüştürücülerindeki dinamik elemanlarının topolojileri güç anahtarının ani pozisyonuna bağılıdır. Literatürde anahtarlama gücü dönüştürücülerinin matematiksel modellemeleri üzerine birkaç analitik ve grafiksel method önerilmiştir. Bunlar anahtarlama dönüştürücülerin küçük sinyal analizleri, büyük sinyal analizleri ve durum uzayı ortalama değer yöntemleridir.

Umarikar and Umanand (2005), anahtarlama gücü dönüştürücüleri için önerilen yöntemlerden farklı olarak Bond Graph yöntemini kullanarak güç dönüştürücülerinin matematiksel modellemesini yapmışlardır. Bu yöntem küçük sinyal akış grafiğı yönteminin farklı bir halidir ve büyük sinyal, durum uzayı ve küçük sinyal modelleme yöntemlerini içerisinde barındırır. Küçük sinyal, durum uzay ve büyük sinyal modelleri grafiksel olarak türetilen modellerdir. Bu yöntemin temeli sistemdeki elemanların güç ve enerji akış diyagramlarını çıkararak anahtarın pozisyonuna bağılı olarak birkaç tane bond graph elde etme esaslıdır. Elde edilen bu grafikler birleştirilerek dönüştürücünün durum denklemleri ve transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

Yıldız and Gören Sümer (2009), yaptıkları çalışmada Buck-Boost ve Flyback dönüştürücüleri Euler-Lagrange sistemleri olarak modellemişlerdir. Langrangian

denklemleri ile ifade edilen sistemler Euler-Langrange sistemleri olarak adlandırılmaktadır. Dönüştürücünün Euler- Langrange modelini elde etmek için dönüştürücüdeki dinamik elemanların her biri için anahtarın pozisyonuna göre Euler Lagrange denklemlerini elde etmişlerdir. Bu denklemler yardımıyla her iki dönüştürücünün hem durum denklemlerini hem de transfer fonksiyonlarını elde etmişlerdir. Çalışma neticesinde modellemenin farklı melez (hibrit) anahtarlama sistemlerinin matematiksel analizinde kullanılabileceğini ve otomatik kontrol teorilerine uygun olduğu sonucuna varmışlardır.

Suntio (2006) çalışmasında anahtar gecikmesini dikkate alarak kendinden osilasyonlu bir flyback dönüştürücünün matematiksel analizini gerçekleştirmiştir. Dönüştürücünün ortalama değer ve küçük sinyal modellemesini devrenin her iki çalışma durumu için tekrar etmiştir. Elde ettiği açık çevrim denklemlerinin frekans analizini MATLAB/SIMULINK programında yaparak sonuçları karşılaştırmıştır.

Khan *et al.* (2014) flyback dönüştürücünün temel yapısından bahsederek sürekli ve süreksiz akım modunda devre analizini yapmışlardır. Her iki çalışma durumunu MATLAB/SIMULINK ortamında gerçekleştirdikleri simülasyonlar ile karşılaştırmışlardır. Ayrıca flyback dönüştürücüde ideal transformatör ve çok uçlu doğrusal olmayan transformatör kullanarak simülasyonları tekrar etmişlerdir.

Kasundra and Kumar (2016) 50 kHz anahtarlama frekansına sahip 230V AC giriş için 240V DC çıkış gerilimi ve 100W çıkış gücü alınabilen bir flyback dönüştürücü tasarlamışlardır. Dönüştürücünün her iki çalışma pozisyonunda devredeki dinamik elemanları ideal kabul ederek dönüştürücünün matematiksel analizini yapmışlardır. Elde ettikleri transfer fonksiyonunun hem açık çevrimdeki hem de PID denetleyici ilavesi ile kapalı çevrimdeki davranışlarını MATLAB/SIMULINK ortamında karşılaştırmışlardır.

Salimi *et al.* (2013) sabit bir çalışma frekansına sahip flyback dönüştürücü için kayan kipli denetleyici tasarlamışlardır. Sistemin karma evreli yapısından dolayı çıkış gerilim kontrolünü iki döngü kontrolüne uygun olacak şekilde tasarlamışlardır. Dış döngüde

referans akımını oluşturmayı iç döngüde ise referans akımını oluştururken kayan kipli yüzeyin seçimini hesaba katarak kontrol yapısını oluşturmuşlardır. Bu kontrol yapısını tasarlarlarken sistemin kararlı hal hatasını sıfır yapmayı amaçlamışlardır. Geliştirilen kontrol metodu MATLAB/SIMULINK ortamında test edilmiştir. Sonuçta giriş gerilimi büyük aralıkta değişse bile yüklü durumda çıkış geriliminin bu kontrolcü yapısı ile kontrol edildiğinde kalıcı durum hatasını sıfır yapabildiğini gözlemlemişlerdir.

Yılmaz *et al.* (2017) yaptıkları çalışma ile fotovoltaik bir panele bağlı çıkışında batarya şarj eden PI denetleyici ile kontrol edilen bir flyback dönüştürücünün değişken ışık saçımı ve sıcaklık altındaki davranışını gözlemlemeyi hedeflemişlerdir. Ayrıca güç dönüştürücüsünün en verimli çalıştığı sıcaklık ve ışık yayılım aralığını tespit etmişlerdir. Sonuçta ışık yayılımı 800W/m^2 'nin üzerinde olduğunda ve sıcaklık 40°C iken sistemin maksimum güç noktasında %95 verimle çalıştığını gözlemlemişlerdir.

Cheng *et al.* (2017) flyback dönüştürücünün geniş çalışma aralıklarında küçük sinyal modeli olmadığından zayıf yükte anahtarlama frekansını arttırmak ve kararsızlık problemini ortadan kaldırmak için değişken frekans tepe akım mod (VFPCM) kontrolünü geliştirmişlerdir. Çalışmalarında sürekli akım modunda VFPCM kontrolü için küçük sinyal modeli elde etmişlerdir. Devrenin kontrol davranışını, analiz etmiş ve sabit frekans tepe akım mod (CFPCM) kontrolü ile karşılaştırmışlar. Önerdikleri model ile sistemin muhtemel kararsızlık problemlerini çözmüş ve kolay kompanzatör dizaynı sağlamışlardır. Tanımladıkları fonksiyon yaklaşımı ile kontrolcünün doğrusal olmayan kısmını modelleyerek hem kontrol davranışlarını hem de VFPCM karakteristiklerini analiz etmişlerdir. Modelleme sonuçlarında VFPCM ve CFPCM arasında çıkış transfer fonksiyonunda kazanç kontrollerindeki farklılıkları göstermişlerdir. Her iki kontrol tipinin yüklü durumdaki geçiş tepkilerinin ve frekans yanıtlarının farklılığını da ispatlamışlardır.

Ravi and Lakshminarasamma (2016) flyback dönüştürücüde yüksek gerilim ve düşük güçte kararlı hal gerilim kazancında kapasitenin etkisini incelemiştir. Çalışmasında optimal kazanç sağlayan ve anahtarlama stresini azaltan sıfır gerilim anahtarlama

yapmıştır. Kararlı hal durum denklemlerini süresiz akım modunda elde etmiştir. Analitik denklemleri doğrulamak için simülasyon ve gerçek zamanlı deneyler gerçekleştirmiştir. Analizi yaparken transformatörün çekirdek kaybını, yarı iletkenlerde meydana gelen gerilim yükselmesini, yarı iletkenin kapasitif etkisini, kaçak endüktansı ve sargı dirençlerini dikkate almıştır.

Düşük güç seviyelerinde daha yüksek verim ihtiyacı, doğrultma kayıplarını azaltan gelişmiş doğrultma teknolojilerinin kullanımını gerektirmektedir. Doğrultma kayıpları senkron doğrultma teknolojisi kullanılarak azaltılmaktadır. Bu yüzden bütün dönüştürücülerin verimi önemli derecede artmaktadır. Talesara *et al.* (2015) senkron doğrultuculu flyback dönüştürücünün verimini benzer güç oranlarında klasik flyback dönüştürücünün verimi ile karşılaştırmıştır. Süresiz akım modunda flyback dönüştürücünün senkron doğrultuculu diyot kullanarak analizini yapmışlardır. Teorik sonuçları uygulama sonuçları ile karşılaştırmışlardır. Sonuçta senkron doğrultucu kullanımının teorikte olduğu gibi pratikte de aynı yük ve benzer giriş-çıkış voltaj gerilimleri durumunda devrenin verimliliğini arttırdığını ispat etmişlerdir. Senkron flyback dönüştürücünün doğrultma kayıplarını %50'den fazla azalttığını ve devre verimini de %5 arttırdığını gözlemlemişlerdir.

Kang *et al.* (2015) çalışmalarında kablo koruması ile flyback dönüştürücü için elektromanyetik girişimi (EMI) azaltma yöntemini sunmuşlardır. Kablo koruma yönteminin gürültüyü yok etme mekanizmasını analiz edebilmek için flyback transformatörünün kapasite modelini çıkartmışlardır ve kuplaj kapasitörünün üzerine düşen gürültüyü kesmek için kablo korumasının sarımlarını bu modelde hesaplamışlardır. Ayrıca devrede ölçüm hatalarından kaynaklanan gürültüyü azaltmak için dengeleme kapasitörü kullanmışlardır. Sürekli akım modunda 150 kHz-10 MHz anahtarlama frekansları arasında kapasite verimliliğini test etmişlerdir. Bu aralıkta kablo koruma yönteminin dengeleme kapasitörü ile kullanıldığında gürültüyü azaltmada etkili bir yöntem olduğunu belirlemişlerdir.

Yoo *et al.* (2017) kısmi rezonanslı flyback dönüştürücüde anahtar gerilim dalgalanmasını etkili bir şekilde azaltmak için aktif kenetlemeli bir sönümleme devresi tasarlamışlardır. Önerilen devreyi 60W gücünde kısmi rezonanslı bir flyback dönüştürücüye uygulamışlar ve RCD sönümleme metodu uygulanan devre ile karşılaştırmışlardır. Sonuçta aktif kenetlemeli sönümleme yönteminin teorik olarak kayıpsız bir metod olmasından dolayı RCD sönümleme yöntemine göre iç kaybı azalttığını ve güç dönüşümü veriminde bu yönteme göre daha üstün olduğunu göstermişlerdir.

Chiang *et al.* (2010) flyback dönüştürücünün girişi ile çıkışı arasında daha iyi bir izolasyon sağlamak için dönüştürücünün birincil tarafına yedek bir sargı ilave etmişlerdir. Dönüştürücüyü birincil taraftan kontrol edebilmek için uygun denetleyici tasarlamışlardır. Simülasyon sonuçlarından dönüştürücüye yedek sargı ilavesinin çıkış gerilimlerindeki salınımları azalttığını gözlemlemişlerdir. Bu yöntemin batarya şarj uygulamaları için faydalı olabileceğini göstermişlerdir.

Cheng *et al.* (2017) anahtarlama gücü dönüştürücülerinde titreşimli akım dalgalanmalarının sebep olduğu problemleri çözebilmek için titreşimli akımı ortadan kaldıran bir devre (PPRCC) dizaynı yapmışlardır. Bu devre dizaynı sönümleme devresi kullanımı gerektirmeden voltaj dalgalanmalarını ortadan kaldırdığı için yöntemlerini flyback dönüştürücüde uygulamışlardır. Flyback prototipi gerçekleştirip deneysel sonuçları ve simülasyon verilerini elde etmişlerdir. Sonuçta tepeden tepeye giriş akımı dalgalanmalarını %96 oranında azaltmış ve tam yük durumunda devre verimini 80W gücünde %0.5, 100W gücünde ise %1.7 oranında iyileştirmişlerdir.

Puukko *et al.* (2015) galyum nitrit (GaN) tabanlı elemanları kullanarak flyback dönüştürücü tasarımı ve analizi yapmışlardır. Devrenin gerilim-akım stresini, gerilim yükselmesini ve verimini her iki çalışma durumunda da analiz edip karşılaştırma yapmışlardır. Farklı anahtarlama frekanslarında test ettikleri devre için uygun anahtarlama frekansını devre elemanlarının manyetik davranışlarını dikkate alarak belirlemişlerdir. GaN tabanlı elemanların devrelerin küçük çıkış kapasitörlerinde düşük enerji depolamalarına rağmen toplam kayıpları azalttıklarını gözlemlemişlerdir.

Choi *et al.* (2014) Choi ve arkadaşları yüksek güçte (3 kW) aktif kenetleme sönümlemeli bir flyback dönüştürücü tasarlamışlardır. Dönüştürücü, flyback kısmı ve aktif kenetlemeli sönümleme kısmı olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Tasarladıkları devre LC sönümlemeli klasik flyback dönüştürücü gibi yumuşak anahtarlama yapabilmektedir. Aktif kenetleme sönümleme kısmını LLC rezonans dönüştürücüye uygulamışlardır. Tasarladıkları sistemin hem teorik hem de simülasyon analizini yapmışlardır. Simülasyon için PSIM programını kullanmışlardır. Aktif kenetlemeli sönümleme kısmı kaçak endüktans tarafından üretilen tepe voltajının etkisini ortadan kaldırmıştır. Sonuç olarak önerdikleri dönüştürücü tasarımı kararlı durumda tepe voltaj-akımının stresini, ve anahtarlama kaybını azaltabildiğini, aktif kenetlemeli sönümleme kısmının tüm çıkış gücünün %17'sinin yüke geçişine izin verdiğini gözlemlemişlerdir.

Hsieh *et al.* (2013) UC3842 entegresini kullanarak akım kontrollü bir flyback dönüştürücüde anahtarlama frekansının değişmesi durumunda dönüştürücünün doğrusal olmayan davranışlarını incelemişlerdir. Dönüştürücünün sürekli akım modunda durum denklemlerini elde etmişlerdir. Değişken anahtarlama frekansı parametrelerinde dönüştürücünün tepkisini simüle etmek için MATLAB/SIMULINK programını kullanmışlardır. Çıkış gerilimi ile indüktör akımı dalga şekillerini ve faz düzlemi grafiklerini gözlemlemişlerdir. Sonuçta frekans değiştikçe sistemin doğrusal olmayan davranışlarının farklılık gösterdiğini tespit etmişlerdir.

Zakipour and Salimi (2012) Sezgisiz Kalman Filtre (UKF) kullanarak çift çevrim kontrollü sürekli akım modunda çalışan bir flyback dönüştürücü tasarlamışlardır. Tasarımlarında mıknatıslama indüktör akımını ve yük direncini tahmin edebildikleri için akım sensörü kullanımına ihtiyaç duymamışlardır. İndüktör akımının tahmini için UKF'yi kullanmışlardır. Sistemi kararlı hale getirmek için akım ve gerilim geri besleme çevrimlerini kullanmışlardır. Çift çevrim kontrol yapısında iç tarafta indüktör akımı dış tarafta ise çıkış voltajı çevrimlerini kullanmışlardır. Devrenin simülasyonu için MATLAB/SIMULINK programını kullanmışlardır. Yük altında ve gerilim referans değerlerindeki büyük değişime rağmen tasarlanan kontrolcünün hızlı dinamik cevabı

ve sıfır kararlı hal hatası ile dönüştürücünün çıkış gerilimini kararlı bir şekilde ayarlayabildiğini simülasyon sonuçları ile göstermişlerdir.

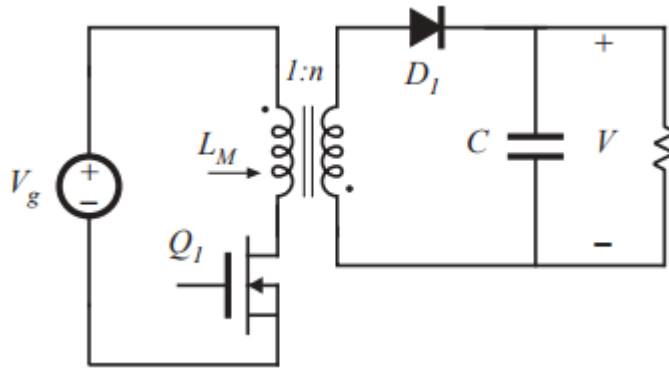
Giriş gerilimi ve yük değişimi büyük ölçüde değiştiğinde çıkış geriliminin yüksek derecede düzenlenmesi için doğrusal olmayan kontrol büyük faydalar sağlamaktadır. Suetomi *et al.* (2011) flyback dönüştürücülerde birincil taraf üzerinden çıkış gerilimini doğrusal olmayan kontrol ile denetleme üzerine bir çalışma yapmışlardır. Doğrusal olmayan kontrolü yüksek gerilim-akım kontrolü için analitik olarak elde etmişlerdir. Kontrolcüyü birincil taraftaki güç anahtarında darbe genişlik modülasyonu kontrolünü esas alarak ve sayısal bir kontrolcü ile destekleyerek tasarlamışlardır. Sonuçta yük akımındaki değişime karşılık hata geriliminin %3, giriş gerilimindeki değişime karşılık ise %1 daha az olduğunu göstermişlerdir.

Davoudi *et al.* (2006) flyback dönüştürücünün her iki çalışma modunda durum uzay ortalama değer modelini çıkartmışlardır. Dönüştürücü elemanlarının bozucu etkilerini de dikkate alarak yaptıkları bu çalışmada MATLAB/SIMULINK ortamında görev çevrim oranının durumuna göre simülasyon sonuçlarını elde etmişlerdir.

3. MATERYAL ve YÖNTEM

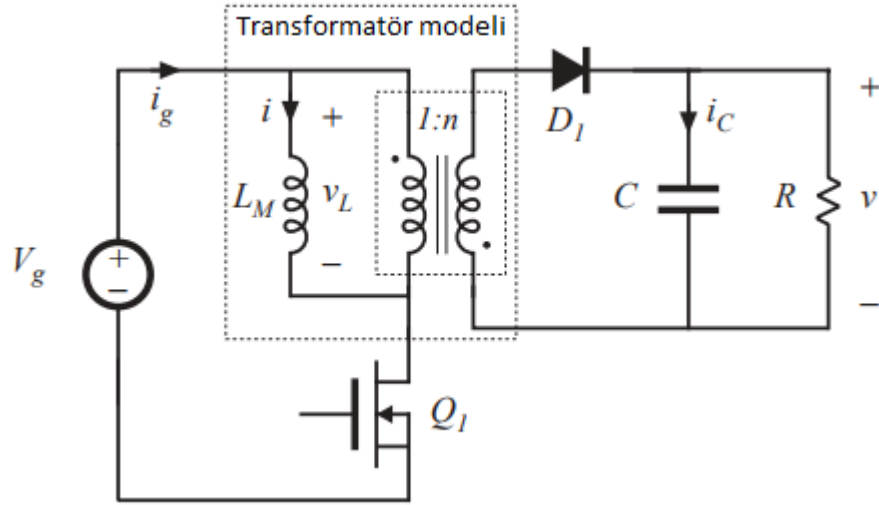
3.1. Flyback Dönüştürücü ve Çalışma Prensibi

Flyback dönüştürücüleri diğer izolasyonlu DA-DA dönüştürücülere göre daha kullanışlı kılan en önemli faktör basit yapılı ve düşük maliyetli olmalarıdır. Flyback dönüştürücüler Düşürücü-Yükseltici DA-DA dönüştürücülerin izoleli türleri olmalarına rağmen Düşürücü-Yükseltici dönüştürücülerdeki yük geriliminin giriş gerilimine göre ters yönde polarlanması durumu flyback dönüştürücülerde ortadan kalkmaktadır. Bu dönüştürücülerde giriş gerilimi ile yük gerilimi aynı doğrultuda polarlanmaktadır.



Şekil 3.1. Flyback dönüştürücü devresi

Şekil 3.1’de görüldüğü üzere flyback dönüştürücülerde izolesiz DA-DA dönüştürücülerden farklı olarak endüktans yerine transformatör kullanılmaktadır. Flyback dönüştürücülerde transformatör kullanımı dönüştürücünün çıkışındaki yüke giden gücü kısıtlamaktadır (Tosun *et al.* 2015). Bu nedenle flyback dönüştürücüler yüksek güç gerektirmeyen, yüksek çıkış gerilimi istenilen uygulamalarda kullanılmaktadır.



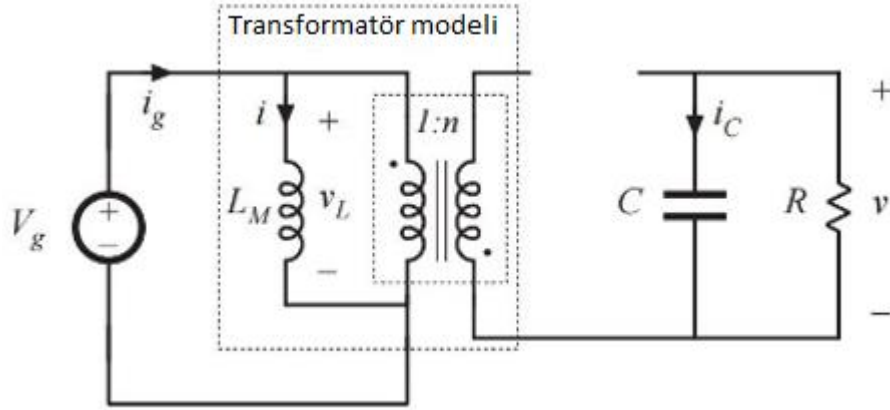
Şekil 3.2 Transformatör eşdeğerli flyback dönüştürücü devresi

Şekil 3.2’de gösterilen flyback dönüştürücü devre eşdeğerinde birincil tarafta görülen bir mıknatıslanma endüktansı yer almaktadır. Bu endüktans devrede yer alan transformatörün eşdeğerini göstermek için kullanılır. Devrenin analizi bu endüktansın transformatöre paralel olduğu düşünülerek yapılmaktadır.

Transformatörler AA sinyalleri ile çalışan devre elemanlarıdır. DA-DA dönüştürücülerde mıknatıslanma bobininin etkisiyle girişine DA gerilimi uygulanan transformatör enerjisini ikincil tarafa aktarır. Doğru akım devrelerinde bobinin ortalama gerilimi sıfır olduğu için anahtarlama elemanı iletim durumundan kesim durumuna geçerken mıknatıslanma bobininin uçlarındaki gerilimin polaritesi değişir ve doğru gerilim anlık olarak alternatif gerilim gibi davranır. Böylece AA sinyalleri ile çalışan transformatör anahtarlama elemanının etkisiyle DA-DA dönüştürücülerinde de çalıştırılır (Nasır vd 2010).

DA-DA dönüştürücüler anahtarlama devreler oldukları için bu devrelerde iki adet çalışma durumu vardır. Bunlardan birincisi anahtarlama elemanının iletim durumunda olduğu, ikincisi ise kesim halinde olduğu durumdur.

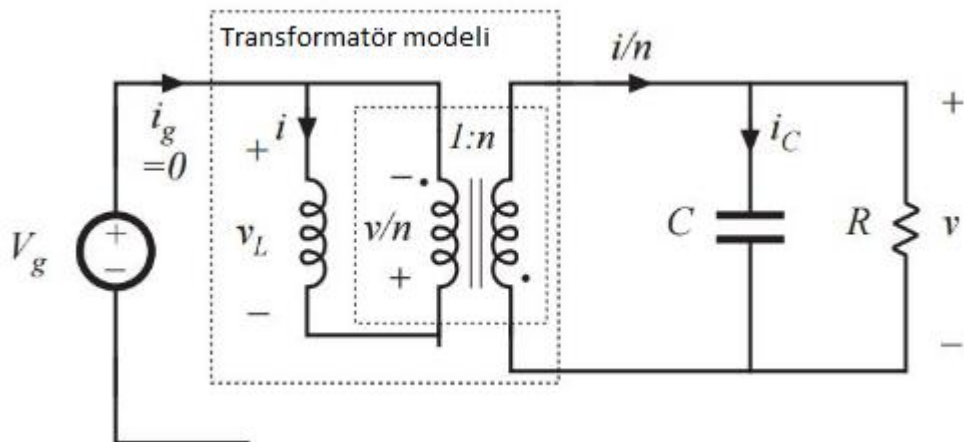
1. Durum: Anahtarlama Elemanının İletimde Olduğu Durum



Şekil 3.3 Anahtarlama elemanı iletimde iken dönüştürücü devresi eşdeğeri

Şekil 3.3'te gösterilen Flyback dönüştürücü devresinde anahtarlama elemanı iletimdedir. Bu çalışma durumunda devrenin birincil tarafından akan akım transformatör sargılarında enerji depolar. Bu durumda transformatör ters kuplajlı olduğu için ikincil gerilim ters indüklendiğinden dolayı diyot ters polarlanır ve kesim durumuna geçer. Böylece transformatörün ikincil ucundan akım akmamasına neden olur. Devrede ikincil akım olmadığından transformatörün birincil ucundan ikincil ucuna enerji akışı olmaz. Bu çalışma durumunda devrede yükü kapasite besler.

2. Durum: Anahtarlama Elemanının Kesimde Olduğu Durum



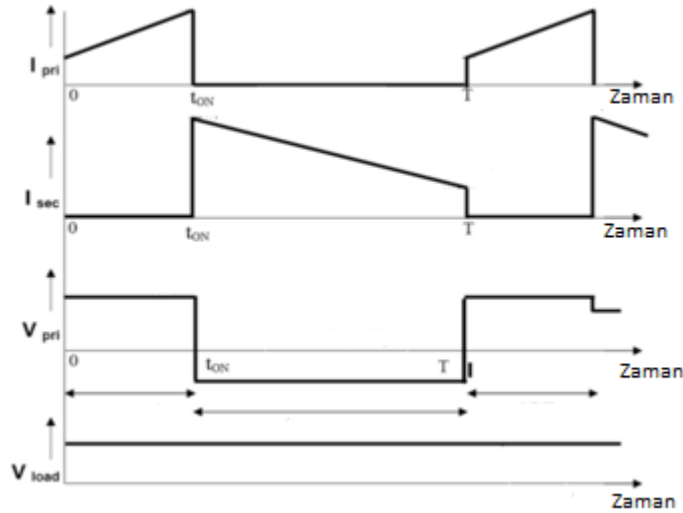
Şekil 3.4. Anahtarlama elemanı kesimde iken dönüştürücü devresi eşdeğeri

Şekil 3.4'te flyback dönüştürücü devresinde anahtarlama elemanının kesimde olduğu durum devre şemasında gösterilmiştir. Bu durumda transformatörün birincil ucundaki akım endüktansın etkisi ile Lenz kanununa göre ani bir şekilde değişmeyeceğinden, transformatörün birincil gerilimi ters indüklenir. Enerji diyodun doğru yönde polarlanıp kısa devre olmasıyla ikincil tarafa aktarılır. Anahtarlama elemanı kesim durumunda olduğundan transformatörün birincil ucu açık devredir ve transformatörün bu ucunda yük gerilimine bağlı bir gerilim indüklenir. Bu bağlantıyı transformatörün çevrim oranı etkilemektedir.

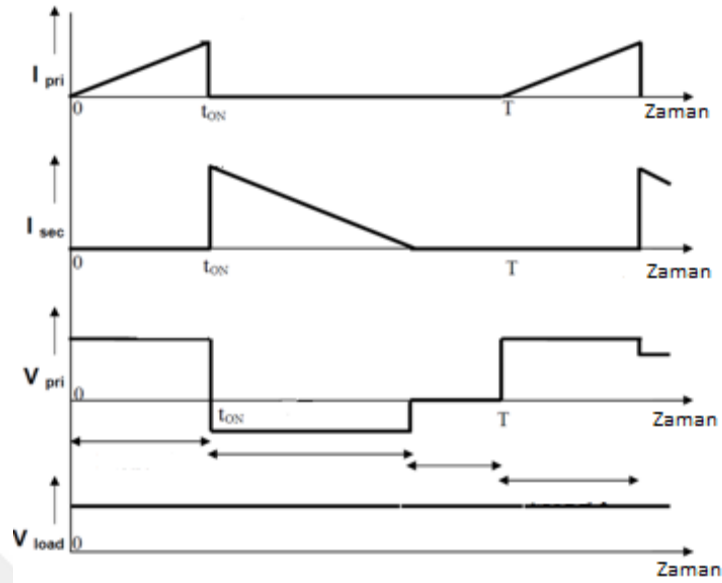
3.1.1. Flyback Dönüştürücü Çalışma Modları

Anahtarlama bir DA-DA dönüştürücü tipik olarak 2 modda çalışır.

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



Şekil 3.5 Sürekli akım modunda flyback dönüştürücüde akım gerilim eğrileri



Şekil 3.6. Süreksiz akım modunda flyback dönüştürücüde akım gerilim eğrileri

Şekil 3.5 ve Şekil 3.6’da flyback dönüştürücünün farklı çalışma modlarında akım gerilim grafikleri gösterilmiştir. Sürekli akım çalışma modunda endüktif akım hiçbir zaman sıfıra düşmezken süreksiz akım çalışma modunda endüktif akım anahtarlama periyodunun bir kısmında sıfır olur. DA-DA dönüştürücüler düşük gerilim, yüksek akımlı bir çıkış istenildiğinde sürekli akım modunda çalıştırılırlar. Yüksek gerilim, düşük akımlı bir çıkış istenildiğinde ise süreksiz akım modunda çalıştırılırlar (Cheng *et al.* 2017).

Sürekli akım çalışma modunda çıkış gerilimde dalgalanmalar azdır. Anahtarlama elemanı üzerinde iletim ve kesim durumunda yüksek akım ve gerilim tepecikleri azdır. Çıkış elemanı olan diyotun ölü zaman dilimi bulunmadığından ters polarlamada üzerinde bulunan pozitif gerilimden dolayı toparlanması kritiktir.

Süreksiz akım çalışma modunda ise ölü zaman dilimi bulunduğu anahtarlama elemanının ve çıkış diyotunun geçici durumlara uyum sağlaması daha kolaydır. Birincil tarafta akımın bir süre sıfıra inmesi kontrol devresi tasarımını kolaylaştırmaktadır. Süreksiz akım durumunda birincil ve ikincil akımlar sürekli duruma göre daha

yüksektir. Bu dezavantaja karşılık süreksiz durumda kullanılan birincil endüktans değeri sürekli duruma göre daha küçüktür.

Sürekli akım çalışma modu yerine süreksiz akım çalışma modu kullanıldığında transformatör boyutu küçülürken RMS akımlar artacağından kayıpların daha fazla olacağı açıktır. Sürekli akım çalışma modu transformatör endüktans değerleri büyük olacağından transformatör boyutlarında sıkıntılara yol açabilmektedir (Chung *et al.* 1999).

3.2. Flyback Dönüştürücünün Matematiksel Modelinin Elde Edilmesi

Flyback dönüştürücünün matematiksel analizi yapılırken aşağıda belirtilen adımlar izlenir.

1. Dönüştürücü devresinin durum uzay matrisleri durum uzay ortalama değer modeli kullanılarak bulunur.
2. Bulunan bu durum uzay matrisleri görev çevrim oranına bağlı değiştiği için her bir anahtarlama aralığı boyunca durum matrislerinin ortalama değeri bulunur.
3. Ortalama değeri bulunan durum matrisleri doğrusal durum denklemleri oluşturmadığı için bu denklem takımına küçük işaret analizi uygulanır.
4. Küçük işaret analizi uygulaması ile devrenin küçük sinyal AA eşdeğeri elde edilir.
5. Doğrusal olmayan durum uzay denklemlerine küçük sinyal işareti uygulanarak durum matrisleri doğrusallaştırılır.
6. Doğrusal durum matrisleri kullanılarak devrenin transfer fonksiyonu elde edilir.

Sistem modelleme, bir sistemin fiziksel davranışının matematiksel karşılığıdır. Bu modelleme sistemin davranışlarının belirlenmesinde büyük rol oynar. Durum uzay modellemesi, tüm sistemi anlamak için diferansiyel denklemleri kullanan bir modelleme yaklaşımdır. Bu modelleme güç elektroniği dönüştürücülerinin dinamik davranışını anlamak için basit ve güçlü bir yöntemdir. Ortalama değer modelinde bir anahtarlama aralığı boyunca ortalama alınır ve anahtarın her bir durumu süresince iki ayrı devre

topolojisi için devre analizi yapılır.7 İndüktör akımı ve çıkış gerilimi analiz edilen dönüştürücü devresinin durum değişkenleridir. Durum uzay modeli kullanılarak çıkış gerilimi ve indüktör akımının görev çevrim oranına göre transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\left. \begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu(t) \\ y &= C(t)x + Du(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

Normal sistemlerde durum denklemleri denklem (3.1)'de gösterildiği şekilde ifade edilir.

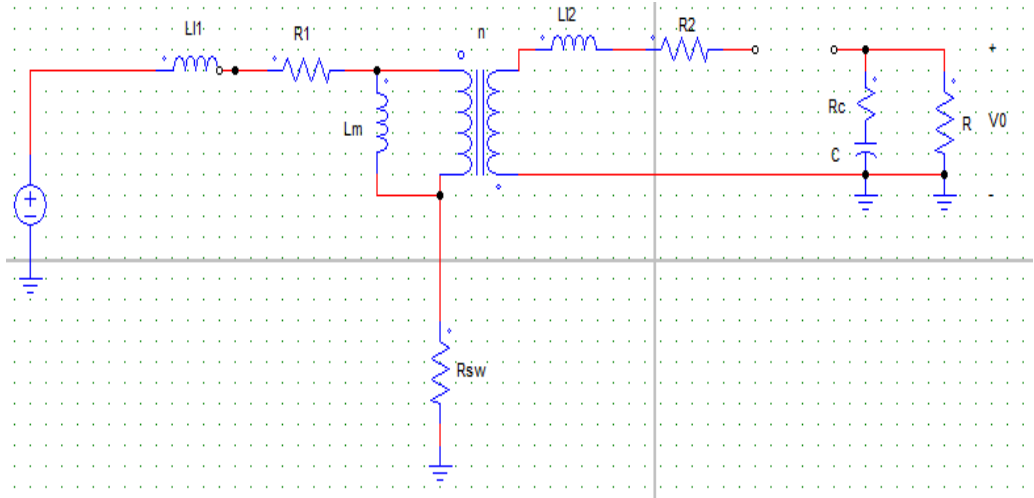
$$\left. \begin{aligned} \dot{X} &= A(t)X + Bu(t) \\ y &= C(t)x + Du(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Anahtarlama sistemlerinin ise durum denklemleri denklem (3.2)'de gösterildiği şekildedir.

3.2.1. Dönüştürücü Devresinin Durum Uzay Ortalama Değer Modeli

Dönüştürücü devresinin durum uzayı ortalama değer modeli çıkarılırken anahtarın iletim ve kesim durumu için ayrı ayrı analiz yapılır. Bu tez çalışmasında flyback dönüştürücünün durum uzayı ortalama değer modeli çıkartılırken devre elemanlarının ideal olmadığı durumlar dikkate alınmıştır. Devre elemanlarının ideallliğini bozan durumlar transformatörün kaçak endüktansı, güç elemanının, kapasitenin ve diyotun direncidir.

Anahtar iletimde iken devrenin şekli Şekil 3.7'de verilmiştir.



Şekil 3.7. Bozucu etkilere sahip flyback dönüştürücünün anahtar iletim durumunda iken eşdeğer devresi

Şekil 3.7’de gösterilen devrenin elektriksel çevrim denklemleri yazılarak anahtarın iletim durumunda durum uzay denklemleri elde edilebilir.

Burada ;

I_1 : Birincil taraftan akan akımı

I_{lm} : Mıknatıslanma endüktansı akımı

V_g : Giriş gerilimi

R_{sw} : MOSFET seri eşdeğer direnci

R_1 : Birincil sargı direnci

V_{L11} : Birincil sargı kaçak endüktans gerilimi

V_{Lm} : Mıknatıslanma endüktans gerilimi

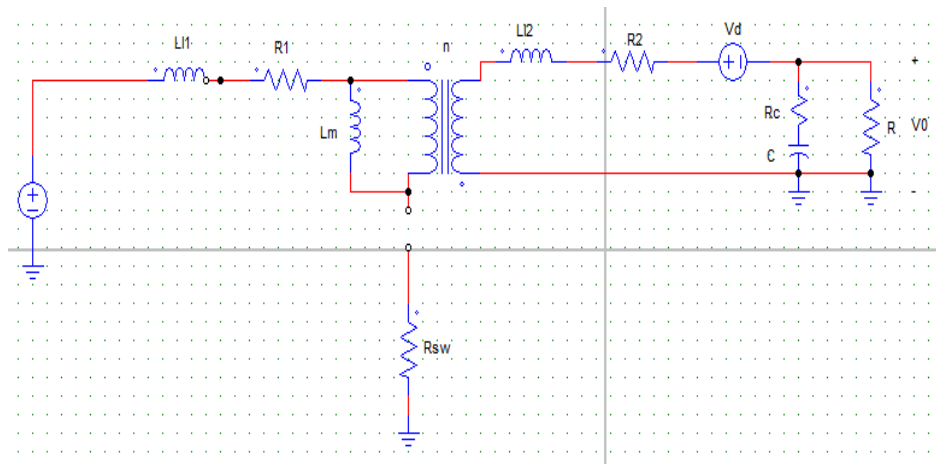
L_m : Mıknatıslanma endüktansını ifade etmektedir.

$$\begin{aligned}
I_1 &= I_{lm} \\
V_g(t) - i_1(t) * (R_{sw} + R_1) - V_{Ll1} - V_{Lm} &= 0 \\
\frac{di(t)}{dt} &= \frac{V_g(t) - i_1(t) * (R_{sw} + R_1)}{L_{l1} + L_m} \\
\frac{V(t)}{R} - i_c(t) &= 0 \\
V(t) &= \frac{R}{R_c + R} * V_c(t)
\end{aligned} \tag{3.3}$$

Denklem (3.3)'te verilen eşitlikler kullanılarak anahtar iletim durumunda iken dönüştürücünün denklem (3.4)'te gösterilen durum matrisleri elde edilir.

$$\begin{aligned}
A_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{(R_{sw} + R_1)}{(L_{l1} + L_m)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C * (R + R_c)} \end{bmatrix} \\
B_1 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{l1} + L_m} \\ 0 \end{bmatrix} \\
C_1 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.4}$$

Anahtar kesimde iken flyback dönüştürücünün yapısı Şekil 3.8'de verilmiştir.



Şekil 3.8. Bozucu etkilere sahip flyback dönüştürücünün anahtar kesim durumunda iken eşdeğer devresi

Şekil 3.8’de gösterilen devrenin elektriksel çevrim denklemleri yazılarak anahtarın kesim durumunda durum uzay denklemleri elde edilir.

Denklem (3.5)’te yer alan terimler aşağıdaki ifadelere karşılık gelmektedir.

L_{l2} : İkincil sargı kaçak endüktansı

R_2 : İkincil sargı direnci

R_c : Kapasite seri eşdeğer direnci

R : Yük direnci

C : Çıkış kapasitesi

i_c : Çıkış kapasitesi akımı

V, V_0 : Çıkış gerilimi

n : Transformatör dönüştürme oranı

V_2 : İkincil gerilim

V_L : Endüktans gerilimi

V_d : Diyot gerilimi

V_c : Kapasite gerilimi

$$V_L(t) = -n * V_2$$

$$i_2(t) = n * i(t)$$

$$V_L(t) = -n * [R_2 * i_2(t) + R_c * i_c(t) + V_c + V_d + V_{Ll2}]$$

$$i_c(t) = n * i(t) - \frac{V(t)}{R}$$

$$V(t) = V_c(t) + i_c(t) * R_c$$

(3.5)

$$\begin{aligned}
 A_2 &= \left[\begin{array}{c} \frac{-(n^2 * R_2)}{(L_m + n^2 * L_{l2})} + \frac{-(n^2 * R * R_c)}{(R + R_c) * (L_m + n^2 * L_{l2})} \\ \frac{n * R}{(R + R_c) * C} \end{array} \quad \frac{-(n * R)}{(R + R_c) * (L_m + n^2 * L_{l2})} \right] \\
 B_2 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 C_2 &= \left[\frac{R * R_c * n}{R + R_c} \quad \frac{R}{R + R_c} \right]
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

** $V_d \ll V_g$ olduğu için hesaplamalarda ihmal edilmiştir.

Anahtar kesimde iken dönüştürücünün denklem (3.6)'da gösterilen durum matrisleri denklem (3.5)'teki eşitlikler kullanılarak elde edilir.

3.2.2. Durum Matrislerinin Ortalama Değerlerinin Hesaplanması

Anahtarın iletim ve kesim durumunda ayrı ayrı elde edilen durum matrislerinin anahtarlama aralığı boyunca ortalaması alınarak yeni durum matrisleri elde edilir. Her bir görev çevrim oranı (d) süresince ortalaması alınan durum matrisleri denklem (3.7)'deki gibidir.

$$A = A_1 d + A_2 (1 - d)$$

$$B = B_1 d + B_2 (1 - d)$$

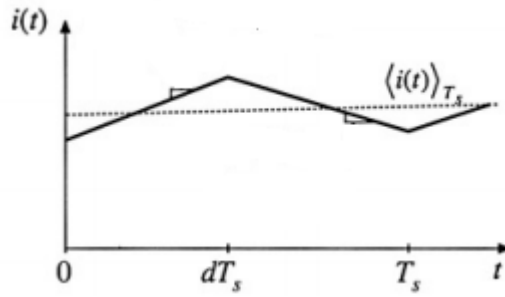
$$C = C_1 d + C_2 (1 - d)$$

$$\begin{aligned}
 A &= \left[\begin{array}{c} -\frac{(R_{sw} + R_1) * d}{(L_{l1} + L_m)} + \left(\frac{-(n^2 * R_2)}{(L_m + n^2 * L_{l2})} + \frac{-(n^2 * R * R_c)}{(R + R_c) * (L_m + n^2 * L_{l2})} \right) * (1 - d) \\ \frac{n * R * (1 - d)}{(R + R_c) * C} \end{array} \quad \frac{-(n * R) * (1 - d)}{(R + R_c) * (L_m + n^2 * L_{l2})} \right] \\
 B &= \begin{bmatrix} \frac{d}{(L_{l1} + L_m)} \\ 0 \end{bmatrix} \\
 C &= \left[\frac{R * R_c * n}{R + R_c} * (1 - d) \quad \frac{R}{R + R_c} \right]
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Denklem (3.7)'de gösterilen durum matrisleri kullanılarak denklem (3.8)'te gösterilen durum denklemi elde edilir.

$$\dot{X} = AX + BV_g \quad (3.8)$$

3.2.3 Endüktans Akımı Ortalama Değerinin Bulunması

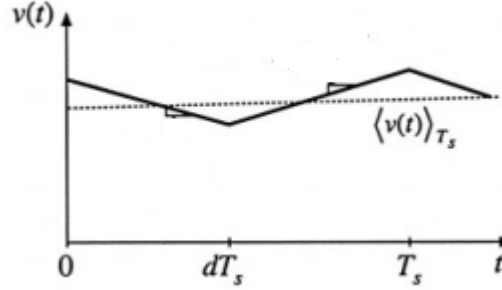


Şekil 3.9. Endüktans akımı dalga şekli (Erickson and Maksimović 2001)

Şekil 3.9'da gösterilen endüktans akımının bir anahtarlama periyodu boyunca ortalama değeri hesaplanarak denklem (3.9)'taki eşitlik elde edilir.

$$\left. \begin{aligned} L \frac{d\langle i_1(t) \rangle_{T_s}}{dt} &= d(t) * \langle V_g(t) \rangle_{T_s} - d(t) * \langle i_1(t) \rangle_{T_s} * (R_{sw} + R_1) \\ - \dot{d}(t) * (n^2 * R_2) * \langle i_1(t) \rangle_{T_s} &- \dot{d}(t) * \frac{n * R}{(R + R_c)} * \langle V_c(t) \rangle_{T_s} - \dot{d}(t) * \frac{n^2 * R * R_c}{(R + R_c)} * \langle i_1(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

3.2.4. Kapasite Gerilimi Ortalama Değerinin Bulunması

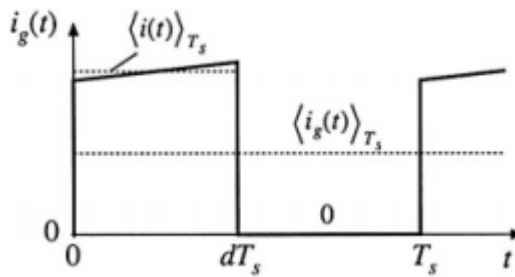


Şekil 3.10. Kapasitans gerilimi dalga şekli (Erickson and Maksimović 2001)

Şekil 3.10’da gösterilen kapasitans geriliminin bir anahtarlama periyodu boyunca ortalama değeri denklem (3.10)’da verilmiştir.

$$C * \frac{d\langle V_c(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d(t) * \frac{1}{(R + R_c)} * \langle V_c(t) \rangle_{T_s} + \dot{d}(t) * \frac{n * R}{(R + R_c)} * \langle i_1(t) \rangle_{T_s} - \dot{d}(t) * \frac{1}{(R + R_c)} * \langle V_c(t) \rangle_{T_s} \quad (3.10)$$

3.2.5. Giriş Akımı Ortalama Değerinin Bulunması



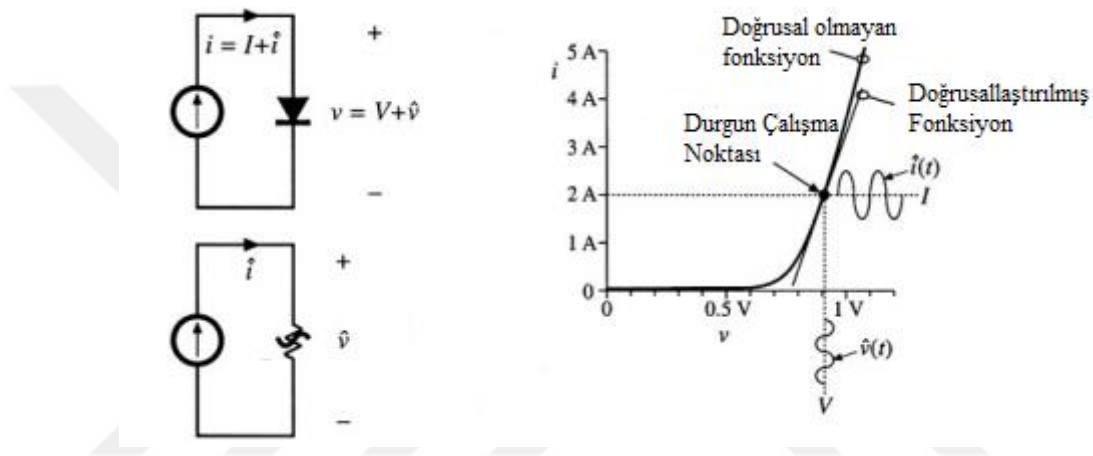
Şekil 3.11. Giriş akımı dalga şekli (Erickson and Maksimović 2001)

Şekil 3.11’de gösterilen giriş akımının bir anahtarlama periyodu boyunca ortalama değeri ise denklem (3.11)’de verilmiştir.

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = d(t) * \langle i(t) \rangle_{T_s} \quad (3.11)$$

3.3. Durum Matrislerine Küçük Sinyal İşaret Yaklaşımının Uygulanması

Doğrusal olmayan elemanlara örnek olarak tüm yarı iletken devre bileşenleri gösterilebilir. Şekil 3.12’de doğrusal olmayan bir diyodun akım karakteristiği gösterilmiştir. Doğrusal olmayan elemanları içeren devrelerin matematiksel analizinin yapılabilmesi için sistemin doğrusallaştırılması gerekir.



Şekil 3.12. Doğrusal olmayan diyodun akım karakteristiği

Sistemin doğrusal modelini elde etmek için ise sistemin matematiksel modeli durgun (quiescent) çalışma noktasında çıkarılır. Doğrusal olmayan devre bileşenlerinin doğrusallığa yaklaştığı noktada bir durgun (quiescent) çalışma noktası belirlenir. Fakat bu çalışma noktası etrafında sadece DA bileşenler yoktur. Bu DA bileşenlere ek olarak bu nokta etrafında küçük AA sinyaller de salınım yapmaktadır. Bu AA salınımlar DA bileşenlere eklenerek AA modelleme elde edilir. AA modellemede amaç doğrusal olmayan devre bileşenlerinin durgun (quiescent) çalışma noktasında çalıştığını varsayıp bu nokta etrafında doğrusallaştırma yapmaktır (Kazimierczuk and Nguyen 1995).

$$\bullet \quad \langle V_g(t) \rangle_{Ts} = V_g + \widehat{v}_g(t) \quad (3.12)$$

$$\bullet \quad \langle V_c(t) \rangle_{Ts} = V_c + \widehat{v}_c(t) \quad (3.13)$$

$$\bullet \quad \langle V(t) \rangle_{Ts} = V + \widehat{v}(t) \quad (3.14)$$

$$\bullet \quad \langle i_g(t) \rangle_{Ts} = I_g + \widehat{i}_g(t) \quad (3.15)$$

$$\bullet \quad d(t)=D+\hat{d}(t) \quad (3.16)$$

$$\bullet \quad \hat{d}(t) = 1 - D - \hat{d}(t) \Rightarrow \hat{D} - \hat{d}(t) \quad (3.17)$$

Burada;

$\widehat{v}_g(t)$: Giriş gerilimi

$\widehat{v}_c(t)$: Kapasite gerilimi

$\widehat{v}(t)$: Çıkış gerilimi

$\widehat{i}_g(t)$: Giriş akımı

$\hat{d}(t)$: Anahtar iletimde iken görev çevrim oranının küçük sinyal ifadelerine karşılık gelmektedir.

Durum denklemlerine küçük sinyal (perturbation) ilave edildiğinde elde edilen denklemler; DA terimler, 1.dereceden AA terimler (doğrusal) ve 2.dereceden AA terimler (doğrusal olmayan) olmak üzere 3 terim içermektedir. DA terimler zamanla değişmeyen ifadeler içerir. 1.dereceden AA terimler, devredeki AA değişimlerin doğrusal fonksiyonlarıdır. 2.dereceden AA terimler ise devredeki AA değişimlerinin çarpım fonksiyonlarıdır. DA durgun (quiescent) değerleri ile karşılaştırıldığında AA değerleri daha küçüktür. İkinci dereceden AA terimler genlik olarak birinci dereceden AA terimlere göre daha küçük olduğundan modellemede 2.dereceden AA terimler ihmal edilir (Davoudi *et al.* 2006).

Endüktans akımının küçük sinyal analizi yapılacak olursa aşağıda verildiği şekliyle elde edilir ve yukarıda bahsedilen 3 bileşeni bünyesinde barındırır.

$$\begin{aligned} L * \left(\frac{dI_{lm}}{dt} + \frac{d\widehat{i}_{lm}(t)}{dt} \right) = & (D + \hat{d}(t)) * (V_g + \widehat{v}_g(t)) - (D + \hat{d}(t)) * (I + \widehat{i}(t)) * (R_{sw} + R_1) \\ & - (\hat{D} - \hat{d}(t)) * (I + \widehat{i}(t)) * (n^2 * R_2) - (\hat{D} - \hat{d}(t)) * (V_c + \widehat{v}_c(t)) * \frac{n*R}{(R+R_c)} \\ & - (\hat{D} - \hat{d}(t)) * (I + \widehat{i}(t)) * \frac{n^2*R*R_c}{(R+R_c)} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Denklem (3.18)'deki ifadeler aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$L * \left(\frac{d\widehat{lm}(t)}{dt} \right) = \underbrace{DV_g - DI(R_{sw} + R_1) - \dot{D}I(n^2 * R_2) - \dot{D}V_c \frac{n * R}{(R + R_c)} - \dot{D}I \frac{n^2 * R * R_c}{(R + R_c)}}_{\text{DA Terimler}}$$

DA Terimler

$$+ \left(V_g - I(R_{sw} + R_1) + I(n^2 * R_2) + V_c \frac{n * R}{(R + R_c)} + I \frac{n^2 * R * R_c}{(R + R_c)} \right) * \hat{d}(t)$$

$$+ \underbrace{D\widehat{v}_g(t) - \hat{d}(t)(R_{sw} + R_1) - \dot{D}\hat{d}(t)(n^2 * R_2) - \dot{D}\widehat{v}_c(t) \frac{n * R}{(R + R_c)} - \dot{D}\hat{d}(t) \frac{n^2 * R * R_c}{(R + R_c)}}_{\text{1. Dereceden AA Terimler}}$$

1. Dereceden AA Terimler

$$+ \underbrace{\left(\widehat{v}_g(t) - \hat{d}(t)(R_{sw} + R_1) + \hat{d}(t)(n^2 * R_2) + \widehat{v}_c(t) \frac{n * R}{(R + R_c)} + \hat{d}(t) \frac{n^2 * R * R_c}{(R + R_c)} \right) \hat{d}(t)}_{\text{2. Dereceden AA Terimler}}$$

2. Dereceden AA Terimler

(3.19)

Kapasite gerilimi küçük sinyal analizi de aşağıda verildiği şekliyle elde edilir ve 3 bileşeni bünyesinde barındırır.

$$\begin{aligned} C * \left(\frac{dV_c}{dt} + \frac{d\widehat{v}_c(t)}{dt} \right) &= \left(D + \hat{d}(t) \right) (V_c + \widehat{v}_c(t)) \frac{1}{(R + R_c)} + \left(\dot{D} - \hat{d}(t) \right) (I + \hat{d}(t)) \frac{n * R}{(R + R_c)} \\ &\quad - \left(\dot{D} - \hat{d}(t) \right) (V_c + \widehat{v}_c(t)) \frac{1}{(R + R_c)} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Denklem (3.20)'deki ifadeler aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\begin{aligned}
 C \frac{d\widehat{v}_c(t)}{dt} &= \underbrace{DV_c \frac{1}{(R+R_c)} + \dot{D}I \frac{n*R}{(R+R_c)} - \dot{D}V_c \frac{1}{(R+R_c)}}_{\text{DA Terimler}} \\
 &+ D\widehat{v}_c(t) \frac{1}{(R+R_c)} + \dot{D}\widehat{i}(t) \frac{n*R}{(R+R_c)} + -\dot{D}\widehat{v}_c(t) \frac{1}{(R+R_c)} \\
 &+ \underbrace{\widehat{d}(t) \left(V_c \frac{1}{(R+R_c)} - I \frac{n*R}{(R+R_c)} + V_c \frac{1}{(R+R_c)} \right)}_{\text{1.Dereceden AA Terimler}} \\
 &+ \underbrace{\widehat{d}(t)\widehat{v}_c(t) \frac{1}{(R+R_c)} - \widehat{d}(t)\widehat{i}(t) \frac{n*R}{(R+R_c)} + \widehat{d}(t)\widehat{v}_c(t) \frac{1}{(R+R_c)}}_{\text{2. Dereceden AA Terimler}}
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Giriş akımı küçük sinyal analizi yapılacak olursa;

$$I_g + \widehat{i}_g(t) = (D + \widehat{d}(t))(I + \widehat{i}(t)) \tag{3.22}$$

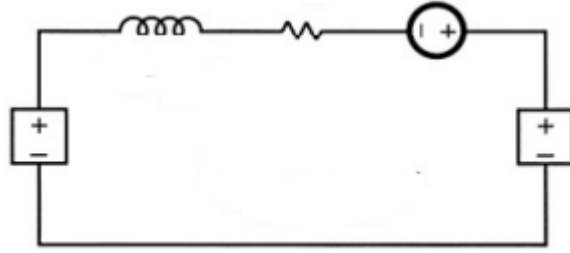
$$I_g + \widehat{i}_g(t) = DI + D\widehat{i}(t) + I\widehat{d}(t) + \widehat{d}(t)\widehat{i}(t) \tag{3.23}$$

$$I_g = DI \tag{3.24}$$

$$\widehat{i}_g(t) = D\widehat{i}(t) + I\widehat{d}(t) \tag{3.25}$$

(3.20)'deki eşitlik kullanılarak denklem (3.23)'teki giriş akımı küçük sinyal ifadesi elde edilir.

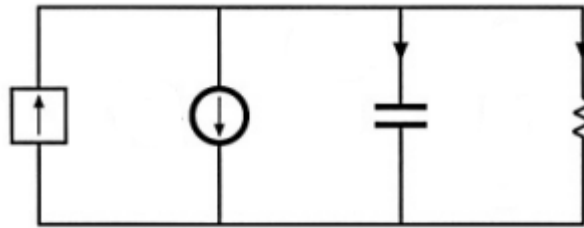
Dönüştürücü devresinin küçük işaret AA modeli, 2.dereceden AA terimler küçük genlikli olmalarından dolayı ihmal edildiği için DA terimler ve 1.Dereceden AA terimlerden oluşan bir yapıda elde edilir.



Şekil 3.13. Endüktans akımının küçük işaret eşdeğer devresi (Erickson and Maksimović 2001)

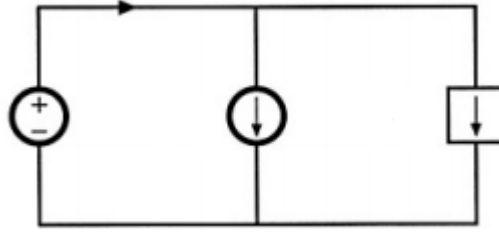
Denklem (3.26) kullanılarak elde edilen endüktans akımı küçük işaret devresi bağımlı ve bağımsız gerilim kaynaklarından, bir adet endüktanstan ve dirençten oluşmaktadır. Endüktans akımı küçük işaret eşdeğer devresi Şekil 3.13'te gösterilmiştir.

$$L * \left(\frac{d\hat{i}_m(t)}{dt} \right) = \left(V_g - I(R_{sw} + R_1) + I(n^2 * R_2) + V_c \frac{n*R}{(R+R_c)} + I \frac{n^2*R*R_c}{(R+R_c)} \right) * \hat{d}(t) \\ + D\hat{v}_g(t) - D\hat{i}(t)(R_{sw} + R_1) - \hat{D}\hat{i}(t)(n^2 * R_2) - \hat{D}\hat{v}_c(t) \frac{n*R}{(R+R_c)} - \hat{D}\hat{i}(t) \frac{n^2*R*R_c}{(R+R_c)} \quad (3.26)$$



Şekil 3.14. Kapasitans geriliminin küçük işaret eşdeğer devresi (Erickson and Maksimović 2001)

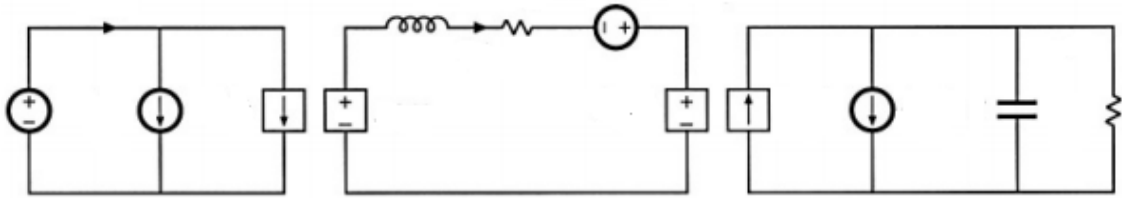
Kapasitans gerilimi küçük işaret denklemlerinin bağımlı ve bağımsız akım kaynaklarından, bir adet kapasitans ve dirençten oluşan elektriksel eşdeğer devresi Şekil 3.14'te gösterilmiştir.



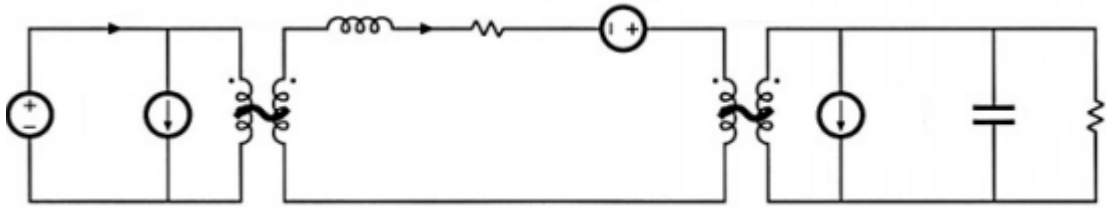
Şekil 3.15. Giriş akımının küçük işaret eşdeğer devresi (Erickson and Maksimović 2001)

Denklem (3.27) kullanılarak elde edilen giriş akımı küçük işaret denklemlerinin bağımlı, bağımsız akım kaynaklarından ve bir adet bağımsız gerilim kaynağından oluşan elektriksel eşdeğer devresi Şekil 3.15'te gösterilmiştir

$$\hat{i}_g(t) = D\hat{i}(t) + I\hat{d}(t) \quad (3.27)$$



Şekil 3.16. Flyback dönüştürücünün küçük işaret yaklaşık eşdeğer devresi (Erickson and Maksimović 2001)



Şekil 3.17. Flyback dönüştürücünün küçük işaret eşdeğer devresi (Erickson and Maksimović 2001)

Giriş akımından başlayarak sırayla eşdeğer modeller yan yana getirilerek Flyback dönüştürücü devresinin küçük işaret yaklaşık eşdeğer devresi Şekil 3.16’da gösterilmiştir. Şekil 3.17’de ise transformatör yaklaşık eşdeğeri kullanılarak elde edilen küçük işaret eşdeğer devresi gösterilmiştir.

3.4. Durum Uzay Denklemleri Küçük Sinyal Analizi

Flyback dönüştürücünün transfer fonksiyonunu elde edebilmek için durum matrislerine küçük sinyal uygulanır. Böylece doğrusallaştırılan durum denklemleri ile dönüştürücünün transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\dot{X} + \hat{x} = A(X + \hat{x}) + B(V_g + \widehat{v}_g) \quad (3.28)$$

$$Y + \hat{y} = c(X + \hat{x}) (V_g + \widehat{v}_g) \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} \dot{X} + \hat{x} = & [A_1(D + \hat{d}) + A_2(1 - D - \hat{d})](X + \hat{x}) + [B_1(D + \hat{d}) \\ & + B_2(1 - D - \hat{d})(V_g + \widehat{v}_g)] \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$Y + \hat{y} = [c_1(D + \hat{d}) + c_2(1 - D - \hat{d})](X + \hat{x}) \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} \hat{x} = & AX + BV_g + A\hat{x} + B\widehat{v}_g + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_g]\hat{d} \\ & + [(A_1 - A_2)\hat{x} + (B_1 - B_2)\widehat{v}_g]\hat{d} \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\hat{y} = c\hat{x} + (c_1 - c_2)X\hat{d} + (c_1 - c_2)\hat{x}\hat{d} \quad (3.33)$$

$$(R_{sw} + R_1) = k \quad (3.34)$$

$$(n^2 * R_2) = l \quad (3.35)$$

$$(n^2 * R * R_c) = m \quad (3.36)$$

$$(n * R) = w \quad (3.37)$$

$$(R + R_c) = p \quad (3.38)$$

$$(L_{l1} + L_m) = r \quad (3.39)$$

$$(L_m + n^2 * L_{l2}) = f \quad (3.40)$$

$$\hat{x} = A\hat{x} + B\widehat{v_g} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_g]\hat{d} \quad (3.41)$$

$$\hat{y} = c\hat{x} + (c_1 - c_2)X\hat{d} \quad (3.42)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{sw}+R_1)*d}{(L_{l1}+L_m)} + \left(\frac{-(n^2*R_2)}{(L_m+n^2*L_{l2})} + \frac{-(n^2*R*R_c)}{(R+R_c)*(L_m+n^2*L_{l2})} \right) * (1-d) & \frac{-(n*R)*(1-d)}{(R+R_c)*(L_m+n^2*L_{l2})} \\ \frac{n*R*(1-d)}{(R+R_c)*C} & \frac{(2d-1)}{(R+R_c)*C} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{d}{(L_{l1}+L_m)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$c = \left[\frac{R*R_c*n}{R+R_c} * (1-d) \quad \frac{R}{R+R_c} \right] \quad (3.45)$$

$$A_1 - A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_{sw}+R_1)}{(L_{l1}+L_m)} + \frac{(n^2*R_2)}{(L_m+n^2*L_{l2})} + \frac{(n^2*R*R_c)}{(R+R_c)*(L_m+n^2*L_{l2})} & \frac{(n*R)}{(R+R_c)*(L_m+n^2*L_{l2})} \\ \frac{-(n*R)}{(R+R_c)*C} & \frac{2}{(R+R_c)*C} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$B_1 - B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_{l1}+L_m)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$c_1 - c_2 = \left[\frac{-R*R_c*n}{R+R_c} \quad 0 \right] \quad (3.48)$$

$$\frac{\widehat{v_0}}{\widehat{v_g}} = c(sI - A)^{-1}B \quad (3.49)$$

Denklem (3.46-49) aşağıdaki denklerde yerine yazılarak durum matrislerinin görev çevrim oranına bağılı transfer fonksiyonları elde edilir.

$$\frac{\hat{x}}{\hat{d}} = (sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_g] \quad (3.50)$$

$$\frac{\hat{y}}{\hat{d}} = c(sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_g] + (c_1 - c_2)X \quad (3.51)$$

$$\left(\begin{aligned} & \left(\frac{sCp-2d+1}{pC} \right) * \left(\left(\frac{-kfp+lrp+mr}{rfp} \right) i_{lm} + \left(\frac{w}{pf} \right) v_c + \frac{v_g}{(L_{l1}+L_m)} \right) \\ & + \left(-\frac{(1-d)w}{pf} \right) * \left(\left(\frac{-w}{pC} \right) i_{lm} + \left(\frac{2}{pC} \right) v_c \right) \end{aligned} \right) = a \quad (3.52)$$

$$\left(\left(\frac{(1-d)w}{pC} \right) * \left(\left(\frac{-kfp+lrp+mr}{rfp} \right) i_{lm} + \left(\frac{w}{pf} \right) v_c + \frac{v_g}{(L_{l1}+L_m)} \right) \right. \\ \left. + \left(\frac{srfp+kdfp+(1-d)(lrp+mr)}{rfp} \right) * \left(\left(\frac{-w}{pC} \right) i_{lm} + \left(\frac{2}{pC} \right) v_c \right) \right) = b \quad (3.53)$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{i_{lm}} \\ \widehat{v_c} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

$$H_1(s) = \frac{\widehat{i_{lm}}}{\widehat{d}} \quad (3.55)$$

$$H_2(s) = \frac{\widehat{v_c}}{\widehat{d}} \quad (3.56)$$

Görev çevrim oranına bağlı flyback dönüştürücü transfer fonksiyonları denklem (3.57)'de verildiği gibi elde edilir.

$$\left. \begin{aligned} H_1(s) &= \frac{a}{\Delta} \\ H_2(s) &= \frac{b}{\Delta} \end{aligned} \right\} \quad (3.57)$$

3.5. Tasarımın Gerçeklenmesi

Güç elektroniği sistemlerinde güç katını oluşturan devre elemanlarının ideal olmamasından dolayı birtakım kayıplar oluşur. Bunlar kondansatörlerde iç dirençten dolayı omik kayıplar, endüktans ve transformatörde omik ve manyetik kayıplar, güç anahtarlarında ise iletim ve anahtarlama kayıplarıdır. Bu kayıpları dikkate alarak tasarım yapmak oldukça önemlidir. Aksi halde devrede fazla güç kaybı olacağından devre verimi düşecektir. Flyback dönüştürücü matematiksel denklemleri aşağıdaki gibidir;

Ortalama çıkış gücü;

$$P_0 = V_0 \cdot I_0 \quad (3.58)$$

Birincil sargıdan transfer edilen ortalama güç;

$$P_{B0} = P_0 / n \quad (3.59)$$

Anahtar elemanı iletimde iken;

$$V_{B0} = V_{G0} - V_{DSaçık} \quad (3.60)$$

Birincil ve ikincil sargılar arasındaki gerilim bağıntısı;

$$V_{i0} = \frac{V_{B0}d}{(1-d)a} \quad (3.61)$$

Birincil sargı ortalama akımı;

$$I_{B0} = \frac{P_{B0}}{V_{B0}} \quad (3.62)$$

Birincil sargı maksimum akımı;

$$I_{BMAKS} = \frac{I_{B0} \cdot 2}{d} \quad (3.63)$$

Birincil sargı endüktansı;

$$L_B = V_{B0} \frac{dT}{I_{BMAKS}} \quad (3.64)$$

İkincil sargı akımı;

Anahtar kesimde iken;

$$I_{i0} = I_{B0} \cdot n \quad (3.65)$$

3.5.1. Güç Anahtarı Seçimi

Anahtarlama elemanı seçilirken yarı iletkenin maruz kalacağı maksimum gerilim ve taşıyabileceği maksimum akım değerleri belirlenir. Ayrıca anahtarlama frekansı ve anahtarlarda güç kayıpları için izin verilen maksimum çalışma sıcaklığı da dikkate alınmalıdır.

$$V_{MK} = V_{yansima} + V_{gmaks} \quad (3.66)$$

$$V_{yansima} = V_{çıkış} * n \quad (3.67)$$

$$V_{yansima} = 48V$$

$$V_{MK} = 36 + 48 = 82V$$

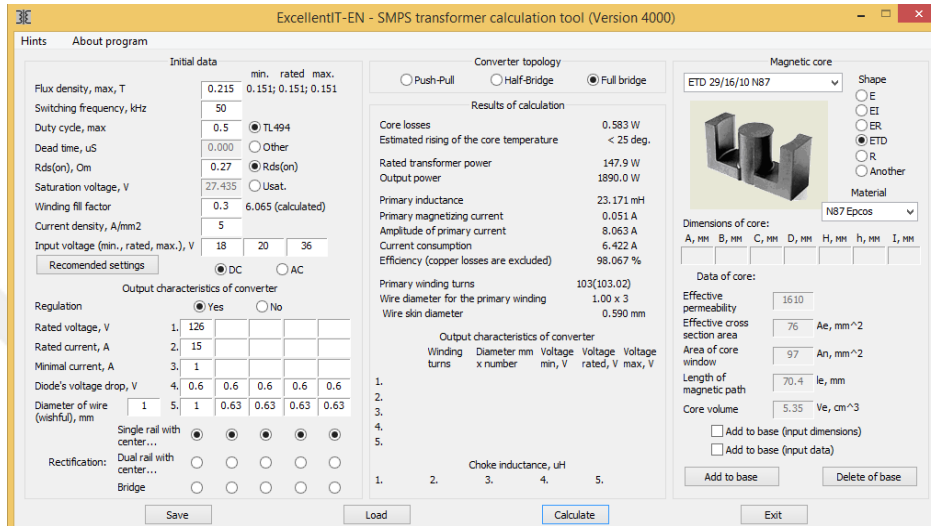
$$I_{birincilrms} = I_B * \sqrt{\frac{d_{maks}}{3}} = 40.34A \quad (3.68)$$

Yukarıdaki denklemler kullanılarak elde edilen değerlere uygun olarak tasarım devresinde seri 3 adet IRFB38N20D MOSFET kullanılmıştır.

3.5.2. Transformatör Tasarımı

Flyback dönüştürücülerde izolasyonu sağlayan transformatörün kullanımı ve özellikleri önemlidir. Nüvenin B-H karakteristiğinin hangi ölçüde kullanıldığı, akıyı hangi akımın sağladığı ve kaçak endüktansların olumsuzlukları gibi parametreler transformatör

tasarımı yapılırken dikkate alınmalıdır. Bu çalışmada 18-36V arasında değişken giriş gerilimini çıkışta 24V'a sabitleyen dönüştürücü devresinin transformatör nüvesi ve hava aralığının belirlenmesi için Excellent-EN SMPS Transformer Calculation programı kullanılmıştır.



Şekil 3.18. Transformatör hesaplama programı

Şekil 3.18’de gösterilen hesaplama programına maksimum görev çevrim oranı, dönüştürücü topolojisi, manyetik çekirdek türü, anahtarlama frekansı ve giriş gerilim değerleri girilerek transformatörün birincil ve ikincil endüktansları, çıkış gücü, sarım sayısı, verimliliği ve hava aralığı değerleri elde edilmiştir.

3.5.3. Çıkış Kapasitesi Seçimi

Çıkış kapasiteleri seçilirken kapasitesinin maruz kalacağı maksimum gerilim, ortam sıcaklığı, içinden geçen akımın rms değeri, gerilim dalgalanmaları ve çalışma ömürleri dikkate alınmalıdır. Özellikle elektrolitik kapasiteler DA-DA dönüştürücülerde yaygın bir biçimde kullanılmaktadır.

$$C = \frac{I_0 \cdot d_{maks}}{\Delta V_0 \cdot 0,25 \cdot 75 \cdot 10^3} \quad (3.69)$$

$$= 5 * \frac{0,8}{100 * 10^{-3} * 0,25 * 75 * 10^3}$$

$$= 2,133 * 10^{-3} F \text{ olarak hesaplanır.}$$

Tasarlanan dönüştürücü için gerekli kapasite değeri denklem (3.69)'da hesaplanmıştır.

Bulunan çıkış kapasitesi değerine kontrol devresinin geç cevap vereceği göz önünde bulundurularak 10-15 kat büyük seçilmesi gerektiğinden tasarım devresinde 2200 μF 63V seri iki adet kapasite kullanılmıştır.

3.5.4. Çıkış Diyodunun Seçimi

Çıkış diyodu seçilirken diyodun maruz kalacağı maksimum gerilim, akımın tepe ve etkin değerleri hesaplanmalıdır.

$$V_{DMAKS} = V_0 + \frac{V_{GMAKS} - V_{DS(on)}}{n} \quad (3.70)$$

$$= 24 + \frac{36 - 1}{0,66} = 78,54V$$

$$I_{imaks} = \frac{I_{0-2}}{1-d} \quad (3.71)$$

$$I_{etkin} = I_{MAKS} \cdot \sqrt{\frac{d_{MAKS}}{3}} \quad (3.72)$$

$$= 50 * \sqrt{\frac{0,8}{3}} = 25,8 A$$

Denklem (3.69) ve (3.71)'de bulunan akım, gerilim değerlerine dayanabilen BYV-32100 çıkış diyodu seçilmiştir.

3.5.5. Sönümleme Devresi Tasarımı

Sönümleme devreleri tasarımı Flyback dönüştürücülerin tasarımı oldukça önemlidir. Devrenin hem girişine hem de çıkışına uygulanabilen sönümleme devreleri giriş ve çıkış gerilimlerindeki dalgalanmaları azaltarak devrede gürültü oluşumlarına ve ani gerilim yükselmelerine engel olurlar.

$$t_s = I_{BMAKS} \cdot \frac{L_{KB}}{(V_S - nV_{I0})} \quad (3.73)$$

$$t_s = \frac{6.8 \cdot 10^{-8}}{60 - 24} * 78.125 = 12.75 \mu s$$

Sönümleme devresinin gücü;

$$P_s = \frac{V_S I_{BMAKS} t_s}{2} f_s \quad (3.74)$$

$$P_s = \frac{60 * 78.125 * 1.475 * 10^{-7} * 75 * 10^3}{2} = 25.93 W$$

Sönümleme devresi direnci;

$$R_s = \frac{V_s^2}{P_s} \quad (3.75)$$

$$= \frac{60^2}{25.93} = 138.782 \Omega$$

V_S V_{B0} 'ın 2.5 katı seçilerek sönümleme devresindeki elemanların ani gerilim yükselmelerine karşı dayanımları sağlanmıştır.

Sönümleme devresi kapasite değeri;

$$C_s = \frac{V_S}{\Delta V_S R_s f_s} \quad (3.76)$$

ΔV_S genel olarak % 5 – 10 kabul edilir.

$$\Delta V_S = \%5 * 60 = 3V \text{ seçilir.}$$

$$C_S = \frac{60}{3 * 138.782 * 75 * 10^3} = 1.92 \mu F$$

Denklem (3.76) ile bulunan değer dikkate alınarak dayanma gerilimi 60V olan 1.92 μF değerinde kondansatör seçilmiştir.

Sönümlleme devresi diyotu;

$$P_g = \frac{P_0}{n} = \frac{125}{0,8} = 156,25W \quad (3.77)$$

$$I_{B0} = \frac{P_g}{V_{girişmin}} = \frac{156,25}{5} = 31,25A \quad (3.78)$$

$$I_{BMAKS} = \frac{2 * I_0}{d_{maks}} = \frac{31,25 * 2}{0,8} = 78,125A \quad (3.79)$$

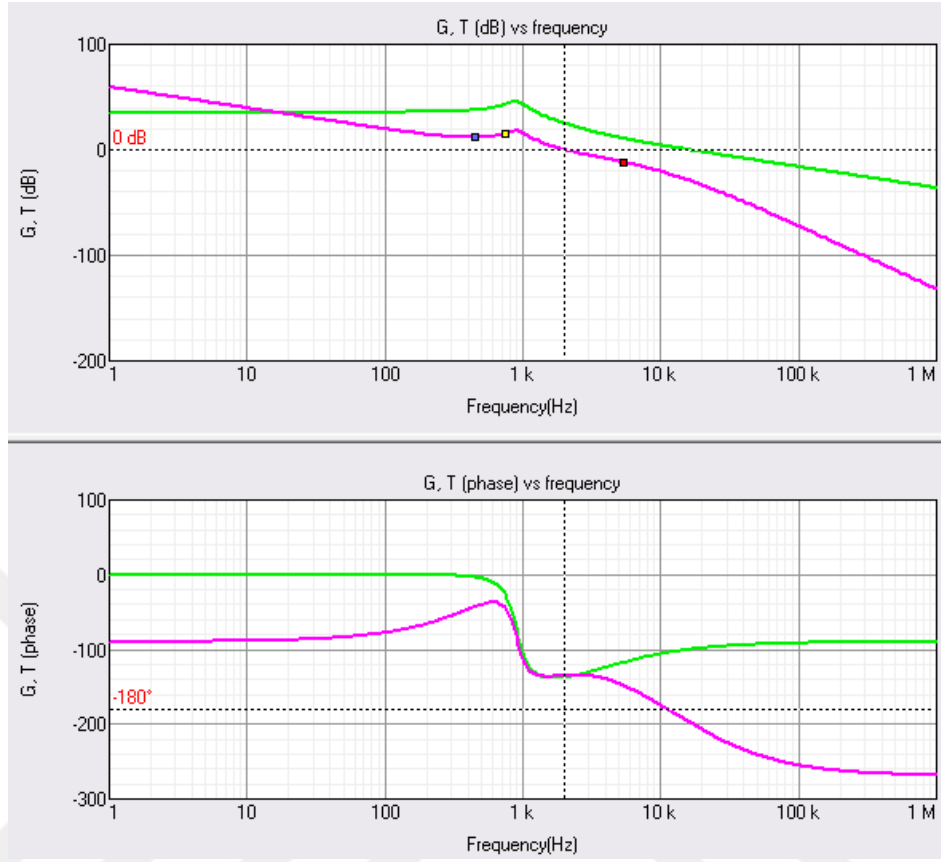
Yukarıda hesaplanan değerler dikkate alınarak sönümlleme devresi kapasitesi 2.2 μF sönümlleme direnci ise 150 Ω seçilmiştir.

3.5.6. Kontrol Ünitesi Tasarımı

DA-DA dönüştürücülerde geri besleme devresi istenen çıkış geriliminin sabit tutulması, hat ve yük regülasyonu için gereklidir. Bu çalışmada TL431 tabanlı gerilim kontrollü bir Flyback dönüştürücü tasarlanmıştır. TL431 izoleli güç kaynağı kontrol devrelerinde sıklıkla kullanılan referans gerilim kaynağıdır. TL431 hata yükselteci kullanarak bir analog kontrolcü olarakta yapılandırılabilir.

TL431'in referans gerilimi 2.5V tur. Çıkış gerilimi 24V'u aştığında TL431'in referans gerilim eşiği aşıldığından TL431 ilettime geçerek çıkış bilgisini kontrol ünitesine aktarır. TL431'in ilettime geçmesiyle MOSFET'e giden tetikleme sinyalinin doluluk oranı düşer. Çıkış gerilimi 24V'un altında kaldığında TL431'den MOSFET'e giden sinyalin doluluk oranı artar. Böylece çıkış geriliminin istenilen değerde sabit tutulur.

Bu tez çalışmasında flyback dönüştürücü iki kontrol çevriminden oluşur. Bunlar akım ve gerilim kontrol çevrimleridir. Akım kontrol çevrimi tepe akım kontrolü esas alınarak UC3844 akım kontrollü darbe genişlik modülasyon (PWM) modülatör ile gerçekleştirilir. Gerilim kontrol çevrimi bir TİP-3 denetleyicilerdir. Gerilim kontrol devresinde giriş ile çıkış arasındaki izolasyonu sürdüren bir optikçift bulunmaktadır. Ayrıca çıkış gerilimini 24V'a ayarlar. Gerilim kontrol devresi tasarlanırken öncelikle dönüştürücünün açık çevrim transfer fonksiyonu bulunur. Dönüştürücünün matematiksel olarak elde edilen açık çevrim transfer fonksiyonu grafiksel olarak dönüştürücün Bode diyagramına denktir. TİP-3 kontrolör tasarlanırken ise dönüştürücünün yeterince hızlı ve kararlı kapalı çevrim geçiş tepkisini sağlamak için dönüştürücünün faz ve kazanç marjini cevapları kullanır.



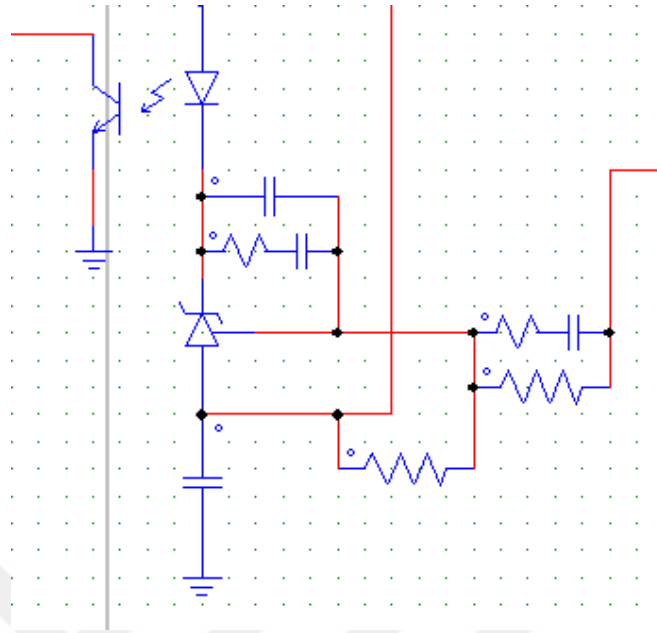
Şekil 3.19. Kontrolörlü Kapalı Çevrim Sistemin Bode çizimi

$\text{PhM}(^{\circ}) = 51.3514$	$\text{GM(dB)} = -40.6723$
----------------------------------	----------------------------

Şekil 3.20. Faz ve Kazanç Marjinleri

Şekil 3.19’da gösterilen Bode çizimi kullanılarak sistemin kararlılığı üzerine etki eden kazanç (GM) ve faz marjinleri (PM) hesaplanabilir.

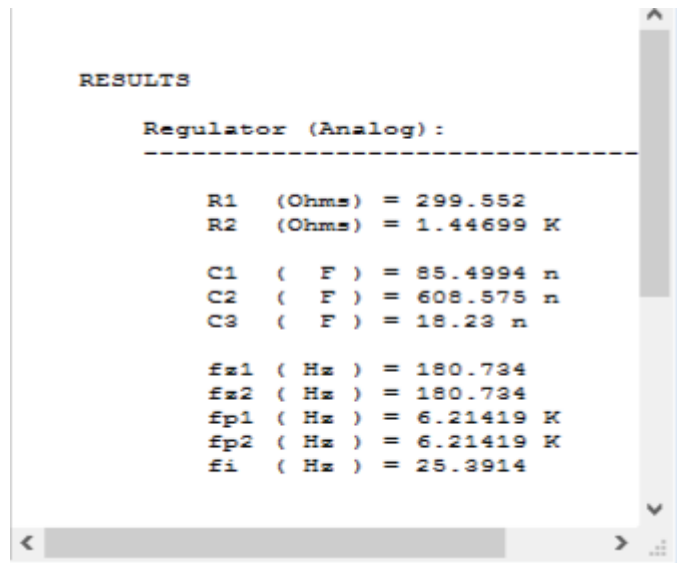
Kapalı döngü sistemlerde kazanç marjini 0 dB’nin altında, faz marjini -180° ’nin üzerinde ise sistem kararlıdır. Tasarımı yapılan Flyback dönüştürücünün faz ve kazanç marjini değerleri Şekil 3.20’de gösterilmiştir. Transformatörün kaçak endüktansı, diyot, anahtarlama elemanı ve çıkış kapasitesinin seri eşdeğer dirençleri gibi bozucu etkileri dikkate alınarak tasarımı yapılan dönüştürücü kararlıdır.



Şekil 3.21. Dönüştürücünün T1P-3 denetleyici ve Optikçift bağlantı devresi

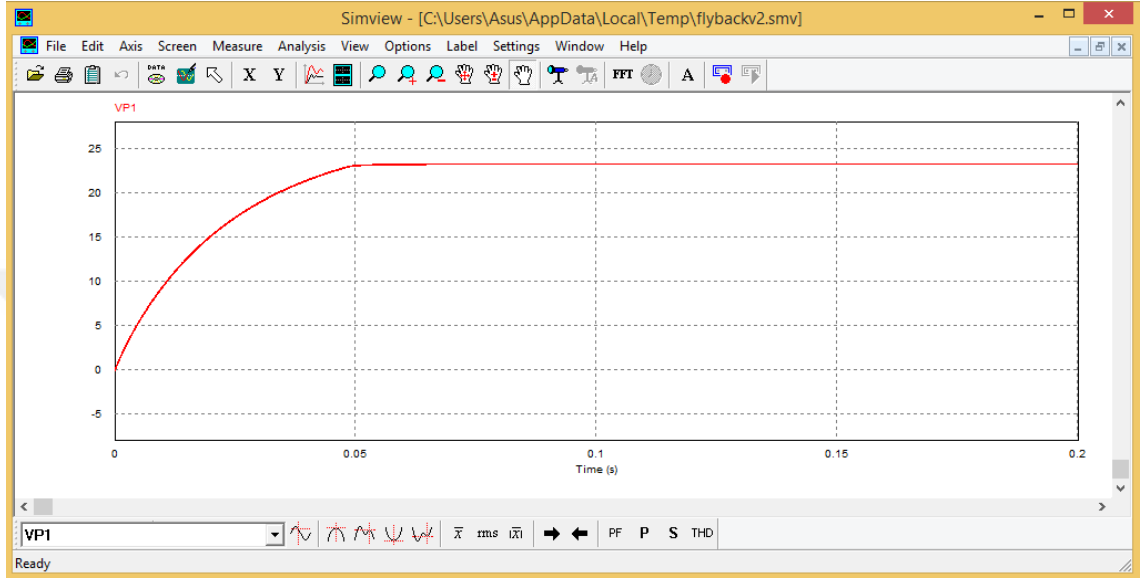
Gerilim kontrollü Flyback dönüştürücünün T1P-3 kontrolör ve optikçift bağlantısı Şekil 3.21’de gösterilmiştir. Geri besleme devresini oluşturan direnç ve kondansatörlerin değerleri PSIM programında uygun çalışma bölgesi seçilerek belirlenmiştir.

Şekil 3.22’de geri besleme devresini oluşturan kondansatörler ve dirençlerin değerleri gösterilmiştir.

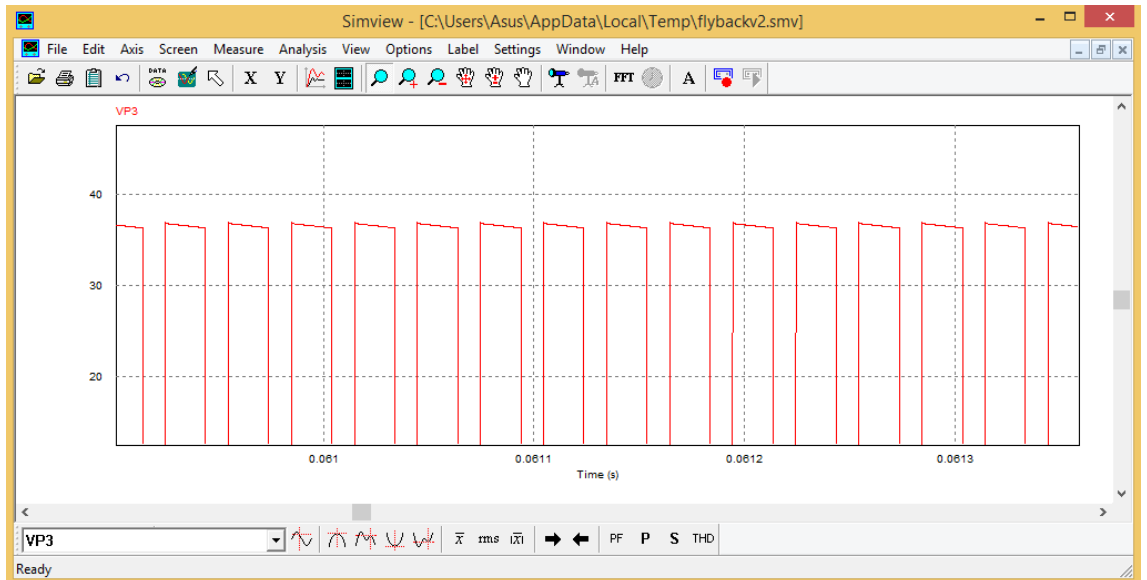


Şekil 3.22. Geri besleme devresi eleman değerleri

akım kontrollü modülatöre gelen sinyal ile görev çevrim oranı artırılır. Her türlü giriş işareti için yapılan bu işlemler sayesinde dönüştürücü çıkışı istenilen gerilimde sabit tutulur.

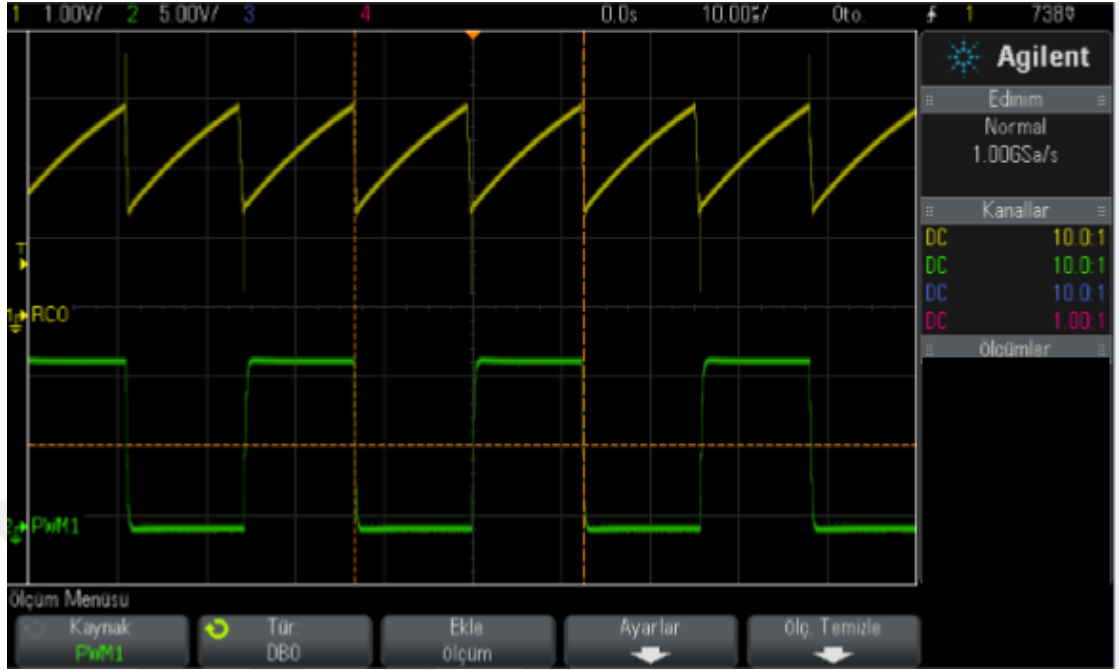


Şekil 4.2. Simülasyon devresi çıkış gerilimi

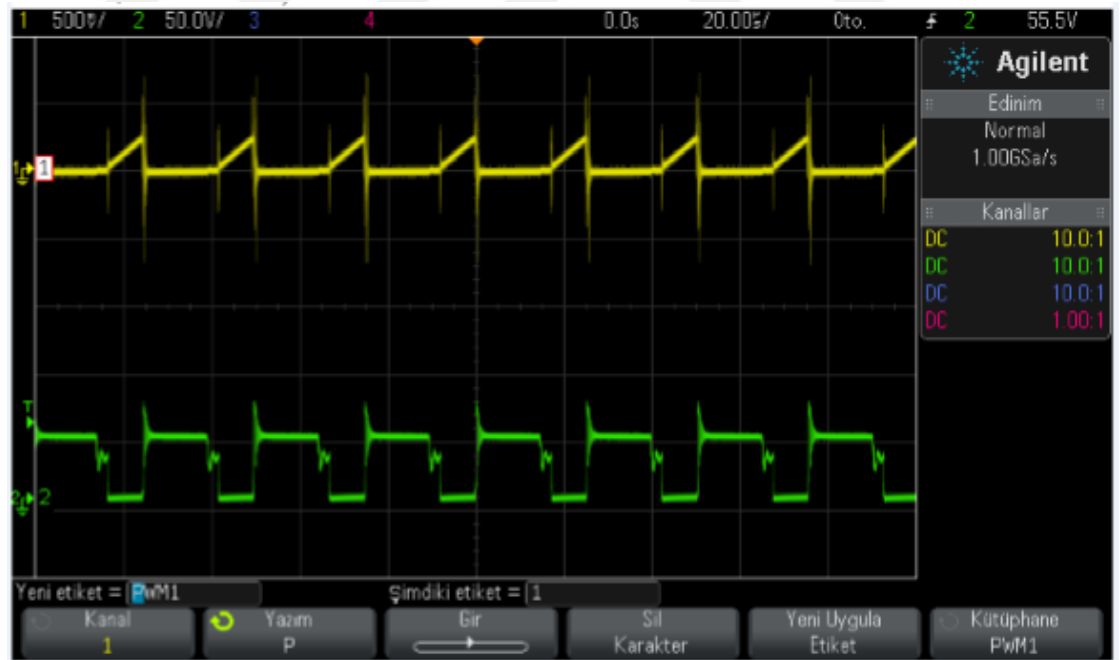


Şekil 4.3. Simülasyon devresi MOSFET kapı (Drain) ve çıkış gerilimi

Şekil 4.3 ve Şekil 4.4 dönüştürücü devresinin simülasyon çıktıları gösterilmiştir.



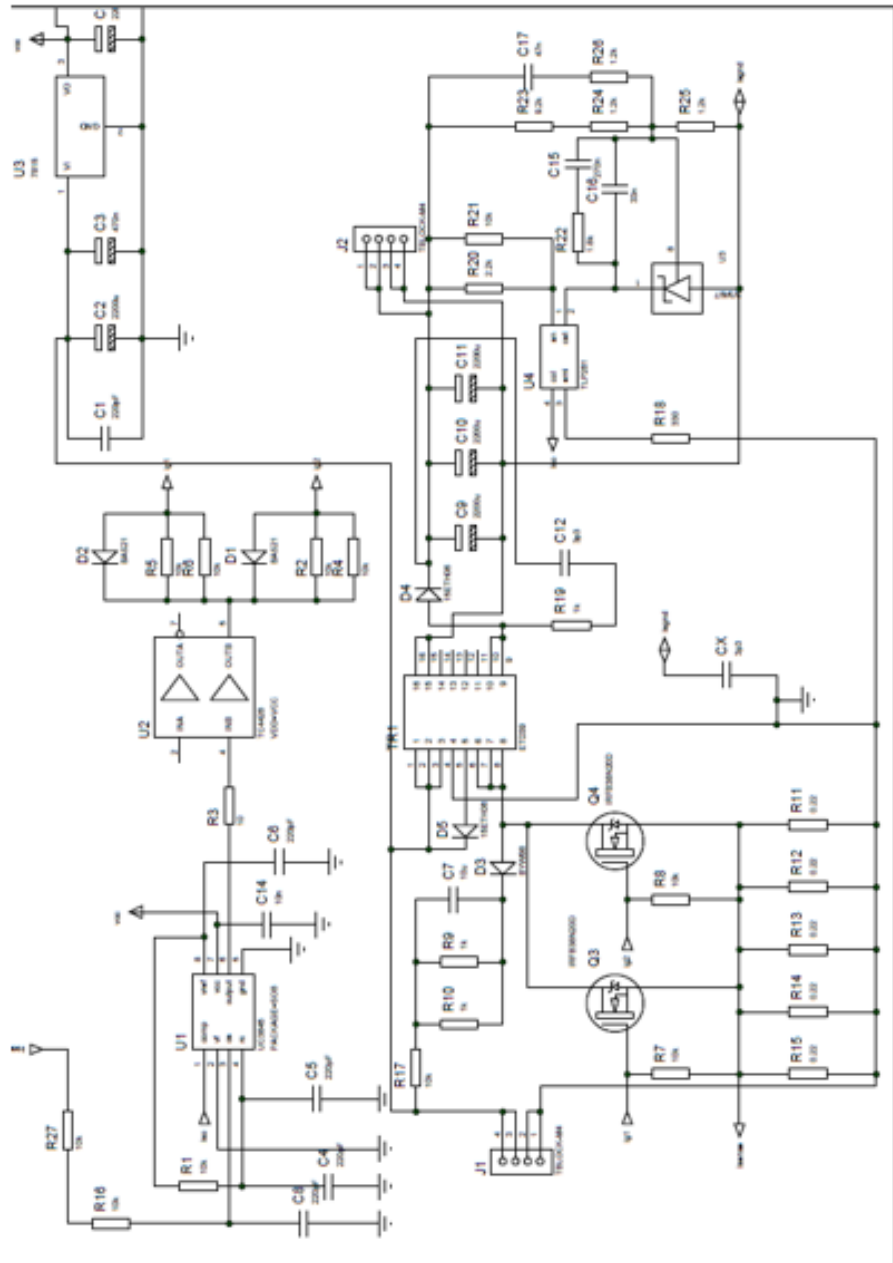
Şekil 4.4. Darbe genişlik işareti (altta), Osilatör işareti (üstte) osiloskop görüntüsü

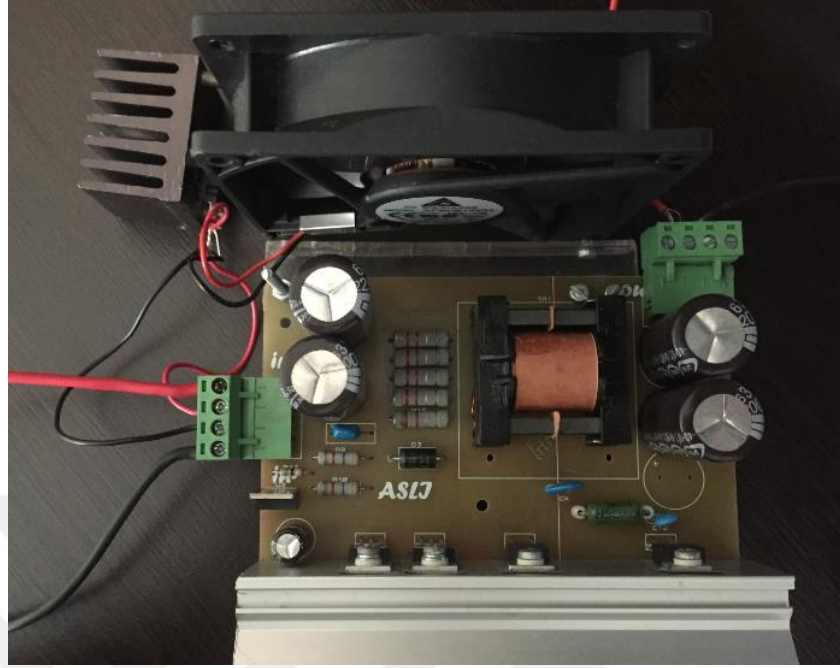


Şekil 4.5. Mosfet Drain-Source gerilimi (altta), transformatörden geçen akım (üstte) osiloskop görüntüsü

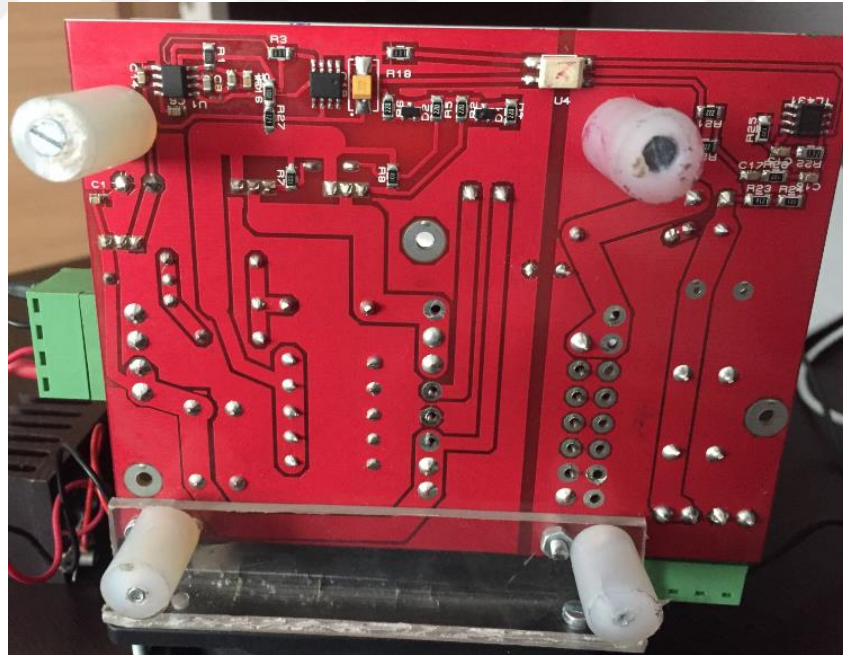
Şekil 4.4 ve Şekil 4.5'te ise gerçek zamanlı dönüştürücü devresinin çıktıları gösterilmiştir.

Şekil 4.6. Uygulama devre şeması





Şekil 4.7. Dönüştürücü uygulama devresi



Şekil 4.8. Uygulama devresinin yüzey baskı elemanları kullanılan bölümü

5. SONUÇ

Bu tez çalışmasında flyback dönüştürücünün durum uzay ortalama değer modelleme yöntemi ile matematiksel analizi yapılarak gerçek küçük işaret eşdeğerinin eldesi ve denetimi amaçlanmıştır. Tasarımda ilk olarak flyback dönüştürücünün temel özellikleri incelenmiş ve matematiksel analizi yapılmıştır. Flyback dönüştürücünün matematiksel analizi yapılırken devre elemanlarının kaçak endüktans ve seri eşdeğer dirençler gibi bozucu etkileri dikkate alınmıştır. Dönüştürücünün matematiksel analizi yapılırken öncelikle durum uzay ortalama değer modeli kullanılarak devrenin durum uzay matrisleri elde edilmiştir. Flyback dönüştürücü anahtarlama bir güç elektroniği devresi olduğundan bulunan durum matrisleri anahtarlama elemanının görev çevrim oranına bağlı olarak değişir. Bu nedenle her bir anahtarlama aralığı boyunca durum matrislerinin ortalama değeri bulunmuştur. Bulunan durum matrisleri doğrusal denklemleri oluşturmadıkları için bu denklem takımına küçük işaret analizi uygulanmıştır. Küçük işaret analizi uygulaması ile devrenin küçük işaret eşdeğer devresi elde edilmiştir. Küçük işaret denklemleri AA terimler içerdiğinden bu denklem takımları doğrusallaştırılarak doğrusal durum matrisleri elde edilmiştir. Doğrusallaştırılan durum matrisleri kullanılarak dönüştürücü devresinin transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Transfer fonksiyonu elde edilen dönüştürücünün devre elemanları hesaplanmış, sönümleme devresi tasarımı yapılmıştır. Elde edilen bu veriler doğrultusunda dönüştürücünün simülasyonu PSIM programında yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarından devrenin Bode diyagramı elde edilmiştir. Bode diyagramı kullanılarak kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Diyagramdan elde edilen kazanç ve faz marjınları hesaplanarak devrenin kararlı olduğu gözlemlenmiştir. Simülasyon sonuçları incelendikten sonra devre tasarımına geçilmiş ve gerçek zamanlı devre için ölçüm sonuçları alınmıştır.

Ölçüm sonuçları incelendiğinde Flyback dönüştürücü tasarımında devre elemanlarının bozucu etkileri hesaba katıldığında devre kararlılığının arttığı ve çıkış gerilimindeki salınımların azaldığı gözlemlenmiştir. Devre elemanları bozucu etkilerinin tasarıma ilavesinin tasarımı zorlaştırmasına rağmen istenilen çalışma aralığında dönüştürücünün performansını arttırdığı tespit edilmiştir. Ayrıca bozucu etkilerin tasarıma dahil

edilmesinin devrede ani gerilim yükselmelerini, devrenin fazla ısınmasını ve fazladan güç kaybını önlediği belirlenmiştir.

Bu tasarımı daha da iyileştirmek adına transformatör kaçak endüktansını azaltmak için transformatöre ekranlama yapılabilir. Böylece elektromanyetik girişim gürültüleri ve diğer kaçak endüktanslar da azalacaktır. Ayrıca dönüştürücüye arıza durumunda yedek anahtarlama elemanı, sıcaklık algılaması sonucuna göre zorlamalı soğutucu ve mikroişlemci üzerinden haberleşme modülü ilave edilerek dönüştürücünün performansı artırılabilir.



KAYNAKLAR

- Akbarabadi S. A., Sucu M., Atighechi H. and Jatskevich J., 2013. Numerical average value modeling of second order flyback converter in both operational modes. 2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Salt Lake City, UT, USA
- Algül, S., 2008. Yüksek Güçlü Flyback Dönüştürücü. Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Bakan, A.F., (2006), “Anahtarlama Güç Kaynakları Tasarımı”, YTÜ Ders Notları, 2006, YTÜ, İstanbul.
- Bodur, H., 2012. Güç Elektroniği, İstanbul, 410, Türkiye.
- Cheng C-H., Chen C-J. and Wang S-S., 2017. Small-Signal Model of Flyback Converter in Continuous-Conduction Mode with Peak-Current Control at Variable Switching Frequency. IEEE Transactions on Power Electronics, PP(99), 1-1.
- Cheng M-C., Pan C-T., Teng J-H. and Luan S-W., 2017. An Input Current Ripple-Free Flyback-Type Converter With Passive Pulsating Ripple Canceling Circuit. IEEE Transactions on Industry Applications, 53(2), 1210-1218.
- Chiang T-Y., Liaw D-C., Li C-C. and Yang T., 2010. An observer design for primary-side control of flyback converter. 2010 International Conference on System Science and Engineering, Taipei, Taiwan.
- Choi W-S., Jin C-F., Park J-W., Park S-J. and Jo D-S., 2014. A new topology of flyback converter with active clamp snubber for battery application. 2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Busan, South Korea.
- Chung, H.S.H., Hui, S.Y., Wang, W.H., (1999), “A zero-current-switching PWM flyback converter with a simple auxiliary switch”. IEEE Transactions on Power electronics, 14(2), 329-342.
- Davoudi A., Jatskevich; J. and Rybel T. D., 2006. Numerical State-Space Average-Value Modeling of PWM DC-DC Converters Operating in DCM and CCM. IEEE Transactions on Power Electronics, 21(4), 1003-1012.
- Gürdal, O., 2008. Güç Elektroniği, Ankara, 632, Türkiye.
- Hsieh F-H., Wang H-K., Chang P-L. and Syu S-H., 2013. Switching Frequency Influence of Flyback Converter's Nonlinear Phenomena,. 2013 International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Tianjin, China.
- Iqbal K. H. and Abbas G., 2014. Design and Analysis of SMC for Second Order DC-DC Flyback Converter. 17th IEEE International Multi Topic Conference 2014, Karachi, Pakistan
- Kang B-G., Chung S-K., Won J-S. and Kim H-S., 2015. EMI reduction technique of flyback converter based on capacitance model of transformer with wire shield. 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), Seoul, South Korea.
- Kasundra N. and Kumar A., 2016. Design and Simulation of Flyback Converter in MATLAB using PID Controller. 2007 Certified Organization, 5(2), 1-9

- Kazimierczuk M. K. and Nguyen S. T., 1995. Small signal analysis of open loop PWM flyback dc-dc converter for CCM. Proceedings of the IEEE 1995 National Aerospace and Electronics Conference. NAECON 1995. Dayton, USA
- Khan I., Singh B., Sharma T. and Srikakolapu J., 2014. Simulation of Fly Back Converter for Continuous and Discontinuous Mode of Operation. 2014 IEEE International Conference on MOOC, Innovation and Technology in Education (MITE), Patiala, India
- Lo, Y.K., Lin, J.Y., (2007), "Active clamping zvs flyback converter employing two transformers". IEEE Transactions on Power electronics, 22(6), 498-501.
- Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P., 1995. Power Electronics: Converters, Applications, and Design, New York, 801, ABD
- Nasır Ç., Erfidan T., Ürgün S., Öztürk S., 2010. Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Analizi http://www.emo.org.tr/ekler/53f81530bb8292e_ek.pdf, 297-302.
- Pandey S. K., Patil S.L. and Rajguru V. S., 2014. Isolated Flyback Converter Designing, Modeling and Suitable Control Strategies, ACEEE, 47-58.
- Picard J., 2010. Under the Hood of Flyback SMPS Designs. Texas Instruments Power Supply Design Seminar, Canada.
- Puukko J., Xu J. and Liu L., 2015. Consideration of flyback converter using GaN devices. 2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), Blacksburg, VA, USA.
- R.Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Chapman and Hall, 1997.
- Ravi V. and Lakshminarasamma N., 2016. Steady state voltage gain of flyback converters for high voltage low power applications. 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Trivandrum, India.
- Salimi M., Soltani J., Zakipour A. and Hajbani V., 2013. Sliding mode control of the DC-DC flyback converter with zero steady-state error. Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2013 4th, Tehran, Iran.
- Suetomi M., Inada S., Kuriaki T., Ishizuka Y., Jinno M., Lin W. And Matsuo H., 2011. A novel output voltage regulation strategy for primary side of flyback converter. 2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Amsterdam, Netherlands.
- Suntio T., 2006. Average and Small-Signal Modeling of Self-Oscillating Flyback Converter With Applied Switching Delay. IEEE Transactions on Power Electronics, 21(2), 479-486.
- Talesara B., Rao S. N., Singh B. K., Susheel B. and Jayapal R., 2015. Efficiency enhancement of flyback converter using synchronous rectification. 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON), New Delhi, India.
- Tosun G., Kivanc O. C., Oguz E., Ustun O. and Tuncay R. N., 2015. . Development of High Efficiency Multi-Output Flyback Converter for Industrial Applications. 2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, Turkey.
- Umarikar A. C. and Umanand L., 2005. Modelling of switched mode power converters using bond graph. IEE Proceedings - Electric Power Applications 152 (6), 51-60.

- Vu T. T., O'Driscoll S. and Ringwood J. V., 2014. A feasibility study into the robust control of a variable-frequency wide operating range flyback converter
- Yıldız H. A. and Gören-Sümer L., 2009. Lagrangian Modeling of DC-DC Buck-Boost and Flyback Converters. 2009 European Conference on Circuit Theory and Design, Antalya, Turkey.
- Yilmaz U., Kircay A. and Borekci S., 2017. PV system flyback converter controlled PI control to charge battery under variable temperature and irradiance. 2017 Electronics, Palanga, Lithuania.
- Yoo J. S., Ahn T., Yu G., Lee J. and Lee J., 2017. A Study on Novel Active Clamp Snubber Applied DC-DC Quasi Resonant Flyback Converter to Effectively Reduce Switch Voltage Surge. 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sydney, NSW, Australia.
- Zakipour A. and Salimi M., 2012. Two-loop sensorless control of flyback converter using Unscented Kalman Filter. 2012 IV International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems, St. Petersburg, Russia.

ÖZGEÇMİŞ

Aslı Nur ÖMEROĞLU 1992 yılında Erzurum’da doğdu. İlk ve Orta öğretimini Özel Güneş İlköğretim okulunda okudu. Erzurum Mecidiye Anadolu Lisesi’nde lise eğitimini tamamladı. 2010-2014 yılları arasında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği’nde lisans eğitimini tamamladı. Mezuniyetin ardından 2014 yılında Atatürk Üniversitesi’nde yüksek lisans eğitime başladı. 2017 yılında Atatürk Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak göreve başladı.