

**FÜZE SİSTEMLERİ İÇİN PATLAYAN FOLYOLU
BAŞLATMA ELEMAN (EFI) TABANLI ATEŞLEME
EMNİYETİ CİHAZI TASARIMI VE ANALİZİ**

**DESIGN AND ANALYSIS OF AN EXPLODING FOIL
INITIATOR (EFI) BASED IGNITION SAFETY DEVICE
FOR MISSILE SYSTEM**

ÖNDER PEHLİVAN

PROF. DR. IŞIK ÇADIRCI

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim – Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

ÖNDER PEHLİVAN'ın hazırladığı "Füze Sistemleri İçin Patlayan Folyolu Başlatma Eleman (EFI) Tabanlı Ateşleme Emniyeti Cihazı Tasarımı ve Analizi" adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. H. Selçuk GEÇİM

Başkan



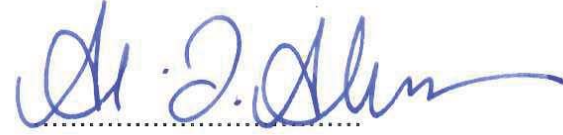
Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

Danışman



Prof. Dr. Ali Ziya ALKAR

Üye



Dr. Öğr. Üyesi Yakup ÖZKAZANÇ

Üye



Dr. Öğr. Üyesi Dinçer GÖKCEN

Üye



Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak / /..... tarihinde onaylanmıştır.

Prof. Dr. Menemşe GÜMÜŞDERELİOĞLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada,

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

02/07/2019



ÖNDER PEHLİVAN

YAYINLANMA FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI BEYANI

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin/raporumun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kağıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma iznini Hacettepe üniversitesine verdiğimi bildiririm. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları bana ait olacaktır.

Tezin kendi orijinal çalışmam olduğunu, başkalarının haklarını ihlal etmediğimi ve tezimin tek yetkili sahibi olduğumu beyan ve taahhüt ederim. Tezimde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanması zorunlu metinlerin yazılı izin alarak kullandığımı ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederim.

Yükseköğretim Kurulu tarafından yayınlanan "**Lisansüstü Tezlerin Elektronik Ortamda Toplanması, Düzenlenmesi ve Erişime Açılmasına İlişkin Yönerge**" kapsamında tezim aşağıda belirtilen koşullar haricince YÖK Ulusal Tez Merkezi / H. Ü. Kütüphaneleri Açık Erişim Sisteminde erişime açılır.

- Enstitü / Fakülte yönetim kurulu kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren 2 yıl ertelenmiştir.
- Enstitü / Fakülte yönetim kurulu gerekçeli kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren ay ertelenmiştir.
- Tezim ile ilgili gizlilik kararı verilmiştir.

02/07/2019



ÖNDER PEHLIVAN

ÖZET

FÜZE SİSTEMLERİ İÇİN PATLAYAN FOLYOLU BAŞLATMA ELEMEN (EFI) TABANLI ATEŞLEME EMNİYETİ CİHAZI TASARIMI VE ANALİZİ

Önder PEHLİVAN

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

Temmuz 2019, 102 sayfa

Mühimmat tasarımı ve üretimi sırasında giderek artan duyarsızlık gereksinimleri, özellikle füze sistemlerinde en başta duyarsız ateşleme zincirleri kullanılmasını gerektirmektedir. Patlayan folyolu başlatma elemanı, modern duyarsız füze sistemlerinin roket motoru ve harp başlığı ateşleme zincirlerinin başlatma elemanı olarak kullanılan bir çeşit yüksek gerilim detonatörüdür. Patlayan folyolu başlatma elemanları sıcaklığa ve üretici firmaya bağlı olarak düşük enerjili olanlar 700V DA ile 1250V DA, yüksek enerjili olanlar 1400V DA ile 2500V DA gerilimleri arasında ateşlenebilmektedir.

Bu tezde füze elektroniğinden alınan 28V DA besleme gerilimini 2500V DA gerilim seviyesine dönüştürecek anlık yüksek güç yoğunluklu, flyback topolojisine sahip dönüştürücü tasarımı ve geliştirilmesi yapılmıştır. Ateşleme emniyeti cihazı

füze sistemindeki güvenlik koşullarını tespit ettikten sonra 2500V DA çıkış gerilimine sahip flyback dönüştürücü ile ateşleme kondansatörü şarj edilir.

Ateşleme komutu geldikten sonra kondansatör üzerindeki enerji ile tetikleme anahtarı üzerinden patlayan folyolu başlatma elemanı ateşlenecektir. Ateşleme anında ateşleme hattındaki yüksek akım ve gerilim gibi elektriksel karakteristiklerin ölçülmesine izin veren bir tasarım yapılmıştır.

Kondansatör şarj devresinin tasarımında güvenlik ve şarj süresi en önemli isterler olarak belirlenmiştir. Verimliliği artırmak ve BDK boyutunu düşürmek için kullanılacak bileşenlerin elektriksel dayanım karakteristikleri yüksek akım ve gerilim ihtiyaçlarını anlık karşılayacak şekilde seçilmiştir. Özellikle flyback transformatörü, yüksek çıkış geriliminde anlık güç yoğunluğu isterlerini karşılayacak şekilde minimum alanda maksimum hızda ateşleme kondansatörünü şarj etmesi hedeflenerek tasarlanmıştır. Transformatör sarım mimari ve yapıları incelenerek yüksek gerilim kondansatör şarj uygulaması için optimum parametreler elde edilmiştir. Ayrıca ateşleme emniyeti cihazı güvenlik açısından en kritik birim olduğu için, füze sistemlerinde uyulması gereken güvenli tasarım gereksinimlerini belirleyen STANAG 4187 NATO standardına uygun tasarlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Patlayan Folyolu Başlatma Elemanı, Flyback DA-DA Dönüştürücü, Transformatör, Ateşleme Kondansatörü, Ark Aralığı Tetikleme Anahtarı

ABSTRACT

DESIGN AND ANALYSIS OF AN EXPLODING FOIL INITIATOR (EFI) BASED IGNITION SAFETY DEVICE FOR MISSILE SYSTEM

Önder PEHLİVAN

Master of Science, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

July 2019, 102 pages

Increasing insensitivity demands on designing and producing munitions necessitates utilizing primarily insensitive initiation trains specifically in missile systems. Exploding Foil Initiator (EFI) is a high voltage detonator that is used as the initiation element of rocket motor and warhead initiation trains of modern insensitive missile systems. Depending on the temperature and manufacturer, while low energy EFI can be fired at between 700 Vdc and 1250 Vdc, high-energy ones can be fired between 1400 Vdc and 2500 Vdc voltages.

In this thesis, instant high power density flyback topology converter design and development has been made to convert 28V DC supply voltage of the missile electronics to 2500V DC voltage level. The firing capacitor is charged by a flyback converter with an output voltage of 2500V DC after the ignition safety device has detected the safety conditions in fuse system.

After the ignition command is received, EFI will be ignited via the trigger switch with the energy on the firing capacitor. A design has been made to allow measurement of electrical characteristics such as high current and voltage in the ignition line at the time of ignition.

Safety and charging time are the most important requirements in the design of the capacitor charging circuit. To increase efficiency and reduce the size of the PCB, the electrical strength characteristics of the components have been selected to meet the instantaneous high current and voltage requirements. In particular, the flyback transformer is designed to charge the firing capacitor at maximum speed in a minimum space to meet the requirements of instantaneous power density at high output voltage. The transformer winding architecture and structures are examined to obtain optimum parameters for high voltage capacitor charging application. In addition, since the ignition safety device is the most critical unit in terms of safety in missile system, it is designed in accordance with the STANAG 4187 NATO standard, which sets out the requirements for safe design in missile systems.

Keywords: Exploding Foil Initiator (EFI), Flyback DC-DC Converter, Transformer, Firing Capacitor, Spark Gap Triggered Switch

TEŞEKKÜR

Bu tezin alıőmasında sağladığı katkılardan ötürü tez danışmanım Do. Dr. Umut SEZEN'e teőekkürlerimi sunarım. Tezin son döneminde yurt dışı görevi dolayısıyla tez danıőmanımın yokluğunda yardımlarını esirgemeyen sayın Prof. Dr. Işık ÇADIRCI'ya teőekkürlerimi bir borç bilirim. Benden sevgilerini esirgemeyen aileme, değerli dostum Rabia GÖKALP'e, tez çalışması boyunca bana yardımcı olan iş arkadaşlarım Mehmet Sinan TAHTACI, Önder YAZLIK, Abdülgafur MÜJDECİ ve Murat TUNÇ'a teşekkür ederim. Tez çalışmam boyunca imkânlarından faydalandığım TÜBİTAK SAGE'ye teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER.....	vi
ŞEKİLLER.....	ix
ÇİZELGELER.....	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiv
1.GİRİŞ	1
2.PATLAYAN FOLYOLU BAŞLATMA ELEMANI	5
2.1 Kısa Tarihçesi.....	6
2.2 Patlayan Folyolu Başlatma Elemanın Genel Yapısı	6
2.3 Düşük Enerjili Patlayan Folyolu Başlatma Elemanı (LEEFI).....	9
2.4 EFI Tabanlı Ateşleme Emniyeti Cihazı	11
2.4.1 Yüksek Gerilim Kondansatör Şarj	12
2.4.2 Yüksek Gerilim Kondansatör Tetikleme ve Ateşleme.....	13
2.4.3 Çevresel Koşulların Güvenli Anahtarlanması	15
3.EFI TABANLI ATEŞLEME EMNİYETİ CİHAZI TASARIMI VE DETAYLI ANALİZİ	17
3.1 Topolojinin Belirlenmesi ve Tasarım Parametreleri	17
3.2 Flyback Dönüştürücü Şarj Kontrol	21
3.3 Flyback Dönüştürücü Çalışma Kipleri.....	23
3.3.1 Şarj İşlemi Sırasında Flyback Dönüştürücü Analizi	24
3.3.2 Şarj İşlemi Tamamlandıktan Sonra Flyback Dönüştürücü Analizi ..	30
3.4 Flyback Dönüştürücü Devre Parametrelerinin Hesaplanması	38
3.4.1 Transformator Dönüş Oranının Belirlenmesi.....	38
3.4.2 Transformator Birincil Tepe Akımı Seçimi	38
3.4.3 Flyback Dönüştürücü Anahtarlama MOSFET'i Seçimi	39

3.4.4	Flyback Dönüştürücü Doğrultma Diyotu Seçimi	40
3.4.5	Flyback Dönüştürücü Çıkış Kondansatörü Seçimi	41
3.4.6	Bastırma Devresi Tasarımı.....	42
3.5	Ateşleme Akımı Tespit Devresi.....	44
3.6	Yüksek Gerilim Kondansatör Şarj Benzetim Sonuçları	45
3.7	Ateşleme Emniyeti Cihazı Baskı Devre Tasarımı	48
4.	TRANSFORMATÖR TASARIMI.....	50
4.1	Flyback Dönüştürücü Transformatörü Verimlilik Optimizasyonu.....	50
4.1.1	Flyback Transformatörü Parametrelerinin Hesaplanması	52
4.1.1.1	Transformatör Birincil Mıknatıslanma İndüktansı Hesaplanması	54
4.1.1.2	Transformatör Minimum Birincil Sarım Sayısının Hesaplanması	54
4.1.1.3	Transformatör Hava Boşluğu Uzunluğunun Hesaplanması	54
4.1.2	Transformatör Sarımında Otomatik Sarım Düzenleme (OSD) Tekniği	55
4.1.3	Yüksek Gerilim Kondansatör Şarj Uygulaması İçin Transformatör Parazitlerinin Hesaplanması.....	61
4.1.3.1	DA ve AA Direncin Hesaplanması.....	61
4.1.3.2	Kaçak İndüktans Hesaplanması.....	63
4.1.3.3	Öz kapasitans Hesaplanması.....	64
4.1.4	Yüksek Gerilim Kondansatör Şarj Uygulaması İçin Transformatör Sarım Mimarilerinin İncelenmesi	67
4.1.5	Flyback Dönüştürücü Kayıplarının Modellenmesi	77
4.1.5.1	Transformatör Sarım Kayıpları	77
4.1.5.2	Transformatör Nüve Kayıpları	79
4.1.5.3	Anahtarlama Kayıpları.....	81
4.1.5.4	Flyback Dönüştürücüde Diğer Kayıplar	82
5.	KONDANSATÖR ŞARJ DEVRESİNİN DENEYSEL SONUÇLARI.....	84
5.1	Temel Deneysel Sonuçlar.....	87
5.2	Termal Sonuçlar	90
5.3	Verimlilik	91

6.SONUÇLAR	92
7.KAYNAKLAR.....	95
8.EKLER	99
9.ÖZGEÇMİŞ	102



ŞEKİLLER

Şekil 1.1.	Ateşleme emniyeti cihazlarının genel gösterimi.	2
Şekil 1.2.	Füze sistemlerinde ateşleme akışı.	3
Şekil 1.3.	Savaş uçağına entegre edilmiş mühimmatlar.	4
Şekil 2.1.	Standart EFI yapısı.	7
Şekil 2.2.	Standart EFI parçaları [2].	7
Şekil 2.3.	Namlu içinde uçucu plakası hareketi [7].	9
Şekil 2.4.	Standart bir düşük enerjili EFI detonatörün (LEEFI) genel görünümü [8].	10
Şekil 2.5.	EFI (sol) ve LEEFI (sağ) başlatıcılar için t_0 , $t_0 + 250$ ns ve $t_0 + 500$ ns zaman aralıklarında patlayan köprü folyolarının görüntüleri [8].	11
Şekil 2.6.	Ateşleme emniyeti cihazı blok şeması.	12
Şekil 2.7.	Ateşleme emniyeti cihazı tetikleme ve ateşleme akışı gösterimi.	13
Şekil 2.8.	Ark aralığı vakum anahtarı tetikleme devresi.	15
Şekil 3.1.	Kondansatör şarj cihazı için üç olası topolojinin şarj profilleri [14].	18
Şekil 3.2.	Ateşleme kondansatörünü şarj eden flyback dönüştürücünün blok şeması.	21
Şekil 3.3.	Yüksek gerilim kondansatör şarj flyback dönüştürücüsünün (a) devre yapısı (b) eşdeğer transformatör modeli ile gösterimi. .	24
Şekil 3.4.	Flyback dönüştürücünün şarj modundayken dalga formları [10].	25
Şekil 3.5.	$t_0 - t_1$ zaman aralığındaki çalışma kipi.	26
Şekil 3.6.	$t_1 - t_2$ zaman aralığındaki çalışma kipi.	27
Şekil 3.7.	$t_2 - t_3$ zaman aralığındaki çalışma kipi.	28
Şekil 3.8.	$t_3 - T_s$ zaman aralığındaki çalışma kipi.	29

Şekil 3.9.	YGDG flyback dönüştürücünün parazitik kapasitanslara sahip devre şeması [24].	31
Şekil 3.10.	İki döngü kontrol şeması dikkate alınarak YGDG flyback dönüştürücünün çeşitli zaman aralıklarında eşdeğer devresi [24].	33
Şekil 3.11.	İki döngü kontrol şemasında parazitik kapasitansların etkisi dikkate alınarak YGDG flyback dönüştürücünün temel dalga formları [24].	36
Şekil 3.12.	Net parazitik kapasitansta depolanan enerjinin, çıkış geriliminin ve çıkış gücünün bir fonksiyonu olarak toplam enerjiye yüzdesi [24].	37
Şekil 3.13.	Zener bastırma devresi.	43
Şekil 3.14.	Rogowski sargısı.	44
Şekil 3.15.	Benzetim programına aktarılan devre yapısı.	45
Şekil 3.16.	Ateşleme kondansatörü üzerindeki çıkış geriliminin (yeşil) üretimi, giriş gerilimi (mavi), giriş akımı (kırmızı).	46
Şekil 3.17.	Şarj sırasında MOSFET'in akaç gerilimi (yeşil), kapı gerilimi (mavi) ve transformatörün birincil tarafından geçen akım (kırmızı).	47
Şekil 3.18.	Şarj tamamlandıktan sonra MOSFET'in akaç gerilimi (yeşil), kapı gerilimi (mavi) ve transformatörün birincil tarafından geçen akım (kırmızı).	47
Şekil 3.19.	Baskı devre tasarımı düzeni.	49
Şekil 4.1.	Önerilen verimlilik optimizasyon prosedürünün akış şeması.	51
Şekil 4.2.	a) OSD tekniği uygulanmadan önce ayrılmış sarım alanı b) OSD tekniğin uygulandıktan sonraki sarımlar c) - e) birincil sarım için OSD tekniğinde yer alan farklı adımlar f) - j) ikincil sarım için OSD tekniğinde yer alan farklı adımlar [35].	58
Şekil 4.3.	Transformatör OSD tekniği tasarım akış şeması.	59

Şekil 4.4.	Nüve hacmine karşı optimum ikincil sarım yükseklik faktörü γ_s [35].	60
Şekil 4.5.	Nüve hacmine karşı 2500 VDA çıkış geriliminde hesaplanmış optimize enerji verimliliği. 14 nüvenin dizisi şöyledir: [E 16, EFD 20, E 20, RM 8, PQ 20/20, E 25, EFD 25, RM10, E30, PQ 26/20, ETD 29, ETD 34, RM 12, ETD 39] [35].	61
Şekil 4.6.	a) Aralıksız b) aralıklı sarım yapısında analitik manyeto motor kuvveti dağılımı [39].	64
Şekil 4.7.	a) Doğrusal potansiyel dağılımı olan iki paralel levha, b) Silindirik kondansatör modeli [41].	65
Şekil 4.8.	Flyback transformatör yüksek gerilim sarımı dağılımı.	66
Şekil 4.9.	İki katmanlı bir sarım yapısı.	66
Şekil 4.10.	Farklı sarım şemalarına genel bakış.	68
Şekil 4.11.	Farklı sarım yapılarına genel bakış.	68
Şekil 4.12.	a) Aralıksız sarım yapısı (S/P - T ₁ , T ₂ ve T ₄) b) aralıksız bölmeli sarım yapısı (S/P - T ₃) c) aralıklı sarım yapısı (S/S/P/P/S/S - T ₅ , T ₆) d) aralıklı sarım yapısı (S/P/S/P/S/P - T ₇) için analitik manyeto motor kuvveti dağılımı [37].	71
Şekil 4.13.	Öz kapasitans benzetim sonucu a) sarım şeması B için b) sarım şeması D için enerji dağılımı.	73
Şekil 4.14.	Sarım yapılarının kaçak indüktans benzetim sonuçları a) P/S b) S/P/S c) S/P/S/P/S/P/S d) Yoğunluk renk çubuğu.	74
Şekil 4.15.	AA direnci benzetim sonuçları a) Standart ağ yapısı b) T ₁ -T ₄ c) T ₅ -T ₆ d) T ₇ akım yoğunluğu e) Yoğunluk renk çubuğu.	75
Şekil 4.16.	Ateşleme kondansatörü şarj edilirken flyback dönüştürücünün birincil akım dalga formu [39].	78
Şekil 4.17.	Kondansatör şarj edilirken akı yoğunluğu dalga formu [39].	79
Şekil 4.18.	Kondansatör şarj edildikten sonra akı yoğunluğu dalga formu [39].	80

Şekil 5.1.	Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulaması için tasarlanan baskı devre kartının ve transformatörün görüntüsü.	85
Şekil 5.2.	Tasarlanan transformatörü parametrelerinin ölçüm düzeneği.	86
Şekil 5.3.	Ateşleme kondansatörünün şarj edilmesi sırasında çıkış gerilimi (yeşil), giriş gerilimi (mavi) ve giriş akımının (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri.....	87
Şekil 5.4.	Ateşleme kondansatörünün şarj edilmesi sırasında çıkış gerilimi (yeşil), MOSFET'in akaç gerilimi (mavi), kapı-kaynak gerilimi (pembe) ve transformatörün birincil tarafından geçen akımın (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri.....	88
Şekil 5.5.	Ateşleme kondansatörünün şarj işlemi devam ederken çıkış gerilimi (yeşil), MOSFET'in akaç gerilimi (mavi), kapı gerilimi (pembe) ve transformatörün birincil tarafından geçen akımın (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri.....	89
Şekil 5.6.	Ateşleme kondansatörünün şarj işlemi tamamlandıktan sonra çıkış gerilimi (yeşil), MOSFET'in akaç gerilimi (mavi), kapı gerilimi (pembe) ve transformatörün birincil tarafından geçen akımın (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri.....	90
Şekil 5.7.	Ateşleme emniyeti kartının 15 dk boyunca çalıştırıldıktan sonra sıcaklık ölçümü.	91

ÇİZELGELER

Çizelge 2.1. EFI ve LEEFI başlatıcılarının -54 °C ile +85 ° C sıcaklıklarında ateşleme ve ateşlenmeme gerilim seviyerleri [8].....	10
Çizelge 2.2. Yüksek gerilim ve akım anahtarlarının karşılaştırılması [11].	14
Çizelge 3.1. Kondansatör şarj devresi tasarım parametreleri.	18
Çizelge 4.1. Yüksek gerilim transformatör tasarım kısıtlamaları.	53
Çizelge 4.2. Yüksek gerilim transformatör mimarileri için tasarlanan transformatör parametreleri.....	69
Çizelge 4.3. Farklı sarım mimarileri ve yapıları ile türetilen transformatörler... ..	69
Çizelge 4.4. T ₁ - T ₇ transformatörleri için öz kapasitans ifadeleri.	70
Çizelge 4.5. T ₁ - T ₇ transformatörleri için kaçak indüktans ifadeleri.	72
Çizelge 4.6. T ₁ - T ₇ transformatörleri için ikincil sarım öz kapasitansı.	76
Çizelge 4.7. T ₁ - T ₇ transformatörleri için birincil taraf kaçak indüktans.	76
Çizelge 4.8. T ₁ - T ₇ transformatörleri için birincil tarafın 100 kHz'de AA direnci.	77
Çizelge 4.9. Flyback dönüştürücü enerji kayıplarının dağılımı.	83
Çizelge 5.1. Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulaması için optimum transformatör parametreleri.....	84
Çizelge 5.2. Tasarlanan transformatörün hesaplanan ve ölçülen parazitik paramtereleri.....	86

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

η	Verimlilik
J	Joule
J/s	Joule/saniye
mH	Milihenri
ms	Milisaniye
nF	Nanofarad
ns	Nanosaniye
pF	Pikofarad
uH	Mikrohenri

Kısaltmalar

AA	Alternatif Akım
BDK	Baskı Devre Kartı (Printed Circuit Board)
CCM	Kesintisiz İletim Modu (Continuous Conduction Mode)
DA	Doğru Akım
DCM	Kesintili İletim Modu (Discontinuous Conduction Mode)
EFI	Patlayan Folyolu Başlatma Elemanı (Exploding Foil Initiator)
EBW	Patlayan Köprü Teli (Exploding Bridge Wire)
EMI	Elektromanyetik Girişim
ESD	Elektrostatik Deşarj (Electrostatic Discharge)
ESAD	Ateşleme Emniyeti Cihazı (Electronic Safe and Arm Device)
HBW	Sıcak Köprü Teli (Hot Bridge Wire)
MOSFET	Alan Etkili Metal Oksit yarı İletken Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor)
RF	Radyo Frekans (Radio Frequency)
RMS	Ortalama Karekök
SAA	Sıfır Akımda Anahtarlama
SGA	Sıfır Gerilimde Anahtarlama
YGDG	Yüksek Gerilim Düşük Güç (High Voltage Low Power)

1. GİRİŞ

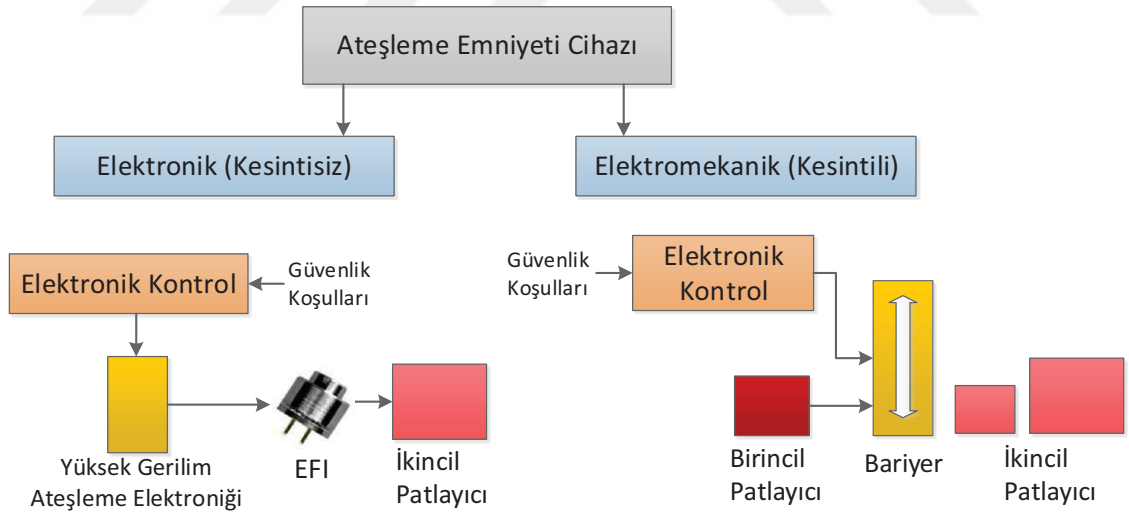
Enerjik bileşenler için güvenilirlik ve güvenlik hususları, mühimmatlarda ateşleme sistemlerinin tasarımı ile başlar. Özellikle roket ve füze sistemlerinin güvenliği ve güvenilirliği düşünüldüğünde akla ilk olarak ateşleme sistemleri gelmektedir. 90'lı yılların başlarından itibaren, enerjik malzemelerin hassasiyet seviyesini düşürmek ve duyarsız mühimmat geliştirmek amacıyla dünya çapında birçok adım atılmıştır. Geçmişte “önce fonksiyon” olarak düşünülen tasarım anlayışı günümüzde “önce güvenlik ve güvenilirlik” olarak değişmiştir [1].

Ateşleme sistemlerinin hassasiyetinin düşürülmesi, bu sistemlerin RF, EMI ve ESD gibi elektriksel etkilerden etkilenmeyecek hale getirilmesi ile mümkün olmaktadır. Düşük hassasiyetli birincil patlayıcı yerine duyarsız yüksek patlayıcı kullanılması, olumsuz çevre koşullarına dayanıklılığı artırırken, aynı zamanda duyarsız ateşleme sistemleri oluşturulmasına da olanak sağlamaktadır [1]. Güvenilir bir başlatma akışına sahip ateşleme emniyeti cihazı tasarlamak için öncelikle başlatıcılara odaklanılmalıdır. Temel olarak, sıcak köprü teli (HBW), patlayan köprü teli (EBW) ve patlayan folyolu başlatma elemanı (EFI) olmak üzere üç tür başlatıcı bulunmaktadır [2].

HBW başlatıcılar düşük gerilimli başlatıcı olarak sınıflandırılabilir ve askeri uygulamalarda genel olarak roket motoru başlatma akışında ilk enerjik bileşen olarak kullanılırlar. Bir HBW başlatıcı temel olarak, oldukça düşük elektrik enerjileri uygulanarak ohmik olarak ısıtılan ince bir metal telden oluşur. Elektrik akımının geçmesiyle, başlatıcı ekzotermik bir kimyasal reaksiyonun sonucunda yüksek bir sıcaklığa ulaşarak hızla buharlaşır ve küçük bir patlamaya neden olur. Başarılı ateşlemeden sonra, köprü ağı erir ve sonuçta açık bir devre oluşur. HBW diğer başlatıcılara göre nispeten daha az güvenli başlatıcılardır. Bir insan vücudundan kaynaklı elektrostatik boşalmalarla başlatılabildiklerinden, bu tür başlatıcıların kullanımında çok dikkatli olunmalıdır. Ayrıca, bu başlatıcılar hata sonucunda ateşlemeyi önlemek için radyo frekansı ve elektromanyetik alanlarda kullanılmamalıdır. Özellikle uzun kablolarla bağlı olan köprü telleri, harici elektromanyetik alanların yol açtığı akımlarla ateşlenmeye karşı hassas olabilir. Tüm bu durumlar, füze sistemlerinde HBW başlatıcılar ile çalışmayı zorlaştırmaktadır [2].

EBW başlatıcılar 1940'ların başlarında Luis Alvarez tarafından, ateşleme işlemi için gerekli enerjinin ateşleme kondansatörü üzerinden başlatıcıya aktararak sistemi daha güvenilir hale getirme düşüncesiyle bulunmuştur. EBW başlatıcılarının ateşleme enerjisi için kondansatörün 500V DA seviyesine şarj edilmesi gerekmektedir. Bu yüzden EBW başlatıcılar yüksek gerilim detonatörü olarak sınıflandırılır ve füze sistemlerinde kullanılmak için tasarlanmıştır. Fakat son zamanlarda petrol platformları, madencilik ve sismik çalışmalar gibi sivil uygulamalarda EBW başlatıcıların tercih edilmesi daha olası hale gelmiştir [2] [3].

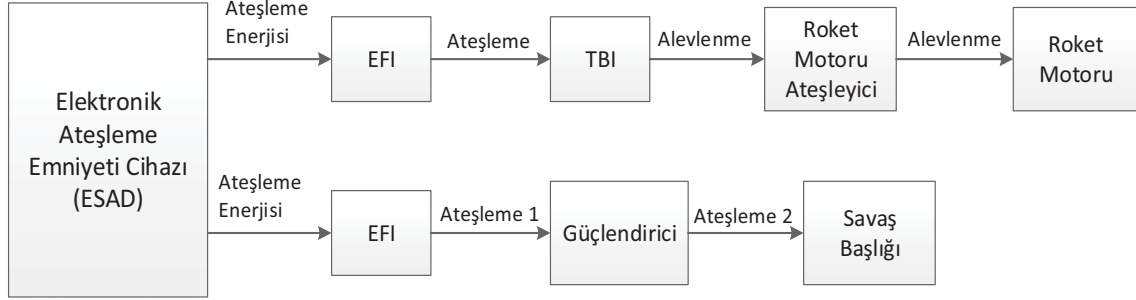
EFI başlatıcılar, ateşleme enerji seviyesi EBW başlatıcılara göre daha yüksek olan yüksek gerilim detonatörleridir. Bu başlatıcılar füze sistemlerinde savaş başlığının ya da roket motorunun ateşlenmesinde kullanılırken belirli güvenlik ve performans şartlarının yerine getirildiğinden emin olmak için özel başlatma mekanizmalarına ihtiyaç duyar. Bu mekanizmalar temel olarak, enerjik bir başlatma zinciri ile başlatma enerjisine gerekli enerjinin iletim sistemini kontrol ederek ateşleme akışını emniyete alan bir ateşleme emniyeti cihazından oluşur. Ateşleme emniyeti cihazları Şekil 1.1 ile görüldüğü gibi elektronik (kesintisiz tapa) ve elektromekanik (kesintili tapa) olarak ikiye ayrılır.



Şekil 1.1. Ateşleme emniyeti cihazlarının genel gösterimi.

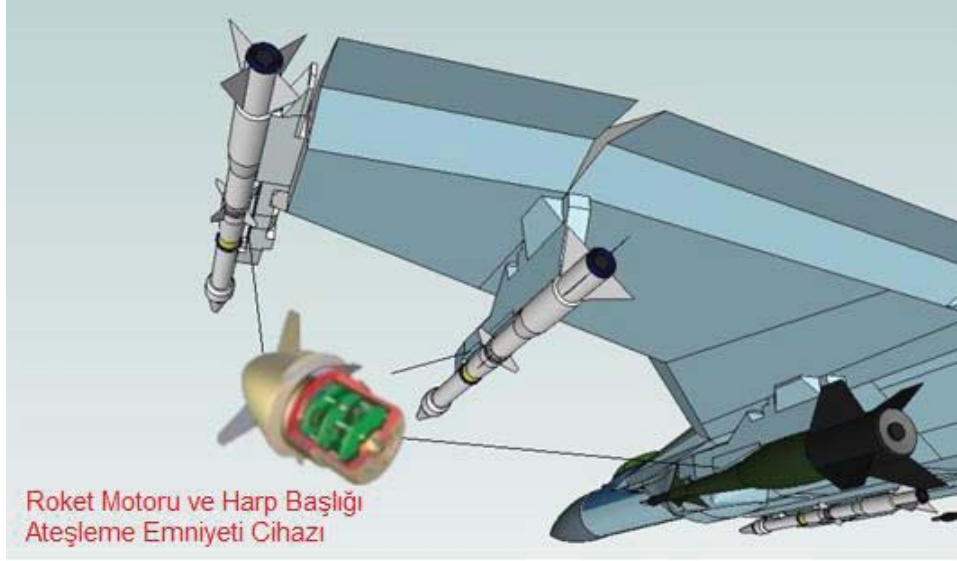
Füze sistemlerinde roket motoru ve savaş başlığı için ateşleme akışı şeması Şekil 1.2'de gösterilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi, ateşleme emniyeti cihazı EFI başlatıcısı için kontrol ünitesidir. Roket motoru ateşlemesi akışında, roket motoru ateşleyicisi ile EFI arasında bölme başlatıcı (TBI) olarak adlandırılan bir patlama-alevlenme geçiş ateşleyicisi kullanılır [3]. Geleneksel olarak, roket

motoru ateşleyicisi, roket motorundaki iticiyi aktifleştirmek için kullanılan bir piroteknik cihazdır. Diğer taraftan, savaş başlığı ateşleme akışının çalışma prensibi oldukça basittir. Aynı ateşleme emniyeti cihazı, EFI başlatıcısının kontrolü ve işleyişi için kullanılır, ancak bu sefer akış tamamen patlamaya dayanır. Yükseltici patlayıcının ateşlenmesi sonrasında savaş başlığı patlar.



Şekil 1.2. Füze sistemlerinde ateşleme akışı.

Elektronik EFI tabanlı ateşleme emniyeti cihazları füze sistemlerinde roket motoru ve harp başlığı ateşleme zincirlerini başlatma elemanı olarak kullanılmaktadır. Füze sistemlerinde roket motoru ve harp başlığı bölümleri kısıtlı alana ve yüksek ortam sıcaklıklarına sahiptir. Bu yüzden EFI tabanlı ateşleme emniyeti cihazı fonksiyonel isterleri doğrultusunda minimum alan ve ısınma değerleri hedeflenerek tasarlanmıştır. EFI başlatıcılar için gerekli ateşleme enerjisinin üretildiği kondansatör şarj devresi yüksek gerilim düşük yük karakteristiğine sahiptir. Böyle bir uygulama için avantajlar ve dezavantajlar değerlendirildiğinde flyback dönüştürücü topolojisi uygun bulunmuştur. Flyback dönüştürücü tabanlı kondansatör şarj devresi yapısında en kritik bileşen olan flyback transformatörünün parametreleri, sarım mimari ve yapılarının karşılaştırılması yapılarak uygulama için optimum değerler belirlenmiştir. Bu iyileştirmeler sayesinde baskı devre kartı üzerinde daha küçük bir alan kullanılarak yüksek güç yoğunluğu sağlanabilmektedir. Ateşleme emniyeti cihazı füze sisteminde kritik bir operasyonu gerçekleştirdiği için STANAG 4187 NATO standardına uyumluluğu dikkate alınarak, hata olasılığının minimuma indirilmesi sağlanmıştır. Ayrıca hedeflenen operasyonel koşullar dikkate alınarak zaman kısıtlaması olan uygulamalar için kondansatör şarj süresi kısaltılarak akış sürecini maksimum hızda tamamlaması gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan ateşleme emniyeti cihazının içerisinde bulunacağı sistem Şekil 1.3'te verilmiştir.



Şekil 1.3. Savaş uçağına entegre edilmiş mühimmatlar.

Bu tez çalışmasında, Bölüm 1’de bu çalışmanın temel prensipleri, tezin kapsamı ve başlatıcılar hakkında yapılan incelemeler bulunmaktadır. Bölüm 2’de, patlayan folyolu başlatma elemanının diğer başlatıcılarla karşılaştırılması yapıp, bu başlatıcının özellikleri detaylı bir şekilde incelenmiştir. EFI tabanlı ateşleme emniyeti cihazının gerçekleştirdiği fonksiyonlar üç ana bölüme ayrılarak incelenmiştir. Bölüm 3’te bu tez çalışması kapsamında belirlenen isterler doğrultusunda ateşleme kondansatörünün 2500V DA gerilimine şarj edilmesinde kullanılan flyback çeviricinin analizi yapıp, özellikleri ve çalışma prensipleri detaylandırılmıştır. Ayrıca ateşleme emniyeti cihazında hedeflenen diğer fonksiyonlarının tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kondansatör şarj devresinin benzetim sonuçları ve baskı devre yapısı incelenmiştir. Bölüm 4’te yüksek çıkış gerilimine sahip kondansatör şarj devresinin flyback transformatörü tasarımı yapılmıştır. Transformatör tasarımında sarım mimarisi ve yapısının transformatör parametrelerine etkisi incelenmiştir. Flyback dönüştürücü kayıplarının modellenmesi yapılarak güç kaybı analizi yapılmıştır. Bölüm 5’te üretilen kondansatör şarj devresinin deneysel sonuçları ve flyback dönüştürücünün çalışma performansı değerlendirilmiştir. Bölüm 6’da yapılan çalışmada elde edilen sonuçların genel değerlendirmesi bulunmaktadır.

2. PATLAYAN FOLYOLU BAŞLATMA ELEMANI

İngilizcesi Exploding Foil Initiator (EFI), Türkçe'ye çevrilmiş hali ile Patlayan Folyolu Başlatma Elemanı veya çalışma prensibinden hareketle yüksek gerilim detonatörü olarak bilinen bu başlatıcı, roket motoru ve harp başlığı ateşleme zincirleri için bilinen en duyarsız başlatma elemanıdır. EFI başlatıcılar basitçe, yüksek gerilim ile yüklenmiş bir kondansatörün deşarjı sonucu patlayan metal bir köprü plakanın yarattığı plazma ile üzerinde bulunan uçucu plakanın belirli bir yol boyunca hızlanarak patlayıcıya çarpması ve bu patlayıcının patlaması prensibine göre çalışmaktadır. Bu sistemin güvenliği, hem kullanılan enerjik malzemelerin duyarsızlığından hem de başlatıcıyı ateşleyebilmek için gerekli olan enerjiyi üretmek için tasarlanmış bir yüksek gerilim ünitesinden kaynaklanmaktadır. EBW ve EFI başlatıcıları arasındaki ana fark, EFI patlayan bir tel yerine patlayan bir metal folyoya sahiptir. Folyo, köprü teline göre patlamak için çok daha fazla enerjiye ihtiyaç duyar [3].

EFI tabanlı ateşleme emniyeti cihazlarında füze sistemlerinde uyulması gereken güvenli tasarım gereksinimlerini gerçekleştirmek kolaydır. EFI başlatıcının patlayıcı yapısından dolayı ateşlemek için birkaç kV'a kadar gerilime şarj edilmiş bir kondansatör üzerindeki enerjiye ihtiyacı vardır. Bu nedenle STANAG 4187 askeri standartına göre gereken minimum 500V DA çalışma gerilimi gereksinimini kolaylıkla sağlamaktadır [4]. Ateşleme enerjisi için gerekli olan yüksek gerilim sayesinde elektromanyetik darbeler ve elektrostatik deşarj kaynaklı ortaya çıkan elektriksel etkilere karşı dirençli olması EFI başlatıcıları için önemli bir avantajdır. Harici bir elektromanyetik parazit nedeniyle istem dışı bir başlatma için, aşırı yüksek gerilim ve akım değerleri aynı zamanda meydana gelmelidir. EFI başlatıcılar sadece, özel devrelerden oluşan kondansatörden deşarj edilen yüksek gerilim ile tetiklenebilirler. Böylece elektromanyetik etkilere karşı tamamen bağışık olurlar ve onları monte eden personel veya sistemlerin neden olduğu elektrostatik deşarjlarla başlatmak neredeyse imkânsızdır.

EFI başlatıcılar diğer başlatıcılar tarafından ateşlenemeyen HNS-IV gibi hassas ve dayanıklı ikincil yüksek patlayıcıları tetikleyebilirler. Böylece, EFI başlatıcılar ek güvenlik önlemleri almadan füze sistemlerinde karmaşık ve ağır fiziksel engellere sebep olan elektromekanik ateşleme emniyeti cihazı ihtiyacını ortadan kaldırmaktadır [2]. Şekil 1.1'de görüldüğü gibi elektromekanik ateşleme

cihazlarında güvenlik açısından birincil ve ikincil patlayıcıları birbirinden ayıran bir mekanik bariyere ihtiyaç vardır. EFI tabanlı ateşleme emniyeti cihazlar sadece ikincil patlayıcılardan oluşur. Böylece ateşleme emniyeti cihazında ikincil patlayıcıları birincil patlayıcılardan ayıran bir mekanik bariyer gerekmez. Bu durum, ateşleme emniyeti cihazını elektromekanik cihazların aksine hareketli parçalar olmadan kompakt ve daha küçük ebatlarda tasarlanmasına izin verir. Ayrıca EFI başlatıcısının izole uçucu levha malzemesi ve silindirel yapısı ile sağladığı mekaniksel sağlamlık onu diğer başlatıcılara göre avantajlı hale getirmektedir.

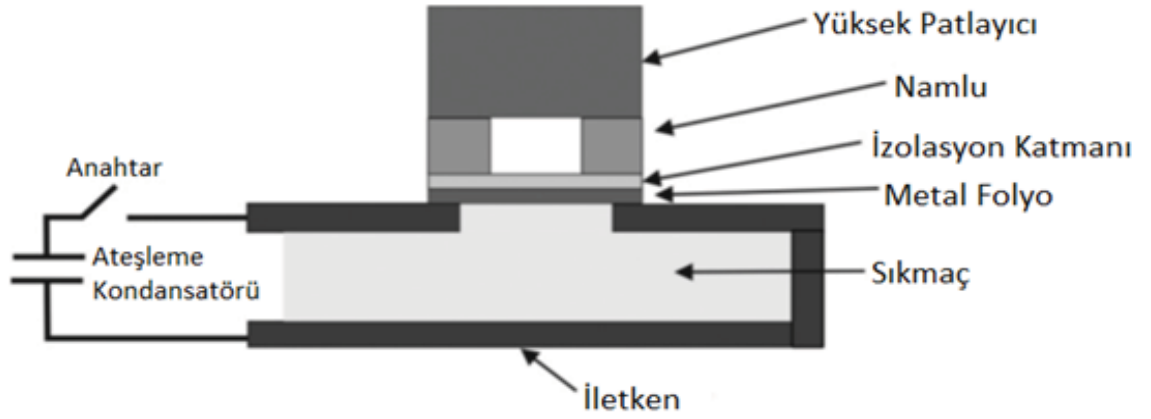
2.1 Kısa Tarihçesi

Büyük elektrik akımlarının etkisi altında, ince uçucu plakaları hızlandırmak için patlayan folyolar kullanılması ilk olarak Keller ve Penning tarafından gerçekleştirilmiştir. Şok dalgalarının çeşitli materyaller üzerindeki etkilerini incelemek için yapılan bu çalışmalarda ince uçucu plakaların hızlanması ile çok yüksek kısa süreli basınç oluşturma olgusu gözlemlenmiştir [5]. Daha sonra 1965'te yüksek gerilim detonatörü olarak adlandırılan patlayan folyolu başlatma elemanı, John Stroud tarafından, ikincil yüksek patlayıcılar için şok başlatıcı olarak kullanılmak üzere, Lawrence Livermore Ulusal Laboratuvarı'nda icat edildi. Bu aşamadaki çalışmalarda, çok yüksek seviyelerde uçucu plaka darbe basıncına ihtiyaç duyulduğundan hantal EFI sistemleri ortaya çıkmıştır [2]. Geliştirilen çalışmalar sonucunda, EFI sistemleri daha küçük hale gelmiştir. Boyuttaki düşüş, EFI başlatıcıların füze sistemlerinde kullanımı için uygun hale getirilmesini sağlamıştır. Günümüzde birkaç milimetre boyutunda EFI başlatıcısı mevcuttur.

2.2 Patlayan Folyolu Başlatma Elemanın Genel Yapısı

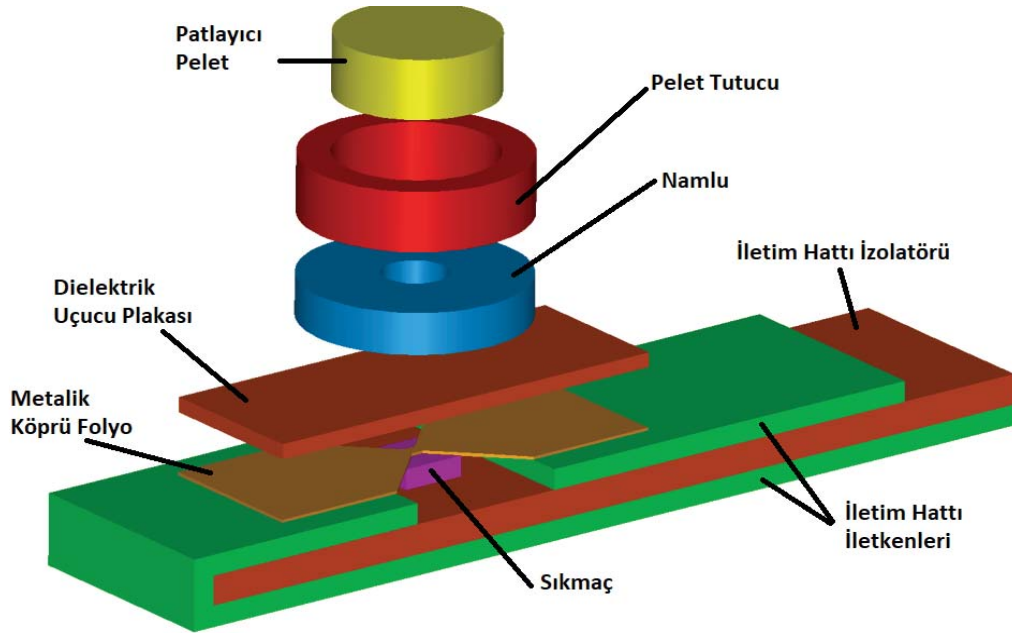
Şekil 2.1'de standart bir EFI genel yapısı gösterilmiştir. Yüksek gerilim dayanıma sahip kondansatör, ateşleme enerjisi için 2500V DA gerilime şarj edilir. Anahtarın kapatılmasından sonra, kondansatör birkaç yüz nanosaniyede deşarj olur. Bu işlem sonucunda iletim hattı boyunca kilo amper seviyesinde akım darbesi geçer. Akımdaki bu dik ve hızlı yükselme sonucunda, folyoya ohmik ısıtma ile bağlanan enerji metal folyonun patlamasına neden olur. Sıkmaç ve izolasyon katmanı arasındaki metal buharı ve plazmanın oluşumu, folyonun namlunun kenarlarında

bir uçucu keserek yüksek bir basınçla fırlamasına neden olur. Serbest bırakılan patlama enerjisi sonucunda, uçucu namlu içinde birkaç km/s'ye kadar hızlanır. Namlu sonundaki ikincil yüksek patlayıcı bir pelet mevcuttur. Uçucunun namlu sonunda ulaştığı yüksek hızla karşısındaki yüksek patlayıcıya çarpmasıyla, patlayıcıdan süpersonik hız ile yayılan yüksek basınçlara sahip bir şok dalgası oluşur. İkincil patlamanın şok dalgalarına bağlı olarak patlama ortaya çıkar. Ardından, bu patlama ateşleme akışında güçlendiricilerle dengelenir ve uygulama alanına bağlı olarak ana yüke aktarılır [2].



Şekil 2.1. Standart EFI yapısı.

Şekil 2.2'de bir EFI başlatıcısının yapısı ve parçaları gösterilmiştir. Bir EFI başlatıcısını oluşturan ana fonksiyonel bileşenler aşağıda açıklanmaktadır.



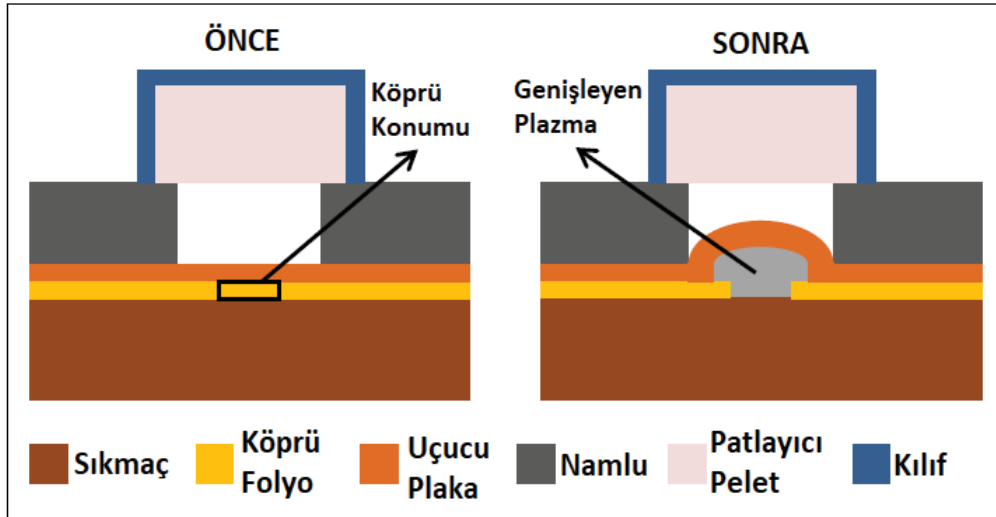
Şekil 2.2. Standart EFI parçaları [2].

Metalik köprü folyo, köprü adı verilen daha dar bir kesime sahip ince bir metal folyodur. Bir kondansatörde şarj edilen yüksek enerji iletim hattı iletkenleri vasıtasıyla köprü üzerine uygulandığında, ohmik ısıtma katı köprü parçasının erimesine, buharlaşmasına ve en sonunda plazma haline gelmesine neden olur [2]. Bu işlem metalik folyonun patlaması olarak adlandırılır.

Sıkmaç metalik folyo altında bir destek görevi görür. Başlıca işlevi, patlamanın yarattığı plazmayı, uçucu plakasının tarafına yönlendirmektir. Başka bir deyişle, metalik folyonun patlamasından kaynaklanan enerjiyi uçucu plakasını hızlandırmak için koruyarak sistemin verimliliğini artırır [6].

Metalik folyonun patlaması sonucunda uçucu plakasının altında yüksek yoğun bir plazma oluşturur. Uçucu plakası, altındaki bir plazma tarafından namlunun içinde hızlandırılan özel bir dielektrik plastiktir. Uçucu plakası yüksek patlayıcıya çarpar ve patlayıcı boyunca yoğun bir şok dalgası yaratır. Uçuşunun sonunda uçucunun 4 km/s'nin üzerinde çok yüksek hızlara ulaşabilmektedir [7]. Şekil 2.3 ile EFI başlatıcısının ateşleme sırasında namlu içindeki uçucu plakanın hareketi gösterilmiştir.

Namlu, basitçe uçan plakanın yolunu ve patlayıcıdaki son çarpma hızını karakterize eden bir deliktir. Ayrıca, metalik folyonun patlamasından oluşturulan plazmayı sınırlandırarak sistemin verimini artıracak şekilde hayati öneme sahiptir. Namlu, genellikle herhangi bir plastik malzemedir, ancak iletim hatları ve metalik köprü arasında elektriksel bir bağlayıcı görevi gördüğü durumlarda, iyi iletken bir metal olmalıdır [7]. Namlu çok uzunsa, kabarcığın sadece uç noktası patlayıcıyı vurur, bu durumda sistemin verimi düşer ve ateşleme gerçekleşmeyebilir. Bu nedenle namlu uzunluklarına dikkatlice karar verilmelidir [6].

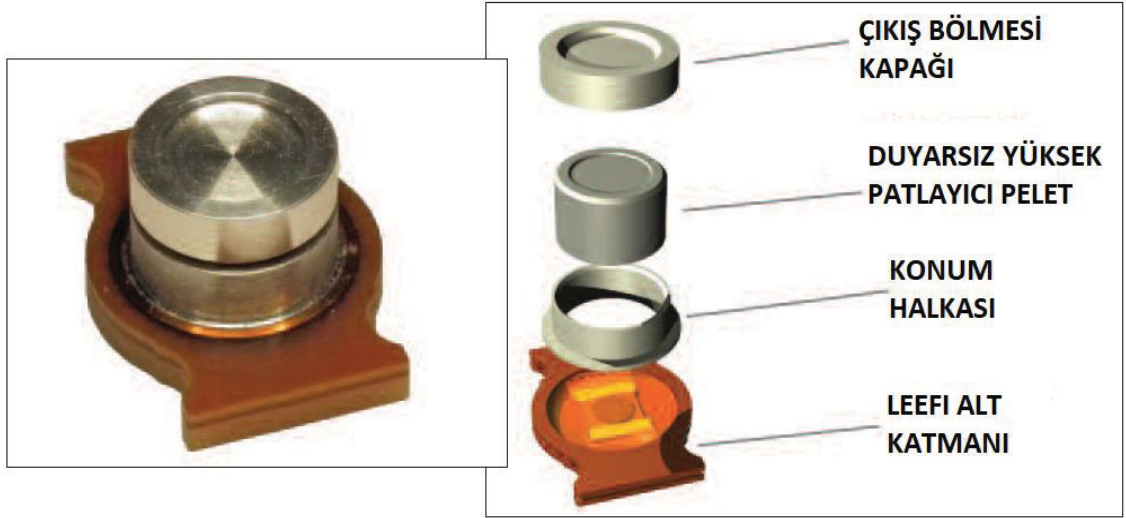


Şekil 2.3. Namlu içinde uçucu plakası hareketi [7].

Patlayıcı pelet, EFI başlatıcısının ateşlenmesi sonucunda ikincil yüksek patlayıcı maddenin etkinleşmesini sağlar. Uçuşun sonunda uçucu plaka, yüksek yoğunluklu bir topak biçimindeki patlayıcıyı bir şok dalgası yaratarak vurur. Bu kısa sürede yüksek basınç şok dalgası patlayıcıyı ateşler. Genel olarak patlayıcı pelet, yapısal bütünlük ve sınırlandırma için uygun bir pelet tutucuda bulunur [2]. EFI başlatıcısının önemli avantajı patlayıcı başlangıç zincirinde birincil patlayıcılara ihtiyacı yoktur ve sisteme dikkatlice tasarlanmış uygun bir enerji girişi ile başlatabilecek olmalarıdır.

2.3 Düşük Enerjili Patlayan Folyolu Başlatma Elemanı (LEEFI)

Son yıllarda ateşleme emniyeti cihazlarında boyut ve maliyet azaltma isteği, düşük ateşleme gerilimlerinde güvenli bir şekilde çalışabilen düşük enerjili EFI başlatıcılarının araştırılmasına neden olmuştur. Geleneksel EFI tabanlı ateşleme emniyeti cihazı teknolojisinde 2000V DA – 3000V DA aralığında ateşleme gerilimi üretilmesi gerekmektedir. Bu koşul cihazın fiziksel yapısını ve maliyetini etkileyen en önemli faktördür. Bu yüzden Şekil 2.4 ile genel görüntüsü görülen LEEFI teknolojisinin yakın zamandaki gelişimi, patlayan ateşleme köprüsü yapısının ateşleme gerilim eşiğini azaltarak bu ateşleme seviyelerinde güvenilir bir şekilde çalışacak ateşleme emniyeti cihazlarını mümkün kılmak için çalışılmıştır. Ortalama ateşleme gerilimi 1200V DA olan LEEFI başlatıcıları STANAG 4187 gerekliliklerini karşılamaktadır [8]. LEEFI ile ateşleme gerilimi gereksinimi düşmesine rağmen ateşleme kondansatörü kapasitans değeri daha yüksek olduğu için ateşleme için gerekli enerji EFI ile yakın seviyededir.



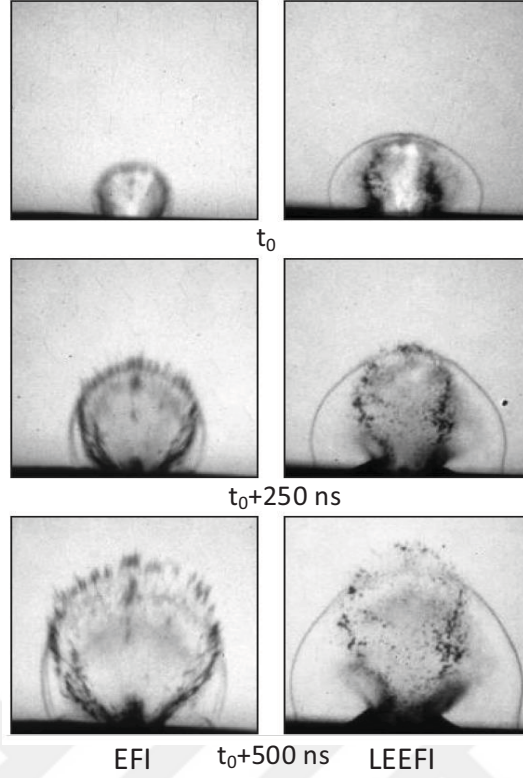
Şekil 2.4. Standart bir düşük enerjili EFI detonatörün (LEEFI) genel görünümü [8].

Standart bir EFI ve LEEFI başlatıcılarının ateşleme gerilimleri $-54\text{ }^{\circ}\text{C}$ ile $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ sıcaklığı aralığında incelenirse:

Çizelge 2.1. EFI ve LEEFI başlatıcılarının $-54\text{ }^{\circ}\text{C}$ ile $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ sıcaklıklarında ateşleme ve ateşlenmeme gerilim seviyerleri [8].

	$+85\text{ }^{\circ}\text{C}$		$-54\text{ }^{\circ}\text{C}$	
	Ateşlenme (V)	Ateşlenmeme (V)	Ateşlenme (V)	Ateşlenmeme (V)
LEEFI	1189	702	1227	1010
EFI	1794	1398	1824	1568

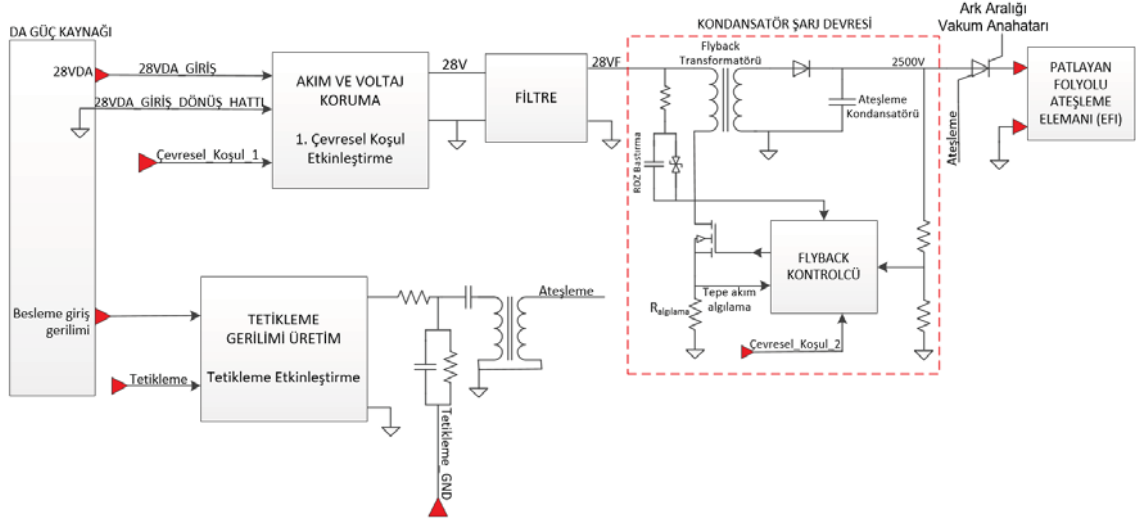
Bu gerilim değerleri kullanılacak ateşleme kondansatörü kapasitans değerine ve EFI başlatıcısının üreticisine göre değişiklik göstermektedir. Çizelge 2.1'deki verilerde görebileceği gibi standart EFI detonatörünün ateşleme gerilimi seviyesi LEEFI'ye göre yaklaşık %30 daha fazla bir değere sahiptir. Aynı patlayıcı pelet yapısı ve kütlesi ile eşdeğer bir patlayıcı çıktısı elde edilir. Ayrıca, ateşleme devresinin dikkatli tasarımı ve kayıplarının en aza indirilmesi ile hem EFI hem de LEEFI başlatıcılardan eşdeğer aktivasyon süreleri yakalanmıştır [8]. Şekil 2.5'te EFI ve LEEFI başlatıcılarının ateşlenme görüntü serisinde kaydedilmiş olan verilere göre yakın ateşlenme görüntüleri yakalanmıştır [8].



Şekil 2.5. EFI (sol) ve LEEFI (sağ) başlatıcılar için t_0 , $t_0 + 250$ ns ve $t_0 + 500$ ns zaman aralıklarında patlayan köprü folyolarının görüntüleri [8].

2.4 EFI Tabanlı Ateşleme Emniyeti Cihazı

Ateşleme emniyeti cihazı, EFI başlatıcısının ateşlenebilmesi için gerekli enerjinin üretiminde ve füze sistemlerinde belirli güvenlik şartlarının yerine getirildiğini kontrol etmek için kullanılmaktadır. Elektronik ateşleme emniyet cihazı tasarımında, gelişen füze sistemlerindeki yeni gereksinimlere ve STANAG 4187 güvenlik standartlarına tam olarak uymayı gerektirir. EFI tabanlı ateşleme emniyeti cihazları, elektromekanik emniyet cihazlardan farklı olarak doğrudan başlatıcıya bağlıdır. Patlayan folyolu başlatma elemanının ateşlenmesi için gerekli 2500V DA seviyesindeki yüksek gerilim bu cihazda üretilir ve güvenlik standartlarına uyularak ateşleme koşullarının gerçekleştiği tespit edildiğinde, kondansatör üzerindeki enerji EFI başlatıcısına aktarılarak ateşleme akışı başlatılır.



Şekil 2.6. Ateşleme emniyeti cihazı blok şeması.

Şekil 2.6'da ateşleme emniyeti cihazının blok şeması gösterilmiştir. Ateşleme emniyeti cihazı yüksek gerilim kondansatör şarj, tetikleme ve güvenlik anahtarları olmak üzere üç ana bölümden oluşur.

2.4.1 Yüksek Gerilim Kondansatör Şarj

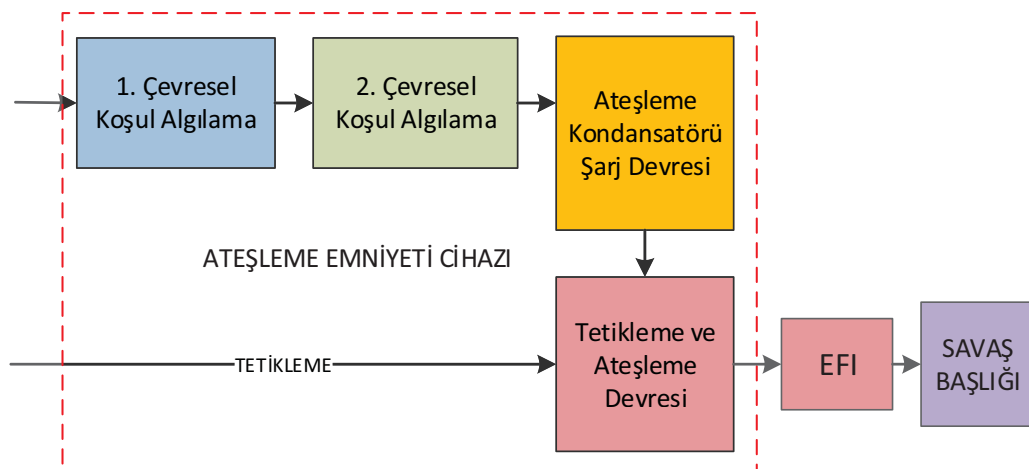
EFI başlatıcısının ateşleme zincirinde gerekli aktiveleme enerjisinin depolandığı ateşleme kondansatörü için, füze elektroniklerinden alınan 28V DA besleme geriliminden 2500V DA gerilime şarj edebilen anlık yüksek güç yoğunluğuna sahip bir DA-DA dönüştürücüye ihtiyaç vardır. 28V DA gerilimi askeri sistemlerin büyük bir kısmında kullanılan bir gerilim seviyesidir. Çıkış kondansatörü 2500V DA gerilim seviyesine şarj edildiğinde gerekli ateşleme enerjisi için kapasitans değeri 100nF seviyesindedir.

Yüksek çıkış gerilimine sahip güç dönüştürücüleri, 1 kV ile 100 kV gerilimi aralığında ve birkaç watt ile yüzlerce watt arasında bir güç seviyesine sahip tıbbi, hava ve uzay uygulamalarında yaygın olarak kullanılır. Bazı uygulamalarda, binlerce volta şarj edilen kapasitif bir yük vardır. Bu tür uygulamalar arasında darbeli lazerler, darbeli sonar ekipmanları, foto flaş sistemleri, elektrikli çitler vardır. Bu uygulamalarda büyük bir kapasitif yükü yüksek gerilime verimli bir şekilde şarj etmek için bir DA güç kaynağı gerekir [9]. Daha sonra çağrıldığında, kondansatör üzerinde depolanan enerjinin tamamı uygulamaya özgü gerilim darbesi oluşturmak için serbest bırakılır. Bu tezin amacı, geleneksel kondansatör şarj uygulamalarından farklı olarak daha düşük bir kapasitif yük olan ateşleme kondansatörünü hızlı bir şekilde 2500V DA gerilime şarj ederek EFI başlatıcısının

ateşlenebilmesi için gerekli enerjinin üretiminde kullanılmak üzere bir DA-DA dönüştürücü tasarlamak ve üretmektir. Ana hedefler, hızlı şarj süresi ile verimliliği artırmak ve bu uygulama için kullanılan geleneksel yöntemlerin maliyetini azaltmaktır. Verimli yüksek çıkış gerilimine sahip güç kaynaklarının tasarımı, dönüştürücü topolojisi seçimi ve kontrol stratejisi açısından çok önemlidir. Ayrıca gürültüyü ve güç kayıplarını ortadan kaldırmak için gelişmiş teknikler kullanılarak, verimlilik önemli ölçüde geliştirilebilir. Tüm bu önemli yönler, güç dönüştürücüsünde kullanılan yüksek gerilim transformatörü ile çok yakından ilgilidir [10].

2.4.2 Yüksek Gerilim Kondansatör Tetikleme ve Ateşleme

Şekil 2.7’de gösterildiği gibi EFI başlatıcısının ateşlenebilmesi için gerekli enerjinin depolandığı ateşleme kondansatörü şarj edildikten sonra ateşleme işleminin gerçekleşebilmesi için ateşleme komutu beklenir. Bu komut aktif olduktan sonra kondansatör üzerindeki enerji çok hızlı bir şekilde başlatıcıya aktarılır. Bu işlemin hata sonucunda yanlış bir zamanda gerçekleşmesini engellemek için tetikleme devresinin yüksek güvenlik standartlarında tasarlanması gerekmektedir. Aynı zamanda EFI başlatıcısının ateşlenebilmesi için gerekli olan enerjinin verimli bir şekilde aktarılabilmesi için yüksek akım seviyelerinde yüksek hızlarda çalışabilen düşük indüktans ve dirence sahip yüksek gerilim anahtarlarına ihtiyaç vardır. Gerekli enerji yaklaşık olarak bir joule'den daha azdır. Fakat bu enerji birkaç bin amperlik hızlı yükselen bir akım darbesi (10 A/ns'den büyük) ile başlatıcıya aktarılır [11].



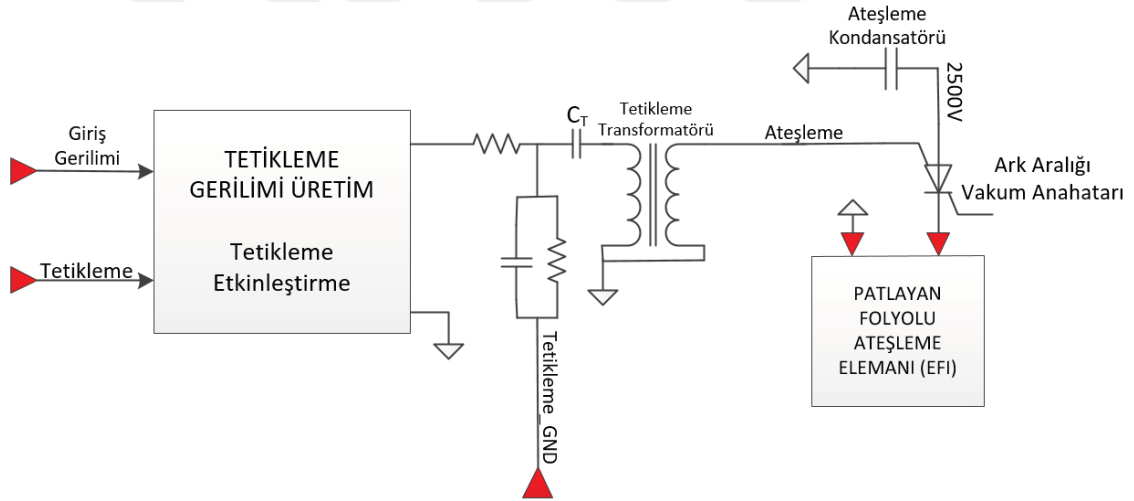
Şekil 2.7. Ateşleme emniyeti cihazı tetikleme ve ateşleme akışı gösterimi.

Ateşleme işlemi için gerekli isterler düşünüldüğünde uygun üç farklı yüksek gerilim anahtar tipi vardır. Bu anahtar teknolojilerinin avantajları ve dezavantajları Çizelge 2.2'de incelenmiştir [11].

Çizelge 2.2. Yüksek gerilim ve akım anahtarlarının karşılaştırılması [11].

Özellik	Gaz Anahtarı	Ark Aralığı Vakum Anahatarı	MOSFET kontrollü Tristör
Darbe ömrü	Limitli 100 ile 1000 arası darbe	Limitli 100 ile 1000 arası darbe	Limitsiz
Zamanlama hassasiyeti	50 ile 100 ns arası	50 ile 100 ns arası	Sabit sıcaklıkta 2 ns -60 °C ile + 100 °C arasında 10 ns
Çalışma gerilimi	Tipik 1000 ile 5000 V arası	Tipik 1000 ile 5000 V arası	1500 V'dan daha az
Tepe akım kapasitesi	Tipik 10 kA kadar	Tipik 10 kA kadar	20 kA kadar
Çalışma Sıcaklığı	-60 °C ile +200 °C	-60 °C ile +200 °C	-60 °C ile +100 °C
Maliyet	Orta	Yüksek	Düşük
Yanlış kullanım toleransı*	Yüksek	Yüksek	Düşük
Radyasyon toleransı	Düşük	Yüksek	Düşük
Tetikleme gereksinimi	1 kV veya daha büyük darbe	100 V veya daha büyük darbe	MOSFET anahtarlama seviyesinde geilim
Kaçak akım	1 nA'den az çalışma geriliminde	1 nA'den az çalışma geriliminde	23 °C 'de yaklaşık 10 nA 80 °C'de yaklaşık 10 µA
* Yanlış kullanım için örnek anot-katot üzerine ya da tetiklemeye uygulanan aşırı gerilim			

Çizelge 2.2'deki anahtarların özellikleri incelendiğinde, ateşleme emniyeti cihazı tasarımında güvenilirlik gereksinimleri ağır bastığı için ark aralığı vakum anahtarı tetikleme ve ateşleme devresinde tercih edilmiştir. Excelitas firmasının mini tetikleme ark aralığı anahtarı seçilmiştir. Tetikleme devresi olarak üretici firmanın önerdiği Şekil 2.8'de gösterilen test devresi yapısı kullanılmıştır [12]. Ark aralığı anahtarının tetikleme gerilimi olan 1.5kV gerilim darbesini üretmek için kartta besleme gerilimi olarak kullanılan 12.5V DA kullanılmıştır. 12.5V DA yükseltici dönüştürücü ile uygun tetikleme giriş gerilimi seviyesine çekildikten sonra, yüksek dönüş oranına sahip tetikleme transformatörü 1.5kV üzerinde bir gerilim darbesi oluşturmak için kullanılır. Şekil 2.8'de görülen C_T kondansatörü üzerine şarj edilen tetikleme gerilimi ateşleme komutu geldiğinde, transformatörün dönüş oranı ile çarpılarak ikincil tarafa yansıtacaktır. Böylelikle ark aralığı anahtarı açılarak ateşleme gerçekleşecektir.



Şekil 2.8. Ark aralığı vakum anahtarı tetikleme devresi.

2.4.3 Çevresel Koşulların Güvenli Anahtarlanması

STANAG 4187 askeri standardına göre, ateşleme kondansatörünün şarj edilmesi sonucunda kurma işleminin tamamlanabilmesi için en az iki çevresel koşulun ateşleme emniyeti cihazı tarafından tespit edilmesi gerekmektedir. Bu çevresel koşullar birbirinden farklı mantık devreleri ve güvenilir anahtarlar kullanılarak kontrol edilir.

Şekil 2.6'da görüldüğü gibi birinci çevresel koşulun kontrolü, LT4356 parça kodlu dalgalanma durdurucu entegresinin SHDN pini ile giriş geriliminin iletimi kontrol edilerek sağlanır. Birincil çevresel koşul gerçekleşene kadar SHDN pini pasif

seviyede kalarak, şarj işlemi için gerekli giriş gerilimi iletimine engel olacaktır. Ayrıca bu entegre giriş kaynağından çekilen akım ve gerilim seviyesinin kontrolünü yapmaktadır [13]. Kısa devre ve yüksek giriş gerilimi durumları için önlem alınarak cihazın arızalara karşı güvenli kalması sağlanmıştır.

Flyback kontrolcüsünün şarj pini minimum etkinleştirme gerilimi seviyesine yükseltilene kadar beklemede kalır. Kontrolcü üzerindeki bu harici etkinleştirme pini ateşleme emniyeti cihazında ikinci çevresel koşulun gerçekleşmesine bağlanmıştır. Böylece ikinci çevresel koşul gerçekleşmeden ateşleme kondansatörünün şarj edilmesi engellenir. İkinci çevresel koşul hattında gürültü yüzünden ortaya çıkabilecek ani gerilim yükselmelerini engellemek için şarj pini girişinde RC filtre kullanılır. Ayrıca RC filtrede bulunan direnç ile oluşabilecek yüksek akımın kontrolcüye zarar vermesine karşı önlem alınır.

3. EFI TABANLI ATEŞLEME EMNİYETİ CİHAZI TASARIMI VE DETAYLI ANALİZİ

Bu bölümde ikinci bölümde bahsedilen EFI tabanlı ateşleme emniyeti cihazının ana bölümlerinin tasarımı ve detaylı analizi yapılmıştır.

3.1 Topolojinin Belirlenmesi ve Tasarım Parametreleri

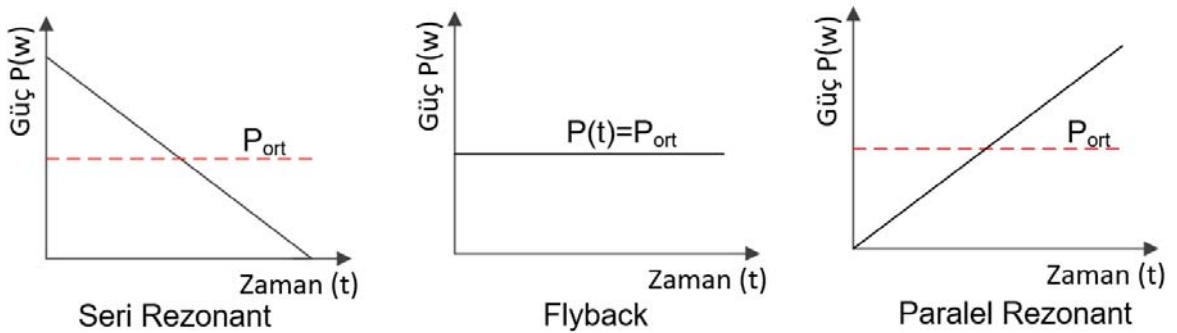
Kondansatör şarj cihazları hem ticari hem de askeri sektörlerdeki kilit uygulamalarda kullanılmaktadır. Kondansatör şarj cihazlarının ana amacı, aralıklı olarak darbeli güç sistemlerini çalıştırmaktır. Enerji depolama kondansatöründen darbeli yüke aktarıldıktan sonra, kondansatörün sistem tekrarlama oranını karşılamak için yeterince hızlı bir şekilde yeniden şarj edilmesi gerekir. Standart DA-DA dönüştürücülerden farklı olarak, kondansatör şarj cihazları çok çeşitli çıkış gerilimlerinde yüksek verim sağlamak zorundadır. Enerjiyi bir kondansatöre transfer etmek için tercih edilen yöntem, bir akım kaynağı olarak davranan bir şarj cihazı tasarlamaktır. Bu yöntem ile gerilim kaynağı şarj cihazının aksine mevcut ani akımları önlemek için sıkı akım geri bildirim gerektirmediğinden kontrolü kolaylaştıracaktır [14].

Tez çalışması kapsamında EFI başlatıcısının ateşlenebilmesi için gerekli enerji için ateşleme kondansatörünü şarj etmekte kullanılan 2500V DA çıkış gerilimine sahip bir DA-DA dönüştürücü tasarlanmıştır. Dönüştürücünün giriş gerilimi olarak füze elektroniğinden alınan 28V DA besleme gerilimi kullanılmıştır. Tasarım aşamasında gerilim dalgalanmaları dikkate alınarak tasarım parametrelerine belirli tolerans konulmuştur. Çıkış gerilimi ve kondansatörü standart bir EFI başlatıcısının ateşlenebilmesi için gerekli enerjinin sağlanabildiği kapasite ve gerilim seviyesine göre belirlenmiştir. Kullanılan ateşleme kondansatörü ve diğer bileşenler dikkate alındığında tasarlanan çeviricinin tasarım parametreleri Çizelge 3.1'de verilmiştir. Hedef şarj süresi, EFI başlatıcısının ateşlenebilmesi için gerekli enerjinin kondansatöre şarj edilmesi için belirlenen minimum süredir. Kondansatör şarj devresinin ortalama gücü hedef şarj süresi, çıkış gerilimi ve kondansatörü değerlerine göre belirlenmiştir.

Çizelge 3.1. Kondansatör şarj devresi tasarım parametreleri.

Özellik	Sembol	Min.	Tipik	Maks.	Birim
Anahtarlama Frekansı	f_{an}	23	72	162	kHz
DA Giriş Gerilimi	$V_{giriş}$	26	28	30	V
DA Çıkış Gerilimi	$V_{çıkış}$	2400	2500	2600	V
Çıkış Kondansatörü	$C_{çıkış}$	90	100	110	nF
Yükte Depolanan Enerji	E_{load}	0.281	0.312	0.343	J
Hedef Şarj Süresi	$T_{şarj}$	8	9	10	ms
Ortalama Çıkış Gücü	P_{ort}	-	34.72	-	J/s

Literatürde kondansatör şarjı için iki genel topoloji önerilmiştir. Bunlar flyback şarj cihazı [15] [16] ve rezonant şarj cihazlarıdır [14]. Sabit bir anahtarlama frekansında çalıştırılan flyback topolojisi, kondansatörü sabit güç ile besler. Sert anahtarlama söz konusu olduğundan, flyback topolojisi, düşük ve orta güç gereksinimlerini karşılar, ancak gelişmiş bastırma devreleri kullanılarak verimlilik artırılabilir [16]. Transformator parazitik kapasitansı, çıkış kondansatörü şarj edilmeden önce çıkış gerilimi seviyesine şarj edilmesi gerektiğinden, şarj hızı artan çıkış gerilimi ile bozulur. Kondansatör şarj cihazı için üç olası topoloji, aynı ortalama şarj gücü ile eşit çıkış ve giriş gerilimleri varsayılarak, Şekil 3.1'de niteliksel olarak karşılaştırılmıştır.



Şekil 3.1. Kondansatör şarj cihazı için üç olası topolojinin şarj profilleri [14].

Yüksek verim ve güç ihtiyacı olan şarj cihazları, yumuşak anahtarlama rezonans işleminin kullanımını teşvik eder. Literatürde en yaygın olan seri rezonant topolojisi, çıkış gerilimi yükseldikçe azalan ortalama yük akımı ile karakterize edilir. Bu yüzden gerekli ortalama çıkış gücünü (J/sn) ve verimliliği korumak için ilk şarj aşamasında daha yüksek çıkış akımının gerektirdiğini göstermektedir. Paralel rezonant topolojisine dayalı kondansatör şarj cihazında çıkış kondansatörüne aktarılan şarj gücünün Şekil 3.1'de gösterildiği gibi doğrusal olarak arttığı görülmektedir.

Seri rezonant topolojisinin sınırlandırılmış olduğu ve tasarlandığından daha yüksek bir gerilime şarj edilemeyeceği görülebilir. Ayrıca bu topolojide düşük gerilimlere şarj edilmesi gereken uygulamalarda, yüksek giriş akımları gerektirdiğinden verimlilik düşüktür. Bunun aksine, paralel rezonant topolojisi, geniş bir çıkış gerilimi aralığında verimli şarj etme yeteneğine sahiptir. Çıkış gerilimi azaldıkça şarj akımları azalır. Güç kaybı dışında üst gerilim sınırı yoktur [14].

Rezonant topolojilerinde rezonans kazancı ve transformatör sarım oranı çarpımı çıkış gerilimini belirler. Seri rezonant topolojisi, birin altında bir rezonans kazancına sahiptir ve bu nedenle yüksek çıkış gerilimi elde etmek, yalnızca transformatör sarım oranına bağlıdır. Düşük giriş gerilimine sahip uygulamalarda, yüksek transformatör oranından dolayı artan transformatör büyüklüğü ile sonuçlanır. Paralel rezonant topolojisi, birin üstünde rezonans kazancına sahiptir ve dolayısıyla transformatör boyutları daha küçüktür [14]. Tüm bu avantajlar kondansatör şarj uygulamalarında paralel rezonant topolojisinin öne çıkarır. Yüksek verim ve güçte şarj cihazı gerektiren uygulamalarda paralel rezonant it-çek topolojisi tercih edilir. Düşük giriş geriliminden beslenen yüksek güç şarj cihazları nispeten yüksek giriş akımına sahiptir. Seri ve seri-paralel rezonanslı topolojilerde bulunan seri kondansatörde ihtiyaç duyulan çok düşük ESR'den kaynaklı düşük giriş gerilim kaynağından çekilen yüksek akımları idare etmek zordur. Ancak, bu seri kondansatör manyetizasyon akımının sürüklenmesini engeller. Paralel rezonant topolojide bu seri kondansatör olmadığından dolayı manyetizasyon akımının sürüklenmesi kontrolü zorlaştırır ve transformatör doygunluğuna yol açabilir [14].

Flyback dönüştürücü topolojisi nispeten basit yapısı, daha az bileşen kullanılması, tekli ve çoklu çıkış uygulamalarında daha iyi performansa sahip olması nedeniyle kondansatör şarj uygulamalarında yaygın olarak kullanılmıştır. Ayrıca gerilim izolasyonu sağlar ve yumuşatma bobini gerektirmeyen çoklu izole çıkışlara izin verir. Kondansatör şarj süresinin daha kısa olması, hızlı şarj istenen uygulamalarda büyük avantaj sağlar. Herhangi bir hasara neden olmadan kısa devre yapılabilen ve kendiliğinden sınırlanan bir devre yapısına sahiptir. Ayrıca transformatör dönüş oranına bağlı olmayan geniş bir aralıkta ayarlanabilen bir çıkış gerilimi üretebilir. Bu avantajları dışında diğer dönüştürücüler ile karşılaştırıldığında maliyet ve hacim tasarrufu sağlar. Flyback dönüştürücü, düşük güç (<200 W) ve yüksek çıkış gerilimi istenen uygulamalar için uygun bir topolojidir.

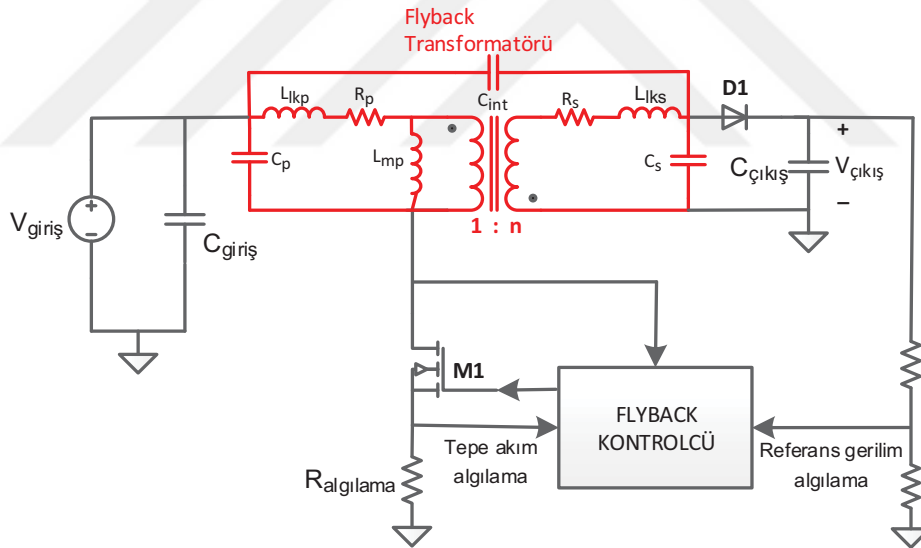
Dezavantajları ise, iyi bir verimlilik için kaçak indüktans düşük tutulmalı ve gelişmiş bastırma devreleri kullanılmalıdır. Ayrıca problemlili EMI sinyalleri üretebilen hızlı anahtarlama sahip ve geri bildirim döngüsü kullanılmadığında yük kaldırıldıktan sonra hasar görebilecek bir devre yapısına sahiptir. Bu yüzden flyback devre tasarımı yapılırken bu konulara çok dikkat edilmelidir.

Bu tez çalışmasında ateşleme kondansatörünün 2500V DA gerilimine şarj edilmesi sırasında birkaç tasarım kriteri vardır. Devrenin doğru çalışması ve verimliliği için şarj döngüsünün sağlam ve kapsamlı kontrolü şarttır. Ayrıca yüksek çıkış gerilimine sahip bir devrenin güvenliğini ve güvenilirliğini tartışırken başarılı kontrol önemlidir. Tasarım kontrol mekanizması tarafından doğru bir şekilde ele alınmazsa potansiyel olarak tehlikeli hale gelebilir. Ayrıca devrenin fiziksel boyutları da küçük olmalıdır, bu da onu neredeyse tüm uygulamalara, özellikle de fiziksel kısıtlamaları olanlara uygun hale getirecektir. Flyback dönüştürücü topolojisi, şarj cihazında istenen bu kriterlerinin çoğunu karşılar. Transformatör dönüş oranına ek olarak, flyback dönüştürücü güçlendirme yeteneği sayesinde daha düşük transformatör dönüş oranlarında verimli bir şekilde çıkışta istenen yüksek gerilim sağlanır. Flyback konfigürasyonu ayrıca elektriksel izolasyon ve kaynak tarafında azaltılmış strese izin verir. Ek olarak, yüksek gerilim kondansatör şarj uygulaması için flyback topolojisinin çok yüksek verimliliklere ulaştığı kanıtlanmıştır [17] [18].

Çizelge 3.1’de belirtilen EFI ateşleme emniyeti cihazı için gerekli kondansatör şarj devresi tasarım parametreleri düşünüldüğünde flyback ve paralel rezonant push pull topolojileri için karşılaştırma yapılabilir. Bu iki topolojinin avantajları ve dezavantajları uygulama isterleri doğrultusunda değerlendirildiğinde flyback dönüştürücü topolojisi seçilmiştir.

3.2 Flyback Dönüştürücü Şarj Kontrol

Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamalarında verimliliği optimize ederken ve güvenlik sorunlarını yönetirken uygun kontrol çok önemlidir. Tüm gerekli kontrol ve şarj sinyallerini tek bir entegre üzerinde tutabilen bir kontrolcü, maliyeti en aza indirmek ve boyutu azaltmak için çok önemlidir. Kondansatör şarj cihazının mevcut kontrol ünitesini değiştirmek, yeniden programlamak veya yeniden yapılandırmak zorunda kalmadan herhangi bir uygulamaya uyarlamak için sağlam ve esnek olmalıdır. Bu kapsamda kondansatör şarj devresi olarak tasarlanan flyback dönüştürücünün blok şeması Şekil 3.2 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Ateşleme kondansatörünü şarj eden flyback dönüştürücünün blok şeması.

Kontrolcü gereksinimlerini karşılamak için, Analog Device firmasının flyback kontrolcüsü kondansatör şarj kontrol cihazı olarak seçilmiştir. Entegrenin besleme gerilimi ateşleme emniyeti cihazının giriş gerilimine uymadığı için bu kontrol entegresi farklı bir kaynak tarafından beslenmiştir.

Şarj döngüsü başladıktan sonra kontrolcü, istenen çıkış gerilimine ulaşılan veya kullanıcı şarj pini üzerindeki gerilimi minimum devre dışı bırakma geriliminin altına

çekene kadar şarj işlemini sürdürecektir. Sistemi izlemek için, kontrolcü birkaç geçerli algılama pini kullanır. Kondansatör şarj edilirken kontrolcü, bir harici algılama direnci üzerinden gerilimi algılayarak sistemi tepe akımı algılama modunda çalıştırır. Anahtar açıkken, transformatörün birincil akımı bu algılama direncinden geçer. Kontrolcü algılama pini, bu dirençteki gerilimi ölçerek onu 78mV ile karşılaştıracaktır. Ölçülen gerilim bu karşılaştırma değerine eşit veya daha büyükse, kontrolcü anahtarı kapatır. Algılama direnci değeri ile birincil akımın tepe değeri kontrol edilir ve limitlenir. Bununla birlikte, gerilim seviyelerinin ne zaman karşılaştırıldığı ve anahtarın gerçekten kapalı olduğu zaman diliminde bir gecikme olması önemlidir. Transformatör akımının yükselme hızı çok büyük olursa, anahtar kapanmadan önce tepe akım değeri istenmeyen değerlere ulaşabilir. Bu nedenle, transformatörün birincil indüktans değeri uygun bir büyüklükte seçilmelidir [19]. Bu, transformatör tasarımında daha ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

Şarj döngüsü boyunca, kontrolcü dönüştürücüyü kesintili ve kesintisiz iletim modlarının sınır bölgesinde çalıştırır. Entegrenin DCM pini transformatörün birincil akımının sıfıra düştüğünü algılar ve ardından hedef gerilime ulaşılan kadar başka bir şarj döngüsünü başlatır. DCM çalışma modunun avantajı, transformatör içinde enerji depolanmadığından tasarımda daha küçük transformatörlere izin vermesidir. Böylece şarj cihazı önemli ölçüde küçültülebilir. Boyut sıkıntısı olan uygulamalarda bu çalışma modu ideal durumdur. Ayrıca DCM'de çalışırken, dönüştürücü birincil MOSFET'teki anahtarlama kayıplarını önemli ölçüde azaltan sıfır akımda anahtarlama yapmasına izin verir. DCM'de çalışmanın olumsuz sonuçları ise özellikle transformatör içinde artan akım dalgalanmaları ve tepe akımları oluşturmalarıdır. Optimum verimlilik için bu ani akım artışlarına karşı tasarım çalışmalarında önlem alınmalıdır.

Flyback dönüştürücü şarj kontrolcüsü birincil taraftaki anahtarın kapı sinyalini sürerek önemli bir görevi yerine getirir. Çıkış gerilimi arttıkça, kontrolcü kademeli olarak anahtarlama süresini kısaltmaya başlar. Böylece, çıkış gerilimi arttıkça anahtarlama frekansı önemli ölçüde artar. Hedef çıkış gerilime ulaşıldığında veya manüel kapatma gerçekleştiğinde anahtarlamaı durdurmaktadır.

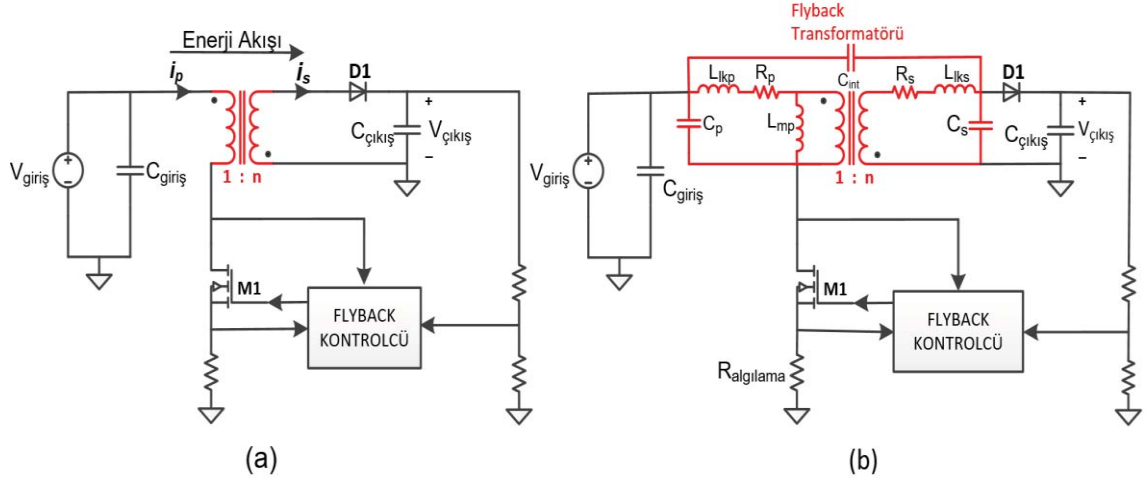
Flyback dönüştürücü kontrolcüsü ile bağlantılı olarak birkaç bileşenin seçimi, şarj işleminin kontrolünü ve sürecini etkiler. Bu önemli bileşenlerin değeri, şarj

cihazının eşik değerlerini veya parametrelerini ayarlayacaktır. Çıkış gerilimi algılama dirençlerinin değerleri, transformatör tasarımı ile birlikte hedef çıkış gerilimini ayarlamak için birlikte çalışırlar. Hedef çıkış gerilimi, hem transformatör dönüş oranının hem de çıkış gerilimi algılama direncinin bir kombinasyonu kullanılarak ayarlanır. Kontrolcü yongasındaki bir diğer algılama R_{YG} pini, transformatörün birincil tarafına yansıyan gerilimden çıkış gerilimini tespit eder. Bu algılama pini, hedef gerilimini belirlemek için kullanılır. Transformatörün dönüş oranı hem hedef çıkış gerilimi hem de şarj süresi üzerinde bir etkiye sahiptir.

Kontrolcünün sahip olduğu giriş gerilimi algılama pinleri ile giriş geriliminin seviyeleri kontrol edilerek istenmeyen giriş gerilimi seviyelerinde flyback dönüştürücünün anahtarlama kesilir. Aynı şekilde besleme gerilimi algılama pinleri ile entegrenin besleme güç girişi kontrol edilir ve istenmeyen gerilim seviyelerinde anahtarlama kesilir.

3.3 Flyback Dönüştürücü Çalışma Kipleri

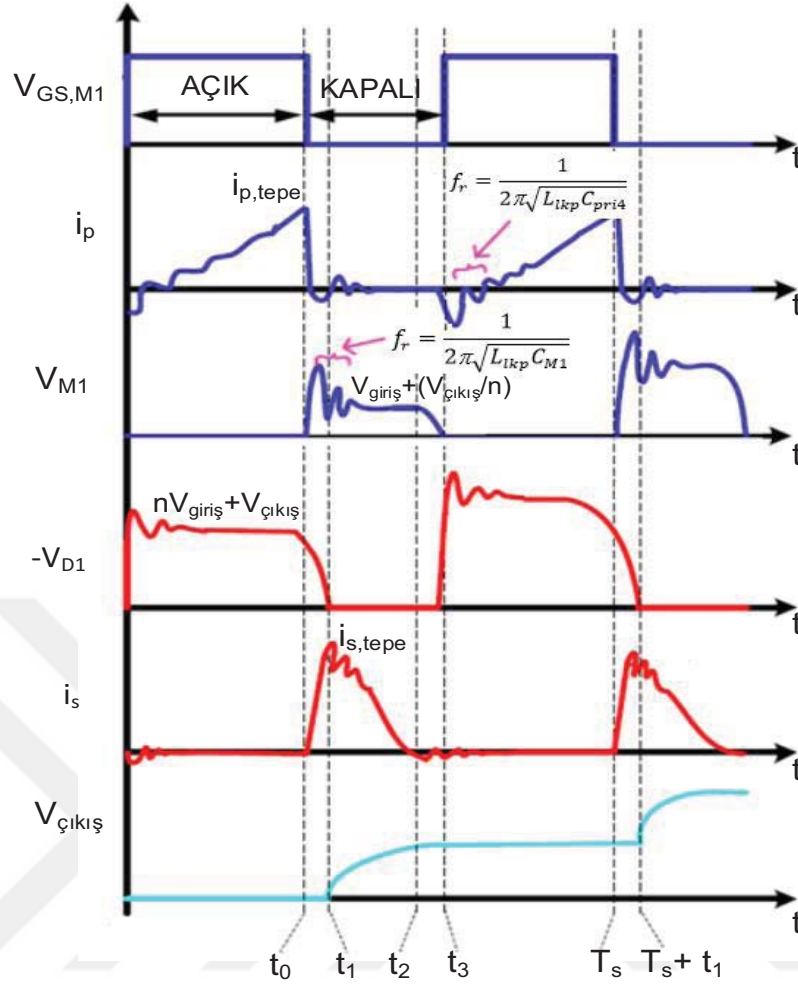
Şekil 3.3'te gösterildiği gibi standart bir flyback dönüştürücü güç kademesi birincil aşama, yüksek gerilim flyback transformatörü ve ikincil aşama olmak üzere üç bölüme ayrılabilir. Birincil aşama, bir DA gerilim kaynağından, giriş kondansatörü ($C_{giriş}$) ve anahtarlama MOSFET'inden (M_1) oluşur. 1:n dönüş oranlı flyback transformatörü, M_1 anahtarı açıldığında enerjiyi mıknatıslanma sargısında saklamak için bir hava boşluğu ile tasarlanmıştır. Şekil 3.3.b'de gösterilen transformatör modelinde L_{mp} , C_p , C_{int} , C_s , L_{lkp} , L_{lks} , R_p ve R_s sırasıyla birincil mıknatıslanma indüktansı, birincil öz kapasitansı, birbirine geçen kapasitans, ikincil öz kapasitansı, birincil ve ikincil kaçak indüktansları, birincil ve ikincil DA dirençleri temsil eder. İkincil aşama, yüksek gerilim doğrultucu diyotu (D_1) ve çıkış kondansatöründen ($C_{çıkış}$) oluşur.



Şekil 3.3. Yüksek gerilim kondansatör şarj flyback dönüştürücüsünün (a) devre yapısı (b) eşdeğer transformatör modeli ile gösterimi.

3.3.1 Şarj İşlemi Sırasında Flyback Dönüştürücü Analizi

Bu bölümde tezde kullanılan yüksek gerilim kondansatör şarj uygulaması için yumuşak anahtarlmalı bir flyback dönüştürücü analiz edilmiştir. Kapasitif yükü şarj ederken kullanılan flyback kontrolcüsü en yüksek akım kontrolü ile kesintili ve kesintisiz çalışma modlarının sınır bölgesinde (BCM) çalışır. Birincil taraftaki akım tepe akımına ulaştığında, M_1 MOSFET'i kapalı duruma getirilir. Şarj işlemi sırasında dönüştürücünün dalga formları, Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Genel olarak, transformatör düşük gerilim sarımının öz kapasitansı (C_p), yüksek gerilim sarımına kıyasla çok küçüktür ve bu nedenle ihmal edilebilir. Bir tam anahtarlama periyodu T_s , şarj modu sırasında dört aşamaya ayrılabilir. Bu aşamalar istenen çıkış gerilimine ulaşılan kadar sürekli tekrarlanır. İlk aşama, transformatörün birincil tarafta enerjiyi depolamayı bitirmesinden sonra veya MOSFET'in kapalı konuma getirildiğinde başlayacaktır [10].



Şekil 3.4. Flyback dönüştürücünün şarj modundayken dalga formları [10].

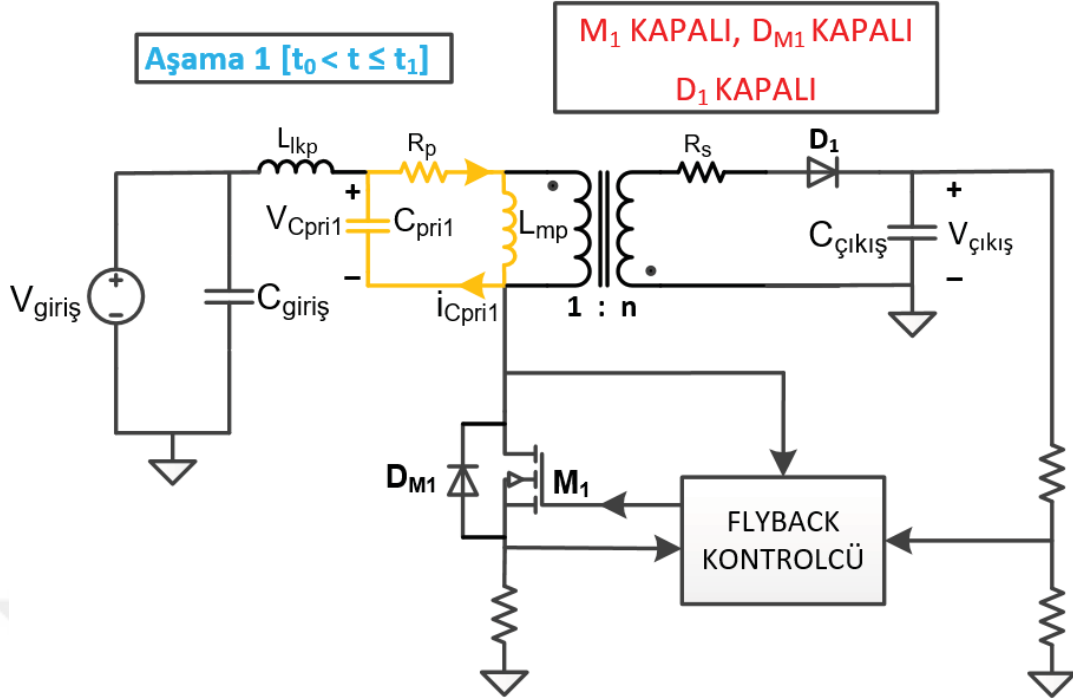
➤ **Aşama 1 [t₀ < t ≤ t₁]**

Bu aşamada M₁ MOSFET'i kapalı ve yüksek gerilim doğrultucu diyotu D₁ bloke durumdadır. Hem M₁ anahtarı hem de D₁ diyotu kapalı olduğunda birincil tarafın eşdeğer parazitik kapasitansı aşağıdaki gibidir [10].

$$C_{pri} = [C_{M1} + (C_s + C_{D1})n^2]; C_{pri} = C_{pri1} = C_{pri3} \quad (3.1)$$

Şekil 3.5'te görüldüğü gibi mıknatıslanma akımı i_p, eşdeğer parazitik kapasitansı rezonanslı bir şekilde şarj eder. Mıknatıslanma indüktansı L_{mp}'den geçen akım i_{C_{pri1}}(t) = -i_p(t) eşittir ve aşağıdaki formül ile gösterilir [10].

$$i_p(t) = -C_{pri1} e^{-\alpha_{0c}(t-t_0)} [(K_{0c}\beta_{0c} - V_{giris}\alpha_{0c}) \cos(\beta_{0c}(t - t_0)) - (K_{0c}\alpha_{0c} + V_{giris}\beta_{0c}) \sin(\beta_{0c}(t - t_0))] \quad (3.2)$$



Şekil 3.5. $t_0 - t_1$ zaman aralığındaki çalışma kipi.

Bu aşamada transformatör birincil sarımı üzerindeki gerilim aşağıdaki formüllerde gösterilir [10].

$$V_{C_{pri1}}(t) = e^{-\alpha_{0C}(t-t_0)} [V_{giris} \cos(\beta_{0C}(t-t_0)) + K_{0C} \sin(\beta_{0C}(t-t_0))]$$

$$V_{C_{pri1}}(t_0) = V_{giris}$$

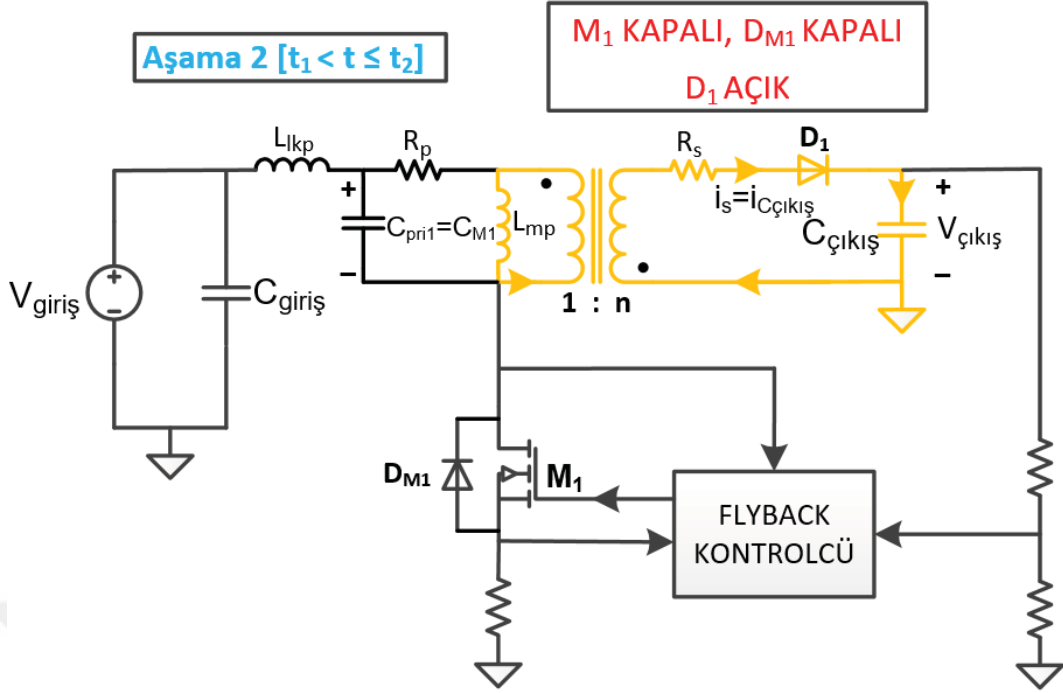
$$V_{C_{pri1}}(t_1) = \frac{-(V_{çikis}(t_0) + V_{D1d})}{n} \quad (3.3)$$

$$\alpha_{0C} = \frac{R_p}{2L_{mp}} ; \beta_{0C} = \sqrt{\left(\frac{1}{L_{mp}C_{pri1}} - \alpha_{0C}^2\right)} ; K_{0C} = \frac{1}{\beta_{0C}} \left(V_{giris} \alpha_{0C} - \frac{I_{p,tepe}}{C_{pri1}} \right)$$

$$i_p(t_0) = i_p(t_1) = i_{M1}(t_0) = I_{p,tepe} ; i_{M1}(t_0) = 0$$

➤ Aşama 2 [$t_1 < t \leq t_2$]

Bu aşama sırasında, transformatörün birincil sarımındaki gerilim, çıkıştan yansıyan $-(V_{çikis}(t_0) + V_{D1d})/n$ gerilimine kenetlenir. Şekil 3.6'da görüldüğü gibi ikincil taraftaki doğrultucu diyotu iletim moduna geçer. Miknatıslanma akımı ikincil tarafa akar ve L_{mp} 'de depolanan enerji çıkış kondansatörüne iletilir [10].



Şekil 3.6. $t_1 - t_2$ zaman aralığındaki çalışma kipi.

Birincil sızıntı akımı, ikincil akım, M_1 'in akaç gerilimi ve çıkış gerilimi aşağıdaki formüllerde gösterilir [10].

$$i_{l_{kp}}(t) = I_{p,tepe} e^{-\alpha_{2c}(t-t_1)} \left[\cos(\beta_{2c}(t-t_1)) - \frac{\alpha_{2c}}{\beta_{2c}} \sin(\beta_{2c}(t-t_1)) \right]$$

$$V_{M_1} = V_{giriş} + \frac{(V_{çıkış}(t_1) + V_{D1d})}{n} + \frac{I_{p,tepe}}{\beta_{2c} C_{M_1}} e^{-\alpha_{2c}(t-t_1)} \sin(\beta_{2c}(t-t_1))$$

$$i_s(t) = C_{çıkış} e^{-\alpha_{1c}(t-t_1)} \left[\left[(K_{1c} \beta_{1c} - (V_{çıkış}(t_1) + V_{D1d}) \alpha_{1c}) \cos(\beta_{1c}(t-t_1)) - (K_{1c} \alpha_{1c} + (V_{çıkış}(t_1) + V_{D1d}) \beta_{1c}) \sin(\beta_{1c}(t-t_1)) \right] + \frac{i_{l_{kp}}(t)}{n} \right] \quad (3.4)$$

$$V_{çıkış}(t) = e^{-\alpha_{1c}(t-t_1)} \left[(V_{çıkış}(t_1) + V_{D1d}) \cos(\beta_{1c}(t-t_1)) + K_{1c} \sin(\beta_{1c}(t-t_1)) \right] - V_{D1d}$$

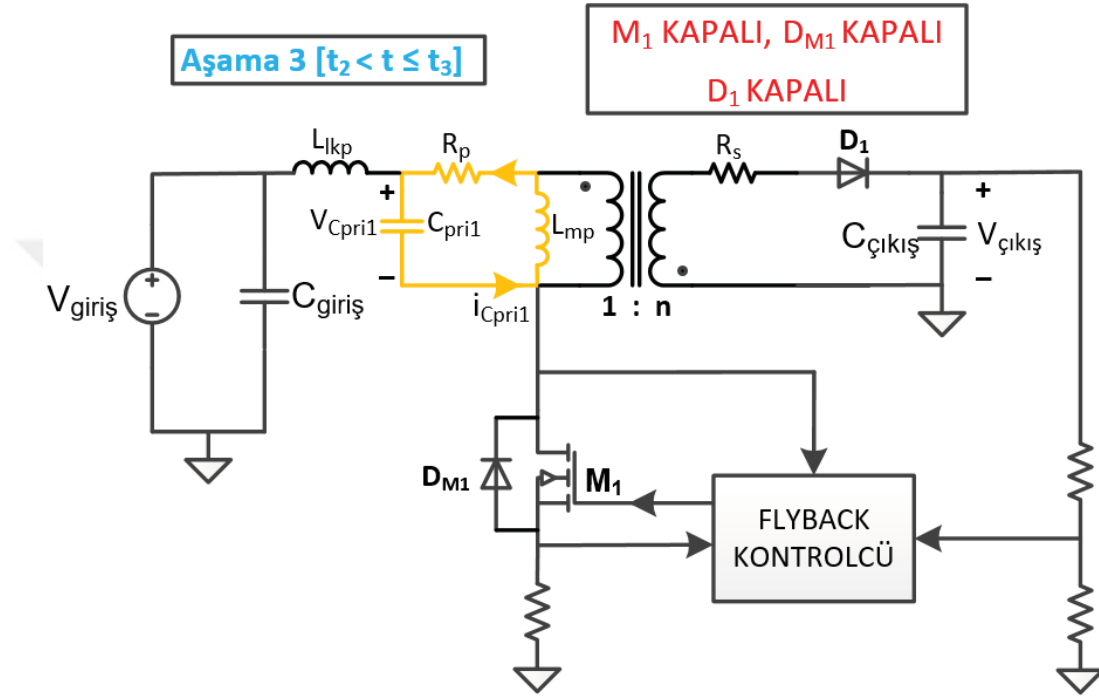
$$\alpha_{1c} = \frac{R_p + r_{D1}}{2(L_{ms} + L_{lks})}; \alpha_{2c} = \frac{R_p}{2L_{lkp}}; \beta_{1c} = \sqrt{\left(\frac{1}{(L_{ms} + L_{lks}) C_{çıkış}} - \alpha_{1c}^2 \right)}$$

$$\beta_{2c} = \sqrt{\left(\frac{1}{L_{lkp} C_{M_1}} - \alpha_{2c}^2 \right)}; K_{1c} = \frac{1}{\beta_{1c}} \left((V_{çıkış}(t_1) + V_{D1d}) \alpha_{1c} - \frac{I_{s,tepe}}{C_{çıkış}} \right)$$

Buradaki V_{D1d} ve r_{D1} , sırasıyla yüksek gerilim doğrultucu diyotu (D_1) iletimdeyken üzerindeki gerilim düşümü ve iletim direncidir. Bu aşama, transformatörün ikincil tarafındaki akım sıfır ampere düştüğünde sona erer.

➤ **Aşama 3 [$t_2 < t \leq t_3$]**

Bu aşama L_{mp} 'de depolanan enerjinin tamamen çıkış kondansatörüne aktarılmasından sonra başlar. Şekil 3.7'de görüldüğü gibi bu aşamada, M_1 'in çıkış kondansatörü M_1 üzerindeki gerilimi sıfır volta yaklaştırarak mıknatıslanma indüktansı ile rezonansa girer. Bu aşamada, yansıtılan eşdeğer kapasitans C_{pri3} , M_1 üzerinden deşarj olur ve üzerinden geçen akım $i_{C_{pri3}}(t) = -i_p(t)$ eşittir [10].



Şekil 3.7. $t_2 - t_3$ zaman aralığındaki çalışma kipi.

Birincil sargıdaki mıknatıslanma indüktansı üzerindeki akım ve gerilim:

$$i_p(t) = e^{-\alpha_{0C}(t-t_2)} \left(\frac{-(V_{\text{çıkış}}(t_2) + V_{D1d})}{n} \right) \left[\frac{1}{L_{mp}\beta_{0C}} \sin(\beta_{0C}(t-t_2)) \right]$$

$$V_{C_{pri3}}(t) = e^{-\alpha_{0C}(t-t_2)} \left(\frac{-(V_{\text{çıkış}}(t_2) + V_{D1d})}{n} \right) \left[\cos(\beta_{0C}(t-t_2)) + \frac{\alpha_{0C}}{\beta_{0C}} \sin(\beta_{0C}(t-t_2)) \right] \quad (3.5)$$

$$V_{C_{pri3}}(t_3) = V_{giriş}$$

M_1 MOSFET'i üzerindeki gerilim:

$$V_{M_1}(t) = V_{giriş} + V_{C_{pri3}}(t) ; V_{M_1}(t_3) = 0 \quad (3.6)$$

(3.5) ve (3.6)'yı çözerek ve (3.3)'deki α_{0C} ve β_{0C} kullanarak hesaplamalar yapılırsa:

$$\sin(\beta_{0C}(t_3 - t_2)) = G \frac{\beta_{0C}}{w_{0C}^2} \left[\alpha_{0C} + \sqrt{\frac{w_{0C}^2}{G^2} - \beta_{0C}^2} \right]; G = \frac{n \times V_{giriş}}{(V_{çıkış}(t_2) + V_{D1d}) e^{-\alpha_{0C}(t_3 - t_2)}} \quad (3.7)$$

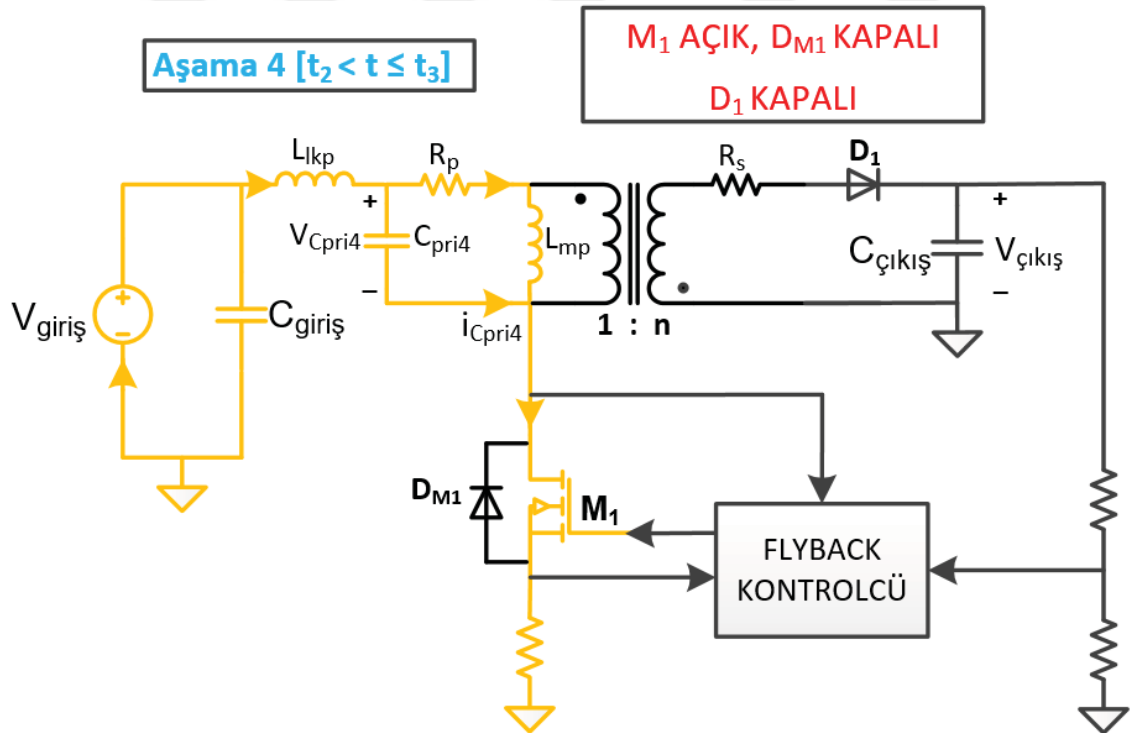
$$w_{0C} = \sqrt{\frac{1}{L_{mp} C_{pri3}}} \quad (3.7)$$

t_3 zamanında eşdeğer kapasitans C_{pri3} akımının tepe negatif genliği:

$$|i_{C_{pri3}}(t_3)| = \frac{V_{giriş}}{L_{mp}} \left[\frac{R_p C_{pri3}}{2} + \frac{1}{w_{0C}} \sqrt{G^2 - \frac{\beta_{0C}^2}{w_{0C}^2}} \right] \quad (3.8)$$

➤ Aşama 4 [$t_3 < t \leq T_s$]

Aşama 4, Şekil 3.8'de görüldüğü gibi M_1 MOSFET'inin flyback kontrolcüsü tarafından sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) koşulları altında açıldığında başlar. M_1 MOSFET'inden geçen akım, vücut diyodu boyunca negatif yönde kısa bir süre boyunca akar ve daha sonra M_1 'den akmaya devam eder [10].



Şekil 3.8. $t_3 - T_s$ zaman aralığındaki çalışma kipi.

Eşdeğer C_{pri4} parazitik kapasitansından, transformatörün birincil tarafından ve M_1 MOSFET'inden geçen akımlar:

$$\begin{aligned}
i_{C_{pri4}}(t) &= C_{pri4} e^{-\alpha_{3C}(t-t_3)} \left[\frac{i_{C_{pri4}}(t_3)}{C_{pri4}} \cos(\beta_{3C}(t-t_3)) \right. \\
&\quad \left. - \left(K_{3C} \alpha_{3C} + (V_{C_{pri}}(t_3) - V_{giriş}) \beta_{3C} \right) \sin(\beta_{3C}(t-t_3)) \right] \\
i_p(t) &= \left[\frac{V_{giriş}}{R_p + r_{dson}} + \left(i_p(t_3) - \frac{V_{giriş}}{R_p + r_{dson}} \right) e^{\frac{(R_p + r_{dson})(t-t_3)}{L_{mp} + L_{lkp}}} \right] - \frac{L_{lkp}}{L_{mp}} i_{C_{pri4}}(t) \\
i_{M_1}(t) &= i_p(t) + i_{C_{pri4}}(t)
\end{aligned} \tag{3.9}$$

$$\alpha_{3C} = \frac{r_{dson}}{2L_{lkp}}; \beta_{3C} = \sqrt{\left(\frac{1}{L_{lkp}C_{pri4}} - \alpha_{3C}^2 \right)}$$

$$K_{3C} = \frac{1}{\beta_{3C}} \left((V_{C_{pri3}}(t_3) - V_{giriş}) \alpha_{3C} - \frac{i_{C_{pri3}}(t_3)}{C_{pri4}} \right)$$

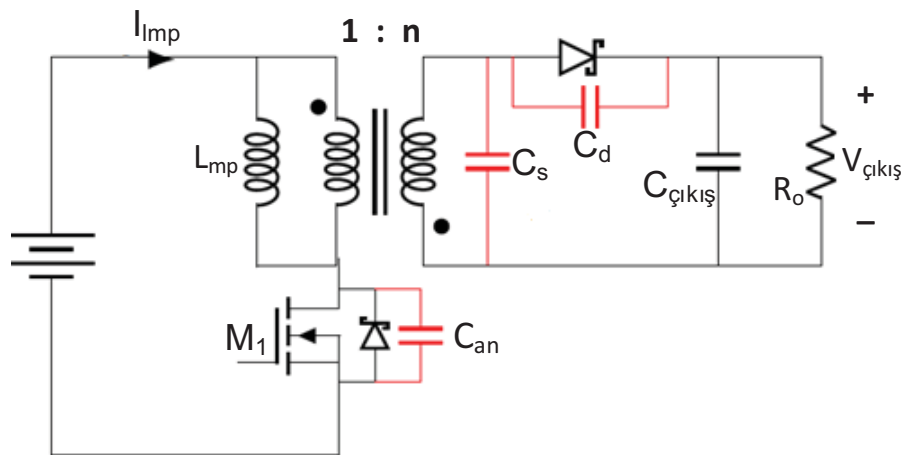
$$C_{pri4} = n^2 \cdot (C_s + C_{D_1})$$

3.3.2 Şarj İşlemi Tamamlandıktan Sonra Flyback Dönüştürücü Analizi

Çıkış kondansatörü şarj olduktan sonra çıkışta sadece düşük güç tüketimi yapan referans direnci mevcuttur. Yüksek çıkış gerilimine sahip düşük güç flyback dönüştürücülerin çalışmasını etkileyen baskın faktör parazitik kapasitanstır. Her anahtarlama döngüsünün sonunda kaynağa geri döndürülen devrenin parazitik kapasitanslarının şarj edilmesinde giriş enerjisinin önemli bir kısmı kullanılır. Dönüştürücüde dolaşan enerji, çıkış gücü ve parazitik kapasitansların bir fonksiyonudur. Parazitik kapasitanslar içeren bu enerji transferi fonksiyonu, her döngüde yüke ulaşan giriş enerjisinin parçasında azalma ile sonuçlanır. Böylece yüksek gerilim düşük yüklerde (YGDG) ideal flyback dönüştürücüye kıyasla dönüştürücü çalışma noktasında belirgin bir sapma ile sonuçlanır [24]. Parazitik kapasitansların dönüştürücünün anahtar gerilimi üzerindeki bu etkisi, sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) elde etmek için kullanılır ve iletim kaybı en aza indirilir.

Yüksek gerilim düşük güç kaynakları spektroskopi ve elektroforez için analitik araçlar, iyon kütle analizörleri, akıllı malzeme tabanlı aktüatörler gibi geniş bir uygulama spektrumunu kapsar. Bu tür aletler belirli enerji seviyesindeki iyonları taramak ve odaklamak için 1,5 - 3 kV aralığında gerilim gerektirir ve elektriksel olarak 20 - 50 M ohm direnç yükü olarak modellenmiştir [20]. Ateşleme emniyeti

cihazı için tasarlanan flyback dönüştürücüsü de çıkıştaki kondansatör şarj olduktan sonra benzer bir yapıya sahiptir. Dirençli yükleri besleyen yukarıdaki uygulamalar için YGDG flyback dönüştürücüsündeki transformatör daha büyük ikincil dönüşlere sahiptir ve bu nedenle transformatör sarımı öz kapasitansının artmasına neden olur. Parazitlerin varlığı, dönüştürücünün çalışmasında ideal flyback yapısı ile karşılaştırıldığında farklı bir davranış sergilemesine neden olur. YGDG uygulamalarına özgü bir flyback dönüştürücüsünde, istenen kararlı durum kazanımına ulaşmanın birincil gereksinimi, parazitik kapasitanslardır [21]. İdeal bir flyback dönüştürücünün tipik aralıklarından farklı olarak parazitik kapasitans ve mıknatıslanma indüktansı arasında önemli geçiş aralıklarıyla sonuçlanan bir enerji alışverişi gerçekleşir. Dönüştürücünün çalışması, yükün değişkenliğine bağlı olarak kesintili veya kesintisiz olarak kategorize edilir. YGDG uygulamalarına özgü flyback dönüştürücüler için kesintisiz iletim modu, daha yüksek gerilimli yarı iletkenler gerektirir ve verimsiz bir sert anahtarlama işlemi ile sonuçlanır. Yüksek tur oranlı transformatörün varlığı, birincil taraftaki MOSFET'in akaç ve kaynak arasında yüksek bir parazitik kapasitans oluşturur. Bu durum MOSFET'in açılmasından hemen sonra önemli miktarda enerji kaybına neden olur. Bu nedenle, dönüştürücünün anahtarlama kaybı, iletim kaybını domine eder. Bu modun çalışmasında, devrede bulunan parazitik kapasitans mıknatıslanma indüktansı ile rezonansa girer ve ideal bir flyback dönüştürücüsünün MOSFET ve diyot iletim aralığına ek olarak düşük frekanslı rezonans aralıkları ile sonuçlanır.



Şekil 3.9. YGDG flyback dönüştürücünün parazitik kapasitanslara sahip devre şeması [24].

YGDG flyback dönüştürücünün parazitik kapasitanslara sahip devre modeli, flyback transformatörü yüksek gerilim tarafının sarım öz kapasitansı (C_s), MOSFET kapasitansı (C_{an}), doğrultucu diyot kapasitansı (C_d) Şekil 3.9'da gösterilmektedir. Mıknatıslanma indüktansı (L_{mp}) ve eşdeğer parazitik kapasitans (C_{seff}) arasındaki sinüzoidal enerji değişimi, ideal bir flyback dönüştürücü tipik aralıklarından ayrı olarak ek rezonans aralıkları ile sonuçlanır. Flyback transformatörünün ikincil tarafında oluşan eşdeğer parazitik kapasitansı (C_{seff}) aşağıdaki denklemde belirtilmiştir.

$$C_{seff} = C_{an}/n^2 + C_w + C_d \quad (3.10)$$

$$w = \frac{1}{\sqrt{L_{ms}C_{seff}}}$$

Aşağıda YGDG flyback dönüştürücüsünün analitik modelini türetmede düşünülen varsayımlar verilmiştir.

1) YGDG uygulamalarında kaçak indüktans içinden akan akım düşüktür, dolayısıyla manyetik alanda (L_{lk}) depolanan enerji, elektrik alanda (C_{eff}) depolanan enerjiye kıyasla daha düşüktür [22] [23]. Bu nedenle, bir YGDG dönüştürücü çalışmasını etkileyen baskın parametre transformatör sarımından kaynaklı parazitik kapasitansdır, diğer transformatör parazitikleri ihmal edilir.

2) Anahtar ve diyot kapasitansları korunurken yarı iletken gerilim düşümleri ve iletim durumundaki dirençleri göz ardı edilir.

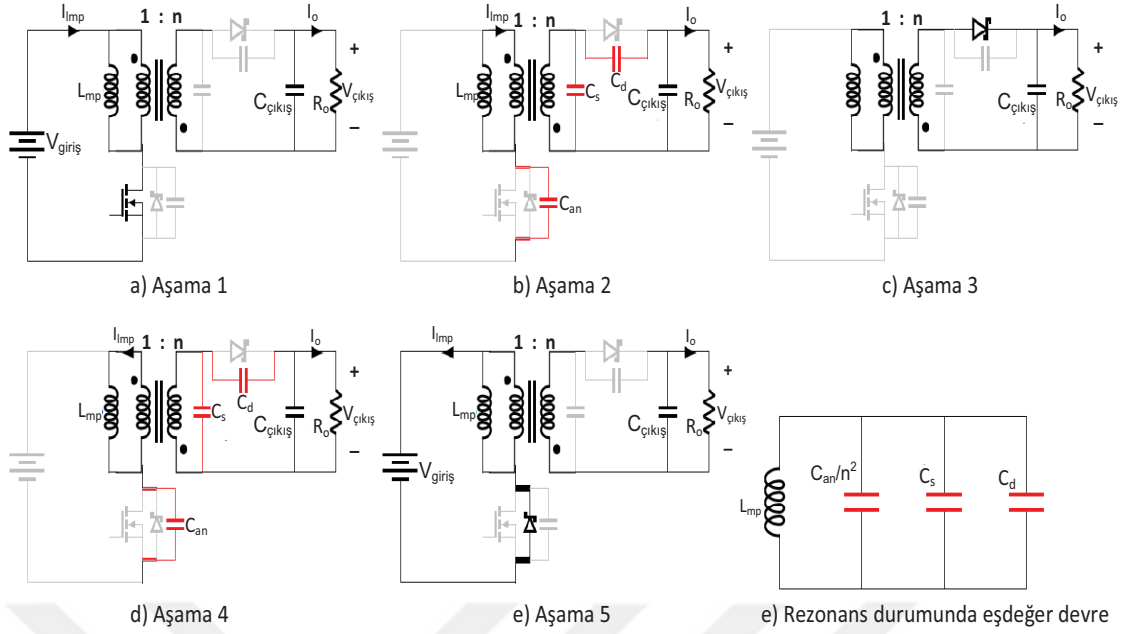
3) Çıkış kondansatörü, C_d ve $C_{çıkış}$ seri kombinasyonu ($C_{s,eş}$) yaklaşık olarak C_d 'ye eşit olmasını sağlayacak C_{an} ve $C_{çıkış}$ 'ın paralel kombinasyonu ($C_{p,eş}$) yaklaşık $C_{çıkış}$ olacak şekilde seçilir.

$$C_{s,eş} = \frac{C_d C_o}{C_d + C_{çıkış}} \approx C_d \quad (3.11)$$

$$C_{p,eş} = C_{çıkış} + C_{an} \approx C_{çıkış}$$

Bu, filtre kapasitansının ve yükün rezonans aralıklarını etkilememesini sağlar.

4) Dönüştürücüde çıkış geriliimi, giriş gerilimi ve transformatör dönüş oranının çarpımından büyük olmalıdır.



Şekil 3.10. İki döngü kontrol şeması dikkate alınarak YGDG flyback dönüştürücünün çeşitli zaman aralıklarında eşdeğer devresi [24].

YGDG flyback dönüştürücüsü iki ek rezonans aralığı ile birlikte tipik MOSFET ve flyback diyotu iletim aralığına sahiptir. Bu aşamaların eşdeğer devreleri Şekil 3.10'da gösterilmiştir. YGDG flyback dönüştürücünün temel dalga formları Şekil 3.11'de gösterilmiştir.

➤ **Aşama 1 ($t_0 - t_1$) MOSFET iletim aralığı (T_{on}):**

Başlangıç koşulları: $V_{lmp}(t_0) = V_{giris}$; $I_{lmp}(t_0) = I_{baş}$

MOSFET, sıfır gerilimde anahtarlama tekniği ile $t = t_0$ 'da açılır. Mıknatıslanma akımı I_{lmp} , $\frac{V_{giris}}{L_{mp}}$ tarafından verilen bir eğim ile doğrusal olarak yükselir.

Şekil 3.11'de görüldüğü gibi negatif bir başlangıç akımı ($I_{baş}$) bulunmaktadır. Bu durum, ideal flyback dönüştürücüsünün aksine MOSFET'in T_{on} zamanından ekstra bir süre daha açık olmasından kaynaklanır [24]. Bu aşamanın sonunda kontrolcü $I_{lmp} = I_{tepe}$ 'i tespit eder ve MOSFET'i kapatır. I_0 çıkış yükü akımıdır.

$$\text{Zaman aralığı: } t_0 - t_1 ; T_{on} = \frac{L_{mp} I_{tepe}}{V_{giris}} + \frac{V_{cikis}}{n V_{giris}} \frac{\sin(\omega T_{res2})}{\omega} - T_Z$$

Mıknatıslanma indüktansı üzerindeki gerilim: $V_{lmp}(t) = V_{giris}$

Mıknatıslanma indüktansı üzerinden geçen akım: $I_{lmp}(t) = I_{baş} + \frac{V_{giris}}{L_{mp}} t$

Çıkış kondansatörü üzerinden geçen akım: $I_c(t) = -I_0$

➤ **Aşama 2 ($t_1 - t_2$) ilk rezonans aralığı (T_{res1}):**

Başlangıç koşulları: $V_{lmp}(t_1) = V_{giriş}$; $I_{lmp}(t_1) = I_{tepe}$

Bu aşama sırasında, birinci aralıkta flyback transformatöründe depolanan mıknatıslanma enerjisinin bir kısmı eşdeğer parazitik kapasitansın $-nV_{in}$ 'den $V_{çıkış}$ 'a şarj edilmesinde kullanılır. Bu, parazitik dolaşım enerjisinin bir kısmını oluşturur ve diyot iletimi sırasında yük için mevcut olan enerjiyi azaltır. Küçük bir mıknatıslanma akımı $i_c(t)$, diyot kapasitansından akar ve çıkış kondansatörünü yükler [24].

Zaman aralığı: $t_1 - t_2$; $T_{res1} = \frac{1}{w} \left(\cos^{-1} \left(\frac{-V_{çıkış}}{nV_{giriş}} \cos \phi \right) - \phi \right)$

Mıknatıslanma indüktansı üzerindeki gerilim: $V_{lmp}(t) = V_{max} \cos(w(t - t_1) + \phi)$

$$V_{max} = I_{max} Z_c \quad ; \quad Z_c = wL_{mp}$$

Mıknatıslanma indüktansı üzerinden geçen akım: $I_{lmp}(t) = I_{max} \sin(w(t - t_1) + \phi)$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{I_{tepe} Z_c}{V_{giriş}} \right)$$

Çıkış kondansatöründen geçen akım: $I_c(t) = I_{max} \frac{C_d}{nC_{seff}} \sin(w(t - t_1) + \phi) - I_0$

➤ **Aşama 3 ($t_2 - t_3$) diyot iletim aralığı (T_d):**

Başlangıç koşulları: $V_{lmp}(t_2) = \frac{-V_{çıkış}}{n}$; $I_{lmp}(t_2) = \frac{I_{lmpTres1}}{n}$

Parazitik kapasitans üzerindeki gerilim V_o 'a limitlenir. Bu mod, ideal bir flyback dönüştürücüsündeki boşaltma moduna benzer, ancak mod için başlangıç akımı

$\frac{I_{lmp}}{n}$ yerine $\frac{I_{max} \sin(wT_{res1} + \phi)}{n}$ dir [24].

Zaman aralığı: $t_2 - t_3$; $T_d = \sqrt{\frac{2L_{ms}}{RF_s}}$

Mıknatıslanma indüktansı üzerindeki gerilim: $V_{lmp}(t) = \frac{-V_{çıkış}}{n}$

Mıknatıslanma indüktansı üzerinden geçen akım: $I_{lmp}(t) = \frac{I_{lmpTres1}}{n} \frac{(T_d - 1)}{T_d}$

Çıkış kondansatörü üzerinden geçen akım: $I_c(t) = \frac{I_{lmpTres1}}{n} \frac{(T_d - 1)}{T_d} - I_0$

➤ **Aşama 4 ($t_3 - t_4$) ikinci rezonans aralığı (T_{res2}):**

Başlangıç koşulları: $V_{lmp}(t_3) = \frac{-V_{çıkış}}{n}$; $I_{lmp}(t_3) = 0$

Parazitik kapasitans üzerindeki gerilim V_o 'dan $-nV_{giriş}$ 'e düşer. Böylece dolaşımdaki enerji mıknatıslanma indüktansına aktarılır. Dördüncü aralığının sonunda, mıknatıslanma indüktansı üzerindeki gerilim $V_{giriş}$ 'e limitlenir ve MOSFET'in vücut diyotu iletme geçer [24].

Zaman aralığı: $t_3 - t_4$; $T_{res2} = \frac{1}{\omega} \left(\pi - \cos^{-1} \left(\frac{-V_{çıkış}}{nV_{giriş}} \right) \right)$

Mıknatıslanma indüktansı üzerindeki gerilim: $V_{lmp}(t) = \frac{-V_{çıkış} \cos(\omega(t-t_3))}{n}$

Mıknatıslanma indüktansı üzerinden geçen akım: $I_{lmp}(t) = \frac{-V_{çıkış} \sin(\omega(t-t_3))}{n\omega L_{mp}}$

Çıkış kondansatörü üzerinden geçen akım: $I_c(t) = \frac{-V_{çıkış} C_d}{n^2 Z_c C_{seff}} \sin(\omega(t-t_3)) - I_0$

➤ **Aşama 5 ($t_4 - t_5$) gövde diyot iletim aralığı (T_z):**

Başlangıç koşulları: $V_{lmp}(t_4) = V_{giriş}$; $I_{lmp}(t_4) = 0$

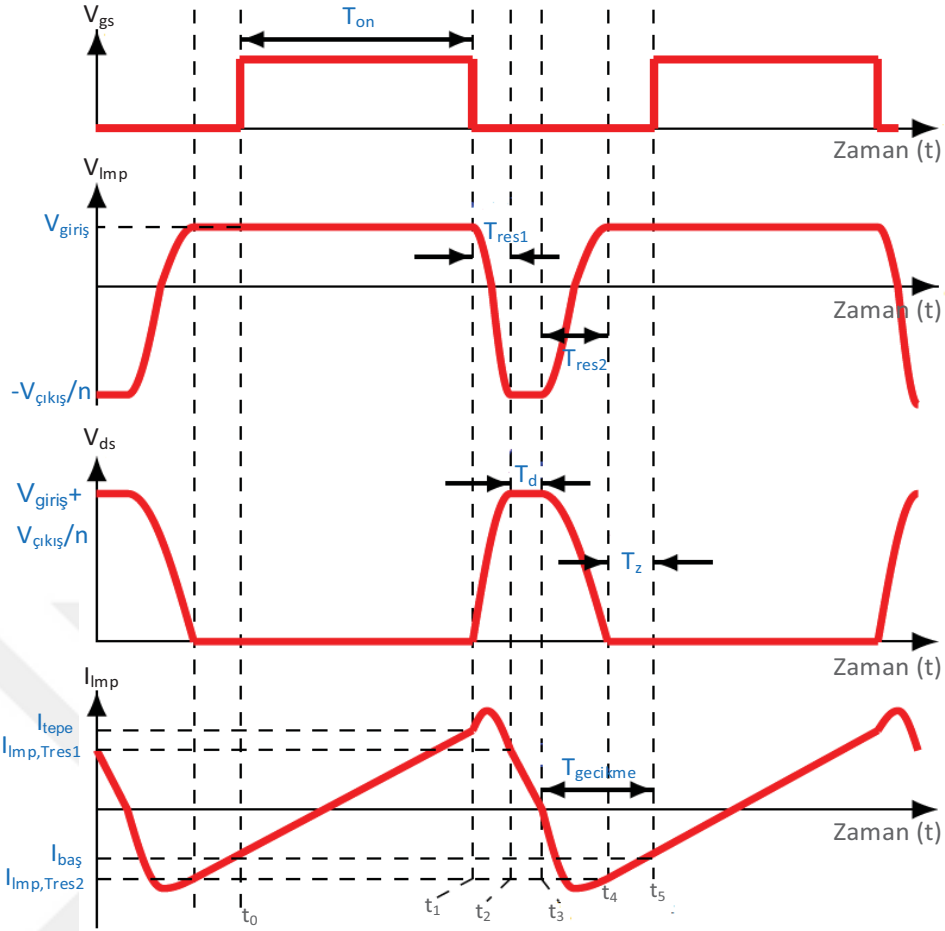
Bu aralık boyunca, mıknatıslanma indüktansında depolanan dolaşımdaki enerji, vücut diyot iletimi ile kaynağa iletilir. Diyot iletim aralığındaki sabit programlanmış bir $T_{gecikme}$ süresi, bir anahtarlama döngüsünün sonunu işaretler. Sonraki döngü için MOSFET'in açılma anında sıfır gerilimde anahtarlamasını sağlar [24].

Zaman aralığı: $t_4 - t_5$; $T_z = \cos^{-1} \left(\frac{nV_{giriş}}{V_o} \right)$

Mıknatıslanma indüktansı üzerindeki gerilim: $V_{lmp}(t) = V_{giriş}$

Mıknatıslanma indüktansı üzerinden geçen akım: $I_{lmp}(t) = I_{lmpTres2} + \frac{V_{giriş}(t-t_4)}{L_{mp}}$

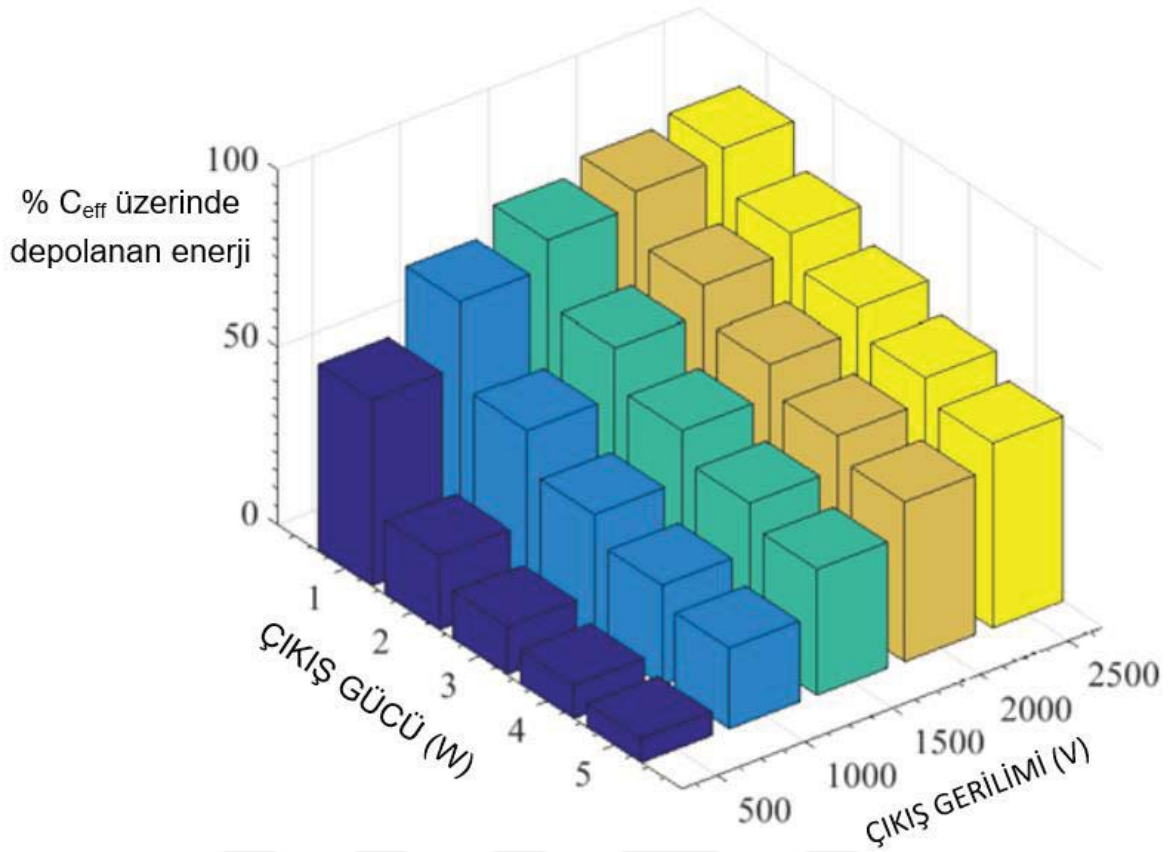
Çıkış kondansatörü üzerinden geçen akım: $I_c(t) = -I_0$



Şekil 3.11. İki döngü kontrol şemasında parazitik kapasitansların etkisi dikkate alınarak YGDG flyback dönüştürücünün temel dalga formları [24].

Açılma anında mıknatıslanma indüktansı tarafından, çıkış yükünden (R_o) bağımsız olarak çıkış gerilimi ve parazitik kapasitansın bir fonksiyonu olan sıfır olmayan bir başlangıç akımı taşınır. Gözlenen bu ilk akım, dolaşımdaki enerjinin bir özelliğidir. Rezonans aralıklarında parazitik kapasitansın yüklenmesinde kullanılır ve vücut diyot iletimi yoluyla kaynağa geri döner. Bu nedenle, ideal flyback dönüştürücüye kıyasla aynı tepe akımına ulaşmak için artan bir T_{on} gereklidir. Başka bir deyişle, ideal model tarafından öngörülen sürenin dikkate alınması, kaynaktan alınan düşük giriş enerjisiyle sonuçlanır. Bu yüzden T_{on} kontrolü ile çalıştırılan YGDG flyback dönüştürücülerde çıkış geriliminin azalması gözlemlenir.

Şekil 3.12'de çıkış gerilimi ve çıkış gücünün bir fonksiyonu olarak C_{eff} 'te depolanan enerjinin yüzdesi görülür. Giriş enerjisinin bir kısmı, çıkış gerilimi arttıkça ve çıkış gücü azaldıkça parazitlerin şarj edilmesinde kullanılır. Bu, YGDG uygulamasında parazitik kapasitansların baskın etkisini teyit eder [24].



Şekil 3.12. Net parazitik kapasitansta depolanan enerjinin, çıkış geriliminin ve çıkış gücünün bir fonksiyonu olarak toplam enerjiye yüzdesi [24].

Yukarıda çalışma aralıklarında belirtilen yönetim denklemleri kararlı duruma getirilir ve birincil mıknatıslanma indüktansı boyunca volt-saniye yöntemi uygulanırsa,

$$V_{giriş}T_{on} + V_{max} \frac{\sin(\omega T_{res1} + \phi)}{\omega} - V_{max} \frac{\sin \phi}{\omega} - \frac{V_{çıkış}}{n} T_d - \frac{V_{çıkış} \sin(\omega T_{res2})}{\omega n} = 0$$

$$V_{çıkış} = n \frac{V_{giriş}T_{on} + V_{giriş}T_z + V_{max} \frac{\sin(\omega T_{res1} + \phi)}{\omega} - V_{max} \frac{\sin \phi}{\omega}}{T_d + \frac{\sin(\omega T_{res2})}{\omega}} \quad (3.12)$$

$$\frac{V_{çıkış}}{V_{giriş}} = n \frac{D + D_z + \frac{\sin(2\pi K D_{res1} + \phi)}{2\pi K \cos \phi} - \frac{\tan \phi}{2\pi K}}{D_2 + \frac{\sin(2\pi K D_{res2})}{2\pi K}}$$

$$D = \frac{T_d}{T_s}; D_z = \frac{T_z}{T_s}; D_{res1} = \frac{T_{res1}}{T_s}; D_{res2} = \frac{T_{res2}}{T_s}; D_2 = \frac{T_d}{T_s}; K = \frac{\omega}{\omega_s}$$

$T_{on} - T_z$ zaman aralıkları, çalışma aralıklarında belirtilen mod denklemlerinde akım ve gerilim başlangıç ve son değerleri kullanılarak hesaplanır. T_{on} ve T_z için verilen ifadeler L_{mp} , R , ω , V_{in} , F_s , V_o gibi devre parametreleri cinsindedir.

3.4 Flyback Dönüştürücü Devre Parametrelerinin Hesaplanması

Bu kısımda, tasarım parametrelerine uygun kondansatör şarj uygulaması için flyback dönüştürücünün devre tasarımı ele alınmıştır.

3.4.1 Transformator Dönüş Oranının Belirlenmesi

Transformator dönüş oranı (n), giriş ve çıkış gerilimlerine göre seçilir. Düşük değerli dönüş oranları daha hızlı şarj sürelerini ve yüksek çıkış gücünü etkilemektedir. Fakat dönüş oranını büyük ölçüde düşürmek, MOSFET'in akacı üzerine düşen gerilimi ve doğrultucu diyotu üzerinden geçen akımı artıracığından çok küçük seçilmemelidir. Tam tersi şekilde dönüş oranı değerinin çok büyük seçilmesi de ikincil taraftaki kapasitif etkilerinin birinci tarafa yansımalarını artıracaktır. İkincil taraftaki kapasitans değeri birincil tarafa n^2 katı şeklinde yansımaktadır.

Ateşleme kondansatörü şarj tasarımı için gerekli tasarım parametreleri düşünüldüğünde optimum transformator dönüş oranı 25 olarak belirlenmiştir. Bu dönüş oranı hedeflenen gücü ve şarj süresini karşılamaktadır. Aynı zamanda birincil tarafa yansıyan parazitik kapasitans etkisini de sınırlandırmıştır.

3.4.2 Transformator Birincil Tepe Akımı Seçimi

Transformator birincil tepe akımı, kondansatör şarj süresini ve dönüştürücünün güç yoğunluğunu belirleyen en büyük faktörlerden biridir. Yüksek tepe akımı seçildiğinde dönüştürücünün kaynaktan daha fazla güç çekmesi sağlanarak şarj süresinde azalma yakalanır. Fakat tepe akımı çok yüksek seçildiğinde transformator nüve kayıplarını artıracaktır. Bu kayıplar verimlilik açısından, ilave güce sahip olma avantajından daha ağır basacaktır [9].

Flyback kontrolcü kondansatör şarj etme modunda çalıştırıldığında, gerekli kondansatör şarj süresi ve tasarım parametrelerine göre tepe akımı aşağıdaki formüle göre seçilir.

$$I_{tepe} = \frac{(2 \times n \times V_{giris} + V_{cikis}) \times C_{cikis} \times V_{cikis}}{\eta \times V_{giris} \times (t_{sarj} - t_d)} \quad (3.13)$$

Dönüştürücü verimliliği, çıkış gerilimi aralığına göre değişir ve I_{tepe} denklemi tüm şarj süresi boyunca ortalama verimliliğe dayanmaktadır. Ayrıca verimlilik, denklemde yer alan şarj süresini etkileyen en baskın faktördür. Transformator

sarım ve nüve kayıpları, kaçak indüktans ve MOSFET iletim direnci verimliliği etkileyen başlıca faktörlerdir. Kondansatör şarj uygulamalarında flyback dönüştürücü %80'nin üzerinde genel verimliliğe sahiptir.

Toplam yayılma gecikmesi (t_d) şarj süresini etkileyen en baskın ikinci faktördür ve MOSFET'in kapı açma-kapama gecikmeleri ve ikincil sarım kapasitansı ile bağlantılıdır. Toplam yayılma gecikmesini azaltmak için iki etkili yöntem vardır. İlk olarak, dönüştürücünün ikincil tarafındaki toplam parazitik kapasitansının, özellikle de diyot kapasitansının azaltılmasıdır. İkincisi, minimum toplam kapı-kaynak yüküne sahip MOSFET seçmektir.

Çizelge 3.1'de belirtilen tasarım parametrelerinde dönüş oranı 25, verimlilik 0.8 seçildiğinde yaklaşık 1 ms'lik bir toplam yayılma gecikme süresi için, yaklaşık birincil tepe akımı 5.43 A'dir.

$$I_{tepe} = \frac{(2 \times 25 \times 28 + 2500) \times 100 \times 10^{-9} \times 2500}{0.8 \times 28 \times (9 - 1) \times 10^{-3}} = 5.44 \text{ A} \quad (3.14)$$

Kontrolcünün algılama pini üzerinden kontrolü sağlanan tepe akım limitlemesi için yirmi miliohmlik bir algılama direnci değeri kullanılarak 5.3 A olarak ayarlanmıştır.

3.4.3 Flyback Dönüştürücü Anahtarlama MOSFET'i Seçimi

Kullanılacak MOSFET seçilirken dikkat edilmesi gereken en önemli MOSFET parametreleri, MOSFET'in iletim direnci $R_{DS,MOSFET}$ ve toplam kapı-kaynak yük miktarıdır. Verimliliğin yüksek olması için akım sınırını ve gerilim dayanım gereksinimlerini karşılayan minimum iletim direnci ve toplam kapı-kaynak yük miktarı olan MOSFET güç anahtarı seçilmelidir. Ayrıca MOSFET'in kapı-kaynak gerilimi her şarj döngüsü sırasında (flyback kontrolcü besleme gerilimi - 2)V DA seviyesinde olacaktır. Bu değer, MOSFET'in maksimum kapı-kaynak gerilimini geçmediğinden emin olunmalıdır. MOSFET'ten geçecek ortalama akım değeri I_{ORT} , aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir. Belirlenen akım değerine yaklaşık %20'lik bir güvenlik payı bırakılması gerekmektedir.

$$I_{ORT} = \frac{I_{tepe} \times V_{çıkış(tepe)}}{2 \times (V_{çıkış(tepe)} + n \times V_{giriş})} = \frac{5.3 \times 2600}{2 \times (2600 + 25 \times 28)} = 2.09 \text{ A} \quad (3.15)$$

MOSFET akıç-kaynak gerilim değeri V_{DS} , aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir.

$$V_{DS} = V_{giriş} + \frac{V_{çıkış}}{n} = 28 + \frac{2500}{25} = 128 V \quad (3.16)$$

MOSFET'in gerilim değeri seçilirken dikkat edilmesi gereken bir diğer husus, birincil taraf kaçak indüktansının anahtarlama esnasında oluşturacağı gerilim artışıdır. MOSFET seçimi yapılırken bu durum göz önüne alınmalıdır. MOSFET'in iletim durumundaki direncinden kaynaklanan iletim kaybı aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir.

$$P_{kayıp} = R_{DS,MOSFET} \times I_{ORT}^2 \quad (3.17)$$

Bu denklemden anlaşılacağı üzere, iletim direnci düşük olan bir MOSFET seçilmelidir. MOSFET'lerin iletim direnci dşke, MOSFET'i iletim durumuna geğirmek için gerekli olan toplam kapı-kaynak yk miktarı artar. Yüksek kapı-kaynak yk miktarı özellikle kondansatör şarj işlemi tamamlandıktan sonra anahtarlama frekansının artmasından kaynaklı olarak düşük çıkış akımının çekildiği durumda toplam güç kaybının önemli bir kısmını oluşturur. Bu bilgiler işığında, MOSFET üreticilerinin ürünleri incelendiğinde IXYS Corporation reticisinin HiPerFET™ serisi MOSFET'lerin uygun olduğu görülmüştür. Seçilen MOSFET'in maksimum anma gerilim değeri 300V ve maksimum anma akımı değeri 30 A'dir.

3.4.4 Flyback Dönüştürücü Doğrultma Diyotu Seçimi

ıkış doğrultma diyotu öncelikli olarak transformatörün ikincil tarafındaki yüksek gerilime dayanacak şekilde seçilmelidir. İkincil taraftaki akım miktarı düşük olduğu için diyot seğerken sorun yaratmayacaktır. Transformatördeki enerji ikincil tarafa geğerken gerilim küçük bir zaman periyodu boyunca birkaç yüz volt kadar büyük adımlarla yükselecektir. Bu nedenle, bu uygulamada doğrultma diyotunun sadece yüksek gerilime dayanmakla kalmayıp gerilimde hızlı dalgalanmalara dayanabilmesi önemlidir [9]. Ayrıca genel şarj verimliliğini etkilediği için ters geri kazanım süresi (trr), ters kaçak akımı ve bağlantı kapasitansı dikkate alınmalıdır. Çok yüksek diyot ters geri kazanım süresi ve diyot kaçak akımı, çıkış kondansatörünün kayda değer şekilde boşaltılmasına neden olarak şarj süresini arttırır. şarj süresi ve verimlilik açısından 100 ns'den daha az bir geri kazanım süresi olan ve minimum ters kaçak akımına sahip bir diyot seçilmelidir. Ayrıca

diyot bağlantı kapasitansı birincil tarafa geri yansır ve MOSFET üzerinde diyot iletimi sırasında enerji kaybına sebep olur. Bu yüzden minimum bağlantı kapasitansına sahip bir diyot seçilmelidir.

Çıkış doğrultma diyotu üzerine düşen maksimum tekrarlamalı ters gerilimi (V_{RRM}) ve üzerinden geçen ortalama akım ($I_{F(ort)}$) aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir. Diyotların iki önemli parametresi olan ortalama diyot akımı ile üzerine düşen gerilim ters orantılıdır.

$$V_{RRM} = V_{çıkış} + n \times V_{giriş} = 2500 + 25 \times 28 = 3200 \text{ V}$$

$$I_{F(ort)} = \frac{I_{tepe}}{2 \times n} = \frac{5.2}{2 \times 25} = 0.104 \text{ A} \quad (3.18)$$

Bu bilgiler ışığında, diyot üreticilerinin ürünleri incelendiğinde tekrarlamalı ters gerilim değeri 2000 V, ortalama iletim akımı değeri 300 mA olan bir diyot seçilmiştir. Ayrıca diyotun ters geri kazanım süresi 60 ns, ters kaçak akımı 100 µA ve bağlantı kapasitansı 10 pF'dır. Transformatör kaçak indüktansının anahtarlama esnasında oluşturacağı gerilim artışı ve güvenlik payı düşünüldüğünde bu diyottan dört adet seri bağlanarak kullanılması uygun bulunmuştur. Ayrıca bu durum çıkış doğrultma diyotunun bağlantı kapasitansını dörtte birine düşürür.

3.4.5 Flyback Dönüştürücü Çıkış Kondansatörü Seçimi

EFI başlatıcısının ateşlenebilmesi için gerekli enerjinin depolandığı ateşleme kondansatörünün kapasitans değeri, EFI üreticisinin belirttiği veri dökümanı parametrelerine göre seçilmelidir. Ateşleme emniyeti cihazının mühimmattaki görevi ve zorlu çalışma ortamları düşünüldüğünde ateşleme kondansatörü seçiminde güvenilirlik, yüksek gerilim ve sıcaklık performansı konularında dikkat edilmelidir.

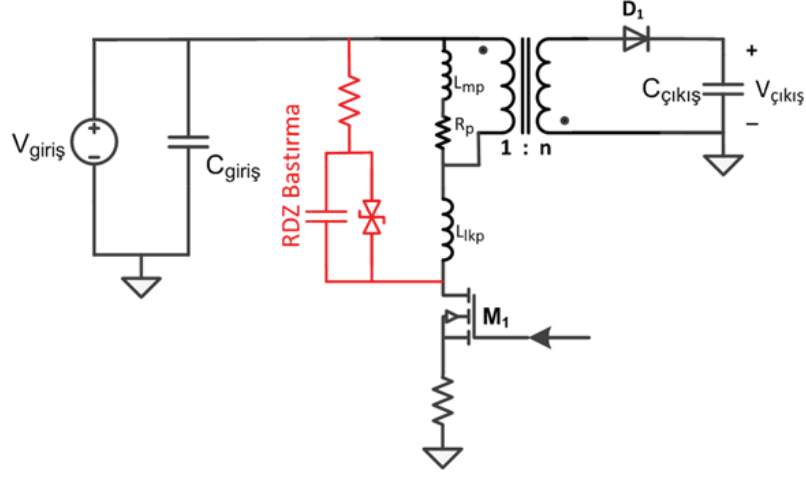
Kondansatör gerilim dayanım seviyesi, çıkış gerilimi değerine belirli bir güvenlik payı konularak seçilir. Kondansatör üreticilerinin ürünleri incelendiğinde yüksek gerilim seviyesine dayanabilen ve minimum boyutta istenen güvenilirlik isterlerini karşılayabilen iki kondansatör tipi bulunmuştur. Bunlardan birincisi yüksek hassasiyet, güvenilirlik ve stabilite sunan mika kondansatörlerdir. Yüksek frekanslarda kullanıma uygundur ve düşük kayıplara sahiptir. Ayrıca zaman içinde kapasite değerleri fazla değişmez. Mika kondansatörlerde dayanım gerilimi

daha düşük serisi seçildiğinde hacmi çok fazla değişmemektedir. Bu yüzden EFL başlatıcısının ateşlenebilmesi için gerekli gerilim olan 2500 VDA düşünüldüğünde en optimum hacime sahiptir. Ateşleme kondansatörü isterleri düşünüldüğünde diğer uygun seçenek seramik kondansatörlerdir. Mika kondansatörlere göre farklı dayanım gerilim seviyeleri için daha fazla seçeneğe sahiptir. Gerilim dayanım seviyelerindeki hacimleri karşılaştırıldığında LEEFI başlatıcılar için kullanmak daha avantajlıdır.

3.4.6 Bastırma Devresi Tasarımı

Flyback dönüştürücüde MOSFET kapandığında, transformatörün kaçak indüktansı ile MOSFET'in çıkış kondansatörü arasındaki rezonans nedeniyle MOSFET'in akış pini üzerinde yüksek gerilimli bir sıçrama meydana gelir. Bu anlık yükseliş MOSFET'e zarar verebilir. Bu nedenle, gerilimi sınırlamak için ek bir bastırma devresi eklemek gerekmektedir. İyi bir verimliliği sağlamak için kaçak indüktansın üzerindeki enerji bu bastırma devresi ile çok hızlı boşaltılmalı ve dönüştürücünün dinamiklerini etkilememesi gerekmektedir [25].

Kondansatör şarj uygulaması için en uygun bastırma devresi, Şekil 3.13'te gösterilen geçici gerilim baskılayıcı diyottan oluşan bir zener bastırma devresinin kullanılmasıdır. Zener diyot, kaçak enerji tamamen dağılıncaya kadar gerilim artışını etkin bir şekilde sınırlar. Bu bastırma devresinin avantajı, sadece ikincil taraftan yansıyan gerilim ve kaçak indüktansın oluşturacağı gerilim artışının toplamı ile giriş gerilimi arasındaki farkın zener geriliminden daha büyük olduğu durumda devreye girmesinden kaynaklanır. MOSFET akış gerilimindeki ani gerilim yükselmelerinin düşük olduğu ya da hafif yüklerde çalışan uygulamalarda, zener hiçbir zaman devreye girmeyebilir. Bu durumda zenerde herhangi bir güç kaybı olmaz [26].



Şekil 3.13. Zener bastırma devresi.

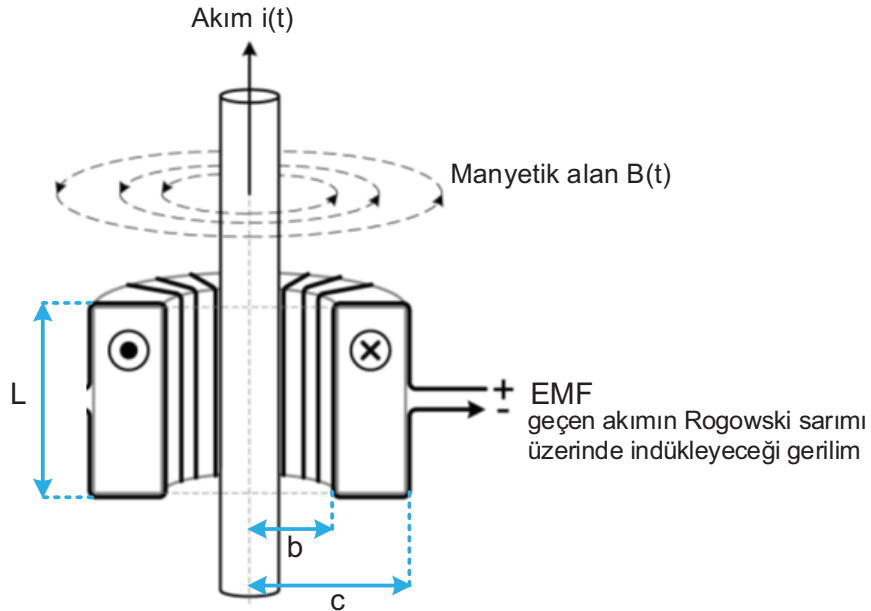
MOSFET'in kapanması sırasında akaç gerilimi yükselir ve kaçak indüktans akımı, zener limitleme gerilimi ile boşalır. Kaçak indüktans boşaltıldıktan sonra, akaç gerilimi yansıyan çıkış gerilimi ve giriş geriliminin toplamı etrafında salınım yapar. Frekansı mHz seviyesine çıkabilen bu geçici salınım elektromanyetik girişim (EMI) yaratarak transformatörde ortak mod akımları yaratır ve güç hattındaki filtreleme ihtiyacını artırır. Ayrıca bu salınım referans ölçümünü transformatörün birincil tarafından yapan kontrolcülerde çıkış regülasyonunda zayıflamaya neden olur. Salınımların yarattığı problemleri azaltmak için, zener limitleme gerilimi yaklaşık olarak yansıyan çıkış gerilimi seviyesinde seçilir ve kaçak indüktans akımını ayarlamak için sınırlama devresine seri direnç eklenir [27]. Akaç gerilimi ile zener ve eklenen direnç arasındaki noktanın gerilim farkı, kaçak indüktans akımı ile doğru orantılıdır. Eklenen bu direnç ile gerilim farkı düşürülerek kaçak indüktans akımının seviyesi düşürülür. Sonuç olarak, daha düşük seviyede geçici salınım oluşur. Fakat bu çözüm kaçak indüktans boşaltma hızını düşürdüğü için verimliliği olumsuz etkiler. Zenere eklenecek paralel kondansatör opsiyoneldir ve kaçak indüktans enerjisinin bir kısmının kurtarılmasına yardımcı olur. Bu kondansatör düşük bir seviyede seçilmeli ve yüksek frekansa dayanıklı olmalıdır [27]. Bastırma devresindeki bu kondansatöre ek olarak zener diyot kendi içerisinde paralel bir bağlantı kondansatörüne sahiptir.

Sonuç olarak, yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamasında şarj işlemi tamamlandıktan sonra giriş gerilim kaynağından çok az yük çekilir. Bu durumda zener devreye girmediği için RZ bastırma devresinin kullanımı öne çıkacaktır. Fakat salınımların yarattığı olumsuzluklar için tasarımda önlem alınmalıdır.

3.5 Ateşleme Akımı Tespit Devresi

EFI tabanlı ateşleme emniyeti cihazının testlerini gerçek ortam koşullarında gerçekleştirmek zor ve maliyetlidir. Cihazın testleri gerçek EFI yerine eşdeğer bir yük takılarak gerçekleştirilir. Test anında tasarımın doğrulanabilmesi için sadece çıkış geriliminin ölçülmesi yeterli olmayacaktır. Ateşleme anında başlatıcıya aktarılan enerji karakteristiğinin tamamen incelenebilmesi için ateşleme kondansatörü üzerinden geçen akım seviyesinin ölçümü yapılmalıdır. Fakat ateşleme hattı üzerinden geçen kA seviyesindeki akımın tespiti, standart akım ölçüm teknikleri ile gerçekleştirilmesi boyut ve maliyet açısından elverişsizdir. Yüksek akım ölçüm teknikleri incelendiğinde bu seviyedeki akımın tespitinde en avantajlı yöntem rogowski bobini tekniğidir [28].

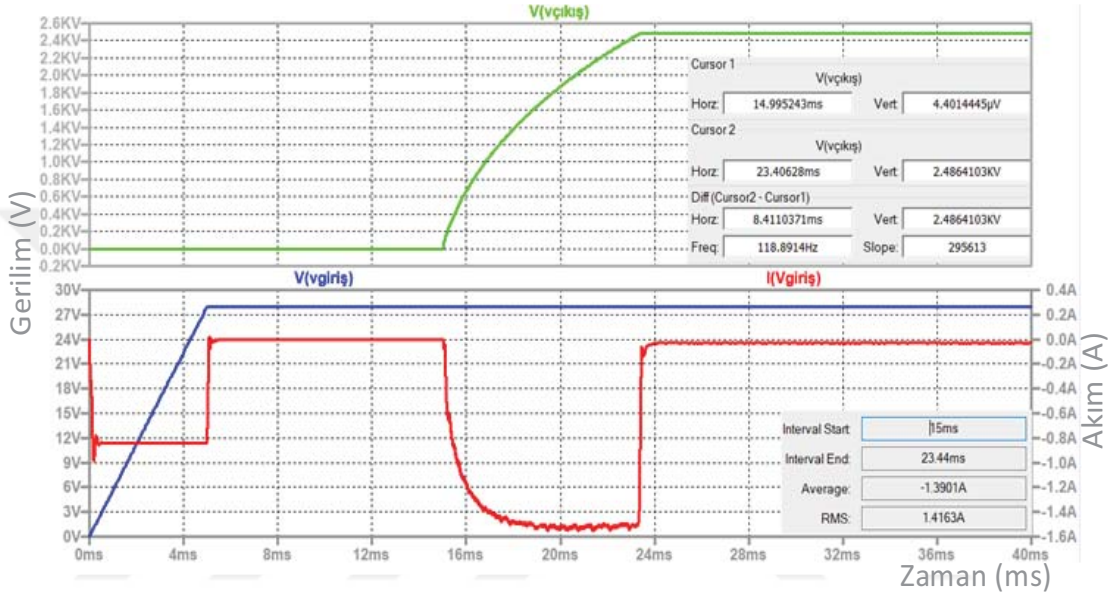
Şekil 3.14'te görülen rogowski bobini, iletkendeki akım değişiminin yarattığı manyetik alanı algılar ve bununla orantılı bir EMF gerilimi oluşturur. Rogowski bobininin akım ölçüm transformatoründen farkı, manyetik olmayan bir çekirdeğe veya bir hava çekirdeğine sarılmış telden oluşmasıdır. Hava çekirdeği tasarımı, daha hızlı bir sinyal tepkisi ve doğrusal bir sinyal gerilimi sağlamak için daha düşük bir indüktansa sahiptir. Ayrıca akım transformatorüne göre maliyeti daha düşüktür [28].



Şekil 3.14. Rogowski sargısı.

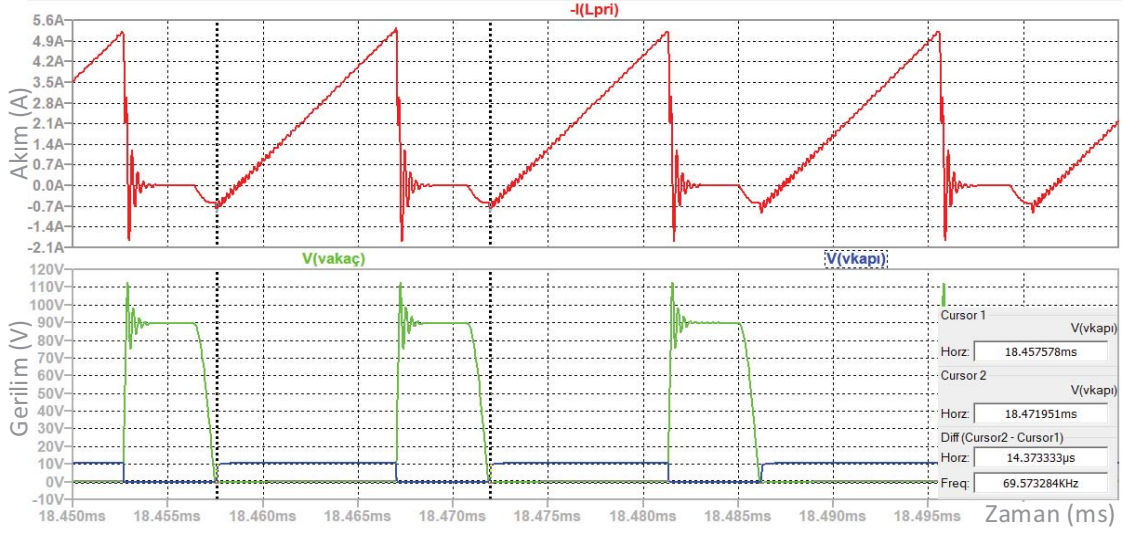
Bu tasarımı ateşleme emniyeti cihazının baskı devre kartında uygulayabilmek için ateşleme kondansatörünün dönüş hattı altındaki katmana bir adet Rogowski

Bu model sayesinde, parametreler değiştirildiğinde sistemin performansı grafiksel sonuçlar ile kolayca gözlemlenebilir. İkinci çevresel koşul olarak kullanılan şarj etkinleştirme sinyali benzetim programında 15 ms sonra gelecek şekilde ayarlandıktan sonra çıkış geriliminin üretilmesi Şekil 3.16'da görülmektedir. Benzetim sonucuna göre çıkış kondansatörü 8.4 ms sonunda 2500V DA gerilime şarj edilmiştir. Şarj sırasında giriş kaynağından çekilen akımın ortalaması 1.39 A'dir.



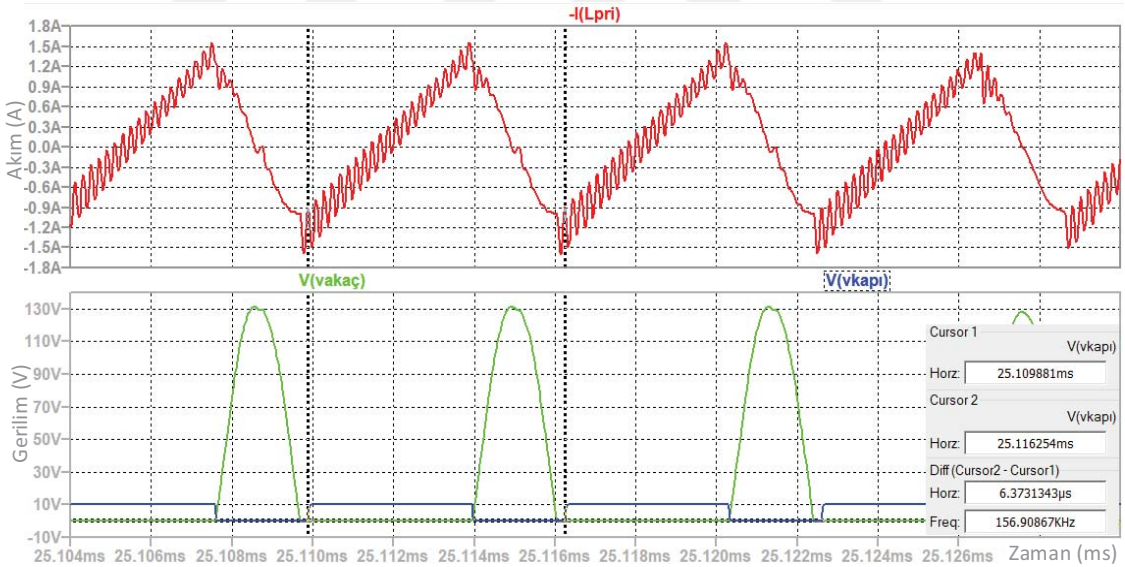
Şekil 3.16. Ateşleme kondansatörü üzerindeki çıkış geriliminin (yeşil) üretimi, giriş gerilimi (mavi), giriş akımı (kırmızı).

Flyback dönüştürücü ateşleme kondansatörünü şarj ederken MOSFET'in akaç ve kapı gerilimleri ile transformatörün birincil tarafından geçen akım Şekil 3.17'de görülmektedir. Transformatörün birincil tarafından geçen akımın tepe değeri hesaplamalarla ayarlandığı gibi 5.3 A'dir.



Şekil 3.17. Şarj sırasında MOSFET'in akaç gerilimi (yeşil), kapı gerilimi (mavi) ve transformatörün birincil tarafından geçen akım (kırmızı).

Flyback dönüştürücü ateşleme kondansatörünü 2500 VDA gerilimine şarj ettikten sonra MOSFET'in akaç ve kapı gerilimleri ile transformatörün birincil tarafından geçen akım Şekil 3.18'de görülmektedir.



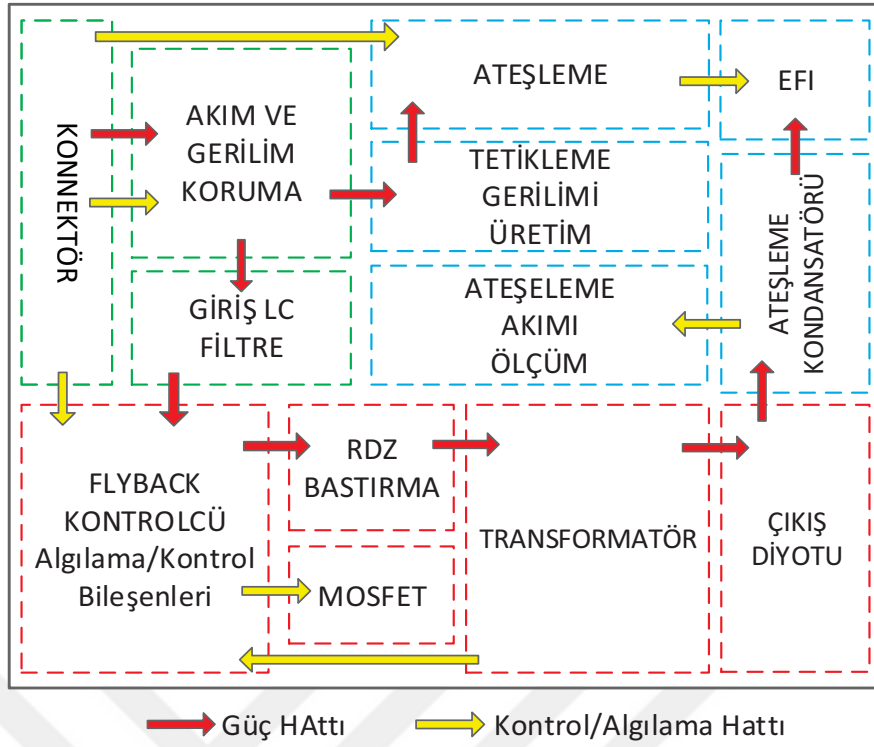
Şekil 3.18. Şarj tamamlandıktan sonra MOSFET'in akaç gerilimi (yeşil), kapı gerilimi (mavi) ve transformatörün birincil tarafından geçen akım (kırmızı).

Benzetim sonuçlarındaki dalga formları şarj işlemi tamamlandıktan sonra flyback dönüştürücü analizi bölümünde gösterilen YGDG flyback dönüştürücünün temel dalga formları ile örtüşmektedir.

3.7 Ateşleme Emniyeti Cihazı Baskı Devre Tasarımı

Ateşleme emniyeti cihazında iletim kayıplarını ve ebatlarını en aza indirmek için baskı devre tasarımında kondansatör şarj devresinin genel yerleşimine dikkatli bir şekilde karar verilmelidir. Ayrıca, bileşenlerinin deneyler boyunca hızla değiştirilebilmesi için kolayca erişilebilir olması gerekmektedir. Baskı devre tasarımında dikkat edilmesi gereken bir diğer konu, kartın genel yapısından kaynaklı yüksek gerilim özelliklerine dikkat etmek gerekecektir. Yüksek gerilimden kaynaklı kısa devre arızalarını engellemek için yüksek gerilim düşen bileşenlerin güvenli şekilde mesafe bırakılarak yerleştirilmelidir. Yüksek gerilim bileşenleri diğer bileşenlerinden ayrı tutulması, bu bileşenlerin kısa devre tehlikesini önlemek için önemlidir. Bu yüzden 28V DA seviyesinde gerilime sahip giriş hattı ile transformatörün ikincil tarafından sonraki yüksek gerilime sahip çıkış hattı birbirlerine göre uzak konumlandırılmıştır. 4 katmanlı bir yapıya sahip olan kartın yüksek gerilim bölgelerinde z eksenini üzerinde kısa devre olmaması için diğer katmanlardaki toprak düzlemi boş bırakılmalıdır.

Flyback dönüştürücü kontrol entegresinin gerçekleştirdiği işlemler, bu bileşeni kart üzerindeki en erişilebilir yere yerleştirilmesini kritik hale getirir. Ayrıca, kontrolcü birkaç akım algılama pini kullanarak çalıştığından, algılamanın gerçekleştiği alanlara mümkün olduğunca yakın olması önemlidir. Bu durumu gerçekleştirmek için, kontrolcü flyback dönüştürücü devresinin merkezine yerleştirilmiştir. Ayrıca kontrolcü analog bir bileşen olduğu için gürültüye karşı daha hassastır. Bu yüzden entegrenin gerilim algılama pinleri ve bu pinlere giden yolların altındaki tüm toprak veya güç düzlemleri kaldırılarak bu algılama pinlerindeki toplam parazitik düğüm kapasitansı azaltılmalıdır. Parazitik kapasitans, bu pinlerde istenmeyen davranışlara neden olabilir. Flyback kontrolcü entegresinin ısı performansını artırmak için soğutma pini üzerinden büyük bir toprak düzlemi alanına bağlanmalıdır. Ayrıca kontrolcüyü toprak hattındaki gürültüden korumak için entegrenin analog pinlerinin dönüş hatları izole bir alan üzerinden tek bağlantı yolu ile ana toprak düzlemine bağlanmalıdır. MOSFET üzerinde gerilim yükselmesine sebep olan transformatörün kaçak indüktans etkisini azaltmak için transformatörün birincil tarafında oluşan elektriksel yol mümkün olduğunca kısa tutulmalıdır.



Şekil 3.19. Baskı devre tasarımı düzeni.

Şekil 3.19 ile ateşleme emniyeti cihazı baskı devre kartı tasarım düzeni, güç ve sinyal akışı gösterilmektedir. Giriş hattı gerilim kaynağından çekilen akım transformatöre akar. Akım transformatöre ulaştığında, transformatör içindeki enerjiyi depolamak için birincil akım haline gelir. Büyüyen birincil akım, şarj aşamasında MOSFET'ten geçer. Aynı zamanda, bastırma devresindeki kondansatör üzerindeki enerji tekrar girişe dönmektedir. Bu aşamada, kontrolcü aşamaların döngüsünü takip ederken akım algılama birkaç noktada gerçekleşir. MOSFET kapandığında, transformatör içerisinde depolanan enerji, ikincil sargılardan ve çıkış kondansatöründe akım olarak serbest bırakılır. Bu aşamalar çalışma kipleri bölümünde daha detaylı olarak açıklanmıştır.

4. TRANSFORMATÖR TASARIMI

Düşük giriş gerilimi ile yüksek çıkış gerilimi elde etmek için tasarlanan flyback dönüştürücülerde yüksek gerilime ve frekansa sahip transformatör devreye girmektedir. Transformatör tasarımı düşük, orta ve yüksek güç uygulamalarında kullanılan yüksek gerilim DA-DA güç dönüştürücülerinde çok önemli bir rol oynar. Geleneksel anahtarlama güç kaynaklarında kullanılan transformatörlerin tasarım yöntemleri, literatürde iyi belgelenmiştir [30] [31]. Ancak, geleneksel transformatör tasarımlarındaki prosedürler basit, düşük riskli ve hızlı bir tasarım aşaması sağlamak için bazı varsayımlara dayanmaktadır. Genellikle belirli bir uygulama için bir transformatör sabit anahtarlama frekansı, maksimum sıcaklık artışı, tahmini dönüştürücü verimliliği, sarım doldurma faktörü ve sarım akımı yoğunluğu gibi bazı varsayımlara dayanarak tasarlanmıştır. Bununla birlikte, bu varsayımlar bazı uygulamalar için geçerli veya uygun değildir. Bu nedenle, özel uygulamalarda verimli transformatörler tasarlamak için daha özelleştirilmiş prosedürler gereklidir.

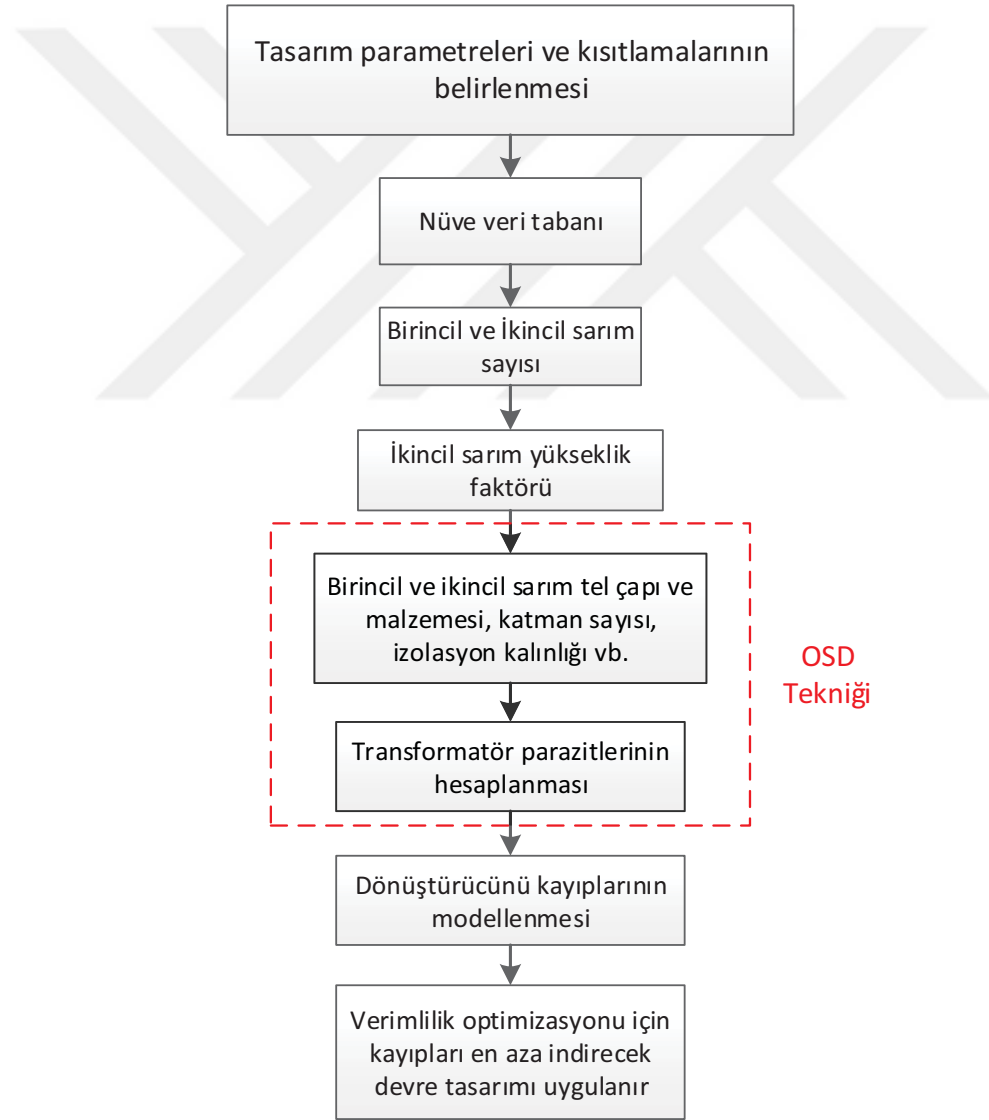
Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamasında, flyback transformatörü büyük miktarda (> 200) ikincil dönüşe sahip olacaktır. Böyle bir uygulama için transformatör parazitlerinin değerlerini, optimum sarım kablo çapını ve katman sayısını önceden seçmek çok zordur. Bu zorluğu önlemek için, yüksek gerilim transformatörünün sarım tasarımı için otomatik sarım düzenleme (OSD) tekniği kullanılmıştır. Yüksek gerilim flyback dönüştürücü çalışma akışı, transformatör parazitlerine çok duyarlıdır. Önerilen OSD tekniği, belirli bir transformatör bobinindeki kullanılabilir alanın tamamını kullanır ve transformatör parazitlerinden kaynaklanan toplam kaybı en aza indiren optimum bir sarım çapı sağlar.

4.1 Flyback Dönüştürücü Transformatörü Verimlilik Optimizasyonu

Kondansatör şarj uygulaması için tasarlanan flyback DA-DA dönüştürücüde, transformatör ile ilişkili kayıplar onu kritik bir bileşen haline getirir. Transformatör kayıplarını hesaplamak için AA direnci, kaçak indüktansı ve yüksek gerilim sarımı öz kapasitansı gibi parametreler doğru olarak tahmin edilmelidir. Anahtarlama kayıpları, iletim kayıpları, transformatör nüve kayıpları ve bastırma devresi kayıpları gibi kayıplar analiz edilmelidir. Ateşleme emniyeti cihazı için gerekli kondansatör şarj devresi tasarımında güvenilirlik, boyut ve maliyet kriterleri

dışında şarj süresi de çok önemli bir parametredir. Bu tezde hızlı ateşleme isteri için 10 ms altında bir kondansatör şarj süresi belirlenmiştir. Bu isteri yakalayabilmek için transformatör tasarımı çok önemlidir.

Yüksek gerilim flyback dönüştürücüsünün verimliliği, çok sayıda tasarım değişkeni olan birçok takası ve yinelemeyi gerektirir. Optimum verimlilik için önerilen optimizasyon rutininin akış şeması Şekil 4.1'de gösterilmektedir. Optimizasyon rutininin ilk adımı, dönüştürücünün tasarım özelliklerine göre devre parametrelerini belirlemektir. Transformatör dönüş oranı, MOSFET, doğrultma çıkış diyotu ve birincil tepe akımı optimizasyondaki kısıtlamalar olarak kullanılır ve optimizasyon rutini boyunca sabit tutulur.



Şekil 4.1. Önerilen verimlilik optimizasyon prosedürünün akış şeması.

4.1.1 Flyback Transformatörü Parametrelerinin Hesaplanması

Flyback dönüştürücü tasarımı sürecinde ilk olarak MOSFET ve doğrultma diyotu gibi kritik bileşenler seçilir. Daha sonra transformatör dönüş oranı ve tepe akımı, tasarım özelliklerinden ve kısıtlamalarından hesaplanır. Flyback dönüştürücü devre parametrelerinin hesaplanması bölümünde transformatör dönüş oranı 25, birincil tarafın tepe akım değeri 5.3 A olarak hesaplanmıştır. Dönüştürücü tasarım parametreleri, belirli bir ferrit nüve için birincil ve ikincil dönüşlerin sayısını hesaplamak için kullanılır.

Optimizasyon rutininde, dönüş sayısı ve tahsis edilen sarım alanı gibi tasarım parametreleri belirlendikten sonra sarım uygulamasına geçilir. Bu görevi basitleştirmek için devasa tasarım alanı, uygulama gereksinimlerine doğrultusunda sağladığı avantajlar ile Çizelge 4.1 ile sınırlandırılmıştır. Ferrit nüve türleri 5 türle sınırlandırılmıştır. İlk tasarım aşamasında, belirli bir uygulama için hangi nüve tipinin en uygun olduğunu tahmin etmek zordur. Flyback dönüştürücüde, sarımlar arasında yakın bir bağlantı sağlayarak ve sarım katmanlarının sayısını azaltarak kaçak indüktansı ve AA direnci en aza indirmek için genellikle uzun bir transformatör pencere genişliğine sahip nüve tercih edilir. Yüksek çıkış veya giriş gerilimine sahip flyback dönüştürücüleri için, bu durum farklı olabilir. Çünkü yüksek gerilim sarımı öz kapasitansının, dönüştürücü performansı üzerinde önemli bir etkisi vardır. Kondansatör şarj olduktan sonra kayıpların büyük kısmını bu parazitik kapasitans oluşturmaktadır. Önerilen optimizasyon yönteminin karmaşıklığını sınırlamak için sadece N87 ve N97 nüve materyali ve basit bir aralıksız sarım yapısı kullanımı tercih edilmiştir. Bununla birlikte, kullanılan optimizasyon yöntemi aralıklı sarım yapısı için kolaylıkla benimsenebilir. Birçok dönüşe ihtiyaç duyulduğundan, ikincil sarım için tek yalıtımlı emaye bakır kablo kullanılır. Birincil ve ikincil sarımlar arasındaki uygun yalıtım, sarım dolgu faktörünü ve dolayısıyla transformatörün verimliliğini ve boyutunda avantaj sağladığı için birincil sarım için üç kat yalıtılmış bir bakır kablo kullanılarak elde edilir. Ekstra bir yalıtım malzemesi kullanılmadan birincil ve ikincil sarımlar arasında izolasyon sağlanır. Hava boşluğu çekirdeğin tüm bacaklarında sağlanır. Saçılma alanından kaynaklanan kayıpları önlemek için maksimum hava boşluğu uzunluğu, (orta bacak uzunluğu) / (pencere genişliği) değerinin %20'si ile sınırlıdır. 140 °C'lik bir maksimum transformatör sıcaklık limiti

seçilir. Bu sınırlama değerleri, tasarımcının deneyimine veya ilk tasarım özelliklerine bağlı olarak değiştirilebilir.

Çizelge 4.1. Yüksek gerilim transformatör tasarım kısıtlamaları.

Tanım	Tasarım Kararı	Avantajlar
Nüve türleri	ETD, EFD, E, RM ve PQ	Yuvarlak ve kare orta bacak, analitik karmaşıklığı kolaylaştırır.
Nüve materyali	N87 ve N97 Ferrit	Yüksek çalışma frekansı için uygundur ve nüve kaybı düşüktür.
Sarım yapısı	Aralıksız İkincil/Birincil	Basit uygulama sağlar ve analitik karmaşıklığı azaltır.
Birincil sarım tipi	Emaye bakır kablo	Tasarım ve farklı sarım yapıları açısından esnektir.
Birincil sarım yalıtımı	Üçlü yalıtım	Kenar bant kullanımı gerektirmediğinden daha yüksek bir dolgu faktörü sağladığı için uygulama açısından daha esnektir.
İkincil sarım tipi	Emaye bakır kablo	Çok sayıda dönüş için uygun sarım tipidir. İlk örnek ve farklı sarım yapıları açısından esnektir.
İkincil sarım yalıtımı	Tek yalıtım	Çok sayıda ikincil dönüş için minimum katman sayısı sağlar.
Hava boşluğu	Tüm bacaklar	Prototipleşmeyi basitleştirir.
Maksimum transformatör sıcaklığı	140 °C	Tahmini ortam sıcaklığı 70 °C olan bu uygulamada, 70 °C'lik bir transformatör sıcaklığı artışına olanak tanır.

4.1.1.1 Transformatör Birincil Mıknatıslanma İndüktansı Hesaplanması

Kondansatör şarj işlemi için gerekli olan birincil mıknatıslanma indüktansı için hesaplama formülü aşağıda belirtilmiştir [32]. Formülde kullanılan t_{on} değeri benzetim sonucundan elde edilmiştir.

$$L_{mp} = \frac{V_{giriş} \times t_{on}}{I_{tepe}} = \frac{28 \times 8 \times 10^{-6}}{5,3} = 42.26 \mu H \quad (4.1)$$

Tepe akımı ve transformatör dönüş oranı belirli bir giriş ve çıkış gerilimi için önemli ölçüde artmışsa, yenileme periyodunda birincil transformatör akımı maksimum tepe akımına ulaşamayabilir. Bu durum, beklenenden daha az çıkış gücüne yol açacaktır. Bunun oluşmasını önlemek için, aşağıdaki denklemdeki koşulun korunması gerekmektedir.

$$L_{mp} < \frac{38\mu s}{I_{tepe} \times \left[\frac{1}{V_{giriş}} + \frac{n}{V_{çıkış}} \right]} = \frac{38\mu s}{5.3 \times \left[\frac{1}{28} + \frac{25}{2500} \right]} = 156 \mu H \quad (4.2)$$

Birincil mıknatıslanma indüktansı belirlenirken 156 μH değeri geçilmemelidir.

4.1.1.2 Transformatör Minimum Birincil Sarım Sayısının Hesaplanması

Tasarlanan transformatörün nüve türü ve boyutu belirlendikten sonra, minimum birincil sarım sayısı aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir [32].

$$N_{p,min} = \frac{V_{giriş} \times t_{on}}{B_{maks} \times A_c} = \frac{28 \times 8 \times 10^{-6}}{0,36 \times 52 \times 10^{-6}} = 11.96 \text{ sarım} \quad (4.3)$$

$$N_{s,min} = N_{p,min} \times n = 12 \times 25 = 300 \text{ sarım}$$

N97 materyal EF25 nüve seçildiğinde maksimum akı yoğunluğu (B_{maks}) 0.36 T kabul edilirse, birincil transformatör sarım sayısı 12 olarak hesaplanır. Transformatörün ikincil sarım sayısı 300 olur.

4.1.1.3 Transformatör Hava Boşluğu Uzunluğunun Hesaplanması

Transformatörün hava boşluğu tasarım sürecinde önemli bir rol oynamaktadır. Nüve materyali ve yapısı belirlendikten sonra, iki nüvenin ortasında nasıl boşluk bırakılacağına dikkat edilmelidir. Boşluk bırakmadan birbirine simetrik şekilde bastırılabilirler veya hava boşluğu oluşturmak için arasına bir yalıtım malzemesi yerleştirilebilirler. Boşluğun genişliği, transformatörün çalışması ve özellikleri

üzerinde çeşitli etkileri vardır [9]. Transformatörün verimliliğini optimize etmek için bu etkilerin avantajları ve dezavantajları dikkate alınmalıdır.

Bir hava boşluğu iki önemli etkiye sahiptir. İlki, transformatör kayıplarını doğrudan etkileyen transformatördeki enerjinin bir sarımdan diğerine tamamen geçilmemesinin bir sonucu olan enerji kaçağı yaratan kaçak indüktansa sebep olmaktır [33]. Boşluk büyüklüğü, kaçak indüktans üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Bir boşluğa sahip olmanın ikinci etkisi nüvenin akısı ile ilgilidir. Transformatörün birincil mıknatıslanma indüktansı, hiç boşluk olmadığına maksimumdur. Bir boşluk ortaya çıktıkça ve genişledikçe, birincil indüktans ve geçirgenlik dolayısıyla akı azalmaya başlar [34]. Doğunluğun oluşmasını önlemek için, hem birincil taraftaki sarım sayısını arttırmak hem de bir boşluk bırakmak, akıyı düşürecekler. Fakat birincil dönüşlerin dramatik bir şekilde arttırılması büyüklük kısıtlamaları nedeniyle mümkün olmayacaktır. Bu nedenle, akıyı azaltmanın en etkili yolu boşluğu arttırmaktır.

Sonuç olarak, kaçak indüktans ve akı etkileri arasında bir orta yol bulunmalıdır. Bir aralığın çok küçük olması doğunluğa neden olur ve istenen akım akışını önler. Çok büyük bir boşluk ise çok fazla kaçak indüktans yaratacaktır ve böylece birincil sarımdan ikincil tarafa verimli enerji aktarımını önleyecektir. Tasarım açısından, transformatör verimliliği için her iki durum dikkatli bir şekilde göz önüne alınıp hava boşluğu çekirdeğin dış bacaklarına konulduğunda, hava boşluğu uzunluğu aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir.

$$l_g = \frac{\mu_0 \times N_p \times I_{tepe}}{2 \times B_{maks}} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 14 \times 5,3}{2 \times 0,35} = 0.133 \text{ mm} \quad (4.4)$$

4.1.2 Transformatör Sarımında Otomatik Sarım Düzenleme (OSD) Tekniği

Yüksek çıkış gerilimine sahip flyback dönüştürücü transformatörü tasarımında OSD tekniği, birincil ve ikincil sarımlar için sarım kablo çapı, katman sayısı, katman başına dönüş, paralel kablo sayısı hesaplamak için uygulanır. Bu tekniğin amacı, ikincil sarımın son katmanında bulunan sarım sayısını, yaklaşık olarak diğer katmanlardaki sarım sayısına eşit yapmaktır. Önerilen OSD tekniği, verilen bir transformatör bobinindeki tüm mevcut alanı kullanır ve transformatör parazitleri nedeniyle toplam kaybı en aza indiren optimum bir sarım çapı sağlar [35].

$N_p = 6$ birincil dönüşler ve $N_s = 18$ ikincil dönüşleri için önerilen OSD tekniği ile ilişkili tasarım adımları aşağıdaki maddelerde anlatılmış ve Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Mevcut alanın genişliği W_w bobin penceresinin genişliğidir ve alanın yüksekliği H_w bobin penceresinin yüksekliğidir.

1) İlk adımda, mevcut bobin sarım alanı birincil ve ikincil bölümlere ayrıldıktan sonra, Şekil 4.2.d ve g'de gösterildiği gibi ayrılan alanların yüksekliğine eşit olan karelere bölmektir. Hem birincil hem de ikincil sarımlar için 4 kare ve kullanılmayan bir alan olarak düşünülen kare olmayan bir alan oluşur. Her bir kareye, karenin kenar uzunluğuna eşit bir çapa sahip yuvarlak bir tel veya paralel tellerden oluşan bir demet yerleştirilebilir. Yüksek çıkış gerilime sahip flyback dönüştürücü uygulamasında, ihtiyaç duyulan yüksek ikincil dönüşlerin sayısı ve deri derinliği dikkate alındığında çok ince tel çapı gerektirdiğinden sadece ilk seçenek uygulanabilmektedir. Gerekli dönüş sayısı 4 veya daha az olsaydı, bu durum geçerli bir çözüm olarak kabul edilecek ve diğer bulunan çözümlerle daha sonra karşılaştırılmak üzere kaydedilecektir. Tek bir dönüş gerekseydi, paralel olarak 4 yuvarlak tel kullanılabilir. Kare olmayan bir alan olduğu için tek bir kablo kullanılmaz. İlk çözümde bulunan tel çapı, deri derinliğine göre uygun olmayabilir, bu yüzden daha fazla çözümün göz önüne alınması ve onaylanması gerekebilir. Bu, sarım bölgesini daha küçük karelere bölmek suretiyle elde edilir. İkincil sarım için karelerin genişliği, bir yuvarlak telin en küçük pratik uygulanabilir çapı olan 0.08 mm ile sınırlıdır [36].

2) İlk aşamadan sonra gerekli 6 birincil ve 18 ikincil dönüşleri sağlamak için daha fazla kareye ihtiyaç duyulur. Bu nedenle sırasıyla birincil ve ikincil sarımlar için ayrılmış alanların yüksekliği $\gamma_s \times H_w$ ve $\gamma_p \times H_w$ değerlerinden daha küçük birincil ve ikincil kare genişlikleri belirlenir.

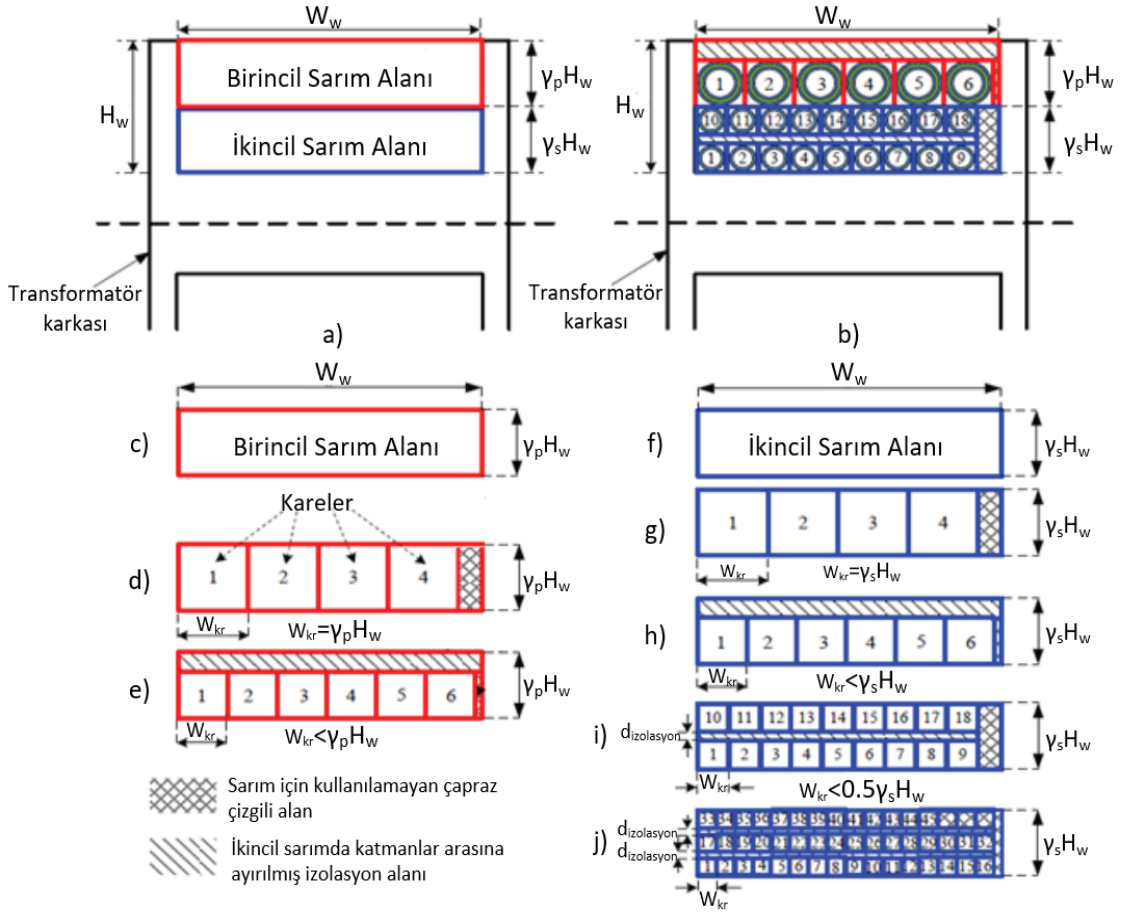
3) Belirli bir sarım için son katman doldurma faktörü ($DF_{\text{sonkatman}}$), son katmanda kullanılan karelerin sayısının diğer katmanlardaki mevcut olan karelerin sayısına oranı olarak tanımlanır. Örneğin, Şekil 4.2.i'de, son katmanda 9 kare mevcuttur ve diğer katmanda da 9 kare vardır, dolayısıyla $DF_{\text{sonkatman}} = 1$ 'dir. Benzer şekilde, Şekil 4.2.j'de diğer katmanlarda 16 kare mevcuttur ve son katmanda 13 kare vardır, dolayısıyla $DF_{\text{sonkatman}} = 0.81$ 'dir. Önerilen OSD tekniğinde, transformatör parazitlerinin hesaplanması tamamen dolu katmanlara dayandığından, $DF_{\text{sonkatman}}$ için minimum 0.85'lik bir sınır belirlenmiştir.

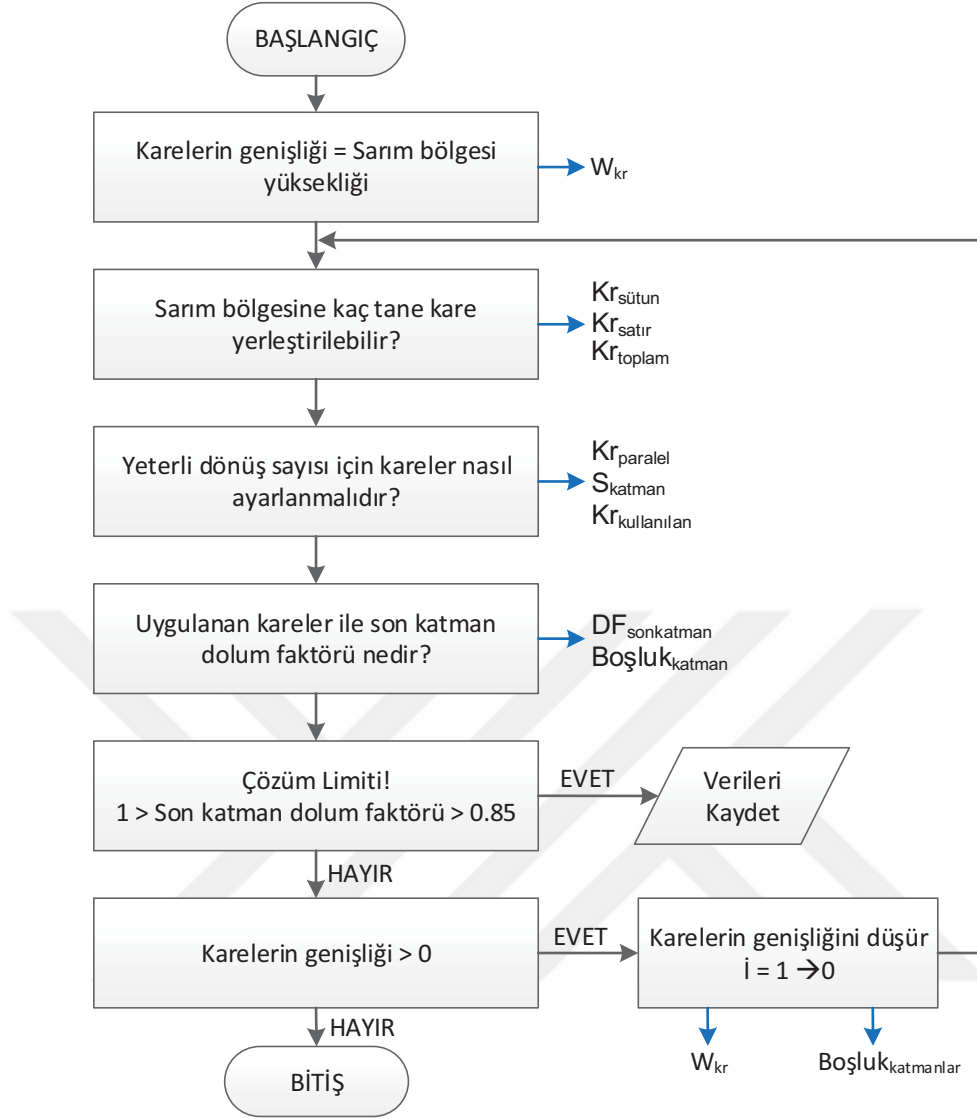
4) Şekil 4.2.e ve h ile gösterildiği gibi kare genişliği azaldığında, yeni boyutlu karelerin üstünde gölgeli bir alan oluşturduğu için sarım alanı sınırlanır. Birincil sarım için sadece 6 dönüşe ihtiyaç duyulduğundan, bu geçerli bir çözüm olacaktır. Bununla birlikte, ikincil sarım için, 18 dönüşe ihtiyaç duyulduğundan, gölgeli alan kare genişliği daha da azaltılarak yeni sarımlar için kullanılır.

5) Şekil 4.2.i'de gösterildiği gibi kare genişliği daha da azaltıldığında, sarım alanı 2 katmandan oluşan 18 kare ve gölgeli bir alan içerir. İkincil tabakalar arasında bir yalıtım bandı sağlamak için kare olmayan yatay boşluk bırakılır. Transformator parametrelerini ve dönüştürücü performansını dengelemek için bu boşluk mesafesi ayarlanır. Bu 6 birincil ve 18 ikincil dönüşler için OSD tekniğinin son adımıdır.

6) Örneğin başındaki 18 dönüş yerine ikincil sarım için 45 dönüş gerekiyor olsaydı, Şekil 4.2.j'de gösterildiği gibi kare genişliği tekrar azaltılır. 3 katman ve $16+16+13$ toplam 45 kareden oluşan bir sarım alanı oluşturulur. Bu durumda son kat doldurma faktörü $DF_{\text{sonkatman}} 0,81$ 'dir ve $0,85$ 'ten küçüktür. Bu nedenle, bu geçerli bir çözüm değildir ve kare genişliğinin daha da azaltılması gerekir.

7) Şekil 4.2.b'de, OSD tekniğinden bir çözüm gösterilmektedir. Birincil ve ikincil kareler, sırasıyla üçlü izole ve tek izole emaye tellerle doldurulur. Yukarıda açıklanan aynı adımlar, 200'den fazla ikincil dönüşe sahip olacak yüksek gerilim transformator tasarımı için uygulanabilir.

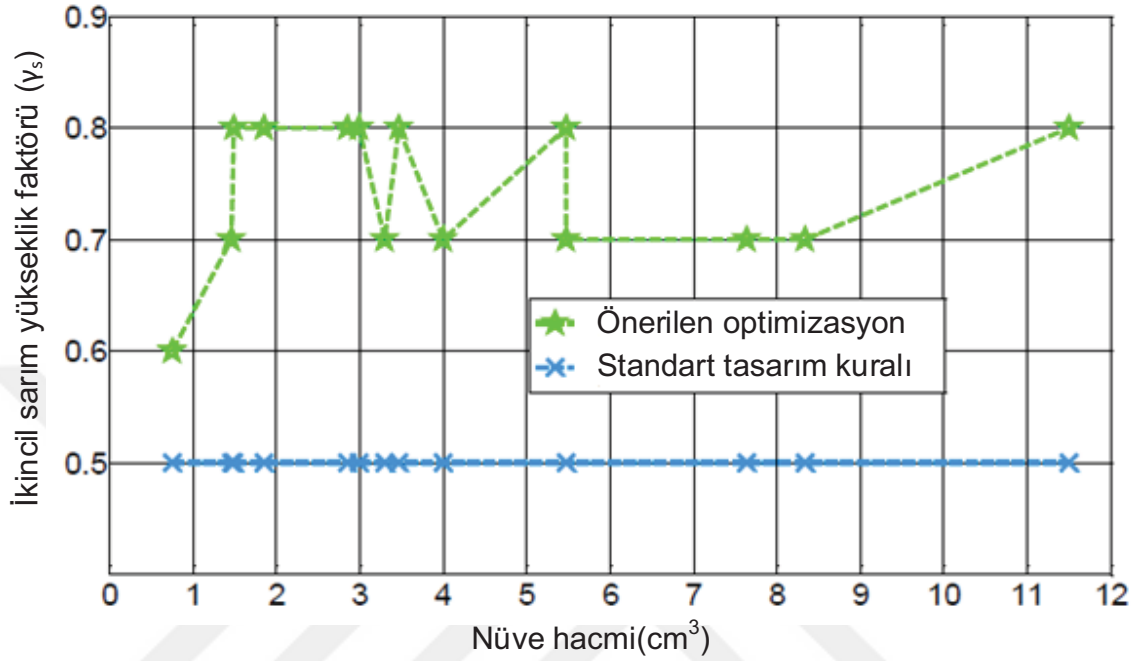




Şekil 4.3. Transformator OSD tekniği tasarım akış şeması.

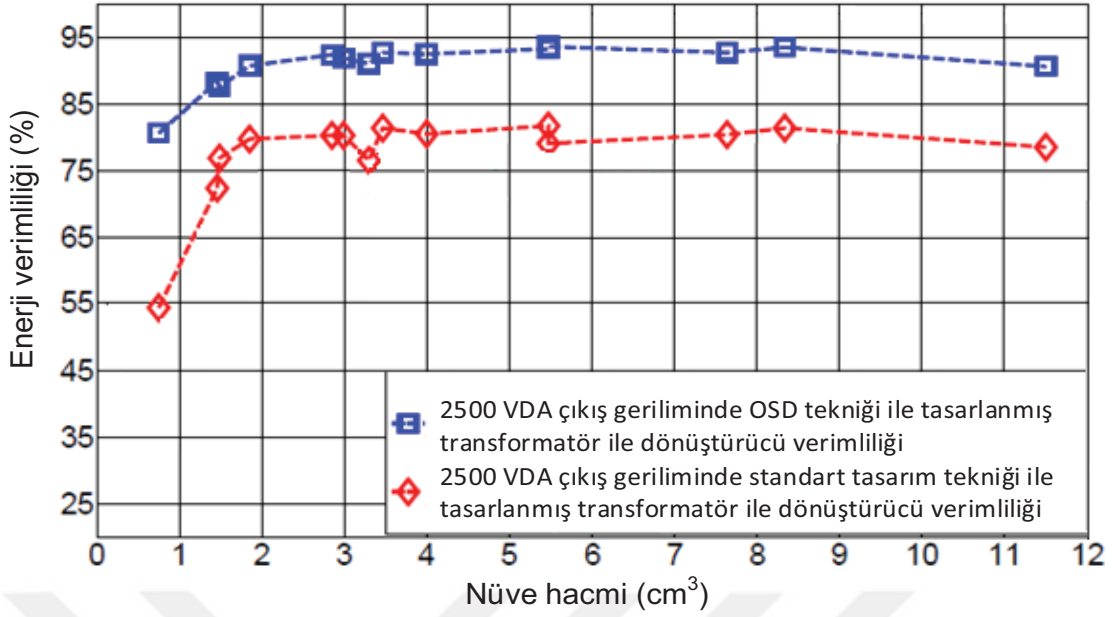
Şekil 4.3'te, OSD tekniği ile transformator tasarımının akış şeması gösterilmiştir. Mavi oklar, her bir yineleme sırasında hesaplanan bir değişken kümesine işaret eder. Sütun başına kareler ($Kr_{sütun}$), satır başına kareler ($Kr_{satır}$), toplam kareler (Kr_{toplam}), paralel kareler ($Kr_{paralel}$), katman sayısı (S_{katman}), toplam kullanılan kareler (Kr_{toplam}), son kat doldurma faktörü ($DF_{sonkatman}$) ve katmanlar arasındaki boşluk ($Boşluk_{katman}$) başlıca değişkenlerdir. Tasarım aşaması, belirli bir sarım için tahsis edilen yüksekliğe göre bir kare boyutunun tanımlanmasıyla başlar. Daha sonra mevcut alana sığabilecek kare sayısı hesaplanır. Sarımın yapılması için kullanılan gerçek kare sayısı, ihtiyaç duyulan dönüş sayısına göre belirlenir. Hesaplanan değişkenler, son katın dolgu faktörü %85'in üzerindeyse kaydedilir [36]. Bu sınır, transformator parametrelerinin hesaplamaları tamamen dolu katmanlara dayandığından uygulanmaktadır.

Her bir nüve için optimum ikincil sarım yükseklik faktörü γ_s , Şekil 4.4'te verilmektedir. Optimum ikincil sarım yükseklik faktörü, toplam sarım alanındaki ikincil tarafa ayrılacak bölümün oranını belirler. Sıradan tasarım kurallarında bu oran 0.5 kabul edilir [35].



Şekil 4.4. Nüve hacmine karşı optimum ikincil sarım yükseklik faktörü γ_s [35].

Şekil 4.5'te, farklı çekirdek hacimlerine göre 2500V DA bir çıkış geriliminde OSD tekniği ile tasarlanmış bir transformatör ile optimum şarj enerji verimliliği sonuçlarını görülmektedir [35]. Boyut ve verimlilik gereksinimleri dikkate alınarak transformatör nüve seçimi bu grafiğe göre yapılabilir.



Şekil 4.5. Nüve hacmine karşı 2500 VDA çıkış geriliminde hesaplanmış optimize enerji verimliliği. 14 nüvenin dizisi şöyledir: [E 16, EFD 20, E 20, RM 8, PQ 20/20, E 25, EFD 25, RM10, E30, PQ 26/20, ETD 29, ETD 34, RM 12, ETD 39] [35].

4.1.3 Yüksek Gerilim Kondansatör Şarj Uygulaması İçin Transformatör Parazitlerinin Hesaplanması

Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamalarında flyback DA-DA dönüştürücüsünde, transformatöre bağlı kayıplar onu kritik bir bileşen haline getirir. Transformatör kayıplarını hesaplamak için AA direnci, kaçak indüktans ve yüksek gerilim sarım öz kapasitansı gibi parametrelerinin doğru tahmin edilmesi gerekir.

4.1.3.1 DA ve AA Direncin Hesaplanması

Dönüştürücünün anahtarlama frekansındaki artış, cilt ve yakınlık etkileri nedeniyle transformatör sarım kayıplarını artırır. Dönüştürücü şarj sırasında kesintili ve kesintisiz çalışma modlarının sınır bölgesinde çalıştığı ve şarj işlemi tamamlandıktan sonra anahtarlama frekansı yükseldiği için, AA iletim kaybı göz ardı edilemez ve toplam sarım kaybında baskın olabilir. AA iletim kaybı, yüksek frekanslı cilt ve yakınlık etkilerinden ve aynı zamanda saçılma etkisinden kaynaklanır. Bu çalışmada saçılma etkisinin karmaşıklığı nedeniyle saçılma etkisi dikkate alınmamıştır.

Birincil ve ikincil sarım DA direnci, aşağıdaki formül tarafından hesaplanabilir.

$$R_{DA} = \frac{\rho \times l_w \times N}{A \times n_{par}}, \quad A = \frac{\pi \times d_i}{4} \quad (4.5)$$

ρ bakırın oda sıcaklığında direncidir ($\rho = 17.24 \text{ n}\Omega/\text{m}$), N sarımın dönüş sayısı, l_w sarımın ortalama dönüş uzunluğu, n_{par} paralel tellerin sayısı, A sarımın kesit alanı ve d_i yalıtımı içermeyen sarımın iç çapıdır.

Belirli bir sarımın katman başına AA direnci, aşağıdaki formüller tarafından hesaplanabilir [37].

$$R_{AA, katman} = R_{DA, katman} \times Q \times \left\{ \begin{array}{l} (2m^2 - 2m + 1) \frac{\sinh(2Q) + \sin(2Q)}{\cosh(2Q) - \cos(2Q)} - \\ 4(m^2 - m) \frac{\cos(Q) \sinh(Q) - \sin(Q) \cosh(Q)}{\cosh(2Q) + \cos(2Q)} \end{array} \right\} \quad (4.6)$$

$\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3$ ve Δ_4 değişkenlerinin aşağıdaki gibi atandığı varsayılır [38].

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= \frac{\sinh(2Q) + \sin(2Q)}{\cosh(2Q) - \cos(2Q)} & \Delta_2 &= \frac{\cos(Q) \sinh(Q) - \sin(Q) \cosh(Q)}{\cosh(2Q) + \cos(2Q)} \\ \Delta_3 &= \frac{\sinh(Q) + \sin(Q)}{\cosh(Q) - \cos(Q)} & \Delta_4 &= \frac{\sinh(Q) - \sin(Q)}{\cosh(Q) + \cos(Q)} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Δ_1 değişkeni Δ_2, Δ_3 ve Δ_4 cinsinden verilmiştir [38].

$$\Delta_1 = \frac{1}{2}(\Delta_3 + \Delta_4), \quad \Delta_1 = (2\Delta_2 + \Delta_4) \quad (4.8)$$

(4.6) 'da (4.7) ve (4.8) denklemleri kullanılarak katman başına basitleştirilmiş AA direnci formülü aşağıdaki gibi düzenlenebilir [37].

$$R_{AA, katman} = R_{DA, katman} \times Q \times \{\Delta_1 + 2(m^2 - m) \times \Delta_4\} \quad (4.9)$$

Aralıksız sarım yapısında M adet katman sayısı için AA direnç hesabı aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir [37].

$$\begin{aligned} R_{AA, toplam} &= R_{DA, katman} \times Q \times \sum_{m=1}^M \{\Delta_1 + 2(m^2 - m) \times \Delta_4\} \\ &= (R_{DA, katman} \times M) \times Q \times \left\{ \Delta_1 + \frac{2}{3}(M^2 - 1) \times \Delta_4 \right\} \\ &= R_{DA, toplam} \times Q \times \left\{ \Delta_1 + \frac{2}{3}(M^2 - 1) \times \Delta_4 \right\} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Q değişkeni cilt derinliği ile normalize edilmiş efektif tabaka kalınlığıdır ve aşağıdaki denklem tarafından verilir [37].

$$Q = \frac{\text{katman kalınlığı}}{\text{penetrasyon derinliği}} = \frac{\left(\frac{\pi}{4}\right)^{0.75} \times d_i \times \sqrt{\frac{d_o \times T_l}{b_w}}}{\sqrt{\frac{\rho}{\pi \times \mu_0 \times f_{an}}}} \quad (4.11)$$

Burada μ_0 serbest hava geçirgenliği, d_o izolasyon dahil toplam tel çapıdır, T_l verilen sarımın katman başına dönüşü, b_w kenar yalıtım bandı genişliği hariç bobin penceresinin genişliği ve f_{an} anahtarlama frekansdır.

4.1.3.2 Kaçak İndüktans Hesaplanması

Kaçak indüktans, dönüştürücü giriş akımının sıfır ve nominal değer arasında düşük bir eğimde değişmesine neden olur ve çıkış diyotları arasındaki komutasyon oranını azaltır. Ayrıca kaçak indüktansta depolanan enerji EMI problemleri yaratmanın yanı sıra, anahtarlama MOSFET'inin akacında ani gerilim yükselmelerine neden olur. Anahtarlama kayıplarını artıran bu durum flyback transformatörü düzgün tasarlanmadığında önemli bir kayba neden olarak verimliliği düşürebilir.

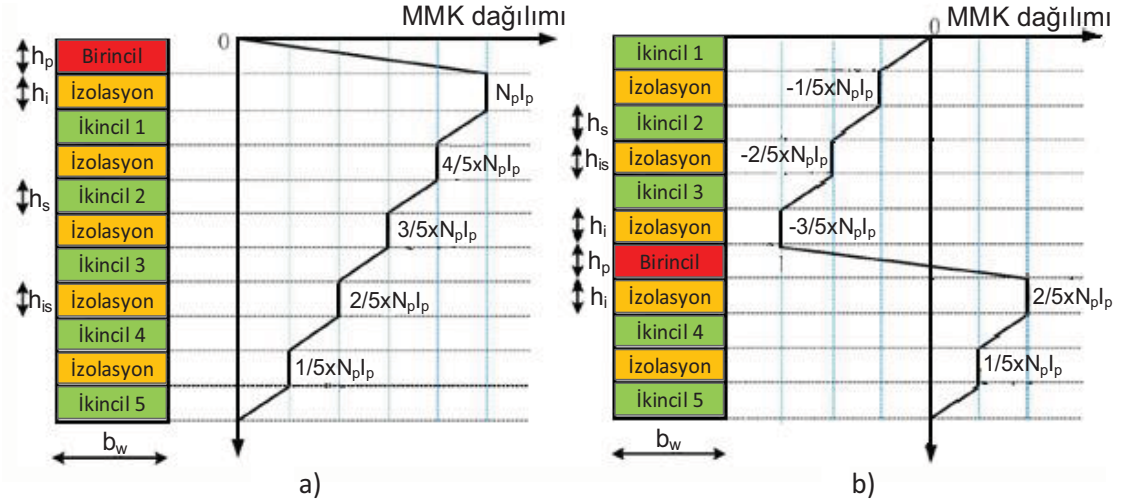
Şekil 4.6.a'da gösterilen aralıksız sarım yapısı için kaçak indüktans, manyetik alanda depolanan enerji kullanılarak hesaplanır.

$$E_{mag} = \frac{1}{2} \iiint B \times H \times dv = \frac{1}{2} L_{lk} I_{tepe}^2 \quad (4.12)$$

Katman başına eşit dönüşlere sahip olan aralıksız bir sarım yapısı için birincil tarafa göre bulunan kaçak indüktans için genel ifade aşağıdaki formül tarafından verilir [39].

$$L_{lkp} = \mu_0 \times \frac{l_w}{b_w} \times N_p^2 \times \left[\frac{n_{lp} \times h_p + n_{ls} \times h_s}{3} + \frac{(2n_{lp} - 1) \times (n_{lp} - 1)}{6} \times \left(\frac{h_{ip}}{n_{lp}}\right) + \frac{(2n_{ls} - 1) \times (n_{ls} - 1)}{6} \times \left(\frac{h_{is}}{n_{ls}}\right) + h_i \right] \quad (4.13)$$

Burada n_{lp}/n_{ls} birincil ve ikincil katmanların sayısı, h_{ip}/h_{is} birincil ve ikincil tabakalar arasındaki yalıtım kalınlığı, h_i birincil ve ikincil katmanlar arasındaki yalıtım kalınlığıdır ve N_p birincil dönüşlerin sayısıdır.



Şekil 4.6. a) Aralıksız b) aralıklı sarım yapısında analitik manyeto motor kuvveti dağılımı [39].

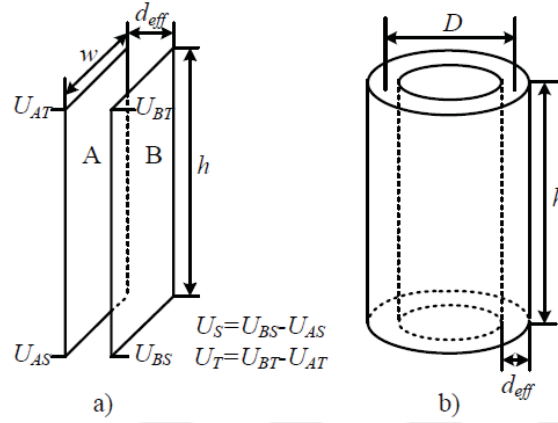
Pratik deneyimler aralıklı sarım yapısında birincil ve ikincil sarımların sandviç yapısı şeklinde serpiştirilmesinin kaçak indüktansı ve öz kapasitansı azalttığını fakat iç içe geçmiş kapasitansı artırdığını ortaya çıkarmıştır [39]. Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamasında kullanılan bir transformatör birçok ikincil dönüşe sahip olacağı için, Şekil 4.6.b'de gösterildiği gibi ikincil sarımın arasına sıkıştırılmış birincil sarım ile aralıklı sarım yapısı uygulanabilir bir yöntemdir. n_{ls1} birincil sarımın üst tarafında kalan ikincil sarımın katman sayısı ve n_{ls2} birincil sarımın alt tarafında kalan ikincil sarımın katman sayısıdır. Aralıklı sarım yapısı için kaçak indüktans için genel ifade aşağıdaki formül tarafından verilir [39].

$$L_{lkp} = \mu_0 \times \frac{l_w}{b_w} \times N_p^2 \times \left[\frac{n_{ls1}^3 + n_{ls2}^3}{3 \times (n_{ls1} + n_{ls2})^3} \times [n_{lp} \times h_p + (n_{ls1} + n_{ls1}) \times h_s] + \frac{n_{ls1} \times (n_{ls1} - 1) \times (2n_{ls1} - 1) + n_{ls2} \times (n_{ls2} - 1) \times (2n_{ls2} - 1)}{6 \times (n_{ls1} + n_{ls2})^2} \times h_{is} + \frac{n_{ls1}^2 + n_{ls2}^2}{(n_{ls1} + n_{ls2})^2} \times h_i \right] \quad (4.14)$$

4.1.3.3 Öz kapasitans Hesaplanması

Yüksek gerilim transformatörleri, yüksek gerilim tarafında çok sayıda dönüşe sahiptirler. Bu durum, ihmal edilemeyecek bir parazitik öz kapasitansa neden olur. Yüksek anahtarlama kaybından kaçınmak için tasarım aşamasında öz kapasitansı tahmin etmek önemlidir. Sarım öz kapasitansı, sarımda depolanan elektrik alan enerjisini temsil eden bir parametredir. Katman başına çok sayıda

dönüşten dolayı, dönüş-dönüş kapasitesinin etkisi ihmal edilebilir ve öz kapasitesin ana katkısı, paralel olarak hesaplanabilen katman-katman kapasitesinden gelir. Şekil 4.7’de gösterilen plaka veya silindirik kondansatör modeli üzerinden formülü çıkarılmıştır [41].



Şekil 4.7. a) Doğrusal potansiyel dağılımı olan iki paralel levha, b) Silindirik kondansatör modeli [41].

Transformatör sargılarındaki öz kapasites, iletkenler arasındaki hacimde saklanan elektro statik enerji kullanılarak hesaplanabilir ve aşağıda verilen denklemden çıkarılır.

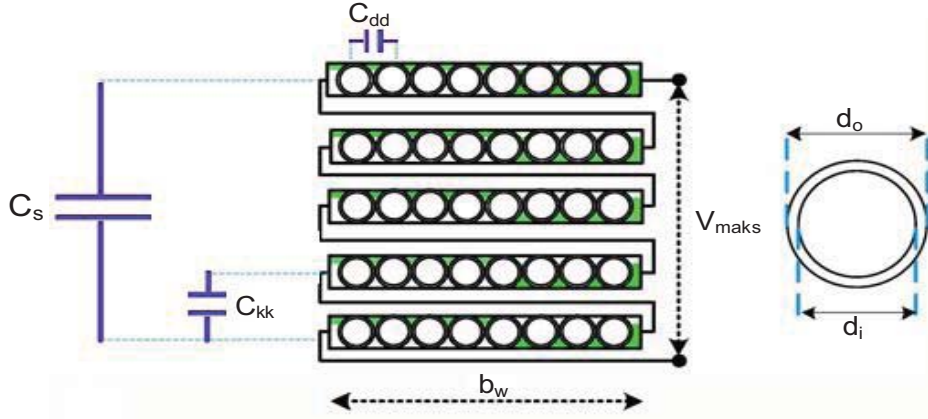
$$E_{Elektrik} = \frac{1}{2} \iiint \varepsilon \times E^2 \times dv = \frac{1}{2} \times C_s \times U_w^2 \quad (4.15)$$

Burada ε sargının eşdeğer dielektrik sabiti, E elektrik alan şiddeti, C_s öz kapasites ve U_w sarım boyunca oluşan toplam gerilimdir.

Şekil 4.7.a'da gösterilen doğrusal potansiyel dağılımı olan iki bitişik iletken tabakada depolanan enerji aşağıda verilen denklemden hesaplanır.

$$E_{depolanan} = \frac{C_l}{6} \times (U_S^2 + U_S \times U_T + U_T^2) \quad (4.16)$$

U_S ve U_T , sırasıyla iki yüzey arasındaki taban ve üst arasındaki potansiyel farktır ve C_l iki yüzey arasındaki kapasitandır ve paralel plaka kapasitesini olarak kabul edilir.



Şekil 4.8. Flyback transformatör yüksek gerilim sarımı dağılımı.

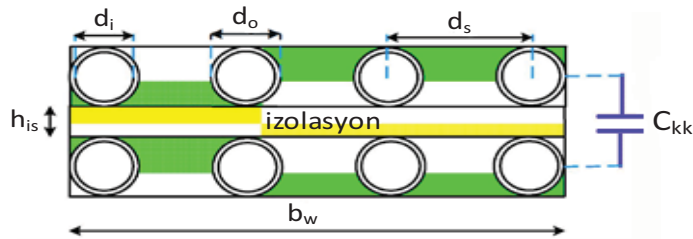
Şekil 4.8'de gösterilen konfigürasyon için yüksek gerilim sarımında katmanlar arası öz kapasitansı aşağıda verilen denklemden hesaplanabilir.

$$C_{kk} = \epsilon_r \times \epsilon_0 \times \frac{l_w \times b_w}{d_{eff}} \quad (4.17)$$

Burada ϵ_0 vakum geçirgenliğidir ve değeri 8.854×10^{-12} F/m'dir. ϵ_r ise dielektrik malzemenin görelî geçirgenliğidir ve malzemeye göre değışkenlik göstermektedir. d_{eff} iki katman arasındaki etkili mesafedir ve aşağıdaki formül ile hesaplanabilir.

$$d_{eff} = h_{is} + (d_o - 1.15d_i + 0.26d_s) \quad (4.18)$$

Şekil 4.9'da görüldüğü gibi h_{is} , d_o , d_i ve d_s sırasıyla, ikincil sarımdaki katmanlar arasındaki izolasyon mesafesi, telin dış çapı, iç çapı ve ikincil sarımdaki iki dönüşün merkezinden birbirlerine olan uzaklığıdır.



Şekil 4.9. İki katmanlı bir sarım yapısı.

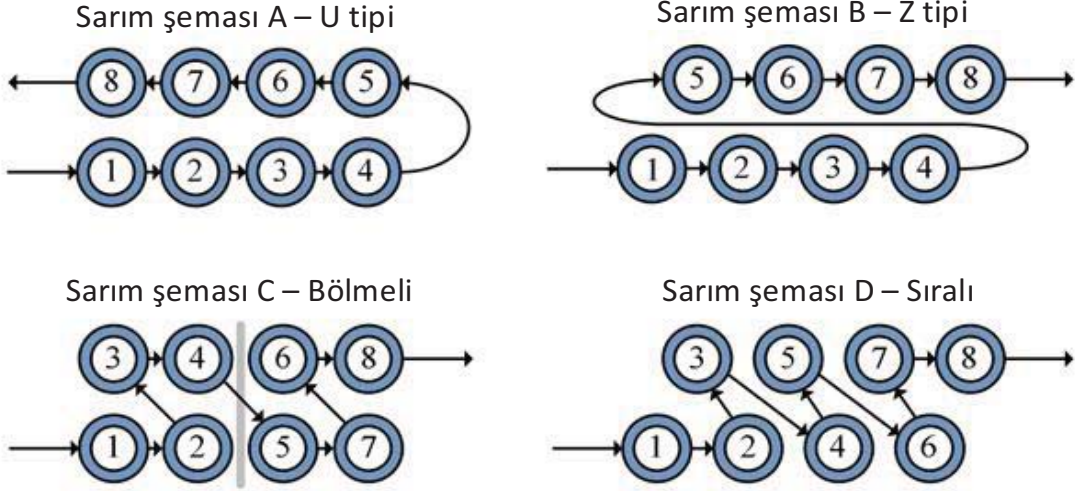
Şekil 4.8'de gösterilen konfigürasyon için yüksek gerilim sarımı toplam öz kapasitansı aşağıda verilen denklemden hesaplanabilir [39].

$$C_s = \frac{C_{kk}}{4} \times (n_{ls} - 1) \times \left(\frac{2}{n_{ls}}\right)^2 \quad (4.19)$$

4.1.4 Yüksek Gerilim Kondansatör Şarj Uygulaması İçin Transformatör Sarım Mimarilerinin İncelenmesi

Kaçak indüktans ve öz kapasitans gibi transformatör parametreleri, pratik sarım uygulamalarından kaynaklanan karmaşıklık ve büyük analitik hata payları nedeniyle, tasarım aşamasından önce nadir olarak hesaplanmaktadır. Bu yüzden, belirli bir tasarım için bir transformatör mimarisini diğerine göre seçmek genellikle deneyime veya deneme yanılma yöntemine dayanır. Bu bölümde birbirinden farklı mimari ve sarım yapısındaki transformatörlerdeki kaçak indüktans, öz kapasitans ve AA direncinin hesaplama ve benzetim sonucunda elde edilen verilerle farkları karşılaştırılmıştır. EF25 nüvesi için farklı transformatör sarım mimarilerinde, yüksek çıkış gerilime sahip flyback dönüştürücü transformatörü parazitlerinin yoğunluğu incelenmiştir. Transformatör parazitlerinden kaynaklanan toplam kayıpların en düşük olduğu transformatör mimarisi, en yüksek olan kıyasla on kat daha az azalabilir bu yüzden transformatör sarım mimarisi ve sarım yapısı transformatör tasarımında çok önemlidir [41]. Bu durumda, yüksek enerji verimliliğini elde etmek için transformatör parametrelerinin ve ilişkili kayıplarının doğru tahmini gereklidir. Hesaplanan transformatör parametreleri, ANSOFT Maxwell kullanılarak yapılan benzetim ile kıyaslanmıştır ve benzer sonuçlar elde edilmiştir.

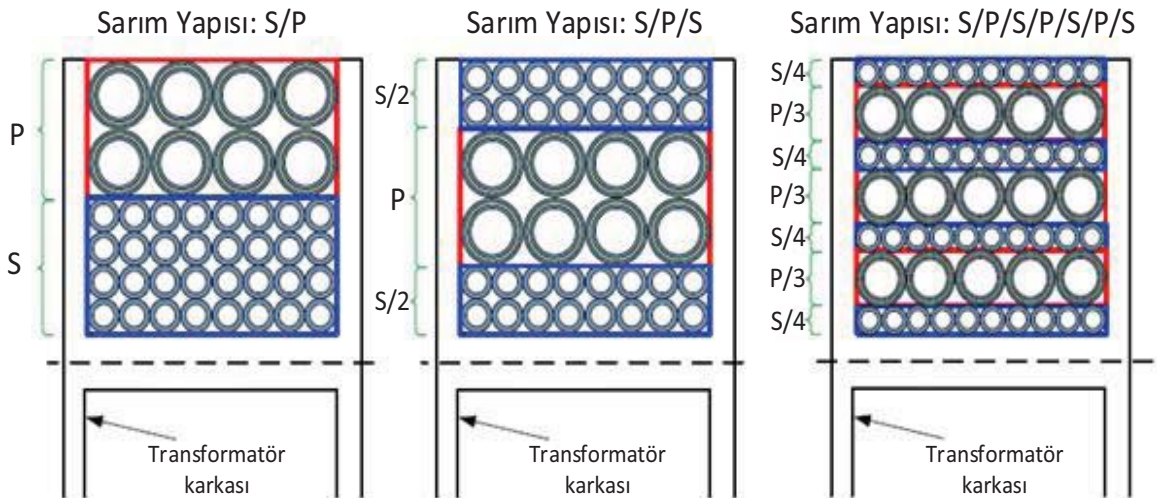
Şekil 4.10'da gösterildiği gibi, bilinen dört sarım şeması (A, B, C ve D) incelenmiştir. Sarım şeması A'da bir sonraki katman, bir önceki katmanın bittiği yerden başladığından, uygulanması en basit olanıdır. Sarma şeması B'de bir sonraki katman, bir önceki katmanın başlangıç noktasının hemen üstünde başlar. Sarım şeması C'de, B mimarisi ile aynı sarım dönüşlerine sahip bölümlerden oluşur. Sarım şeması D'de dönüşler, önceki dönüşlerin üzerine inşa edilen dikey bir arka açılı şekilde ilerler. D mimarisinde kesit duvarlarının kalınlığından dolayı dolgu faktörünü azaltma kısıtlaması olmaksızın bir tabakada sarım bölgesine sığabilecek kadar çok sayıda açılı bölüm elde edilebilir. Ayrıca C mimarisinin aksine D mimarisi ile aralıklı sarım yapısı uygulanabilir. Fakat uygulanabilirliği pratikte çok zordur. Transformatör tasarımında dönüşler arasındaki gerilim farkından dolayı öz kapasitansı etkileyen en büyük faktör sarım mimarisidir.



Şekil 4.10. Farklı sarım şemalarına genel bakış.

Farklı sarım mimarileri ve yapıları ile yüksek gerilim flyback dönüştürücü transformatörü için yedi farklı transformatör türetilmiştir. Şekil 4.11'de kullanılan sarım yapıları gösterilmiştir. Sarım mimarileri ve yapıları hakkında karşılaştırılma yapabilmek için bu türetilen transformatörlerde

Çizelge 4.2'de gösterilen aynı sarım parametre değerleri kullanılmıştır ve dönüş oranı olarak 20 seçilmiştir. Çizelge 4.3'te incelemesi yapılan transformatörlerin sarım mimarisi ve yapısı gösterilmiştir. Tüm transformatörlerin birincil sarımı için sarım şeması A kullanılır. Ayrıca bobinin bütün sarım alanı, doldurma faktörünü iyileştirmek ve sarım direncini azaltmak için kullanılır. Tüm transformatörler için birincil ve ikincil sarım için eşit alan ayrıldığı için, birincil sarım için paralel sarım teli kullanılmıştır.



Şekil 4.11. Farklı sarım yapılarına genel bakış.

Çizelge 4.2. Yüksek gerilim transformatör mimarileri için tasarlanan transformatör parametreleri.

Parametre	Değer
Birincil / İkincil dönüşlerin sayısı	16 / 320
Birincil / İkincil sarım telinin çapı	0.5 mm (TEX-E) / 0.15 mm
Birincil / İkincil sarım katman sayısı	2 / 4
Birincil / İkincil paralel sarım sayısı	2 / 1
Nüve / malzeme tipi	EF25 / N87

Çizelge 4.3. Farklı sarım mimarileri ve yapıları ile türetilen transformatörler.

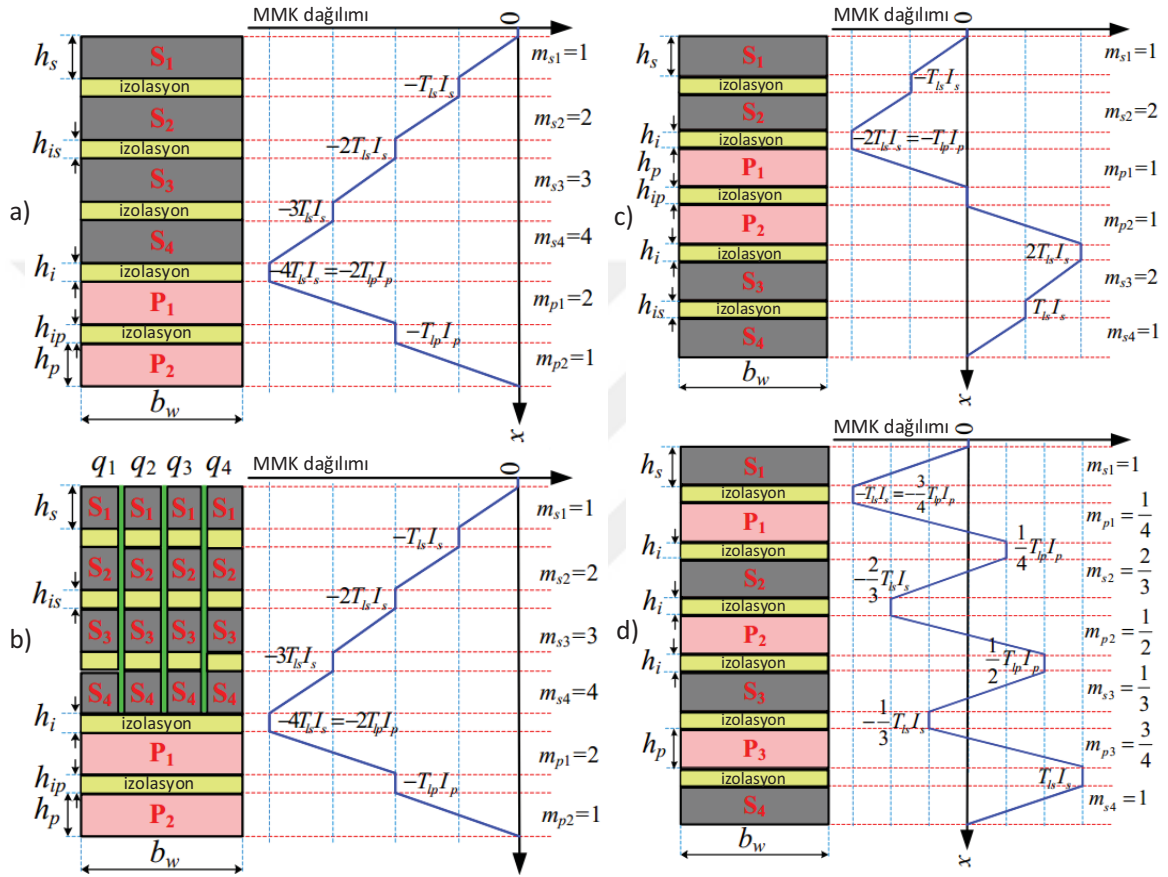
Transformatör	Sarım Yapısı	Sarım Mimarisi
T ₁	S/P	A
T ₂	S/P	B
T ₃	S/P	C
T ₄	S/P	D
T ₅	S/P/S	B
T ₆	S/P/S	D
T ₇	S/P/S/P/S/P	B

T₁-T₇ transformatörlerinin öz kapasitanslarını hesaplamak için kullanılan ifadeler Çizelge 4.4'te özetlenmiştir.

Çizelge 4.4. T₁- T₇ transformatörleri için öz kapasitans ifadeleri.

Transformatör	Öz Kapasitans İfadesi
T ₁	$C_s = \frac{C_{kk}}{3} \times (n_{ls} - 1) \times \left(\frac{2}{n_{ls}}\right)^2 ; C_{kk} = \epsilon_r \times \epsilon_0 \times \frac{l_w \times b_w}{d_{eff}}$
T ₂	$C_s = \frac{C_{kk}}{4} \times (n_{ls} - 1) \times \left(\frac{2}{n_{ls}}\right)^2 ; C_{kk} = \epsilon_r \times \epsilon_0 \times \frac{l_w \times b_w}{d_{eff}}$
T ₃	$C_s = \frac{C_{kk}}{3} \times \frac{4 \times (n_{ls} - 1)}{b_s \times n_{ls}^2} ; C_{kk} = \epsilon_r \times \epsilon_0 \times \frac{l_w \times \frac{b_w}{b_s}}{d_{eff}}$ <i>b_s: bölme sayısı (bu çalışmada 4)</i>
T ₄	$C_s = \epsilon_r \times \epsilon_0 \times \frac{l_w \times d_s \times L}{d_{eff} \times b_w} ; L = (n_{ls} - 1) \times (h_{is} + d_o) + d_o$
T ₅	$C_s = \frac{\epsilon_r \times \epsilon_0 \times b_w}{n_{ls}^2} \times \left[\frac{\frac{l_{w2}}{d_{eff}} + \frac{l_{w3}}{d_{eff}} + l_{w4}}{d_{eff} + n_{lp} \times d_p + (n_{lp} - 1) \times h_{ip}} \right]$ <i>T₅ transformatörü için</i> <i>l_{w2}: S1 ve S2 katmanları arasında ortalama bir dönüşün uzunluğu</i> <i>l_{w3}: S3 ve S4 katmanları arasında ortalama bir dönüşün uzunluğu</i> <i>l_{w4}: S2 ve S3 katmanları arasında ortalama bir dönüşün uzunluğu</i> <i>n_{lp}: birincil katman sayısı</i> <i>d_p: birincil sarım teli çapı</i> <i>h_{ip}: birincil katmanlar arası yükseklik</i>
T ₆	$C_s = \epsilon_r \times \epsilon_0 \times \left[\frac{\frac{L_1 \times d_s \times (l_{w2} + l_{w3})}{d_{eff} \times b_w} + \frac{d_{s2} \times l_{w4}}{d_{eff} + n_{lp} \times d_p + (n_{lp} - 1) \times h_{ip}} \times \frac{L_2}{b_w}}{L_1 = \left(\frac{n_{ls}}{2} - 1\right) \times (h_{is} + d_o)}$ $d_{s2} = n_{lp} \times h_p + (n_{lp} - 1) \times h_{ip} + d_o$ $L_2 = d_{s2} + d_o$ <i>h_p: birincil sarımın yüksekliği</i>
T ₇	$C_s = \frac{\epsilon_r \times \epsilon_0 \times b_w}{n_{ls}^2} \times \left[\frac{l_{w5} + l_{w6} + l_{w7}}{d_{eff}} \right]$ <i>T₇ transformatörü için</i> <i>l_{w5}: S1 ve S2 katmanları arasında ortalama bir dönüşün uzunluğu</i> <i>l_{w5}: S2 ve S3 katmanları arasında ortalama bir dönüşün uzunluğu</i> <i>l_{w6}: S3 ve S4 katmanları arasında ortalama bir dönüşün uzunluğu</i>

Aralıklı ve aralıksız sarım yapılarında MMK dağılımı, kaçak indüktansta önemli bir farklılığa neden olmaktadır. Her katmandaki maksimum mıknatıslanma kuvveti, kaçak indüktansın değerini belirler. MMK dağılım eğrisi incelendiğinde aralıklı sarım yapısı en düşük kaçak indüktansa sahiptir [40]. Bu nedenle, kaçak indüktansı optimize etmek için aralıklı sarım yapısı önerilir. T₁-T₇ transformatörleri için manyetik alanda depolanan enerji dağılımları Şekil 4.12'de gösterilmiştir.



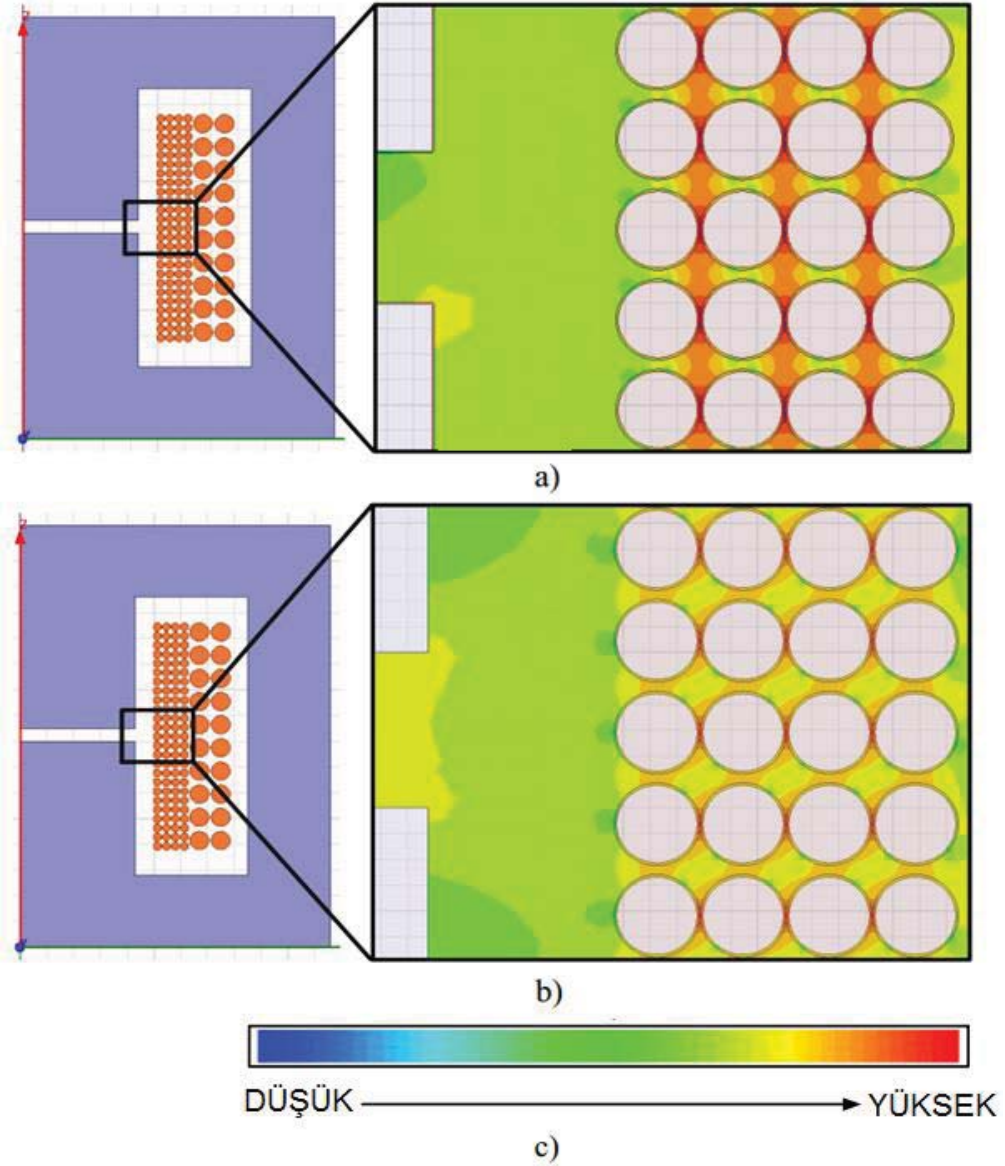
Şekil 4.12. a) Aralıksız sarım yapısı (S/P - T₁, T₂ ve T₄) b) aralıksız bölmeli sarım yapısı (S/P - T₃) c) aralıklı sarım yapısı (S/S/P/P/S/S – T₅, T₆) d) aralıklı sarım yapısı (S/P/S/P/S/P – T₇) için analitik manyeto motor kuvveti dağılımı [37].

T₁- T₇ transformatörleri için kaçak indüktans hesaplamak için kullanılan ifadeler Çizelge 4.5'te özetlenmiştir.

Çizelge 4.5. T₁- T₇ transformatörleri için kaçak indüktans ifadeleri.

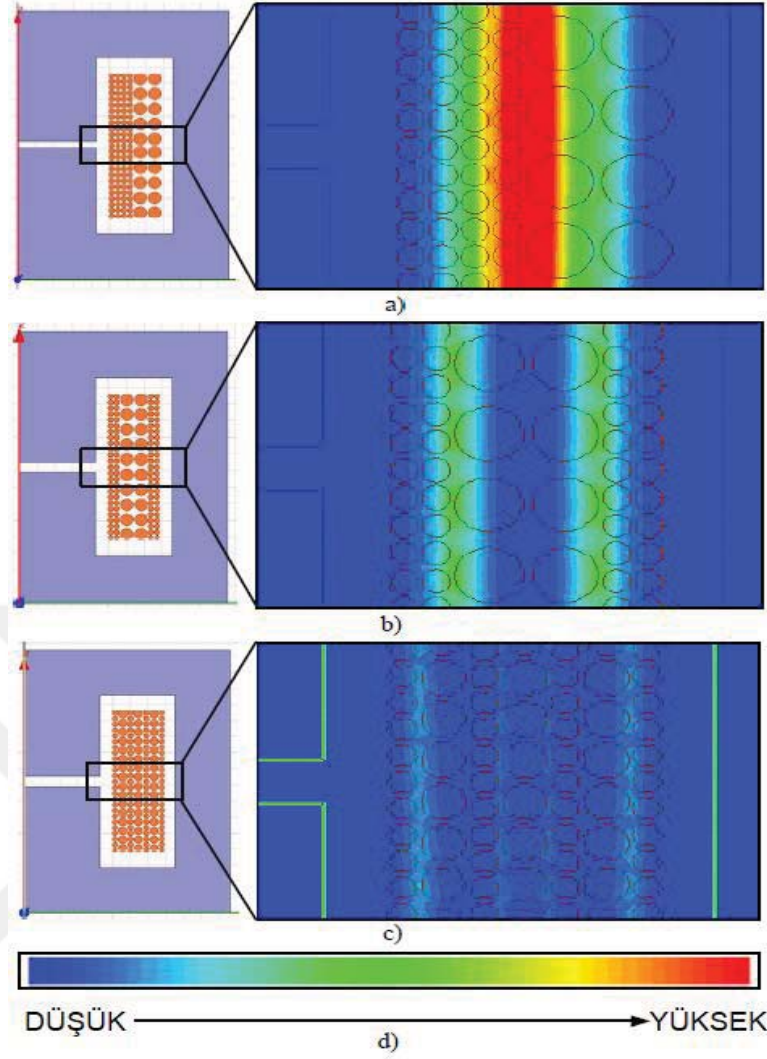
Transformatör	Kaçak İndüktans İfadesi
T ₁ , T ₂ , T ₃ , T ₄	L_{lkp} $= \mu_0 \times \frac{l_w}{b_w} \times N_p^2$ $\times \left[\frac{n_{lp} \times h_p + n_{ls} \times h_s}{3} + \frac{(2n_{lp} - 1) \times (n_{lp} - 1)}{6} \times \left(\frac{h_{ip}}{n_{lp}} \right) \right]$ $+ \frac{(2n_{ls} - 1) \times (n_{ls} - 1)}{6} \times \left(\frac{h_{is}}{n_{ls}} \right) + h_i$
T ₅ , T ₆	$= \mu_0 \times \frac{l_w}{b_w} \times N_p^2$ $\times \left\{ \frac{n_{ls1}^3 + n_{ls2}^3}{3 \times (n_{ls1} + n_{ls2})^3} \times [n_{lp} \times h_p + (n_{ls1} + n_{ls2}) \times h_s] + \frac{n_{ls1}^2 + n_{ls2}^2}{(n_{ls1} + n_{ls2})^2} \times h_i \right\}$ $\times \left\{ \frac{n_{ls1} \times (n_{ls1} - 1) \times (2n_{ls1} - 1) + n_{ls2} \times (n_{ls2} - 1) \times (2n_{ls2} - 1)}{6 \times (n_{ls1} + n_{ls2})^2} \times h_{is} + \right.$ $\left. \left[\frac{(n_{lp} - 1) \times \left(\frac{n_{ls1} \times n_{lp}}{n_{ls1} + n_{ls2}} \right)^2}{n_{lp} \times (2n_{lp} - 1) \times (n_{lp} - 1)} - \frac{n_{ls1}^2 \times n_{lp} \times (n_{lp} - 1)}{n_{ls1} + n_{ls2}} \right] \times \frac{h_{ip}}{n_{lp}^2} \right\}$
T ₇	$L_{lkp} = \mu_0 \times \frac{l_w}{b_w} \times N_p^2 \times \left[\frac{3 \times h_p + 4 \times h_s}{72} + \frac{7 \times h_i}{36} \right]$

Farklı sarım mimarileri ve yapıları Ansoft Maxwell'de kaçak indüktans, öz kapasitans ve AA direnci transformatör parazitlerini incelemek için simüle edilmiştir. Şekil 4.13'te B ve D sarım şemaları için sarımlar arasındaki elektrostatik enerji dağılımları gösterilmiştir. B tipi sarım mimarisinde enerji yoğunluğunun, katmanlar arasında yüksek, turlar arasında düşük olduğu gözlemlenmiştir. D tipi sarım mimarisinde genel olarak daha az elektrostatik enerji mevcuttur ve bu nedenle daha düşük öz kapasitansa sahiptir [41].



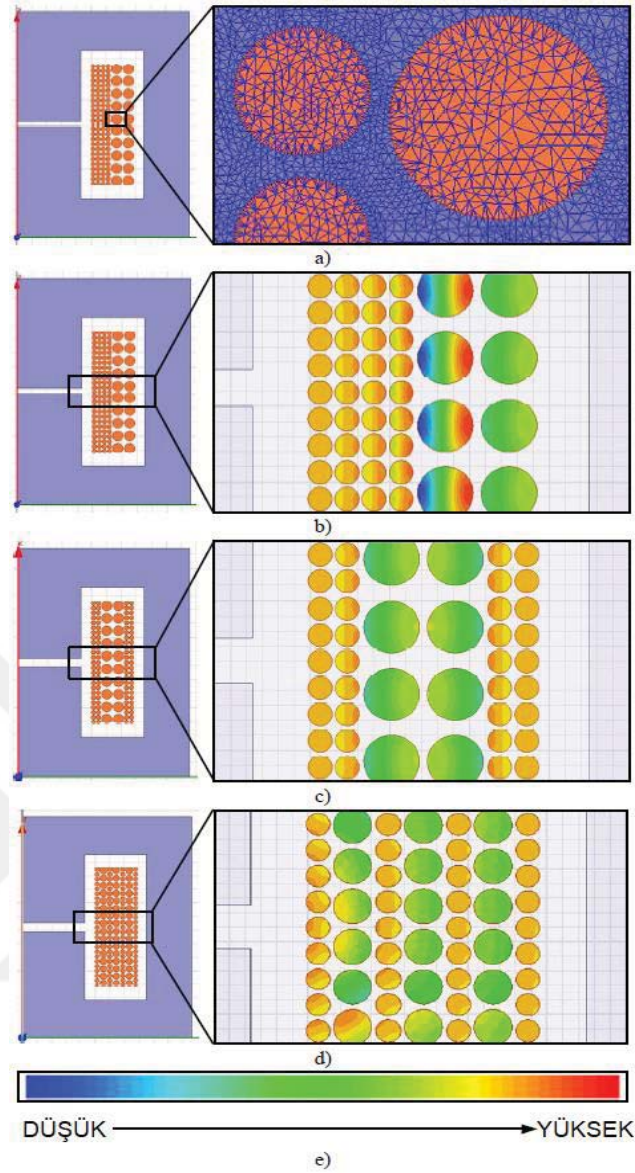
Şekil 4.13. Öz kapasitans benzetim sonucu a) sarım şeması B için b) sarım şeması D için enerji dağılımı.

Şekil 4.14'te incelenen üç sarım yapısı için manyetik statik enerjinin yakından görünümü görülmektedir. Kaçak akı sarımlardan yaklaşık olarak dikey olarak ilerler ve manyetik statik enerjisi birincil ve ikincil sarımlar arasındaki boşlukta en yüksektir. En fazla aralıklı yapıya sahip olan S/P/S/P/S/P/S sarım yapısı çok düşük manyetik statik enerjiye ve dolayısıyla daha düşük kaçak indüktansa sahiptir [41].



Şekil 4.14. Sarım yapılarının kaçak indüktans benzetim sonuçları a) P/S b) S/P/S c) S/P/S/P/S/P/S d) Yoğunluk renk çubuğu.

Şekil 4.15'te 100 kHz anahtarlama frekansında üç sarım yapısı için AA direnci simüle edilmiştir. Sarımdaki girdap etkilerini simüle etmek için standart bir ağ yapısı kullanılır. Ağın yakın bir kesiti Şekil 4.15.a'da gösterilmiştir. İkincil sarımın çapı 0,3 mm'dir ve cilt derinliği 100 kHz'de yaklaşık 0,2 mm'dir. Şekil 4.15.b, c ve d'de, üç sarım yapısı için akım yoğunluğunun yakınlaştırılmış görünümü gösterilmektedir. Aralıksız yapıdaki sarımların akım yoğunluğunun diğerlerine göre daha yüksek olduğu gözlemlenmiştir. Bu nedenle aralıksız yapıdaki sarımların AA direncinin daha yüksektir [41].



Şekil 4.15. AA direnci benzetim sonuçları a) Standart ağ yapısı b) T₁-T₄ c) T₅-T₆ d) T₇ akım yoğunluğu e) Yoğunluk renk çubuğu.

Farklı sarım mimari ve yapı tiplerinin incelenebilmesi için Çizelge 4.3'te belirlenen 7 transformatörün AA direnci, kaçak indüktansı ve öz kapasitans parazitik parametreleri için analitik hesaplama ve benzetim sonuçları sunulmuş ve karşılaştırılmıştır. Transformatörlerin öz kapasitans ve kaçak indüktans hesaplamaları Çizelge 4.4 ve Çizelge 4.5'teki formüllere göre yapılmıştır. 100 kHz'de AA direnci (4.11) denklemine göre hesaplanmıştır. Çizelge 4.6, Çizelge 4.7 ve Çizelge 4.8'de incelenen analitik hesaplama ve benzetim sonuçları yaklaşık olarak benzer çıkmıştır. Yüksek gerilim flyback dönüştürücüde transformatör kaybı dağılımı ve tasarım kriterleri düşünüldüğünde, öz kapasitans diğer parametrelere göre daha önemlidir. Öz kapasitansın yüksek olması, iletilen

ve yayılan elektromanyetik girişim (EMI) problemleri ve enerji kaybı yaratması nedeniyle yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamaları için tavsiye edilmez [41].

Enerji kaybı ve EMI etkisi düşünüldüğünde en uygun olan transformatörler T₃, T₄ ve T₆'dır. İkincil dönüştürer çok yüksek olduğunda, T₄ ve T₆'da uygulanan sarım mimarisi ve yapısına sahip transformatörler pratik ortamda uygulamak çok zordur ve bu nedenle dikkate alınmamıştır. Geriye kalan T₃ transformatöründe kaçak indüktans yüksek olduğu için bastırma devresi tasarlarken bu durum dikkate alınmalıdır.

Çizelge 4.6. T₁- T₇ transformatörleri için ikincil sarım öz kapasitansı.

Transformatör	Sarım Yapısı	Sarım Mimarisi	Simülasyon (pF)	Hesaplanan (pF)
T ₁	S/P	A	31	30
T ₂	S/P	B	24	23
T ₃	S/P	C	2.3	1.9
T ₄	S/P	D	1.8	1.2
T ₅	S/P/S	B	12	19
T ₆	S/P/S	D	3.1	2
T ₇	S/P/S/P/S/P/S	B	4.8	3.5

Çizelge 4.7. T₁- T₇ transformatörleri için birincil taraf kaçak indüktans.

Transformatör	Sarım Yapısı	Sarım Mimarisi	Simülasyon (nH)	Hesaplanan (nH)
T ₁	S/P	A	514	566
T ₂	S/P	B		
T ₃	S/P	C		
T ₄	S/P	D		
T ₅	S/P/S	B	165	178
T ₆	S/P/S	D		
T ₇	S/P/S/P/S/P/S	B	30	24

Çizelge 4.8. T₁- T₇ transformatörleri için birincil tarafın 100 kHz'de AA direnci.

Transformatör	Sarım Yapısı	Sarım Mimarisi	Simülasyon (mohm)	Hesaplanan (mohm)
T ₁	S/P	A	98	102
T ₂	S/P	B		
T ₃	S/P	C		
T ₄	S/P	D		
T ₅	S/P/S	B	33	35
T ₆	S/P/S	D		
T ₇	S/P/S/P/S/P/S	B	22	17.5

4.1.5 Flyback Dönüştürücü Kayıplarının Modellenmesi

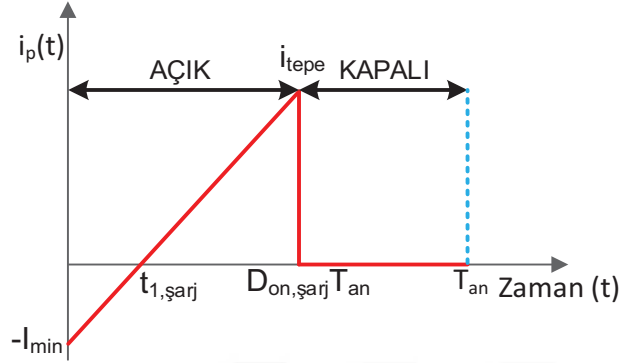
Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamasında DA-DA flyback dönüştürücünün verimliliğini araştırmak için, dönüştürücüdeki her devre bileşeniyle ilişkili kayıpları hesaplamak gerekir. Transformatör, flyback dönüştürücü güç kademesindeki toplam kayıpların büyük bir kısmını oluşturur. Bu yüzden kayıplar transformatör parazitlerinin bir fonksiyonu kabul edilebilir. Flyback dönüştürücüsünün transformatöründen kaynaklanan farklı kayıplar aşağıda verilmiştir.

4.1.5.1 Transformatör Sarım Kayıpları

Transformatör sarımları boyunca tel üzerinden geçen akım sarım kayıplarına neden olur. Bu kayıp çoğu zaman bakır kaybı olarak adlandırılır. Çünkü bakır düşük direnci, üretim kolaylığı ve geniş bulunabilirliği nedeniyle en çok kullanılan sarım tel malzemesidir. Bakır kaybı, DA ve AA kaybı olarak ikiye ayrılır. DA kaybına, sarımın DA direncinden geçen DA veya düşük frekanslı akım neden olur. Kablo kesit alanını artırmak ve tel uzunluğunu en aza indirmek DA direnci ve kaybını en aza indirir. AA kaybına, sarımlarda akan zaman değişkenli akım tarafından üretilen manyetik alandan kaynaklanan yüksek frekanslı elektromanyetik etkiler neden olur. AA kaybı, özellikle büyük tel çaplarına sahip transformatörler için çok önemli olabilir. Birincil tarafın toplam sarım kaybı aşağıdaki formülden hesaplanabilir [39].

$$P_{SP} = R_{DAP} \times I_{DAP}^2 + \frac{1}{2} \times R_{AAP} \times \sum_{n=1}^{\infty} I_{pn}^2 \quad (4.20)$$

$$I_{DAP} = \frac{(I_{tepe} - I_{min})}{2} \times D_{on,şarj}$$



Şekil 4.16. Ateşleme kondansatörü şarj edilirken flyback dönüştürücünün birincil akım dalga formu [39].

Şekil 4.16'da gösterilen birincil akım dalga formu için fourier serilerinin genişlemesi uygulanarak aşağıdaki denklemler elde edilir [39].

$$I_{pn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$a_n = \frac{-I_{min}}{\pi \times n} \times \sin(2 \times \pi \times n \times D_{on,şarj}) + \frac{I_{tepe} + I_{min}}{2 \times \pi^2 \times n^2 \times D_{on,şarj}} \times [\cos(2 \times \pi \times n \times D_{on,şarj}) - 1 + (2 \times \pi \times n \times D_{on,şarj}) \times \sin(2 \times \pi \times n \times D_{on,şarj})] \quad (4.21)$$

$$b_n = \frac{I_{min}}{\pi \times n} \times \cos(2 \times \pi \times n \times D_{on,şarj}) + \frac{I_{tepe} + I_{min}}{2 \times \pi^2 \times n^2 \times D_{on,şarj}} \times [\sin(2 \times \pi \times n \times D_{on,şarj}) + (2 \times \pi \times n \times D_{on,şarj}) \times \cos(2 \times \pi \times n \times D_{on,şarj})]$$

I_{DAP} , I_{tepe} , I_{min} , R_{DAP} ve R_{AAP} sırasıyla birincil sarımın DA akımı, tepe akımı, MOSFET açma işleminin başlangıcındaki negatif akım, DA direnci ve AA direncidir. I_{pn} n'inci harmonik için mevcut genliktir. $D_{on,şarj}$, şarj işlemi sırasında iletim durumu görev çevrimi oranıdır. Transformatorün ikincil tarafındaki sarım kayıpları, benzer şekilde hesaplanabilir.

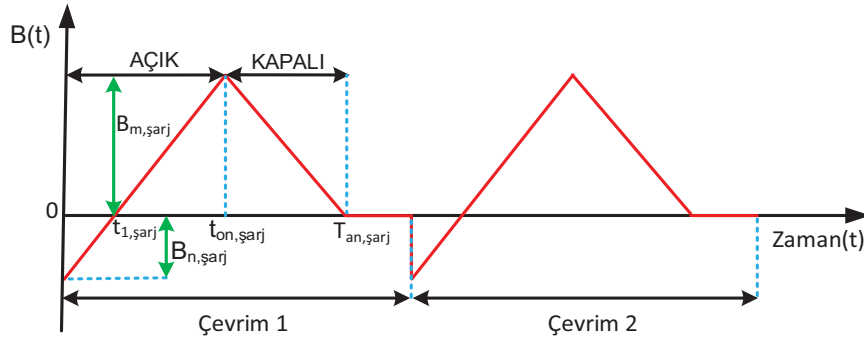
Şekil 4.16'da görülen MOSFET açma işleminin başlangıcındaki negatif akım yüksek gerilim tarafındaki sarımın öz kapasitansından kaynaklanmaktadır. İkincil

taftaki akım sıfıra geldiğinde, MOSFET'in akı-kaynak gerilimi düşme eğilimindedir. Kullanılan kontrol entegresi sınır modu kontrolü altında çalıştığından sonraki anahtarlama döngüsü, yüksek gerilim tarafındaki sarım öz kapasitansı tamamen boşalmadan önce başlar. Bu yüzden akım başlangıçta bu kapasitansı boşaltmak için negatif yönde akar. I_{min} değeri benzetim sonucundan elde edilmiştir.

4.1.5.2 Transformör Nüve Kayıpları

Nüve kayıpları, transformörün ferrit nüvesinde meydana gelir ve çekirdeğin akı yoğunluğuna, çalışma frekansına, nüve hacmine ve seçilen ferrit malzemesinin özelliklerine bağlıdır [42]. Farklı frekans ve tepe akı yoğunluğu aralıkları için optimize edilmiş farklı malzemeler, değişken nüve kaybı özellikleri sergileyecektir. Şarj işlemi sırasında meydana gelen nüve kayıplarının hesaplamasında değişken anahtarlama frekansına dikkat edilmesi gerekir. Sinüzoidal uyarım için birim hacim başına düşen zaman-ortalama nüve kaybı hesaplaması için en sık kullanılan ifade, aşağıda verilen Steinmetz denklemidir [39].

$$P_{nüve} = k \times f^a \times (\Delta B/2)^2 \quad (4.22)$$



Şekil 4.17. Kondansatör şarj edilirken akı yoğunluğu dalga formu [39].

Sinüzoidal olmayan uyarım nedeniyle birim hacim başına nüve kaybı, geliştirilmiş ve genelleştirilmiş Steinmetz denklemi kullanılarak hesaplanır [43].

$$P_{nüve} = \frac{1}{T_{an}} \times \left[\int_0^{T_{an}} k_z \times \left| \frac{dB}{dt} \right|^a \times (\Delta B)^{\beta-a} \times dt \right] \quad (4.23)$$

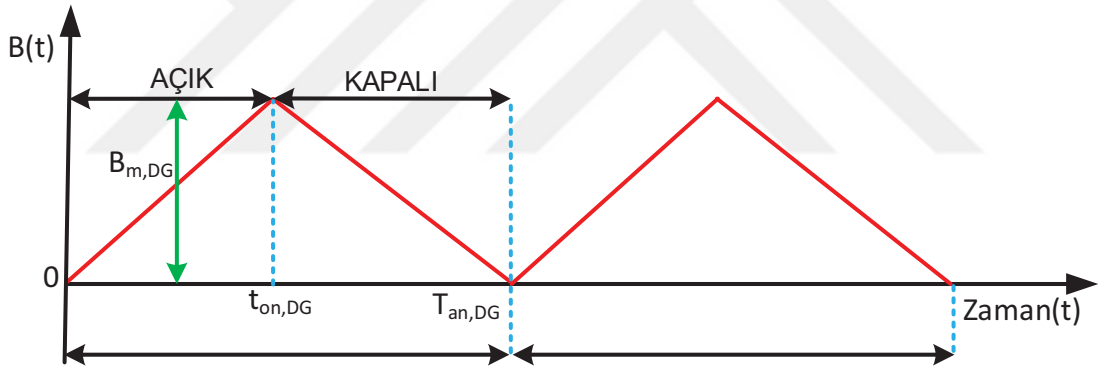
$$k_z = \frac{k}{(2 \times \pi)^{a-1} \times \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^a \times 2^{\beta-a}}$$

Burada T_{an} anahtarlama periyodudur, k , a ve β üretici tarafından sağlanan sabitlerdir. $\left|\frac{dB}{dt}\right|$ akı yoğunluğunun değişim hızının mutlak değeridir ve ΔB tepeden tepeye akı yoğunluğudur. θ açısı, sinüzoidal dalga formunun faz açısını temsil eder. Şekil 4.17 kondansatörün şarj edilmesi sırasında akı yoğunluğu dalga formunu göstermektedir. Şarj işlemi sırasında her bir anahtarlama döngüsü için birim hacim başına düşen nüve kaybı aşağıdaki denklemden hesaplanabilir [39].

$$P_{nüve,şarj} = \frac{k_{z,şarj}}{T_{an,şarj}} \times \left[(B_{m,şarj} + B_{n,şarj})^\beta \times t_{açık}^{1-a} + B_{m,şarj}^\beta \times t_{kapalı}^{1-a} \right] \quad (4.24)$$

$$\Delta B = B_m + B_n$$

$T_{an,şarj}$, B_m , $t_{açık}$ ve $t_{kapalı}$ sırasıyla kondansatör işlemi şarj sırasında her bir döngüdeki anahtarlama periyodu, en yüksek akı yoğunluğu, MOSFET'in açık ve kapalı olma süreleridir.



Şekil 4.18. Kondansatör şarj edildikten sonra akı yoğunluğu dalga formu [39].

Şekil 4.18 kondansatörün şarj edilmesinden sonra akı yoğunluğu dalga formunu göstermektedir. Şarj işlemi tamamlandıktan sonra düşük güç modunda çalışırken her bir anahtarlama döngüsü için birim hacim başına düşen nüve kaybı aşağıdaki denklemden hesaplanabilir [39].

$$P_{nüve,DG} = \frac{k_{z,DG} \times B_{m,DG}}{T_{an,DG}} \times \left[t_{açık,DG}^{1-a} + t_{kapalı,DG}^{1-a} \right] \quad (4.25)$$

$T_{an,DG}$, $B_{m,DG}$, $t_{açık,DG}$ ve $t_{kapalı,DG}$ sırasıyla kondansatör işlemi tamamlandıktan sonra düşük güç modunda çalışma sırasında her bir döngüdeki anahtarlama periyodu, en yüksek akı yoğunluğu, MOSFET'in açık ve kapalı olma süreleridir.

4.1.5.3 Anahtarlama Kayıpları

Flyback dönüştürücü ateşleme kondansatörünü ederken transformatör öz kapasitansı kaynaklı kapasitif anahtarlama kayıpları aşağıdaki denklemden hesaplanabilir [35].

$$P_{C,anahtarlama} = \frac{f_{an}}{2} \times (n^2 \times C_s) \times \left(V_{giris} - \frac{V_{çikis}}{n} \right)^2 \quad (4.26)$$

Sıfır gerilimde anahtarlama yapıldığı için çıkış gerilimi ($n \times V_{giris}$)'den büyük olduğunda kapasitif etkiden kaynaklı anahtarlama kaybı diğer kayıplara göre çok düşüktür.

Anahtarlama MOSFET'inin anahtarlama kayıpları aşağıdaki denklemden hesaplanabilir [35].

$$P_{M,anahtarlama} = \frac{f_{an}}{2} \times [(C_p + C_{oss}) \times V_{DS}^2 + V_{DS} \times I_{tepe} \times (t_{if} + t_{vr})] \quad (4.27)$$

C_p , C_{oss} , t_{if} ve t_{vr} sırasıyla transformatörün birincil öz kapasitansı, anahtarlama MOSFET'inin çıkış kondansatörü, anahtarlama MOSFET'inin akım düşüşü ve gerilim yükselişi geçiş süreleridir.

Anahtarlama MOSFET'inin iletim kaybı aşağıdaki denklemden hesaplanabilir [35].

$$I_{RMSM}^2 = \frac{I_{tepe}^2}{3} \times \left(\frac{D_{on,şarj} \times T_{an} - t_{1,şarj}}{T_{an}} \right) + \frac{I_{min}^2}{3} \times \left(\frac{t_{1,şarj}}{T_{an}} \right) \quad (4.28)$$

$$P_{M,iletim} = I_{RMSM}^2 \times R_{DS,MOSFET}$$

Kapı sürme kaybı, anahtarlama MOSFET'inin hem açılma hem de kapanma sırasında kapı-kaynak yükünü şarj etmek için gereken enerjiden kaynaklanır. Bu kayıp frekansa ve MOSFET'in toplam kapı-kaynak yük miktarının bir fonksiyonudur. Kapı sürme kaybı aşağıdaki denklemden hesaplanabilir [35]. V_{GS} MOSFET'in kapı kaynak gerilimi, Q_{toplam} MOSFET'in toplam kapı-kaynak yüküdür.

$$P_{kapı} = V_{GS} \times Q_{toplam} \times f_{an} \quad (4.29)$$

Flyback dönüştürücü kontrol entegresinin güç kaybı aşağıdaki denklemden hesaplanabilir.

$$P_{kontrolcü} = V_{cc} \times I_Q \quad (4.30)$$

V_{cc} flyback kontrolcüsünün besleme gerilimidir. I_Q entegrenin belirlenen besleme geriliminde çekilen çalışma akımıdır.

Toplam MOSFET güç kaybı bütün kayıpların toplamıdır ve değeri aşağıdaki formül ile hesaplanır.

$$P_{M,toplam} = P_{M,iletim} + P_{M,anahtarlama} + P_{kapı} + P_{kontrolcü} \quad (4.31)$$

Güç seviyelerine göre, toplam anahtarlama kaybındaki baskın kayıp değişmektedir. Genel olarak 100 W seviyesindeki uygulamalarda iletim kaybı, toplam MOSFET güç kaybının ana kaynağını temsil eder. Bu güç seviyelerinde tasarımda genel olarak, anahtarlama kayıplarını büyük ölçüde azaltan yumuşak anahtarlama sıfır gerilimde anahtarlama topolojileri tercih edilir. 50 ile 75 W aralığındaki uygulamalar için, iletim kaybı ve anahtarlama kaybı benzer kayıplara neden olmaktadır. Yaklaşık 25 W ve altındaki uygulamalarda, anahtarlama kaybı, güç kaybını baskın olmaya başlar.

4.1.5.4 Flyback Dönüştürücüde Diğer Kayıplar

Zener bastırma devresi tarafından oluşan güç kaybı, RCD bastırma devresi ile benzer şekilde aşağıdaki formül ile hesaplanır.

$$P_z = \frac{1}{2} \times L_{lkp} \times I_{tepe}^2 \times \frac{V_z}{V_z - n \times V_{çıkış}} \times f_{an} \quad (4.32)$$

V_z zener bastırma devresinde kullanılan geçici gerilim baskılayıcı diyotunun kenetleme gerilimidir.

Çıkış diyotunun iletim kaybı aşağıdaki denklemden hesaplanabilir.

$$P_{D,iletim} = \frac{1}{T_{an}} \times \int_0^{T_{an}} V_F \times I_F(t) \times dt \quad (4.33)$$

$$P_{D,iletim} = V_F \times I_{F(ort)} + R_{SK,diyot} \times I_{RMSD}^2$$

V_F ve $R_{SK,diyot}$ sırasıyla çıkış diyotunun iletim durumundayken gerilim düşümü ve direncidir.

Anahtarlama MOSFET'i iletimdeyken transformatörün birincil akımı algılama direnci üzerinden geçer ve bir güç kaybına sebep olur. Algılama direnci güç kaybı aşağıdaki denklemden hesaplanabilir [35]. $R_{algılama}$ algılama direncinin değeridir.

$$P_{algılama} = I_{RMSM}^2 \times R_{algılama} \quad (4.34)$$

Transformatör parazitiklerinden ve flyback dönüştürücü bileşenlerinden kaynaklı enerji kayıpları Çizelge 4.9'da gösterilmiştir. Kayıplar hesaplanırken flyback dönüştürücünün kayıplarının modellenmesi bölümündeki denklemler kullanılmıştır. Sarım kaynaklı direnç kaybı hesaplaması için 30 harmonik dikkate alınmıştır.

Çizelge 4.9. Flyback dönüştürücü enerji kayıplarının dağılımı.

Enerji kaybı ($E_{kayıp}$)	Değeri (mJ)
Transformatör sarımından kaynaklı direnç kaybı	3.45
Transformatör kaçak indüktans kaynaklı kayıp	0.257
Bastırma devresi kaybı	7.53
Transformatörün öz kapasitansından kaynaklı kapasitif anahtarlama kaybı	1.03
Nüve kaybı	11.3
Toplam transformatör parazitiklerinden kaynaklı toplam enerji kaybı	23.56
MOSFET iletim kaybı	2.92
MOSFET anahtarlama kaybı	7.4
Kontrolcü güç tüketimi	0.25
Çıkış diyotu iletim kaybı	1.3
Duyu direnci kaybı	0.955
Toplam flyback dönüştürücü enerji kaybı	12.82
Toplam enerji kaybı	36.38
Toplam çıkış enerjisi	312.5
Enerji verimliliği (%)	88.35

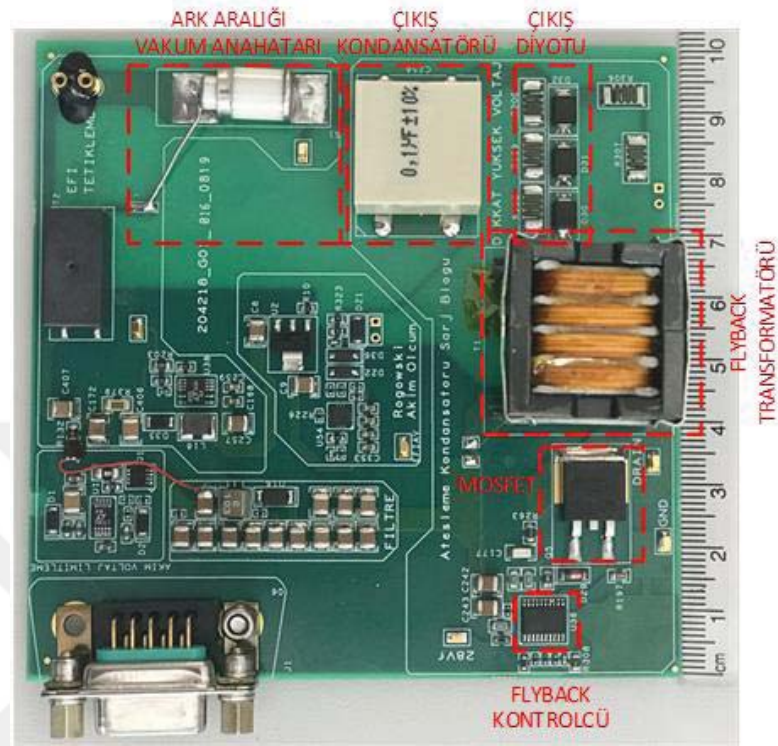
5. KONDANSATÖR ŞARJ DEVRESİNİN DENEYSEL SONUÇLARI

Bu bölümde daha önceki bölümlerde tasarımı ve benzetimi yapılan ateşleme emniyeti cihazının donanım örneği üretilmiş ve deneysel sonuçları incelenmiştir. Flyback dönüştürücü transformatörü verimlilik optimizasyonu bölümünde yapılan çalışmalar sonucunda yüksek gerilim kondansatör şarj uygulaması için tasarlanan optimum transformatör parametreleri Çizelge 5.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 5.1. Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulaması için optimum transformatör parametreleri.

Parametre	Değer
Nüve Tipi / materyali	EFD25 / N97
Maksimum akı yoğunluğu (B_{maks})	0.36 T
Birincil (L_{mP}) / İkincil (L_{mS}) mıknatıslanma indüktans	42 μ H / 24.2 mH
Birincil (N_P) / İkincil (N_S) dönüşler	12 / 288 dönüş
Hava boşluğu mesafesi (l_g)	0.114 mm
Birincil (n_{Ip}) / İkincil (n_{Is}) katman sayısı	1 / 4 katman
Birincil (T_{Lp}) / İkincil (T_{Ls}) her katmandaki dönüş sayısı	12 / 72 dönüş
Birincil (h_p) / İkincil (h_s) sarım kalınlığı	0.7 mm / 0.17 mm
İkincil sarımlar arasındaki izolasyon kalınlığı (h_{Is})	0.2 mm
Birincil ve son ikincil katman arasındaki izolasyon kalınlığı (h_{Is})	0.06 mm
İkincil taraf sarımının izolasyon dielektrik sabiti (ϵ_r)	3.5
Sarım mimarisi	4 bölmeli sarım şeması C
Sarım katman yapısı	S/P

Üretilen flyback transformatörü ve ateşleme emniyeti cihazı baskı devre kartının görüntüsü Şekil 5.1 ile verilmiştir. Baskı devre kartının eni ve boyu 10 cm olacak şekilde üretilmiştir.



Şekil 5.1. Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulaması için tasarlanan baskı devre kartının ve transformatörün görüntüsü.

Ateşleme emniyeti cihazında kondansatör şarj devresi için tasarlanan transformatörün hesaplanan ve ölçülen parazitik paramtereleri Çizelge 5.2'de gösterilmiştir. Öz kapasitans ve kaçak indüktans hesaplamaları Çizelge 4.4 ve Çizelge 4.5'teki formüllere göre yapılmıştır. 100 kHz'de AA direnci (4.10) denklemine göre hesaplanmıştır. Transformatör parametreleri Şekil 5.2 ile gösterilen LCR metre düzeneği ile ölçülmüştür. Transformatör karkasını bölümlere ayırma işlemi, yüksek gerilim sarımı öz kapasitansını ve kaçak indüktansı önemli ölçüde düşürdüğü ölçülen parametrelerle görülmüştür.



Şekil 5.2. Tasarlanan transformatörü parametrelerinin ölçüm düzeneği.

Çizelge 5.2. Tasarlanan transformatörün hesaplanan ve ölçülen parazitik parametreleri.

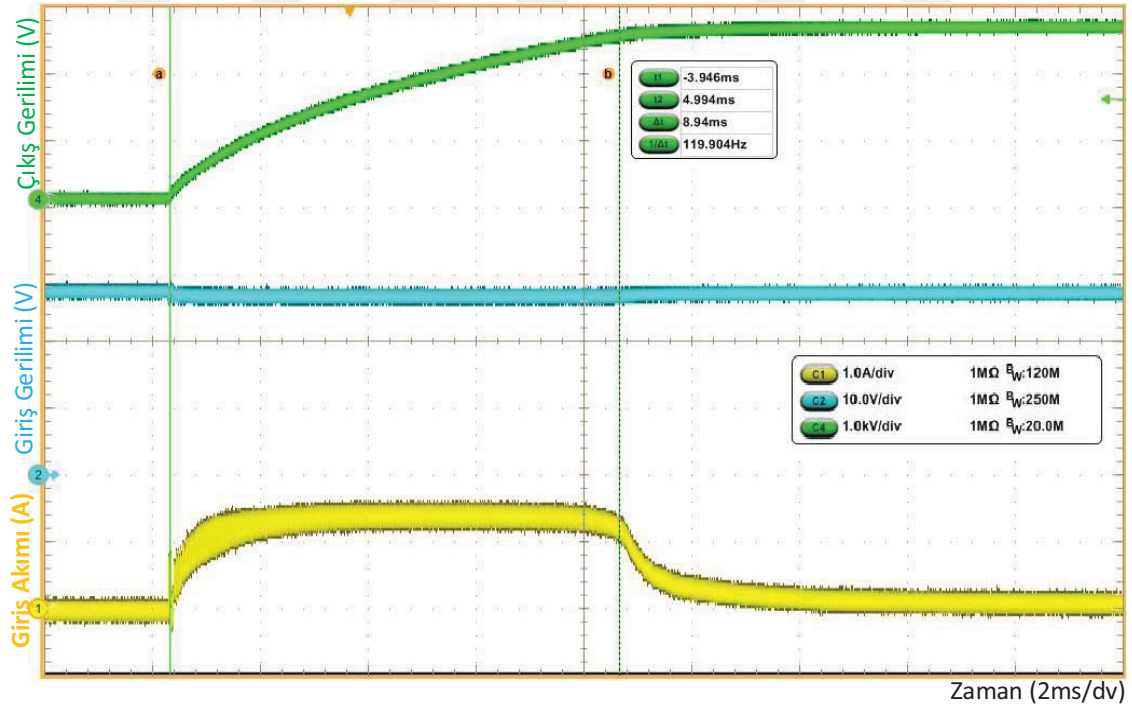
Parametre	Hesaplanan	Ölçülen
Birincil taraftaki kaçak indüktans (ikincil taraf kısa devre)	441.4 nH	520.6 nH
İkincil taraftaki öz kapasitans (birincil taraf açık devre)	1.4 pF	1.15 pF
Birincil taraftaki DA direnç (ikincil taraf açık devre)	52.7 mohm	54.9 mohm
İkincil taraftaki DA direnç (birincil taraf açık devre)	14.8 ohm	14.5 ohm
100 kHzde birincil taraftaki AA direnç (ikincil taraf kısa devre)	114.2 mohm	96.57 mohm
100 kHzde ikincil taraftaki AA direnç (birincil taraf kısa devre)	47.48 ohm	58.67 ohm

Ölçülen parazitik parametreleri Çizelge 5.2'de incelendiğinde, transformatörün hesaplanan değerlerden $\pm\%20$ 'den daha az sapma ile üretildiği gözlemlenmiştir.

Bu sapma pratik uygulamada kullanılan malzemelerin ortalama katmanlar arasındaki izolasyon mesafesi ve sarım dönüş uzunluğu gibi hesaplamada kullanılan transformatör tasarım parametrelerinde yarattığı farklılıklardan kaynaklanmaktadır.

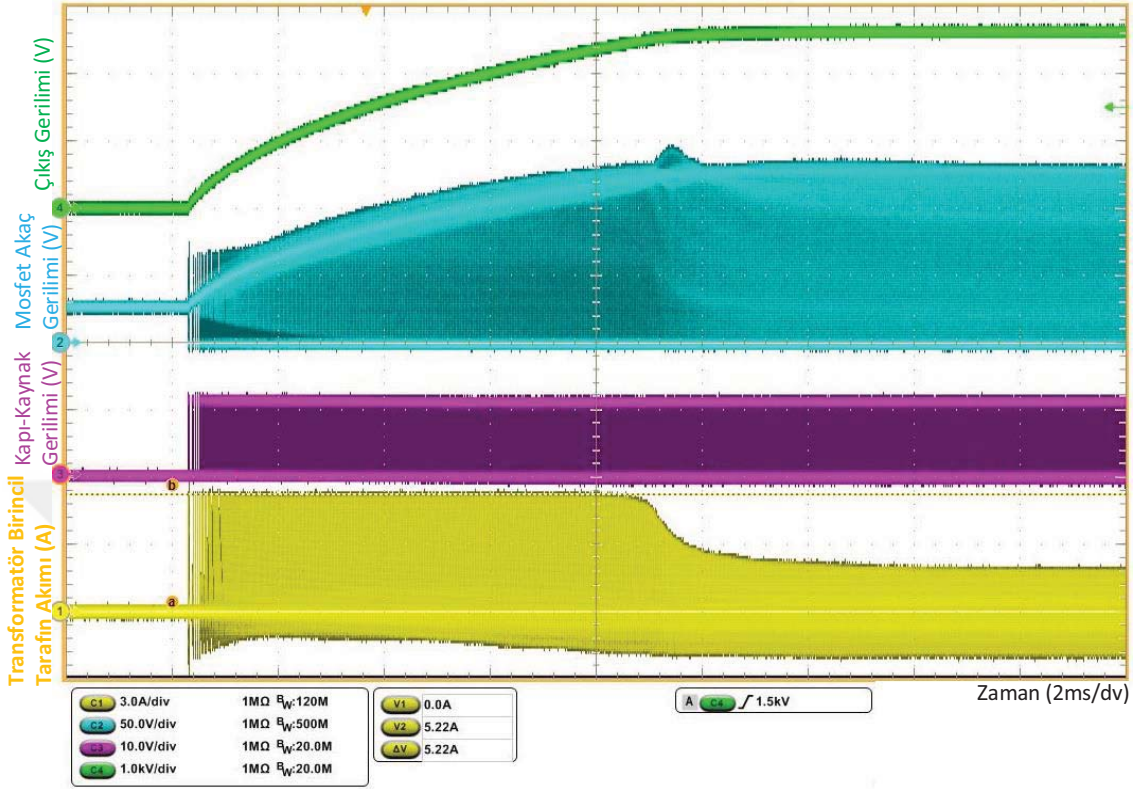
5.1 Temel Deneysel Sonuçlar

Ateşleme emniyeti cihazı çalıştırılmadan önce, kartın besleme gerilimi ve gerekli anahtarlama sinyallerin üretilip üretilmediği incelenmiştir. Gerilim seviyelerinin uygun olduğu görüldükten sonra kondansatör şarj devresi çalıştırılıp gerekli testler yapılmıştır. Güvenlik önlemleri için konulan anahtarlar aktifleştirildikten sonra kondansatör şarj devresi 28V giriş gerilimi ile çalıştırıldığında hedeflenen şarj süresinde 2500V çıkış gerilimi Şekil 5.3 ile görüldüğü gibi elde edilmiştir. Şarj süresi ve giriş kaynağından çekilen akım seviyeleri Şekil 3.16'da elde edilen benzetim sonucuna yakın çıkmıştır. Şarj işlemi sırasında giriş geriliminden çekilen akımın ortalama değeri 1.38 A olarak ölçülmüştür. Deneysel sonuçlarda dalgalanmanın daha fazla olmasının sebebi ise ölçüm için kullanılan osiloskop probleminin ölçüm hassasiyetinden kaynaklandığı düşünülmektedir.



Şekil 5.3. Ateşleme kondansatörünün şarj edilmesi sırasında çıkış gerilimi (yeşil), giriş gerilimi (mavi) ve giriş akımının (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri.

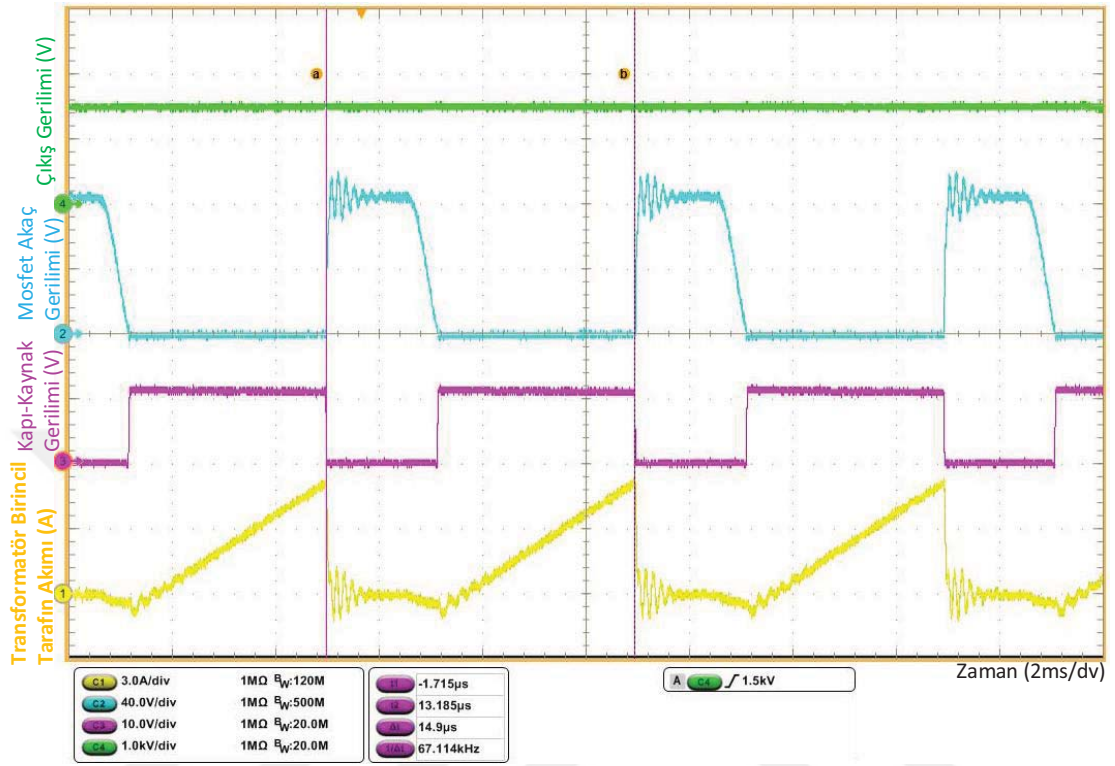
Kondansatör şarj devresinin ateşleme kondansatörünü şarj ederken ve şarj işlemi tamamlandıktan sonraki osiloskop görüntüsü Şekil 5.4 ile gösterilmiştir.



Şekil 5.4. Ateşleme kondansatörünün şarj edilmesi sırasında çıkış gerilimi (yeşil), MOSFET'in akaç gerilimi (mavi), kapı-kaynak gerilimi (pembe) ve transformatörün birincil tarafından geçen akımın (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri.

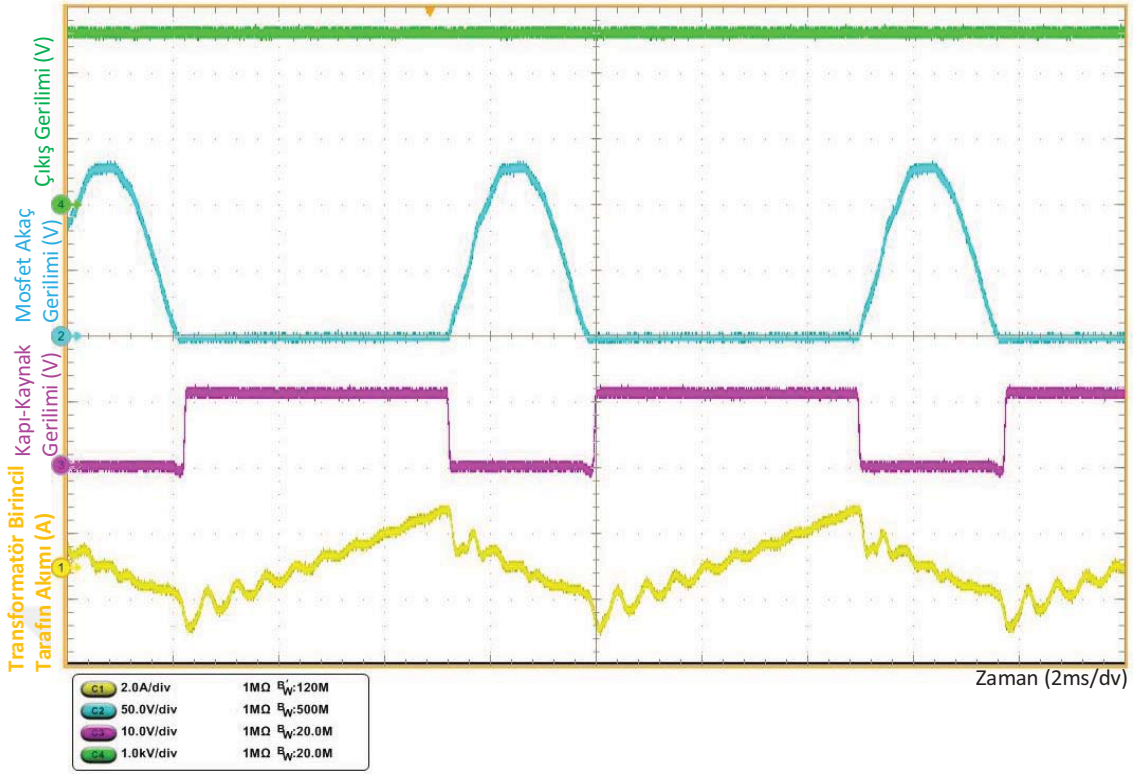
Kondansatörün şarj işlemi devam ederken osiloskop görüntüsünün yakınlaştırılmış görüntüsü Şekil 5.5 ile gösterilmiştir. Dönüştürücünün sıfır gerilim anahtarlama çalıştığı görülmektedir. Kanal 3'e bağlı olan transformatörün birincil akımı, MOSFET'in iç gövde diyotunun iletiminden dolayı anahtar açılmadan önce hafifçe negatife düşer. Doğrultma diyotunun iletimi durduğunda, transformatörün ikincil sarım kapasitansında depolanan enerji, birincil tarafa yansıtılır. Yansıyan kapasitans değeri MOSFET akaç kapasitansından daha büyük olduğunda, MOSFET'in akaç gerilimi negatife düşer ve MOSFET'in vücut diyotu iletime geçer. Bu durum bir yayılma gecikmesi yaratır. Bu nedenle benzetim ve deney sonuçlarındaki şarj süreleri bazen tam eşleşmeyebilir. Ayrıca şarj süresini etkileyen diğer önemli parametre çıkış kondansatörü kapasitans değeridir. Çıkış kondansatörü kapasitans değeri $\pm\%10$

sapma toleransına sahiptir. Tüm bu etkenlerden kaynaklı olarak benzetim sonucuna göre 8.4 ms olan şarj süresi testler sırasında 9 ms civarında ölçülmüştür.



Şekil 5.5. Ateşleme kondansatörünün şarj işlemi devam ederken çıkış gerilimi (yeşil), MOSFET'in akaç gerilimi (mavi), kapı gerilimi (pembe) ve transformatörün birincil tarafından geçen akımın (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri.

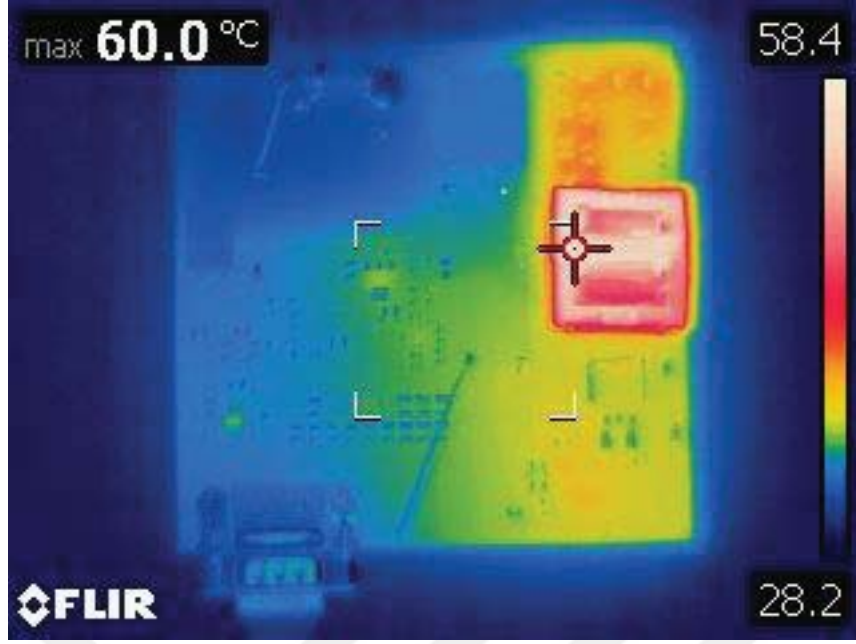
Kondansatörün şarj işlemi tamamlandıktan sonraki osiloskop görüntüsünün yakınlştırılmış görüntüsü Şekil 5.6 ile gösterilmiştir. Şarj işlemi ve sonrasındaki deneysel sonuçlarda elde edilen dalga formları Şekil 3.17 ve Şekil 3.18 elde edilen benzetim sonuçlarıyla örtüşmektedir. Kondansatör şarj işlemi tamamlandıktan sonra, devrede bulunan parazitik kapasitans mıknatıslanma indüktansı ile rezonansa girer ve ideal bir flyback dönüştürücüsünün MOSFET ve diyot iletim aralığına ek olarak düşük frekanslı rezonans aralıkları oluşturur. Şekil 5.6'da YGDG flyback dönüştürücü uygulaması çalışma aralıklarında incelenen dalga şekillerine benzer formlar gözlemlenmiştir. Benzetim sonuçlarında görüldüğü gibi şarj işlemi tamamlandıktan sonra anahtarlama frekansının arttığı gözlemlenmiştir.



Şekil 5.6. Ateşleme kondansatörünün şarj işlemi tamamlandıktan sonra çıkış gerilimi (yeşil), MOSFET'in akaç gerilimi (mavi), kapı gerilimi (pembe) ve transformatörün birincil tarafından geçen akımın (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri.

5.2 Termal Sonuçlar

Ateşleme emniyeti cihazı füze sistemlerinde belirli güvenlik koşulları gerçekleştiikten ve mühimmat ana kontrol biriminden etkinleştirme sinyali geldikten sonra çalışmaya başlar. Bu yüzden termal testler cihazın maksimum çalışma süresi dikkate alınarak yapılmıştır. 15 dk boyunca 30 °C ortam sıcaklığında yapılan test sonucunda kartta en çok ısınan bileşen olan transformatörün maksimum 60 °C'ye ulaştığı Şekil 5.7'de görülmektedir. Uygulama alanındaki ortam sıcaklığı 70 °C olduğu düşünülürse ortam sıcaklığı ile değişecek güç kaybı ve ısıl parametrelerdeki değişim hesaba katıldığında transformatörün 100±5 °C'ye ulaşacağı öngörülmüştür. Bu sıcaklık değeri güvenlik payları ile birlikte transformatörün maksimum çalışma sıcaklığının yeteri kadar altındadır.



Şekil 5.7. Ateşleme emniyeti kartının 15 dk boyunca çalıştırıldıktan sonra sıcaklık ölçümü.

5.3 Verimlilik

Ateşleme emniyeti cihazı için tasarlanan kondansatör şarj devresinin yük karakteristiği kapasitif olduğundan, dönüştürücü verimliliği normal güç verimliliği yerine enerji verimliliği olarak tanımlanır. Yüksek gerilim düşük yük uygulamalarında sabit durum veriminden ziyade şarj veriminin tanımlanması daha uygundur [24]. Bu doğrultuda çeviricinin tasarımında, kapasitif yük durumlarında yüksek verimliliğe sahip olması ve hızlı şarj süresi amaçlanmıştır. Şarj enerji verimliliği, kapasitif yükte depolanan enerjinin, şarj işlemi sırasında dönüştürücüye verilen enerjinin oranı olarak tanımlanır. Enerji verimliliği aşağıdaki formülden hesaplanabilir.

$$\eta = \frac{E_{yük}(V_{çıkış})}{E_{yük}(V_{çıkış}) + E_{kayıp}} = \frac{0.5 \times C_{çıkış} \times V_{çıkış}^2}{\int_0^{t_{şarj}} V_{giriş} \times i_{giriş} \times dt} \quad (5.1)$$

$$= \frac{0.5 \times 100 \times 10^{-9} \times 2500^2}{28 \times 1,38 \times 9 \times 10^{-3}} = \%89.8$$

$t_{şarj}$ çıkış kondansatörünün 2500 VDA gerilime şarj edilme süresidir. Test sırasında osiloskop ölçümleri üzerinden alınan ölçümler doğrultusunda giriş enerjisi hesaplaması yapılmıştır ve verimlilik %89.8 olarak bulunmuştur.

6. SONUÇLAR

Füze sistemlerinde roket motorunun ya da harp başlığının patlaması için duyarsız özel başlatıcılara ihtiyaç vardır. Patlayan folyolu başlatma elemanı, modern duyarsız füze sistemlerinde bu ateşleme zincirlerinin başlatma elemanı olarak kullanılan bir çeşit yüksek gerilim detonatördür. Mühimmatta bu başlatıcılar temel olarak, başlatma enerjisine gerekli enerjinin iletim sistemini kontrol ederek ateşleme akışını emniyete alan bir ateşleme emniyeti cihazından oluşur. Ateşleme emniyeti cihazının ana fonksiyonları, gerekli ateşleme enerjisini üretmek ve bu enerjinin güvenli bir şekilde iletimini sağlamaktır. Ateşleme enerjisi, kullanılan başlatıcının üreticisi tarafından belirtilen kapasitans ve gerilim değerine göre seçilen kondansatör üzerine şarj edilen enerjiden sağlanmaktadır.

Bu tez çalışmasında Çizelge 3.1'de belirtilen isterler dikkate alınarak ateşleme enerjisinin üretiminde kullanılmak üzere kondansatör şarj devresi tasarlanmıştır. Literatür çalışmaları sonucunda flyback dönüştürücü topolojisi, nispeten basit yapısı, daha az bileşene sahip olması ve kondansatör şarj uygulamalarında daha iyi performansa sahip olması nedeniyle kondansatör şarj devresinde kullanılmıştır. Ayrıca transformatör dönüş oranına bağlı olmayan geniş bir aralıkta ayarlanabilen bir çıkış gerilimi üretebilmesi topoloji seçiminde önemli bir etken olmuştur. Bu topolojinin önemli bir dezavantajı olan kaçak indüktans kaynaklı kayıplar, transformatör tasarımında dikkate alınarak minimumda tutulmuştur. Zener bastırma devresi kullanılarak kaçak indüktans kaynaklı MOSFET üzerindeki gerilim sıçramalarına karşı önlem alınmıştır. Zener bastırma devresi sadece şarj evresi boyunca devreye girdiği için şarj sonrası kayıpları düşük seviyede tutacaktır. Benzetim sonucuna göre tasarlanan flyback dönüştürücü ile ateşleme kondansatörü 2500V DA gerilime 8.4 ms sürede şarj olmuştur. Bu süre deneysel sonuçlarda 9 ms olarak ölçülmüş ve hedeflenen şarj süresi yakalanmıştır.

Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamasında dönüştürücü çalışma akışı, transformatör parazitlerine karşı duyarlı olduğu için devre tasarımında transformatör büyük rol oynamıştır. Tezde kullanılan otomatik sarım düzenleme (OSD) tekniği transformatör bobinindeki kullanılabilir alanın tamamını kullanır ve transformatör parazitlerinden kaynaklanan toplam kaybı en aza indiren optimum bir sarım çapı sağlamıştır. Yüksek gerilim kondansatör şarj uygulaması için

tasarlanan flyback transformatöründe sarım mimarileri ve yapıları arasındaki farklar analitik hesaplamalar ve benzetim çıktıları ile incelenmiştir. Bu çalışmalar doğrultusunda Çizelge 5.1'de tasarım parametreleri belirlenen transformatör üretilmiştir. İzolasyon testleri yapıldıktan sonra parametreleri ölçülen bu transformatörün parazitik parametreleri Çizelge 5.2'de incelenmiştir. Hedeflenen parametreler $\pm\%20$ 'den daha az sapma ile elde edilen transformatör tasarım isteklerini karşılamıştır.

Transformatörün ikincil tarafındaki öz kapasitans, MOSFET akım formunda büyük rezonant akımlar oluşmasına ve anahtarlama kayıplarına neden olur. Transformatör kaynaklı diğer kayıplar ise çekirdek kaybı, kaçak indüktans kaynaklı bastırma devresi kayıpları, DA ve AA dirençlerinden kaynaklanan sarım kaybıdır. Flyback dönüştürücü kayıplarının modellenmesi bölümünde yapılan hesaplamalara göre transformatör güç kaybı dağılımı yapıldığında öz kapasitansın ve kaçak indüktansın en düşük olduğu transformatör sarım mimari ve yapılarının yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamaları için uygun olduğunu açıkça görülmektedir. Transformatörün ikincil sarım katmanları arasında çok kalın bir yalıtım bandı kullanmak ve transformatör karkasında ikincil sarım için daha fazla alan tahsis etmek öz kapasitansı azaltır. Fakat öz kapasitansı düşürecek yöntemler kaçak indüktansı artıracaktır. Bu nedenle aralıksız sarım yapısına ve bölümlenmiş bir mimariye sahip transformatör tasarlanarak verimlilik ile EMI arasında iyi bir denge oluşturulmuştur. Ateşleme emniyeti cihazı tasarımında şarj süresi ve güvenlik isteklerinden sonra en kritik faktör olan verimlilik $\%89.8$ elde edilerek beklentileri karşılamıştır. Ölçülen verimlilik değeri hesaplanan değerden $\%1.6$ daha yüksek çıkmıştır.

Flyback transformatörü, 0.36 T'lık yüksek bir maksimum akı yoğunluğu için tasarlanmış olsa da, termal ölçüm sonuçları transformatör boyunca maksimum sıcaklığın $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ olduğunu göstermektedir. Bu nedenle ortam sıcaklığı düşük yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamaları için, yüksek bir akı yoğunluğunu seçerek transformatörün yüksek gerilim tarafındaki dönüş sayısını en aza indirmek mümkündür. Ayrıca flyback dönüştürücü kontrolcüsünün şarj pini üzerinden şarj işlemi kontrol edilebilmektedir. Çıkış geriliminin belirli bir seviyenin altına düşmediğinden emin olunarak şarj işlemi belirli aralıklarla etkinleştirildiğinde transformatörün sıcaklık artışı düşürülebilir. Böylece kartın

boyutlarını küçültmek için daha küçük boyutlara sahip bir nüve kullanılabilir ya da tepe akım değeri artırılarak şarj süresi hızlandırılabilir.

Ateşleme emniyeti cihazında şarj işlemini gerçekleştirmek için kullanılan kontrolcü ile flyback dönüştürücü kesintili ve kesintisiz çalışma modlarının sınır bölgesinde çalışmaktadır. Boyut kısıtlaması olmayan uygulamalarda mikrodenetleyici kontrolünde vadi anahtarlama tekniği kullanılarak şarj işlemi sırasında verimi ve hızını artırmanın yanı sıra elektromanyetik paraziti azaltmak için dijital bir kontrol cihazı kullanılabilir. Ayrıca, bu yöntem yüksek gerilim tarafındaki herhangi bir sinyali algılama ihtiyacını ve değiştirilemeyen sabit anahtarlama frekansını ortadan kaldırmaktadır. Özellikle anahtarlama frekansının düşürülmesi nüve ve MOSFET üzerindeki anahtarlama güç kayıplarını düşürecektir.

Bu çalışma, füze sistemlerinde uyulması gereken güvenli tasarım gereksinimlerini belirleyen askeri standartlara uygun ateşleme emniyeti cihazı tasarımları için önemli bir referans olacaktır. Flyback transformatörü sarım yapısı ve mimarileri üzerinde çalışmalar yapılarak, yüksek gerilim kondansatör şarj uygulamaları için hedeflenen yüksek güç yoğunluğu sağlanmıştır. Analog kontrol entegresi ile akım ve gerilim ile birlikte şarj döngüsünün kontrolü yapılarak, benzer uygulamalara kıyasla daha kararlı bir dönüştürücü tasarlanmıştır. Ayrıca bu çalışma, askeri uygulamalar dışında yüksek gerilim düşük güç kaynakları olan spektroskopi ve elektroforez için analitik araçlar, iyon kütle analizörleri, akıllı malzeme bazlı aktüatörler için önemli bir kaynak oluşturmuştur.

7. KAYNAKLAR

- [1] Y. Yılmaz, B. Kızılkaya, "Roketsan Dergisi Sayı 2," sf. 18–19, **2013**.
- [2] M. Y. Yılmaz, "Design and Analysis of a High Voltage Exploding Foil Initiator for Missile Systems," Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, **2013**.
- [3] R. Varosh, "Electric Detonators: EBW and EFI," Propellants, Explosives, Pyrotechnics 21, sf. 150-154, **1996**.
- [4] Nato Standardization Agreement, "Fuzing Systems – Safety design requirements-STANAG 4187, edition 4," **2007**.
- [5] D.V. Keller, J.R. Penning Jr., "Exploding Foils – the Production of Plane Shock Waves and the Acceleration of Thin Plates," Exploding Wires Vol. 2, **1962**.
- [6] D.D. Richardson, E.D. Northeast ve P.F.X. Ryan, "An Exploding Foil Flying Plate Generator," Materials Research Laboratory, Report MRL-R-1133, **1988**.
- [7] H.R. Davies, D.J. Chapman, T.A. Vine ve W.G. Proud, "Characterisation of An Exploding Foil Initiator (EFI) System," AIP Conference Proceedings 1195, sf. 283-286, **2009**.
- [8] S. Bower, B.M. Coaker, "Recent developments in Exploding Foil Initiator (EFI) based electronic safety, arming and initiation systems," e2v technologies, United Kingdom, sf. 17-21, **2014**.
- [9] M. E. Islas, "Efficiency Improvement Techniques for High Voltage Capacitor Charging Methods," Yüksek Lisans Tezi, University of Central Florida, **2008**.
- [10] P. Thummala, Z. Zhang, ve M. Andersen, "High voltage bi-directional flyback converter for capacitive actuator," Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference, **2013**.
- [11] K.W. Chu, G.L. Scott, "A comparison of high-voltage switches," Sandia Report, **1999**.
- [12] Excelitas, High Energy Switching - Spark Gaps, URL: http://www.excelitas.com/DTS_MiniTriggered_Gaps_Transformers.pdf (Erişim Tarihi: 9 Şubat **2019**).
- [13] Analog Devices, "LT4356 Surge Stopper," LT4356 datasheet, **2009**.
- [14] E. Rotman ve S. S. Ben-Yaakov, "Rapid push pull resonant charger for high power, high voltage applications using low input voltage," Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., sf. 2325–2332, **2013**.

- [15] F. Waag, A. Kuthi, C. Jiang, Q. Zhou, ve M. Gundersed, "Flyback resonant charger for high repetition rate pseudospark pulse generator," IEEE 2004 power Modulator Symposium, sf.85-88, **2004**.
- [16] C. Jourdan, O. Abdel-Rahman, ve I. Batarseh, "High-Voltage, HighPower Density DC-DC Converter for Capacitor Charging Applications," IEEE 2009 Applied Power Electronics Conference, sf. 433-439, **2009**.
- [17] J. Elmes, "High-Voltage, High-Power-Density DC-DC Converter for Capacitor Charging Applications," APEC 2009 proceedings, sf. 433-439, **2009**.
- [18] M. G. Negrete, "Design and Control of Photoflash Capacitor Charging Circuits," Yüksek Lisans Tezi, Massachusetts Institute of Technology, Boston, **2004**.
- [19] J. Williams, "High Voltage, Low Noise, DC/DC Converters," Linear Technology Application Note 118, **2008**.
- [20] D. McCann, S. Barabash, H. Nilsson ve A. Bhardwaj, "Miniature ion mass analyser," Planetary and Space Sciences, sf. 1190–1196, **2007**.
- [21] H. Kewei, L. Jie, H. Xiaolin ve F. Ningjun, "Analysis and simulation of the influence of transformer parasitics to low power high voltage output flyback converter," 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, sf. 305–310, **2008**.
- [22] M. J. Prieto, A. Fernandez, J. M. Diaz, J. M. Lopera, ve J. Sebastian, "Influence of transformer parasitics in low-power applications," Applied Power Electronics Conference and Exposition, sf. 1175–1180, **1999**.
- [23] S. Gunewardena, W. E. Archer ve R. O. Sanchez, "High voltage miniature transformer design," Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference, sf. 141–147, **2001**
- [24] R. Vaishnavi ve N. Lakshminarasamma, "Modeling, analysis and implementation of high voltage low power flyback converter feeding resistive loads," IEEE Transactions on Industry Applications, sf. 4682-4695, **2018**.
- [25] A. Alganidi, "A Comparison between Different Snubbers for Flyback Converters," Yüksek Lisans Tezi, The University of Western Ontario, **2017**.
- [26] A. A. Saliva, "Design Guide for Off-line Fixed Frequency DCM Flyback Converter," Infineon Technologies Design Note DN 2013-01, **2013**.
- [27] R. Kollman, "Power Tip 57: Design a flyback primary switch snubber," URL: https://www.eetimes.com/author.asp?section_id=183&doc_id=1280601# (Erişim Tarihi: 9 Mart **2019**).

- [28] Vishay, "Components and Methods for Current Measurement," document 30304, URL: <http://www.vishay.com/docs/30304/currentmeasurement.pdf> (Erişim Tarihi: 9 Şubat **2019**).
- [29] Pulse Electronics, URL: <https://www.pulseelectronics.com/wp-content/uploads/2016/12/G032.pdf> (Erişim Tarihi: 9 Şubat **2019**).
- [30] C. W. T. McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook, 3rd Ed.," New York: Marcel Dekker, **2004**.
- [31] W. G. Hurley ve W. H. Wolfe, "Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications, 1st Ed.," John Wiley and Sons Ltd., **2013**.
- [32] P. Thummala, D. Maksimovic, Z. Zhang, M. A. E. Andersen ve S. Rahimullah, "Design of a High Voltage Bidirectional DC-DC Converter for Driving Capacitive Incremental Actuators Usable in Electric Vehicles (EVs)," Proc. IEEE IEVC, **2014**.
- [33] R. Prieto, "Optimizing the Winding Strategy of the Transformer in a Flyback Converter." 27th Annual Power Electronics Specialists Conference, sf. 1456-1462, **2006**.
- [34] Voltech Instruments "Measuring Leakage Inductance," Voltech Notes, VPN 104-105/3, **2001**.
- [35] P. Thummala, H. Schneider, Z. Zhang, Z. Ouyang, A. Knott ve M. A. E. Andersen, "Efficiency Optimization by Considering the High Voltage Flyback Transformer Parasitics using an Automatic Winding Layout Technique," IEEE Trans. Power Electronics, sf. 5755–5768, **2014**.
- [36] P. Thummala, H. Schneider, Z. Zhang, A. Knott ve M. Andersen, "Optimization of bi-directional flyback converter for a high voltage capacitor charging application," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE, sf. 2556–2563, **2014**.
- [37] H. Schneider, P. Thummala, L. Huang, Z. Ouyang, A. Knott, Z. Zhang ve M. A. E. Andersen, "Investigation of transformer winding architectures for high voltage capacitor charging applications," Proc. IEEE APEC, sf. 334-341, **2014**.
- [38] J. A. Ferreira, "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components," Proc. IEEE Transactions on Power Electronics, sf. 127,131, **1994**.
- [39] P. Thummala, H. Schneider, Z. Ouyang, Z. Zhang ve M. A. E. Andersen, "Estimation of transformer parameters and loss analysis for high voltage capacitor charging application," Proc. IEEE ECCE Asia, sf. 704-710, **2013**.

- [40] Z. Ouyang, O. C. Thomsen ve M. A. E. Andersen, 'The analysis and comparison of leakage inductance in different winding arrangements for planar transformer ', in Proc. IEEE PEDS, sf. 1143-1148, **2009**.
- [41] H. Schneider, P. Thummala, L. Huang, Z. Ouyang, A. Knott, Z. Zhang ve M. A. E. Andersen, "Investigation of transformer winding architectures for high voltage capacitor charging applications," Proc. IEEE APEC, sf. 334–341, **2014**.
- [42] B. Keogh ve I.Cohen "Flyback transformer design considerations for efficiency and EMI," Texas Instruments Power Supply Design Seminar 2016/17, URL: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup338/slup338.pdf> (Erişim Tarihi: 9 Mart **2019**).
- [43] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah ve H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite cores loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters," Proc. IEEE Workshop Comput. Power Electron., sf. 36–41, **2002**.

8. EKLER

EK 1- MOSFET Verileri

IXYS	Preliminary Technical Information
-------------	-----------------------------------

X3-Class HiPERFET™
Power MOSFET

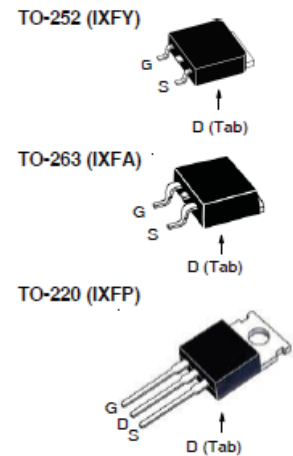
IXFY26N30X3
IXFA26N30X3
IXFP26N30X3

$V_{DSS} = 300V$
 $I_{D25} = 26A$
 $R_{DS(on)} \leq 66m\Omega$

N-Channel Enhancement Mode
Avalanche Rated



Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
V_{DSS}	$T_J = 25^\circ C$ to $150^\circ C$	300	V
V_{DGR}	$T_J = 25^\circ C$ to $150^\circ C$, $R_{GS} = 1M\Omega$	300	V
V_{OSS}	Continuous	± 20	V
V_{OSM}	Transient	± 30	V
I_{D25}	$T_C = 25^\circ C$	26	A
I_{DM}	$T_C = 25^\circ C$, Pulse Width Limited by T_{JM}	40	A
I_A	$T_C = 25^\circ C$	13	A
E_{AS}	$T_C = 25^\circ C$	250	mJ
dv/dt	$I_S \leq I_{DM}$, $V_{DD} \leq V_{DSS}$, $T_J \leq 150^\circ C$	20	V/ns
P_D	$T_C = 25^\circ C$	170	W
T_J		-55 ... +150	$^\circ C$
T_{JM}		150	$^\circ C$
T_{stg}		-55 ... +150	$^\circ C$
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering	300	$^\circ C$
T_{SOLD}	1.6 mm (0.062in.) from Case for 10s	260	$^\circ C$
F_C	Mounting Force (TO-263)	10..65 / 2.2..14.6	N/lb
M_e	Mounting Torque (TO-220)	1.13 / 10	Nm/lb.in
Weight	TO-252	0.35	g
	TO-263	2.50	g
	TO-220	3.00	g



G = Gate D = Drain
S = Source Tab = Drain

Features

- International Standard Packages
- Low $R_{DS(on)}$ and Q_g
- Avalanche Rated
- Low Package Inductance

Advantages

- High Power Density
- Easy to Mount
- Space Savings

Applications

- Switch-Mode and Resonant-Mode Power Supplies
- DC-DC Converters
- PFC Circuits
- AC and DC Motor Drives
- Robotics and Servo Controls

Symbol	Test Conditions ($T_J = 25^\circ C$, Unless Otherwise Specified)	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
BV_{DSS}	$V_{GS} = 0V$, $I_D = 1mA$	300		V
$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 500\mu A$	2.5		4.5 V
I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20V$, $V_{DS} = 0V$			± 100 nA
I_{DSS}	$V_{DS} = V_{DSS}$, $V_{GS} = 0V$ $T_J = 125^\circ C$			5 μA
				250 μA
$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10V$, $I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$, Note 1	53	66	$m\Omega$

MOSFET Verileri (devam)

Symbol	Test Conditions ($T_J = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified)	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max
g_{fs}	$V_{DS} = 10\text{V}$, $I_D = 0.5 \cdot I_{DSS}$, Note 1	14	23	S
R_{gi}	Gate Input Resistance		1.4	Ω
C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 25\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$		1465	pF
C_{oss}			225	pF
C_{rss}			1	pF
Effective Output Capacitance				
$C_{o(er)}$	Energy related	$V_{GS} = 0\text{V}$ $V_{DS} = 0.8 \cdot V_{DSS}$	100	pF
$C_{o(tr)}$	Time related		350	pF
$t_{d(on)}$	Resistive Switching Times $V_{GS} = 10\text{V}$, $V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}$, $I_D = 0.5 \cdot I_{DSS}$ $R_G = 30\Omega$ (External)		23	ns
t_r			25	ns
$t_{d(off)}$			80	ns
t_f			19	ns
$Q_{g(on)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}$, $I_D = 0.5 \cdot I_{DSS}$		22	nC
Q_{gs}			7	nC
Q_{gd}			7	nC
R_{thJC}	TO-220			0.73 $^\circ\text{C/W}$
R_{thCS}			0.50	$^\circ\text{C/W}$

Source-Drain Diode

Symbol	Test Conditions ($T_J = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified)	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max
I_S	$V_{GS} = 0\text{V}$			26 A
I_{SM}	Repetitive, pulse Width Limited by T_{JM}			104 A
V_{SD}	$I_F = I_S$, $V_{GS} = 0\text{V}$, Note 1			1.4 V
t_{rr}	$I_F = 13\text{A}$, $-di/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ $V_R = 100\text{V}$		105	ns
Q_{RM}			470	nC
I_{RM}			9	A



HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI BAŞKANLIĞI'NA

Tarih: 09/07/2019

Tez Başlığı / Konusu: Füze Sistemleri İçin Patlayan Folyolu Başlatma Eleman (EFI) Tabanlı Ateşleme Emniyeti Cihazı Tasarımı ve Analizi

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam 100 sayfalık kısmına ilişkin, 09/07/2019 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 4'tür.


Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar hariç
- 3- 5 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Çalışması Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

09/07/2019


Tarih ve İmza

Adı Soyadı: Önder Pehlivan

Öğrenci No: N16123144


Anabilim Dalı: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

Programı: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

Statüsü: Y.Lisans Doktora Bütünleşik Dr.

DANIŞMAN ONAYI

UYGUNDUR.


Prof. Dr. Işık GADIRCI
(Unvan, Ad Soyad, İmza)

9. ÖZGEÇMİŞ

Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : Önder Pehlivan
Doğum yeri : Ankara
Doğum tarihi : 08.02.1991
Medeni hali : Bekâr
Yazışma adresi : Kardelen Mah. Uğur St. No:22/4 Batıkent
Yenimahalle/ANKARA
Elektronik posta adresi : onder_pehlivan@hotmail.com
Yabancı dili : İngilizce

Eğitim Durumu

Lisans : 2009-2014 Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
Yüksek Lisans : 2016-2019 Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

İş Tecrübesi

TUBİTAK-SAGE, (2015-Devam Ediyor)

Deneyim Alanları

Güç Elektroniği, Anahtarlama güç kaynakları tasarımı, Analog elektronik, Baskı devre kartı tasarımı