

**ASKERİ HAVACILIK UYGULAMALARI İÇİN YÜKSEK GÜÇ  
YOĞUNLUKLU DA/DA YARIM KÖPRÜ TİP ÇEVİRİCİ  
TASARIMI**

**DESIGN OF HIGH POWER DENSITY HALF BRIDGE  
DC/DC CONVERTER FOR MILITARY AEROSPACE  
APPLICATIONS**

**MEHMET HIDIR EL**

**Doç. Dr. UMUT SEZEN**

**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi  
Lisansüstü Eğitim – Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü  
YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

2016

Mehmet Hidir EL 'in hazırladığı "Askeri Havacılık Uygulamaları İçin Yüksek güç yoğunluklu DA/DA Yarım Köprü Tip Çevirici Tasarımı "adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM Dalı'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Selçuk GEÇİM  
Başkan



Doç. Dr. Umut SEZEN  
Danışman



Prof. Dr. Işık ÇADIRCI  
Üye



Prof. Dr. Uğur BAYSAL  
Üye



Doç. Dr. Cerik TOKER  
Üye



Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Salih Bölent ALTEN  
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 yararlanması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- Atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- Ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

Beyan ederim.

21.11.2016



Mehmet Hidir EL

## ÖZET

# ASKERİ HAVACILIK UYGULAMALARI İÇİN YÜKSEK GÜÇ YOĞUNLUKLU DA/DA YARIM KÖPRÜ TİP ÇEVİRİCİ TASARIMI

**MEHMET HIDIR EL**

**Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Umut SEZEN**

**Aralık 2016, 90 sayfa**

Askeri havacılık uygulamalarında kullanılan sistemlerde farklı seviyelerde DA (Doğru Akım) gerilime ihtiyaç duyulmaktadır. Askeri uçak platformundan sağlanan DA gerilimin sistemin çeşitli birimlerini beslemek üzere farklı gerilim seviyelerine dönüştürülmesi gerekmektedir. Sistem içerisinde çok sayıda farklı gerilim ihtiyacı olması ve fiziksel olarak kısıtların olması (birim hacme veya alana oranla) güç yoğunluğu yüksek olan çeviricilerin kullanımını gerekli kılmaktadır. Öte yandan, askeri platformlarda sağlanacak gerilimin özellikleri, çeşitli standartlarla belirlenmiştir. MIL-STD-704E standardına göre uçak platformundan gelen farklı DA gerilim ve gürültü değerlerinde, tasarlanan sistemin uyumluluk göstermesi gerekmektedir. Başka bir deyişle, tasarlanan çeviricinin MIL-STD-704E standartlarında belirtilen bütün giriş gerilimi seviyelerinde etkin olması gerekmektedir. Bu tezde, uçaktaki mühimmat elektronik devrelerini beslemek üzere askeri uçak platformu tarafından sağlanan 270 Vdc besleme gerilimini 28 Vdc gerilim seviyesine dönüştürecek 500 W kapasiteli, yüksek güç yoğunluklu, LLC rezonans tipi bir yarım köprü çeviricinin tasarımı ve geliştirilmesi yapılmıştır. Çeviricinin verimliliğini artırmak için tasarlanan topolojide sıfır akımda anahtarlamının (SAA) yanında sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) tekniği de kullanılmıştır. Çevirici için yüksek güç yoğunluğu elde edilmesi hedeflenmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** DA-DA çevirici, Yarım köprü LLC rezonans çevirici, yüksek güç yoğunluklu çevirici, sıfır akımda anahtarlama, sıfır gerilimde anahtarlama.

## **ABSTRACT**

# **DESIGN OF HIGH POWER DENSITY HALF BRIDGE DC/DC CONVERTER FOR MILITARY AEROSPACE APPLICATIONS**

**MEHMET HIDIR EL**

**Master of Science, Department of Electrical Electronics Engineering**

**Supervisor: Assoc. Prof. Umut SEZEN**

**December 2016, 90 pages**

There is a necessity of different DC voltage levels in the military aerospace systems. Main DC bus voltage of the aircraft platform must be transformed into different voltage levels in order to feed various parts of the system. Due to physical constraints in an aircraft, DC-DC converters with high power densities (power per volume and/or area) need to be designed in order supply different voltage levels in the system. On the other hand, the characteristics of the voltage levels in the military platforms are defined by various military standards. According to the MIL-STD-704 standard, the designed system should comply with the different DC voltage and noise levels present in the aircraft platform. Thus, the designed converter must work with all of the input voltage levels specified in the MIL-STD-704 standard. In this thesis, a 500 W high power density LLC type half bridge DC-DC converter is designed and developed in order to transform 270 Vdc bus voltage of the aircraft platform to 28 Vdc in order the supply the electronic circuits of the aircraft ammunition system. Zero-voltage switching technique is also use besides the zero current switching technique in order to increase the efficiency of the converter. Converter is also designed achieve a high power density.

**Keywords:** DC-DC converters, half-bridge LLC resonant converters, high power density converters, zero current switching, zero voltage switching.

## TEŞEKKÜR

Bu tezin alıőmasında sağladığı katkılardan ötürü tez danıőmanım Do. Dr. Umut SEZEN'e teőekkürlerimi sunarım. Benden sevgilerini esirgemeyen aileme, değerli dostum Ali İhsan ELMAS'a, tez alıőması boyunca bana yardımcı olan iş arkadaşlarım Kadir Arda ÖZKAN ve Esen ALBAYRAK'a teşekkür ederim. Tez çalıőmam boyunca imkânlarından faydalandığım TÜBİTAK SAGE'ye teşekkür ederim.

## İÇİNDEKİLER TABLOSU

ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR .....	iii
ŞEKİLLER .....	vi
ÇİZELGELER .....	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	x
1. GİRİŞ .....	1
2. REZONANS TİPİ ÇEVİRİCİLERİN ÇEŞİTLERİ VE ÖZELLİKLERİ.....	4
2.1. Rezonans Çeviricilerinde SGA ve SAA Gerçekleştirilmesi .....	4
2.2. DGM ve Rezonans Tipi Çeviricilerin Kıyaslanması.....	7
2.3. Klasik Yarım Köprü Çevirici – Yarım Köprü LLC Rezonans Tipi Çeviricinin Karşılaştırılması.....	8
2.4. Rezonans Tipi Çevirici Çeşitleri .....	9
3. LLC REZONANS TİPİ ÇEVİRİCİNİN DETAYLI ANALİZİ .....	18
3.1. Çalışma Kipleri .....	18
3.2. Yarım Köprü LLC Rezonans Tipi Çeviricinin Modellenmesi .....	27
3.3. Temel Harmonik Yaklaşımı .....	28
4. LLC REZONANS ÇEVİRİCİ TASARIMI .....	32
4.1. Topolojinin Belirlenmesi ve Tasarım Parametreleri .....	32
4.2. MIL-STD-704E Askeri Standardı ve Standardın Gereksinimleri.....	33
4.3. LLC Rezonans Çeviricisinin Devre Parametrelerinin Hesaplanması .....	37
5. YARIM KÖPRÜ LLC REZONANS ÇEVİRİCİSİNİN BENZETİMİ.....	51
5.1. LLC Rezonans Çeviricisinin Benzetim Sonuçları.....	52
6. YARIM KÖPRÜ LLC REZONANS ÇEVİRİCİSİNİN DENEYSEL SONUÇLARI..	59
6.1. Temel Deneysel Sonuçlar .....	60
6.2. Yük Regülasyonu Testi.....	61
6.3. Tam Yük ve 10% Yük Durumlarında SGA Gerçekleştirilmesi.....	63

6.4.	Sıfır Yük Durumunda DGM Gerçekleştirilmesi .....	65
6.5.	MIL-STD-704E Standardı Testleri .....	66
6.5.1.	Nominal Giriş Gerilimi Aralığında Çıkış Regülasyonunun Gerçekleşmesi	66
6.5.2.	Gerilim Harmonik Bozulma Spektrumu Testi.....	68
6.5.3.	Normal Gerilimin Geçici Durum Testi .....	69
6.5.4.	Anormal Gerilimin Geçici Durum Testi .....	70
6.6.	Verimlilik .....	71
7.	SONUÇLAR.....	73
	KAYNAKLAR.....	76



## ŞEKİLLER

Şekil 1: Savaş uçağına entegre edilmiş mühimmatlar .....	2
Şekil 2: LLC Rezonans Çeviricisi .....	2
Şekil 3: Anahtarlama kaybı .....	4
Şekil 4: Mosfetin akım ve gerilimi .....	5
Şekil 5: SGA eşdeğer devre modeli .....	5
Şekil 6: Sıfır akımda anahtarlama devre modeli [10] .....	6
Şekil 7: SAA durumunda mosfetin gövde diyotu akımı .....	6
Şekil 8: Anahtarlama kayıplarının karşılaştırılması [15] .....	7
Şekil 9: Klasik Yarım Köprü Çevirici Topolojisi .....	9
Şekil 10: LLC Rezonans Çeviricisi Topolojisi .....	9
Şekil 11: Seri Rezonans Çeviricisi .....	10
Şekil 12: Seri Rezonans Çeviricinin AA eşdeğer devresi [19] .....	10
Şekil 13: Paralel Rezonans Çevirici .....	12
Şekil 14: Paralel Rezonans Çeviricinin AA eşdeğer devresi [39] .....	12
Şekil 15: Paralel rezonans çevirici frekans karakteristiği [22] .....	13
Şekil 16: Seri-Paralel Rezonans Çevirici .....	14
Şekil 17: Seri-Paralel Rezonans Çeviricinin AA Eşdeğer Devresi [19] .....	15
Şekil 18: LLC Rezonans Çevirici .....	16
Şekil 19: LLC Rezonans Çeviricinin AA eşdeğer devresi .....	16
Şekil 20: Rezonans frekansında anahtarlama durumunda akım ve gerilim dalga şekilleri .....	19
Şekil 21: $t_0 - t_1$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	20
Şekil 22: $t_1 - t_2$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	20
Şekil 23: $t_2 - t_3$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	21
Şekil 24: Rezonans frekansından yüksek anahtarlama frekansı yapıldığında akım ve gerilim dalga şekilleri .....	22
Şekil 25: $t_0 - t_1$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	22
Şekil 26: $t_1 - t_2$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	23
Şekil 27: $t_2 - t_3$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	23
Şekil 28: $t_3 - t_4$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	24
Şekil 29: Rezonans frekansından düşük anahtarlama frekansı yapıldığında akım ve gerilim dalga şekilleri .....	25

Şekil 30: $t_0 - t_1$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	25
Şekil 31: $t_1 - t_2$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	26
Şekil 32: $t_2 - t_3$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	26
Şekil 33: $t_3 - t_4$ zaman aralığındaki çalışma kipi .....	26
Şekil 34: Doğrusal olmayan ve Doğrusal devre modeli .....	28
Şekil 35: Yarım Köprü LLC Rezonans Çeviricisi temel harmonik yaklaşımı modeli .	30
Şekil 36: Harmonik bozulma spektrumu testinin bağlantı şeması .....	35
Şekil 37: Gerilim Aralığı [31] .....	36
Şekil 38: Normal gerilimin geçici durum testinin bağlantı şeması .....	36
Şekil 39: 270V DA sisteminin geçici durum gerilim limitleri [31] .....	37
Şekil 40. Maksimum Kazanç-Q faktörü grafiği [3] .....	40
Şekil 41: Frekans Parametresine Göre Spesifik Güç Kaybı- Maksimum Akı Yoğunluğu Grafiği[38] .....	43
Şekil 42: Bastırıcı korumalı eşzamanlı doğrultma devresi .....	45
Şekil 43: Çift Taraflı Takip Yöntemi ile Eşzamanlı Doğrultma[44] .....	47
Şekil 44: Yük Miktarı ile Akım Kontrolü Devresi [44] .....	48
Şekil 45: Tasarlanan Çevirici devresinin blok diyagramı .....	49
Şekil 46: SIMPLIS programına aktarılan benzetim devresi .....	52
Şekil 47: 270V giriş geriliminde çıkış geriliminin yumuşak başlatma zamanı .....	53
Şekil 48: 270V giriş geriliminde 28V çıkış geriliminin dalgalanması ( $1\mu\text{s/böl.}$ ) .....	53
Şekil 49: Artan yük regülasyonu testi ( $20\text{ms/böl.}$ ) .....	54
Şekil 50: Azalan yük regülasyonu testi ( $20\text{ms/böl.}$ ) .....	55
Şekil 51 : Maksimum yük durumunda birinci taraf mosfetinin SGA gerçekleştirme durumu: Mosfet savak-kaynak gerilimi(kırmızı), mosfet savak-kaynak akımı (yeşil) ( $1\mu\text{s/böl.}$ ) .....	55
Şekil 52: Maksimum yük durumunda eşzamanlı doğrultma mosfetlerinde sıfır akımda kapanma durumu: Mosfet savak-kaynak gerilimi(kırmızı), mosfet savak-kaynak akımı (yeşil) ( $1\mu\text{s/böl.}$ ) .....	56
Şekil 53: 10% yük durumunda birinci taraf mosfetinin SGA gerçekleştirme durumu: Mosfet savak-kaynak gerilimi(mavi), mosfet savak-kaynak akımı (sarı) ( $1\mu\text{s/böl.}$ ) ...	57
Şekil 54: Sıfır yük durumunda DGM tipi modülasyon yapılması durumu: Üst mosfet kapı-kaynak gerilimi(yeşil), alt mosfet kapı-kaynak gerilimi (yeşil) ( $1\mu\text{s/böl.}$ ) .....	57
Şekil 55: Normal giriş gerilimi testi( $20\text{ms/böl.}$ ) .....	58
Şekil 56: Baskı Devre Kartının alt kısmının görünümü .....	59

Şekil 57: 270V giriş geriliminde çıkış geriliminin yumuşak başlatma zamanı (6V/böl., 50 ms/böl.).....	60
Şekil 58: 270V giriş geriliminde 28V çıkış geriliminin dalgalanması (100 mV/böl., 1µs/böl.).....	61
Şekil 59: (a) Artan yük regülasyonu testi: 270V giriş geriliminde 17,8A yüklenme durumunda çıkış gerilimi (pembe) ile çıkış akımının (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri (b) Çıkış geriliminin AA kuplajlı görünümü .....	62
Şekil 60: (a) Azalan yük regülasyonu testi: 270V giriş geriliminde 1.78A yüklenme durumunda çıkış gerilimi (pembe) ile çıkış akımının (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri. (b) Çıkış geriliminin AA kuplajlı görünümü .....	63
Şekil 61: (a) 270V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (17.8A) MOSFET'in savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (pembe) ve kapı-savak gerilimi (sarı), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a" nın zoom edilmiş hali) .....	64
Şekil 62: (a) 270V giriş gerilimi ve yüzde 10 yük durumunda (1.78A) MOSFET'in savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (pembe) ve kapı-savak gerilimi (sarı), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a" nın zoom edilmiş hali).....	65
Şekil 63: Düşük yük durumunda yarım köprü alt (Sarı) ve üst (Yeşil) mosfetlerinin DGM tipi modülasyon yapılması durumu (2V/böl., 1uS/böl.) .....	66
Şekil 64: 250V-280V geçişi durumunda çıkış gerilimi regülasyonu (pembe) ile giriş geriliminin (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri (Sarı: 60V/böl., Pembe 10V/böl., 20 ms/böl.).....	67
Şekil 65: 280V-250V geçişi durumunda çıkış gerilimi regülasyonu (pembe) ile giriş geriliminin (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri (Sarı: 60V/böl., Pembe 10V/böl., 20 ms/böl.).....	67
Şekil 66: Giriş akımının spektrumu (90 dB) .....	68
Şekil 67: Normal gerilim geçici durum değerlerinin uyulandığı durumda çıkış geriliminin regülasyonu: (a) 280V-330V geçişi, (b) 330V-280V geçişi. Çıkış gerilimi (pembe) ile giriş geriliminin (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri.....	69
Şekil 68: Anormal gerilim geçici durum değerlerinin uyulandığı durumda çıkış geriliminin regülasyonu: (a) 280V-350V geçişi, (b) 250V-180V geçişi, (c) Güç kesilmesi durumunda çıkış geriliminin azalması. Çıkış gerilimi (sarı) ile giriş geriliminin (mavi) zamana bağlı dalga şekilleri .....	71

## ÇİZELGELER

Tablo 1: Tasarım Parametreleri .....	32
Tablo 2: DA normal çalışma durumu karakteristiği [31] .....	34
Tablo 3: 270V DA sistemi için maksimum harmonik bozulma genliği değerleri [31] .	34
Tablo 4: Gerilim harmonik bozulması uygulandığında çıkış gerilimi regülasyonu durumu .....	68
Tablo 5: Çeviricinin farklı yük akımlarına göre yüzde verimi .....	72

## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Simgeler

$C_o$	Mosfet çıkış kapasitansı
$F$	Farad
$\eta$	Verimlilik
$I_{\text{çıkış}}$	Çıkış akımı
$i_m$	Mıknatıslanma indüktansı akımı
$i_r$	Rezonans indüktörü akımı
$mV$	Milivolt
$ms$	Milisaniye
$\mu H$	Mikrohenri
$n$	Nanofarad
$P_{\text{çıkış}}$	Çıkış gücü
$P_{\text{giriş}}$	Giriş gücü
$S$	Saniye
$V_{\text{çıkış}}$	Çıkış gerilimi
$V_{\text{giriş}}$	Giriş gerilimi

## Kısaltmalar

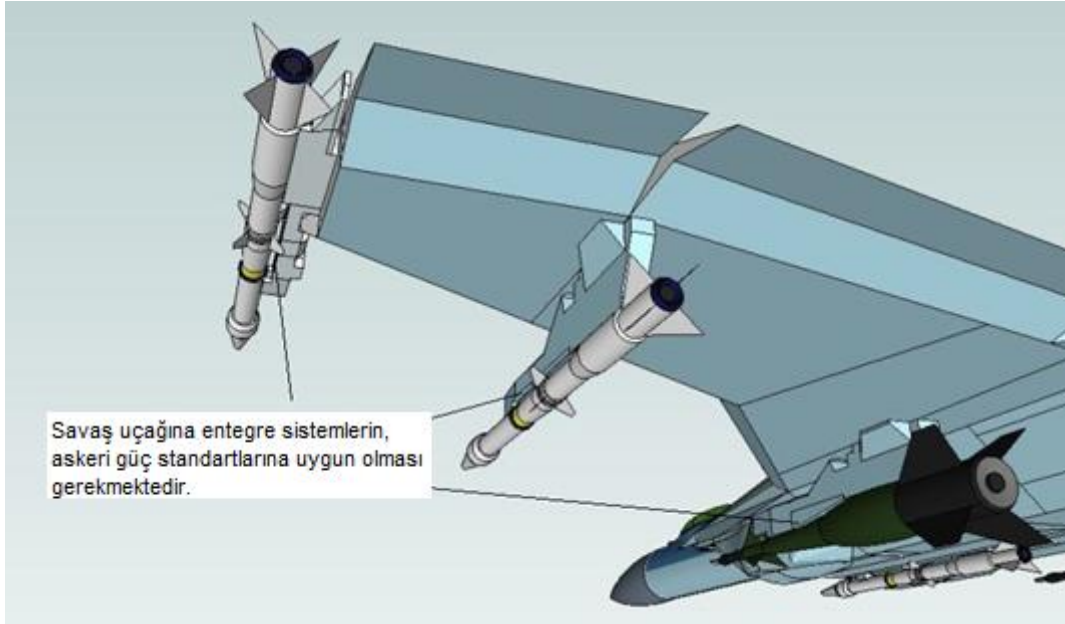
AA	Alternatif Akım
BR1	Birincil ana mosfet sürme sinyali
BR2	Birincil eşzamanlı mosfet sürme sinyali
DA	Doğru Akım
DFM	Darbe Frekans Modülasyonu
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
EMI	Elektromanyetik Girişim
ESR	Eşdeğer Seri Direnç
MOSFET	Metal oksit alan etkili transistör
NOM	Nominal
PRÇ	Paralel Rezonans Çevirici
RMS	Ortalama Karekök
SAA	Sıfır Akımda Anahtarlama
SD1	İkincil ana doğrultma mosfeti sürme sinyali
SD2	İkincil eşzamanlı doğrultma mosfeti sürme sinyali
SGA	Sıfır Gerilimde Anahtarlama
SPRÇ	Seri – Paralel Rezonans Çevirici
THY	Temel Harmonik Yaklaşımı
SRÇ	Seri Rezonans Çevirici

# 1. GİRİŞ

Güç kaynakları, elektronik araç gereçlerin önemli bir ögesidir. Bu durum şaşırtıcı değildir, çünkü kullanılan elektrik enerjisinin çok farklı gerilim ve akım seviyelerine çevrilmesi gerekmektedir. Bu amaçla doğrusal regülatörler ve anahtarlama güç kaynakları kullanılmaktadır. Doğrusal regülatörler, düşük giriş-çıkış gerilim farkı olan ve düşük çıkış gücü gerektiren uygulamalarda hala kullanılsa da, verimlerinin düşük olması, açığa çıkan ısı miktarının fazla olması ve yalnızca indirgeç tipinde çalışabilmesi gibi dezavantajlara sahip olması nedeniyle günümüzde yerini büyük ölçüde anahtarlama güç kaynaklarına bırakmıştır.

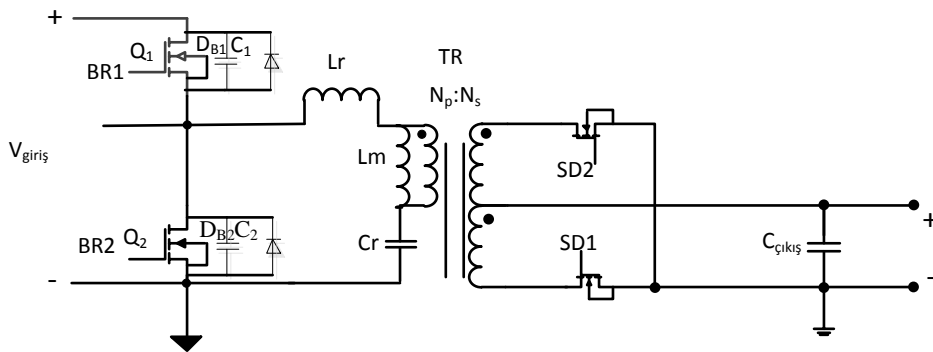
Endüstrideki yeni gelişmeler, elektronik araç ve gereçlerdeki güç kaynaklarının daha küçük hacimde, daha yüksek verimde, daha az ısı ve gürültü yayarak çalışmasını gerekli kılmaktadır [1]. Bu sebeple anahtarlama güç kaynaklarının daha yüksek frekansta çalıştırılması hedeflenmiştir [2]. Yüksek anahtarlama frekansında artan anahtarlama kayıplarının önüne geçebilmek için Sıfır Gerilimde Anahtarlama (SGA), Sıfır Akımda Anahtarlama (SAA) teknikleri geliştirilmiştir [3]. Bu teknikler, rezonans tipi çeviricilerde önemli bir uygulama alanı bulmuştur. Rezonans çeviriciler kullanılarak verimlilik artırılmış, çevreye daha az ısı ve gürültü yayılmış, hacim ve ağırlık azalması sağlanmıştır [4]. Bu sebeple askeri havacılık uygulamalarında kullanılacak çeviricilerin rezonans tipi olması önemli gelişmeler sağlamaktadır. Askeri uçak platformuna entegre edilecek sistemin hacminin sınırlı olması, ısınan elektronik bileşeni soğutma imkânının yerleşim kısıtlamaları nedeniyle limitli olması, daha küçük hacimdeki ve daha az ısı yayan bir çeviriciyi cazip kıldığından, rezonans tipi çevirici kullanılmasına karar verilmiştir. Tasarlanan rezonans tipi çeviricinin performansının klasik DGM tipi modülasyon yapan çeviricilerin performansından üstün olmasının yanı sıra, bu çeviricinin savaş uçaklarındaki güç kaynaklarının elektriksel karakteristiğine uygun çalışması gerekmektedir. Askeri standartlar, bu amaç doğrultusunda hazırlanmıştır. Bu sebeple tasarlanan çeviricilerin, talep edilen askeri standartlara uyumlu olması gerekir. Bu tez çalışmasında tasarlan çevirici ile uçağın 270V güç kaynağının kullanarak, 28V çıkış gerilimi, 500W çıkış gücü elde edilmesi hedeflenmektedir. Askeri uçak platformuna entegre sistemlerin, uçak platformu üreticileri tarafından belirlenen güç standartına uyması gerekmektedir. Bu tez çalışmasında tasarlanan çeviricinin, askeri uçak platformunun normal ve anormal durumdaki çalışma gerilimi aralığını, güç kesilmesi durumunu ve beslemeden gelen

gürültü durumlarını belirten MIL-STD-704E standardına uyulması sağlanmıştır. Tasarlanan devrenin içerisinde bulunacağı sistem Şekil 1’de verilmiştir.



Şekil 1: Savaş uçağına entegre edilmiş mühimmatlar

Bu standartta istenen harmonik bozulma değerlerini sağlayabilmek ve dar bir aralığa sahip olan giriş geriliminde maksimum verimlilikte çalışabilmek için, yarım köprü-rezonans tipi bir çevirici kullanılması uygun görülmüştür. Rezonans tipi çeviriciler arasında, LLC rezonans tipi çevirici ön plana çıkmaktadır [5]. LLC rezonans tipi çevirici tüm yük durumlarında çıkış gerilimini regüle edebilmektedir. Ayrıca değişen yük aralıklarında, devrenin birinci tarafındaki anahtarlar için SGA, ikinci tarafındaki anahtarlar için ise SAA yapılarak önemli bir verimlilik artışı sağlanır. Bu çevirici topolojisinde rezonans indüktörü transformatöre entegre edilebilir [3]. Örnek bir LLC Rezonans tipi çevirici devresi Şekil 2’de gösterilmiştir.



Şekil 2: LLC Rezonans Çeviricisi



MIL-STD-704E standardında belirtilen harmonik bozulma spektrumunun sağlanmasını kolaylaştırmak için bu çalışmada ayırık bağlı rezonans kapasitörü (İng. split resonant capacitor) kullanılmıştır [6].

Askeri savaş uçak platformlarına entegre sistemler geliştirilirken, uçak ve entegre sistem arasındaki elektriksel uyumluluğun sağlanması büyük önem taşır. Askeri standartların belirlediği sınır koşullarına uyum göstermeyen sistemler ilgili platformlar tarafından entegre edilmemektedir. Savaş uçağının güç karakteristiği, bu konuda yapılan araştırmalar sonucunda ortaya konulan askeri standartlarla anlaşılır. Bu tez çalışmasında, platform tarafından sağlanan 270V güç kaynağına entegre bir çevirici tasarlanmış olup, mühimmat içerisindeki bir elektriksel ünite beslenecektir. Bu kapsamda tasarlanan çeviricinin MIL-STD-704E standardına uyumlu olması istenmektedir. Bu tez çalışmasında MIL-STD-704E standardına uygun, yüksek verimlilikte çalışan rezonans tipi bir DA-DA çevirici tasarlanması amaçlanmıştır. Bu uygulamada çalışma frekansının artırılmasıyla, filtre kapasitörlerinin miktarı azaltılmıştır. Ayrıca, kullanılacak transformatörün nüvesi çalışma frekansına bağlı olarak önemli ölçüde küçültülmüştür ve kullanılan anahtarlarda kayıpların az olması sebebiyle, soğutucu kullanılmasına gerek kalmamıştır. Bu iyileştirmeler sayesinde baskı devre kartı üzerinde daha dar bir alan kullanılarak yüksek güç yoğunluğu sağlanabilmektedir.

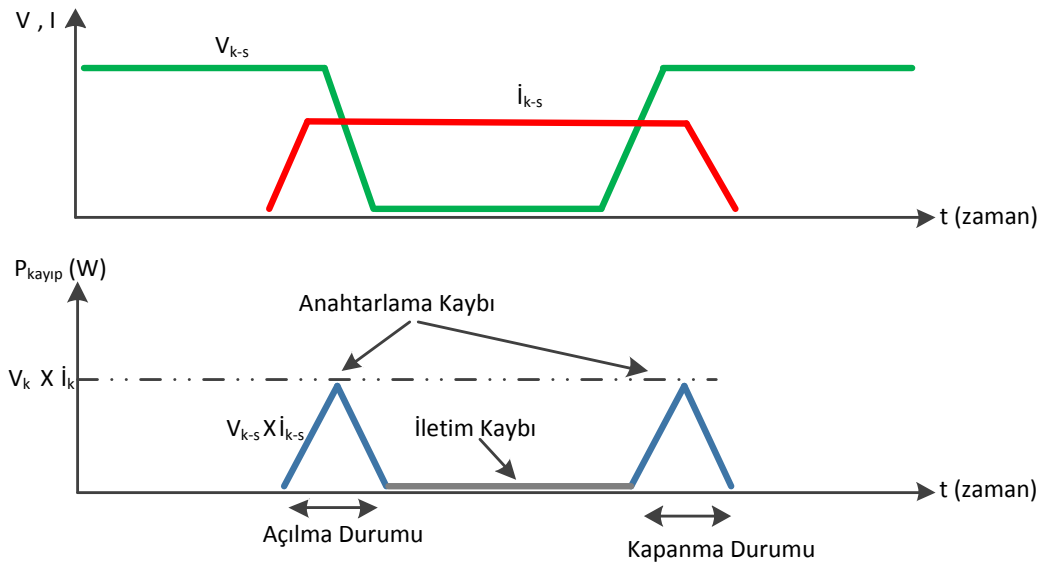
Bu tez çalışmasında, Bölüm 1’de bu çalışmanın temel prensipleri, tezin kapsamı ve yapılan incelemeler bulunmaktadır. Bölüm 2’de, rezonans tipi çeviricilerin birbiri ile karşılaştırılması yapıp, bu çeviricilerin özellikleri incelenmiştir. Bölüm 3’te bu tez çalışmasında tasarlanan olan Yarım Köprü LLC Rezonans tipi çeviricinin analizi yapıp, özellikleri ve çalışma prensipleri detaylandırılmıştır. Bölüm 4’te MIL-STD-704E standardı anlatılmış ve çevirici devresinin tasarımı yapılmıştır. Bölüm 5’te tasarlanan çeviricinin bilgisayar benzetimleri ve sonuçları incelenmiştir. Bölüm 6’da üretilen çevirici devresinin deneysel sonuçları, çeviricinin çalışma performansı ve MIL-STD-704E standardına uygunluğu açısından değerlendirilmiştir. Bölüm 6’da yapılan çalışmada elde edilen sonuçların genel değerlendirmesi bulunmaktadır.

## 2. REZONANS TİPİ ÇEVİRİCİLERİN ÇEŞİTLERİ VE ÖZELLİKLERİ

Anahtarlama frekansının artırılması, manyetik bileşenlerin ve kapasitörlerin boyutunu küçülttüğü, çeviricilerin daha ucuz ve kompakt hale getirdiği için arzu edilen bir durumdur [7]. Ancak Bölüm 1’de de bahsedildiği gibi, anahtarlama frekansının artırılması çeviricinin çalışma verimliliğini düşürür. DGM tipi çeviricilerde uygulanan sert anahtarlama yöntemi yerine, rezonans indüktörü ve kapasitörlerinin şekillendirdiği akım ya da gerilim dalga şekilleri anahtarlama elemanları üzerine düşürülerek anahtarlama kayıplarının önüne geçilebilir [8]. Bu sebeple SGA ve SAA yöntemlerinin incelenmesi gerekir. Ayrıca rezonans tipi çeviriciler DFM tipi modülasyon ile anahtarlama yapmaları, sıfır yük durumunda düşük güç harcamaları ve daha ucuz olmaları sebebiyle daha avantajlıdır [9].

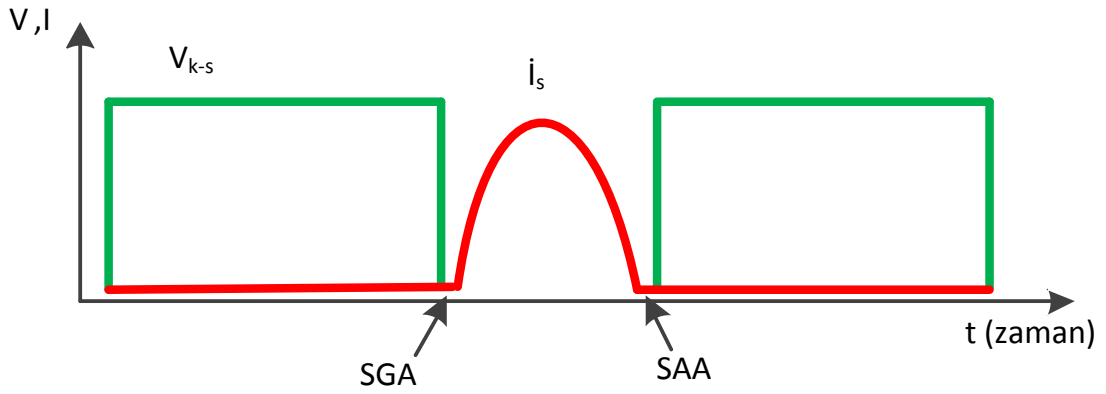
### 2.1. Rezonans Çeviricilerinde SGA ve SAA Gerçekleştirilmesi

DA-DA tipi çeviricilerde anahtarlama frekansının artırılması, çevirici devresinin tasarımında kullanılan olan indüktör, kapasitör ve transformatör gibi bileşenlerin boyutlarının küçültülmesini sağlayarak çeviricinin güç yoğunluğunun artırmaktadır. Ancak yüksek frekanslara çıkıldıkça, anahtarlama kayıplarının artması, devrenin çalışma verimliliğini önemli ölçüde azaltır. Şekil 3’te anahtar üzerindeki gerilim ve akım dalga formlarının kesişme bölgesi, anahtarlama kaybını göstermektedir.



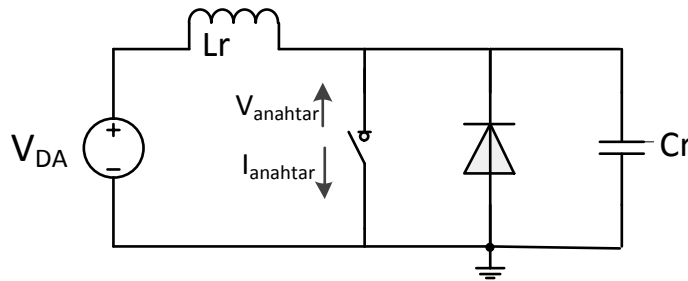
Şekil 3: Anahtarlama kaybı

Sıfır gerilimde anahtarlama yöntemiyle, akım ve gerilim kesişme bölgesi ortadan kaldırılarak, anahtarlama kayıpları neredeyse sıfıra yaklaştırılır [10]. Mosfetlerin sıfır gerilimde açılması, transformatörün kaçak indüktansında depolanan enerjinin, mosfetlerin çıkış kapasitansını boşaltmasıyla gerçekleşir. Bu olgunun gerçekleşebilmesi için, transformatörün kaçak indüktansında depolanan enerjinin, mosfetin çıkış kapasitansının depoladığı enerjiden fazla olması gerekir. SGA yapılan bir mosfetin, kaynak savak gerilimi ve akımı Şekil 4'teki gibidir.



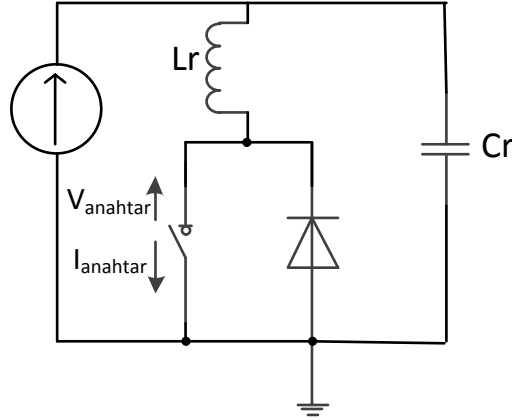
Şekil 4: Mosfetin akım ve gerilimi

Şekil 4'teki gibi, savak kaynak geriliminin sıfıra inmesi beklendikten sonra anahtarlama yapılmaktadır. Bu durumda anahtarlama kaybı, anahtarlama frekansının ve giriş geriliminin değişiminden etkilenmez ve sıfır olur. SGA yapılan mosfetin eşdeğer devre modeli Şekil 5'teki gibidir.



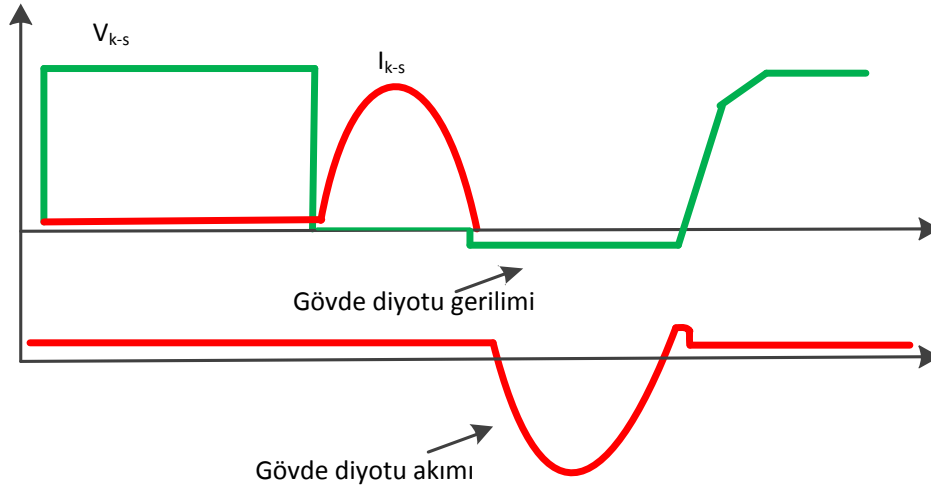
Şekil 5: SGA eşdeğer devre modeli

Sıfır gerilimde anahtarlama yapabilmek için, mosfet üzerindeki gerilim dalga şekli sinüzoidal formata getirilirken, sıfır akımda anahtarlama yapmak için de benzer şekilde akım dalga şekli sinüzoidal hale getirilir. SAA yapılan mosfetin eşdeğer devre modeli, ideal bir anahtar, anahtara seri bir indüktör ve bu bileşenlere paralel bir kapasitörden oluşur ve Şekil 6'daki gibidir.



Şekil 6: Sıfır akımda anahtarlama devre modeli [10]

Şekildeki ideal anahtar kesim durumunda iken, rezonans kapasitör üzerindeki gerilim doğrusal olarak artar ve kapasitör yüklenir. Anahtar iletim durumuna geçtiğinde ise, kapasitör üzerinde depolanan enerji indüktöre aktarılır. Bu sebeple akım dalgası sinüs şekli alır. Bu iletim durumunda akım mosfetin gövde diyotu üzerinden aktığı için, mosfet üzerinde kayba sebep olan akım ve gerilim yoktur.



Şekil 7: SAA durumunda mosfetin gövde diyotu akımı

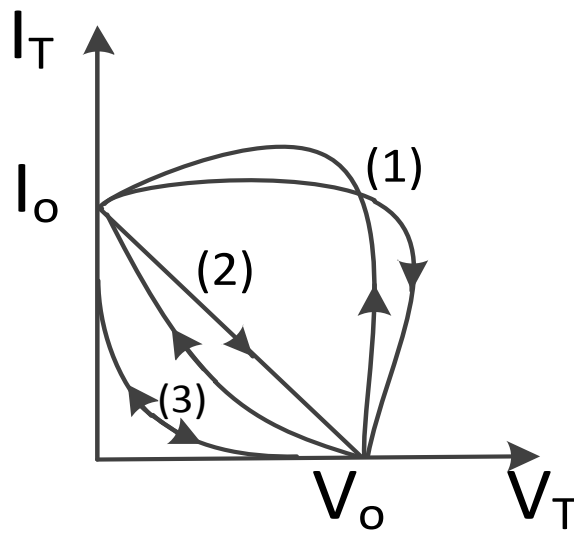
## 2.2. DGM ve Rezonans Tipi Çeviricilerin Kıyaslanması

DGM tipi DA-DA çeviriciler, dinamik durum cevabı performanslarının yüksek olması, maliyetlerinin düşüklüğü ve kontrol kolaylığı gibi sebeplerle, endüstride sıklıkla kullanılmaktadır. Bu çeviricilerde güç yoğunluğunu artırmak ve maliyeti düşürmek için yüksek frekansta anahtarlama yapılması gerekir [11]. Anahtarlama frekansının artırılması ise anahtarlama kayıplarının artmasına ve elektromanyetik girişim (EMI) oluşmasına sebep olur. Bu dezavantajlar, çeviricinin veriminin düşmesine ve çalışma performansının bozulmasına neden olur [12].

Rezonans tekniği ile mosfet üzerindeki gerilim veya akım sıfır olduğu durumda anahtarlama yapıldığından, anahtarlama kaybı sifıra yakındır [10] [13]. Rezonans tipi çeviriciler, yüksek frekansta çalışmaya uygun olduğu için daha küçük devre elemanları kullanılabilmesini sağlar. Bu sebeple rezonans tipi çeviriciler, benzer güç seviyesindeki DGM tipi çeviricilerle kıyaslandığında, daha düşük hacimde ve ağırlıktadır [14].

Rezonans tipi çeviricilerin bir diğer önemli avantajı ise, akım ve gerilim harmoniğinin azaltılmasıdır. Bu tez çalışmasında uyulması hedeflenen MIL-STD-704E standardında istenen harmonik bozulma spektrumunun sağlanması için rezonans tipi bir çevirici tasarlanmasının uygun olduğuna karar verilmiştir.

Şekil 8'de klasik DGM anahtarlama, bastırıcı hücreli anahtarlama ve rezonans anahtarlama durumunda oluşan anahtarlama kayıpları verilmiştir.



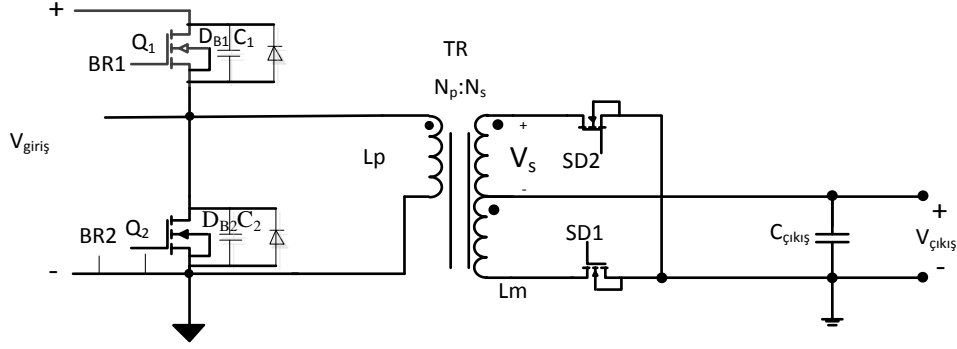
Şekil 8: Anahtarlama kayıplarının karşılaştırılması [15]

Şekil 8’de (1) numara ile gösterilen eğri klasik anahtarlama kaybını, (2) numara ile gösterilen eğri bastırma hücreli anahtarlama kaybını, (3) numara ile gösterilen eğride ise rezonans çeviricide gösterilen anahtarlama kaybını gösterir. Bastırma hücresi tipi anahtarlama görülen anahtarlama kaybı azalması, anahtar üzerindeki akım ve gerilimin bastırma hücresine kaydırılmasından kaynaklanır, yani verimlilik üzerine olumlu bir etkisi yoktur [15][16].  $I_T$  anahtar üzerindeki akım,  $V_T$  ise anahtar üzerindeki gerilimdir [15].

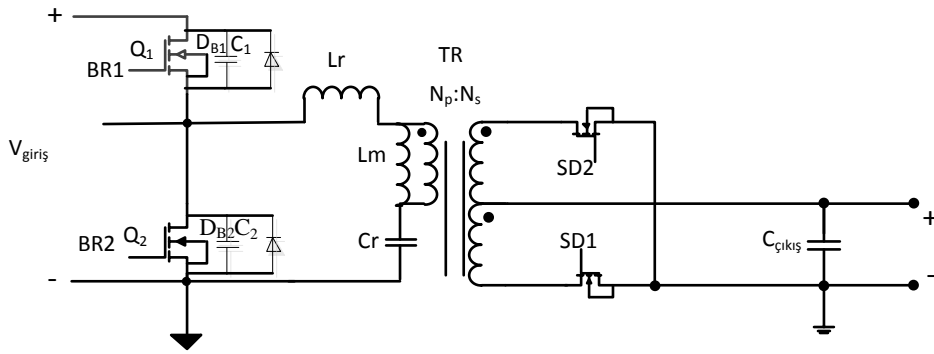
### **2.3. Klasik Yarım Köprü Çevirici – Yarım Köprü LLC Rezonans Tipi Çeviricinin Karşılaştırılması**

Bu tez çalışmasında tasarlanması istenilen çeviricinin güç seviyesinin 500W olması ve giriş-çıkış yalıtımı gerektiğinden, yarım köprü topolojisinin uygun olduğu görülmektedir [17]. LLC rezonans tipi çevirici, klasik yarım köprü tipi çeviriciyle kıyaslandığı zaman önemli avantajlara sahiptir. Klasik asimetrik yarım köprü çevirici, DGM tipinde regülasyon yapar. Klasik yarım köprü tipi çeviricide sert anahtarlama tekniğinin kullanılması, yumuşak anahtarlama yapılan LLC rezonans çeviriciyle kıyaslandığında verimliliğin düşmesine sebep olur [18]. Klasik yarım köprü çevirici topolojisinde, özellikle yüksek çıkış gücü gerektiren durumlarda, yüksek akımlarda anahtarlama yapılmasını gerektirir. Bu sebeple kullanılan mosfetler üzerinde yüksek akım ve gerilim stresi oluşur. LLC rezonans tipi çevirici tüm yük durumları için sıfır savak-kaynak gerilimi durumunda anahtarlama yaptığı için neredeyse sıfır anahtarlama kaybı gösterir [10] [13]. Bu yöntemle, devrenin elektromanyetik girişimi azaldığından, MIL-STD-704E standardında istenilen harmonik bozulma değerlerini yakalamak kolaylaştırılmıştır. LLC rezonans tipi çeviricide, devrenin verimliliğini artıran ve elektromanyetik girişimi azaltan bir diğer avantaj ise, devrenin ikinci tarafındaki doğrultucu mosfetlerin sıfır akımda anahtarlama (SAA) yapmasıdır.

Klasik yarım köprü çeviriciye bu avantajlar eklenirken, devreye fazladan bileşen olarak yalnızca rezonans kapasitörü eklenir. Şekil 9’da klasik yarım köprü tipi çevirici ve Şekil 10’da LLC rezonans tipi çevirici gösterilmiştir.



Şekil 9: Klasik Yarım Köprü Çevirici Topolojisi



Şekil 10: LLC Rezonans Çeviricisi Topolojisi

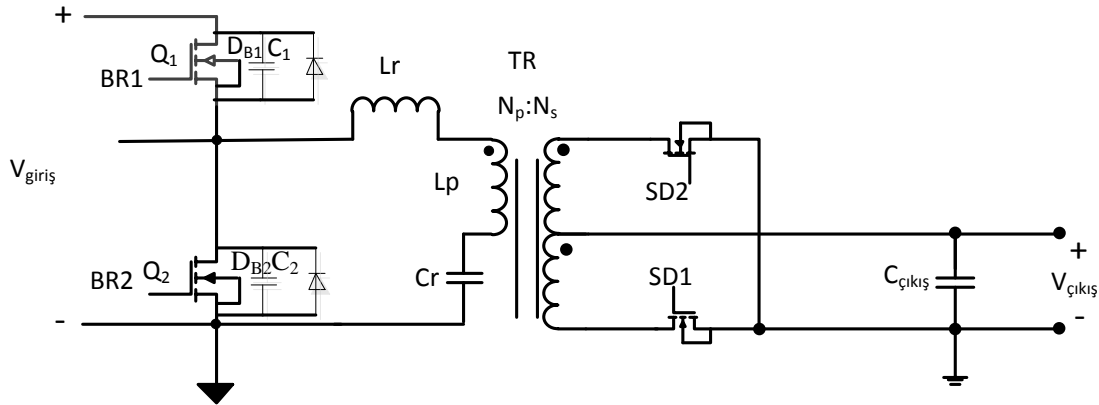
Tüm dezavantajlarına rağmen, klasik yarım köprü çeviricinin, LLC rezonans tipi çeviriciyle kıyaslandığı zaman bazı avantajları vardır. Klasik yarım köprü tipi çeviricide, doğrultma devresinde daha az akım dalgalanması görülür [18]. DGM tipi bir çevirici olduğundan, çalışma frekansı sabittir. Bu sayede bazı tasarım parametrelerinin hesaplanması LLC rezonans tipi çeviriciyle kıyaslandığı zaman daha kolaydır. Yarım köprü LLC tipi çeviricide sıfır yük durumunda, devrenin yalıtımsız tarafında dolaşan akım, verimlilik kaybına sebep olur, ancak bu çalışmada kullanılan olan mikrodenetleyici devrenin düşük yük durumlarında DGM modülasyonuna girmesi sağlanarak, verimlilik kaybı ortadan kaldırılmaktadır.

## 2.4. Rezonans Tipi Çevirici Çeşitleri

Bu bölümde önemli rezonans tipi çeviricilerin elektriksel karakteristiklerinden yola çıkarak avantaj ve dezavantajları incelenmiştir.

### 2.4.1. Seri Rezonans Çevirici

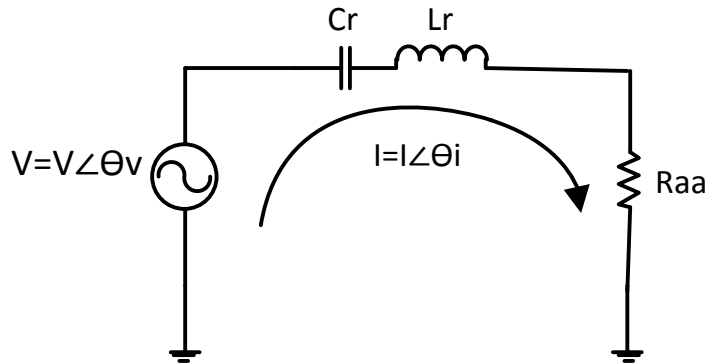
Seri rezonans çevircisinin devre konfigürasyonu Şekil 11'deki gibidir.



Şekil 11: Seri Rezonans Çeviricisi

Şekilden anlaşılacağı gibi seri bağlı rezonans indüktörü ve rezonans kapasitörü, yüke seri bir rezonans devresi oluşturur.

Seri rezonans çevircisinin AA eşdeğer devresi, Şekil 12'deki gibi, bir kare dalga üreticine bağlı rezonans indüktörü ve kapasitöründen ve bunlara seri bir eşdeğer yük direncinden oluşur.



Şekil 12: Seri Rezonans Çevircisinin AA eşdeğer devresi [19]

Rezonans devresinin yüke seri bağlı olması sebebiyle, seri rezonans çeviricisi bir gerilim bölücü gibi çalışır. Bu sebeple devrenin gerilim kazancı daima 1'den küçüktür. Giriş gerilimine bağlı olarak çalışma frekansının değişmesiyle rezonans devresinin empedansı değişir ve böylece çıkış geriliminin regülasyonu sağlanmış olur.

Çevircinin rezonans frekansı, indüktif reaktansın büyüklüğünün kapasitif reaktansın büyüklüğüne eşit olduğu frekanstır. Rezonans frekansında gerilim kazancı 1'dir ve maksimum değerindedir. Devrenin çalışma frekansı rezonans frekansının üzerine



çıkıtığında, indüktif reaktansın büyüklüğü artarken, kapasitif reaktansın büyüklüğü azalır.

Şekil 11'de görüldüğü gibi, devrenin ikinci tarafında filtre indüktörü yoktur. Yalnızca filtre kapasitörü mevcuttur. Bunun sebebi transformatörün ikinci sargısının seri rezonans çeviricisi konfigürasyonu gereği akım kaynağı gibi davranmasıdır.

Seri rezonans çeviricinin gerilim kazancı M, aşağıdaki formül ile bulunur.

$$M = \frac{1}{1 + j \frac{\pi^2}{8} \times Q \left[ \frac{f_{an}}{f_r} - \frac{f_r}{f_{an}} \right]} \quad (1)$$

Formüldeki  $f_{an}$  anahtarlama frekansı,  $f_r$  rezonans frekansıdır ve değeri aşağıdaki formül ile hesaplanır.

$$f_r = \frac{1}{2 \times \sqrt{L_r \times C_r}} \quad (2)$$

Q kalite faktörü değeri, rezonans tank empedansının, eşdeğer çıkış direncine oranıdır ve değeri aşağıdaki formül ile hesaplanır.

$$Q = \frac{\sqrt{L_r \times C_r}}{R_{aa}} \quad (3)$$

Eşdeğer çıkış direnci  $R_{aa}$  değeri aşağıdaki formül ile hesaplanır.

$$R_{aa} = \frac{8}{\pi \times n^2} \times \frac{V_{çıkış}}{I_{çıkış}} \quad (4)$$

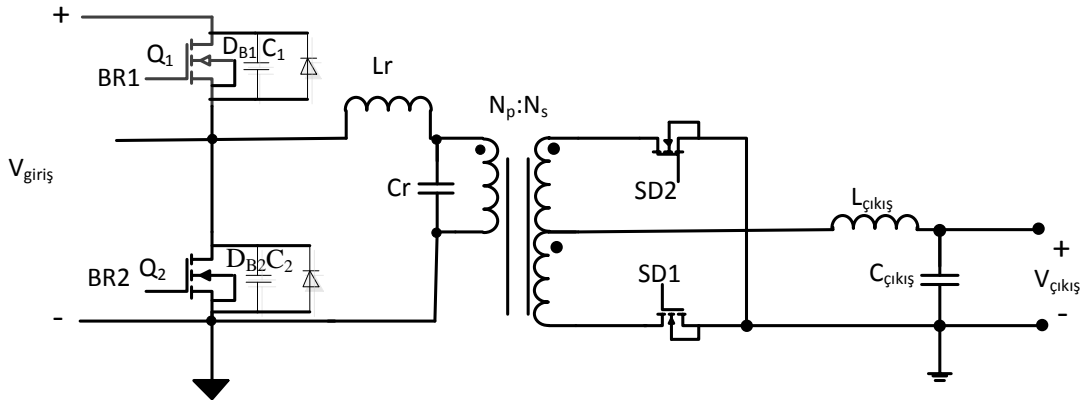
Formüldeki  $n$  değeri transformatörün tur oranını ifade eder. Gerilim kazancı rezonans frekansında en yüksek seviyededir. Bu çalışma noktasında, rezonans empedansı en düşük seviyede olduğu için, çeviricinin gerilim kazancı yükten bağımsızdır [20]. Çeviricinin daha yüksek verimle çalışması için SGA bölgesinde çalışması istenir.

Anahtarlama elemanı olarak mosfet kullanıldığından, SGA yapılması, SAA yapılmasına göre daha fazla verimlilik sağlar [10].

Bu tez çalışması kapsamında değerlendirildiğinde, seri rezonans devresinin en önemli dezavantajı, düşük yük durumlarında çalışma frekansının yükselmesidir. Yük sıfır olduğunda, regülasyonun sağlanması için çalışma frekansı o kadar yükselir ki, deri etkisi ve yakınlık etkisinden kaynaklı kayıplar baskın hale gelir [21]. Ayrıca kullanılan mikrogenetleyici de bu frekansı sağlayamayabilir. Yani, seri rezonans devresinin çalışması, belirli bir noktada optimize edilebilirken, geniş yük aralığında çıkış gerilimi regülasyonu sağlanamadığından, bu tasarım için uygun bir topoloji değildir.

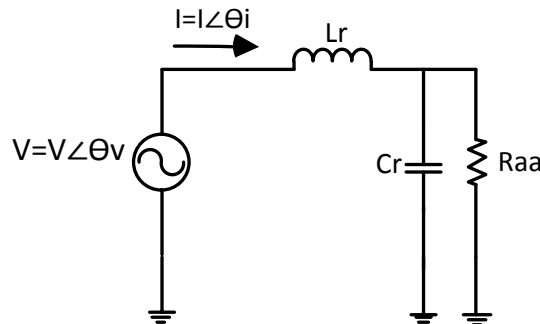
#### 2.4.2. Paralel Rezonans Çevirici

Paralel rezonans çeviricisinin devre konfigürasyonu Şekil 13'teki gibidir.



Şekil 13: Paralel Rezonans Çevirici

Paralel rezonans çevirici, Şekil 14'te verildiği gibi, gerilim kaynağına paralel rezonans indüktörü, rezonans kapasitörü ve yükten oluşur.

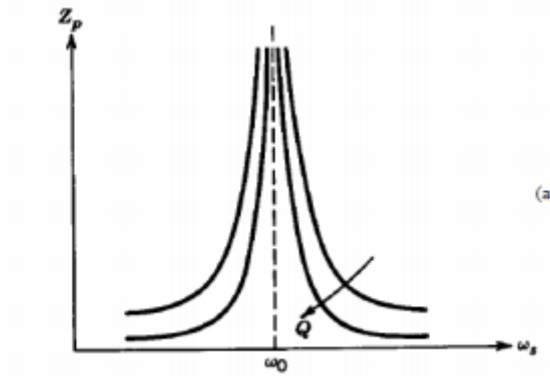


Şekil 14: Paralel Rezonans Çeviricinin AA eşdeğer devresi [39]

Paralel rezonans çeviricinin AA eşdeğer devresi, bir kare dalga üreticine paralel bağlı rezonans indüktörü ve kapasitöründen ve bunlara paralel bir eşdeğer yük direncinden oluşur.

Paralel rezonans çeviricide rezonans frekansı, indüktif reaktans ile kapasitif reaktansın eşit olduğu frekanstır. Rezonans frekansında, eşdeğer yük direnci en yüksek değerdedir. Paralel rezonans çeviricide, Şekil 13'te görüldüğü gibi rezonans kapasitörü yüke paraleldir. Bu sebeple, transformatörün ikinci tarafı gerilim kaynağı olarak modellenir. Bu gerilim kaynağının filtrelenmesi için, çıkış filtresinde indüktör kullanılması gerekir.

Paralel rezonans çevirici devresinde, rezonans indüktörü ve kapasitörü yüke paraleldir. Bu sebeple rezonans devresi bant geçiren filtreye benzer şekilde çalışır. Paralel rezonans çeviricinin frekans karakteristiği Şekil 15'teki gibidir.



Şekil 15: Paralel rezonans çevirici frekans karakteristiği [22]

$f_r$ , rezonans frekansıdır ve değeri aşağıdaki formül ile hesaplanır.

$$f_r = \frac{1}{2 \times \sqrt{L_r \times C_r}} \quad (5)$$

Q, kalite faktörü aşağıdaki formül ile hesaplanır.

$$Q = \frac{R_{aa}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad (6)$$

Maksimum gerilim kazancı aşağıdaki gibi hesaplanır.

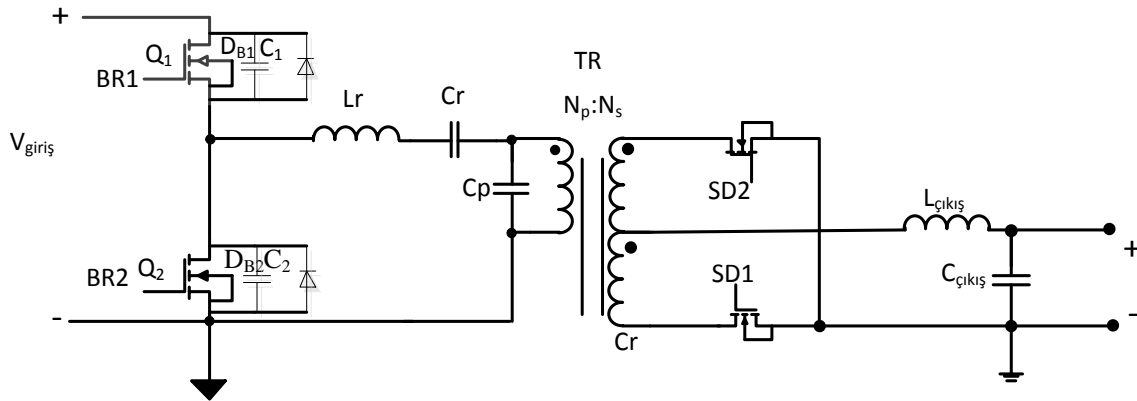
$$M = \frac{\pi^2}{8} \times \frac{1}{j \frac{f_s}{f_r} \times \frac{1}{Q} + \frac{\pi^2}{8} \times Q [1 - (\frac{f_s}{f_r})^2]} \quad (7)$$

Paralel rezonans devresinin, seri rezonans devresine göre avantajı, sıfır yük durumunda regülasyon yapabilmesi ve seri rezonans çeviriciye göre daha dar bir frekans aralığında çalışabilmesidir [23].

Paralel rezonans çeviricide, düşük yük durumlarında bile yüksek rezonans akımı olması, verimliliği azaltır. Benzer gerilim ve güç isterlerindeki seri rezonans çevirici ile kıyaslandığında daha fazla rezonans akımı taşıyan paralel rezonans çevirici, özellikle yüksek çıkış yükü durumlarında bileşenler üzerindeki akım yükü oldukça artar. Bu sebeplerle gereksinimlere bakıldığında uygulama için iyi bir aday topoloji olmadığı görülür.

### 2.4.3. Seri-Paralel Rezonans Çevirici

Seri-Paralel rezonans çeviricinin konfigürasyonu Şekil 16'daki gibidir.

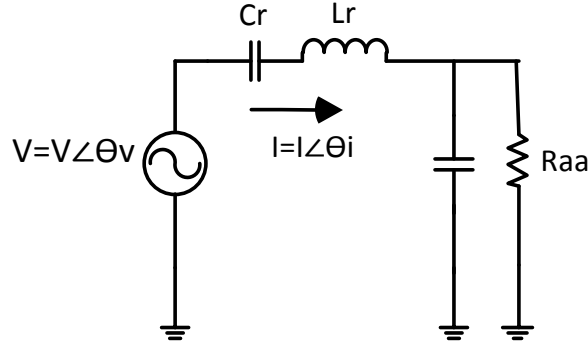


Şekil 16: Seri-Paralel Rezonans Çevirici

Bu topolojide rezonans devresi, seri rezonans indüktörü  $L_r$ , seri rezonans kapasitörü  $C_r$  ve transformatöre paralel  $C_p$  kapasitöründen oluşur. SPRÇ topolojisi, SRÇ ve PRÇ topolojilerinin avantajlarının birleştirir. Seri bağlı olan rezonans indüktörü  $L_r$  ve rezonans kapasitörü  $C_r$  bileşenleri, Paralel Rezonans Çevirici topolojisinde, devrenin birinci tarafında yüksek dolaşan akımı azaltarak verimliliğin artmasını sağlar.

Transformatöre paralel rezonans kapasitörü ile, seri rezonans çeviricide görülen düşük yüklerdeki regülasyon problemi ortadan kaldırılmış olur.

Seri-Paralel Rezonans çeviricisinin AA eşdeğer devresi Şekil 17'deki gibidir.



Şekil 17: Seri-Paralel Rezonans Çeviricisinin AA Eşdeğer Devresi [19]

Seri rezonans devresinin AA eşdeğer yük direnci aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$R_{aa} = \frac{8}{\pi} \times \frac{V_{ç1k1ş}}{I_{ç1k1ş}} \quad (8)$$

Ana rezonans frekansı olan paralel rezonans frekansı, aşağıdaki denkleme göre bulunur.

$$f_r = \frac{\sqrt{C_p + C_r}}{2 \times \pi \times \sqrt{L_r \times C_r \times C_p}} \quad (9)$$

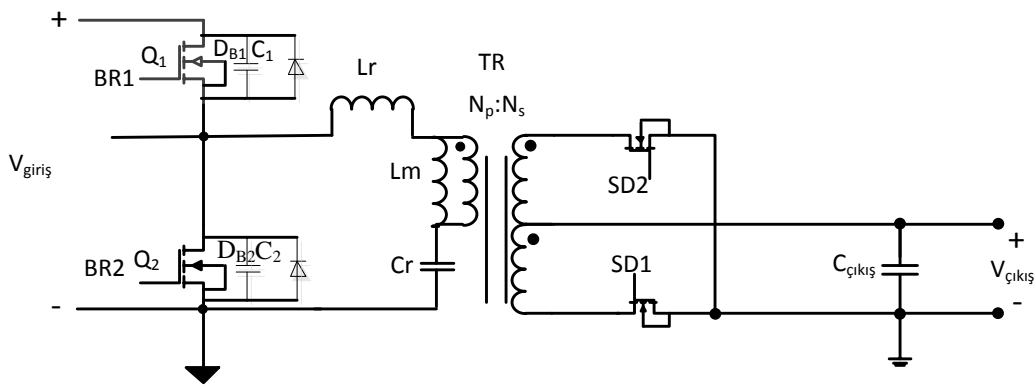
Seri-Paralel rezonans çevirici tasarlanırken, düşük Q faktörü seçildiği durumlarda  $R_{aa}$  yük direnci düşük olduğundan, çevirici düşük rezonans frekansına yakın çalışır. Yani bu çalışma SPRÇ bölgesinde SRÇ kipinde çalışır. Benzer şekilde, yüksek kalite faktörlerinin seçildiği durumlarda, devrenin çalışma frekansı yüksek olan rezonans frekansına kayar, yani çevirici PRÇ durumunda çalışır. PRÇ rezonans frekansında devrenin gerilim kazancı, PRÇ'de olduğu gibi maksimum değerindedir.

Bu çıkarımdan hareketle, Seri-Paralel Rezonans Çeviricisinin, önceki bölümlerde anlatılan Seri Rezonans Çevirici ve Paralel Rezonans Çeviricilerle kıyaslandığında nispeten daha dar bir frekans aralığında çalıştığı görülmektedir. Ayrıca, sıfır yük durumunda regülasyonun mümkün olması da önemli bir getirdir.

Ancak bu topolojide, eşzamanlı doğrultma yapılırken, merkez bağlantılı transformatör ile L-C bağlantılı alçak geçiren filtrenin birlikte kullanılması gerektiğinden, regülasyon problemleri oluşmaktadır [23]. Devrenin birinci tarafındaki yüksek dolaşan akım ve mosfetlerde görülen yüksek kapanma akımı, Seri-Paralel Rezonans Çeviricide görülen diğer dezavantajlardır.

#### 2.4.4. LLC Rezonans Çevirici

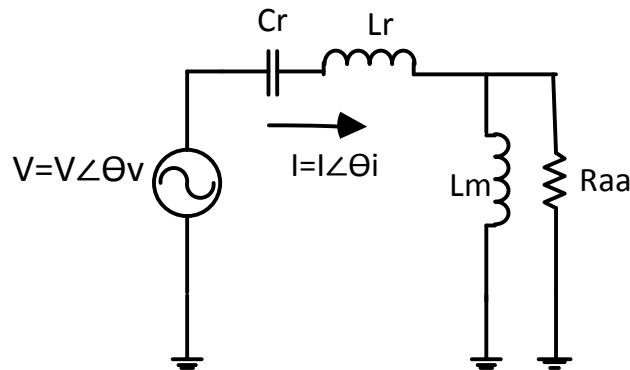
LLC Rezonans Çevirici devresi Şekil 18'deki gibidir.



Şekil 18: LLC Rezonans Çevirici

Devrenin konfigürasyonundan anlaşılacağı üzere, LLC Rezonans Çevirici, Seri Rezonans Çeviricisinden uyarlanmıştıdır. LLC Rezonans Çevirici devresi, rezonans indüktörü  $L_r$ , seri rezonans kapasitörü  $C_r$  ve transformatörün birincil sargısına paralel  $L_m$  mıknatıslanma indüktansından oluşur. Mıknatıslanma indüktansı, Seri Rezonans Çeviriciye göre daha düşüktür ve rezonans işlemine katılır.

Çeviricinin AA eşdeğer devresi, Şekil 19'daki gibidir.



Şekil 19: LLC Rezonans Çeviricinin AA eşdeğer devresi

Transformatörün tur oranı  $n$  alınarak, LLC Rezonans devresinin AA eşdeğer yük direnci aşağıdaki gibi bulunur.

$$R_{aa} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \frac{V_{\text{çıkış}}}{I_{\text{çıkış}}} \quad (10)$$

Q faktörü aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{aa}} \quad (11)$$

LLC Rezonans devresinin rezonans frekansı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$f_r = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_r \times C_r}} \quad (12)$$

LLC rezonans çeviricisinde  $L_r$  ve  $C_r$  bileşenlerinin oluşturduğu  $f_{r1}$  rezonans frekansı,  $L_r$ ,  $C_r$  ve  $L_m$ , ile oluşturulan  $f_{r2}$  rezonans frekansı olmak üzere iki rezonans frekansı vardır. Devrenin ana rezonans frekansı olan  $f_{r1}$  frekansında anahtarlama yapıldığında, yük durumundan bağımsız olarak, gerilim kazancı 1'dir. Rezonans frekansından daha yüksek frekanslar için, gerilim kazancı 1'den küçüktür. Rezonans frekansından daha düşük anahtarlama frekanslarında ise gerilim kazancı daima 1'den büyük olup, çeviricinin birinci tarafındaki mosfetler SGA yaparak açılır. Çeviricinin en yüksek verimde çalıştığı anahtarlama frekansı ise, rezonans frekansıdır [24].

Bu bilgilerden hareketle, LLC Rezonans Çevirici, daha önceki bölümlerde anlatılan rezonans tipi çeviricilerle kıyaslandığında, daha dar bir frekans aralığında çalıştığı görülür. SGA'nın, sıfır yük durumunda da yapılabilmesi, verimlilik açısından önemli bir avantajdır. Bu topolojide, mosfetlerdeki kapanma akımı diğer rezonans çeviricilerle kıyasla daha düşüktür. LLC Rezonans Çeviricide eşzamanlı doğrultma yapılırken, doğrultucu mosfetlerin sıfır akımda açılması sağlanarak, anahtarlama kayıpları azaltılır [25].

Tasarlanan çeviricinin nominal giriş gerilimi olan 270V seviyesinde, çeviricinin rezonans frekansında anahtarlama yapması ( $f_{an} = f_{r1}$ ) sağlanmıştır. Böylelikle tasarlanan çeviricinin nominal giriş gerilimi aralığı olan 250V-280V aralığında ve birinci taraftaki mosfetlerde SGA gerçekleştirilmiş olur.

### 3. LLC REZONANS TİPİ ÇEVİRİCİNİN DETAYLI ANALİZİ

LLC rezonans tipi çevirici topolojisi, Şekil 18'de görülmektedir.  $L_m$  mıknatıslanma indüktansı, transformatörün birincil sargısına paralel bir indüktör görevi görürken, transformatörün kaçak indüktansı olan  $L_r$  seri rezonans indüktörü ve  $C_r$  ise seri rezonans kapasitörüdür.

Mıknatıslanma indüktansı, birincil sargı indüktansı ile kıyaslandığında daha küçük bir değere sahiptir. Bu sebeple, mıknatıslanma indüktansı üzerinde dikkate değer bir mıknatıslanma akımı görülür. Bu mıknatıslanma akımı, güç aktarımında görev yapmaz. Dolayısıyla  $L_r$  indüktansının taşıdığı akım değeri, mıknatıslanma akımı ile devrenin ikinci tarafından birincil tarafa yansıtılmış akımın toplamı kadardır.

Rezonans çevirici devresi, 50% sabit görev çevriminde çalışan bir kare dalga üretici devresi, rezonans indüktörü, mıknatıslanma indüktansı ve rezonans kapasitöründen oluşan bir rezonans devresi ve eşzamanlı doğrultma yapan bir çıkış devresi olmak üzere üç ana kısımdan oluşur.

Çeviricinin rezonans indüktörü, rezonans kapasitörü ve mıknatıslanma indüktansından oluşan rezonans devresi sayesinde, oluşturulan kare dalganın yalnızca ilk harmoniğinin çıkışa aktarıldığı varsayılabilir. Ayrıca devrenin ikinci tarafındaki doğrultucu devresi bir empedans dönüştürücü gibi çalıştığından, eşdeğer yük direnci, birincil tarafa yansıtılmış yük direncinden farklıdır.

Bu bilgiler göz önüne alınarak, bu bölümde LLC rezonans çeviricinin karakteristiği incelenmiştir.

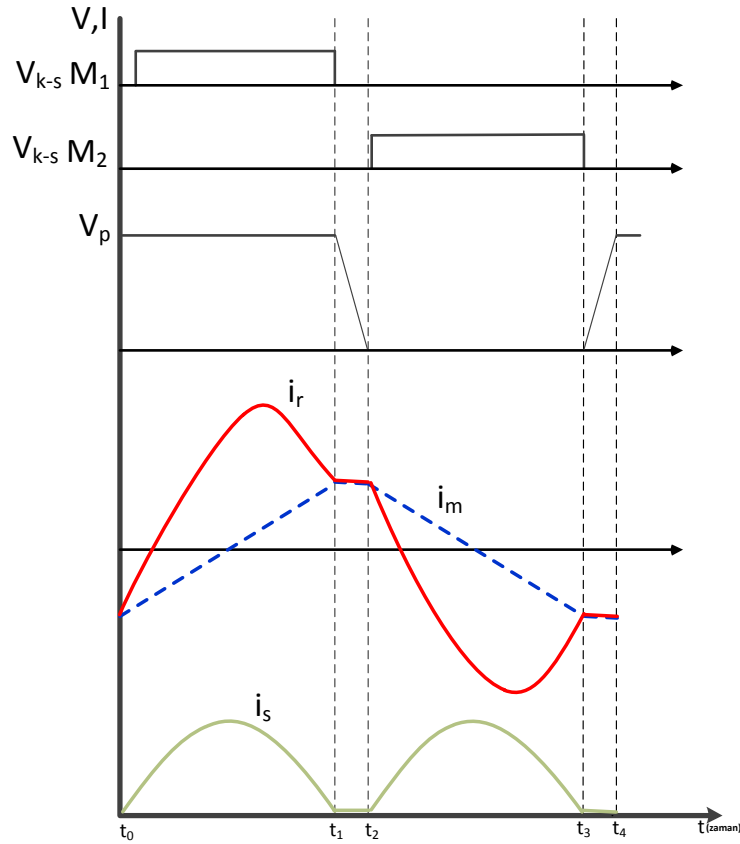
#### 3.1. Çalışma Kipleri

LLC rezonans tipi çeviricinin çalışma karakteristiği, çeviricinin rezonans frekansı ile ( $f_{r1}$ ) anahtarlama frekansının ilişkisiyle açıklanabilir. Giriş geriliminin değişmesiyle devrenin gerilim kazancı değişir, kullanılan mikrodenetleyici, anahtarlama frekansını frekansı yeni gerilim kazancı değerini yakalayacak şekilde artırır veya azaltır. Nominal giriş gerilimi durumunda, rezonans devresinin gerilim kazancı 1 olacak şekilde devre tasarımı yapılmalıdır. Bu sayede rezonans frekansında anahtarlama yapılarak verimlilik artırılmış olur. Giriş geriliminin nominal giriş geriliminden yüksek olduğu durumlarda anahtarlama frekansı rezonans frekansının üstüne çıkar. Giriş geriliminin nominal giriş geriliminden düşük olduğu durumlarda ise anahtarlama frekansı rezonans frekansından küçüktür.



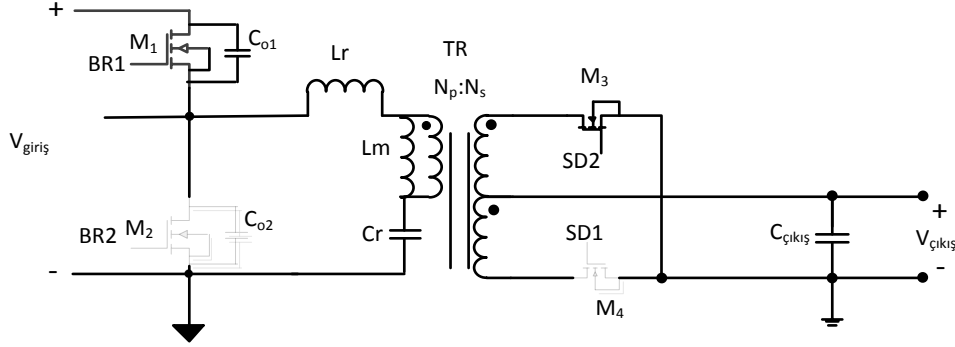
### 3.1.1. Anahtarlama Frekansının Rezonans Frekansına Eşit Olması Durumu

Seri ve paralel tip rezonans çeviricilerde verimliliğinin artırılması için anahtarlama frekansının rezonans frekansına mümkün olduğunca yakın olması istenir. Bu tip çeviricilerde SAA yalnızca anahtarlama frekansının, çalışma frekansından küçük olduğu durumlarda gerçekleşir. Ayrıca devrenin SGA yapabilmesi için tasarım yaparken bazı tolerans faktörlerini göz önüne almak gerekir. LLC rezonans çeviricisi topolojisinde bu dezavantajlar ortadan kaldırılmıştır. Direnç yüklü bir LC rezonans devresinde, devre akımı ve gerilimi aynı fazdadır. Bu sebeple, bu tipteki bir devrede SGA gerçekleşmez. Direnç tipindeki yüke, transformatörün birinci tarafının indüktansının ( $L_p$ ) etkisiyle akım ve gerilim arasında SGA yapmak için gerekli olan faz farkı sağlanmış olur. Böylelikle rezonans frekansında SGA yapmak mümkün hale gelir. Benzer şekilde devrede SGA hem anahtarlama frekansının çalışma frekansından küçük olduğu durumlarda, hem de anahtarlama frekansının çalışma frekansından büyük olduğu durumda gerçekleşir, böylece tasarım toleranslarına gerek kalmaz.



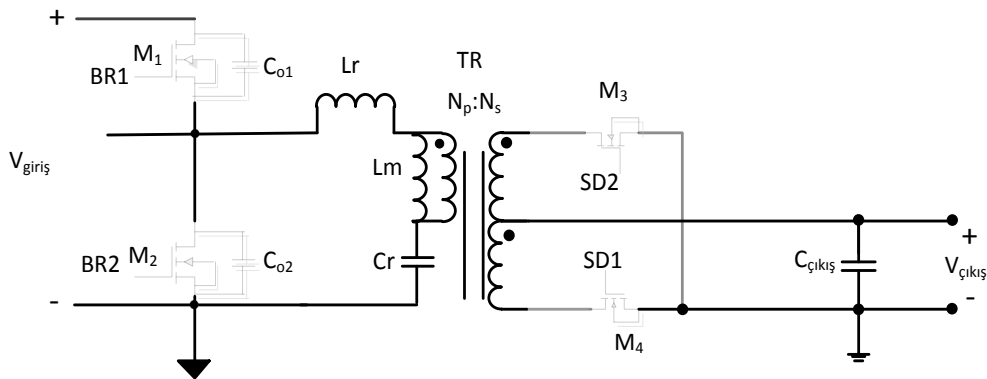
Şekil 20: Rezonans frekansında anahtarlama durumunda akım ve gerilim dalga şekilleri

Yarım köprü çevirici için anahtarlama sinyalleri, akım ve gerilim dalga şekilleri ve SGA durumu Şekil 20’de görülmektedir. Kırmızı renkle gösterilen dalga formu rezonans indüktansından akan akımı, mavi dalga formu mıknatıslanma indüktansının akımını gösterir. Yeşil ile gösterilen dalga formu transformatörün ikincil sargısının akımıdır.



Şekil 21:  $t_0 - t_1$  zaman aralığındaki çalışma kipi

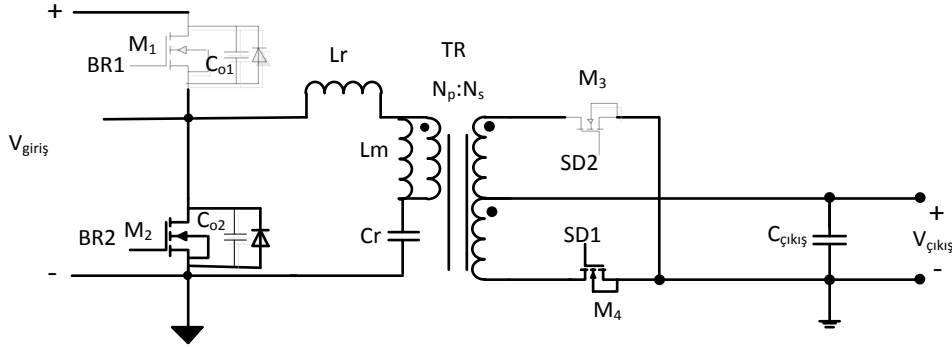
Şekil 21’de görüldüğü gibi  $t_0 - t_1$  zaman aralığında M1 mosfeti iletimdedir. Kesim durumunda olan M2 ve M4 mosfetleri şeffaf olarak gösterilmiştir. Bu aralıkta rezonans akımı, mıknatıslanma indüktansı akımından büyüktür. Transformatörün polaritesi dikkate alındığında, devrenin ikinci tarafında M3 mosfeti iletimdedir. M3 mosfetinin iletme geçmesiyle, mıknatıslanma indüktansı doğrudan çıkış geriliminin, transformatörün birincil sargısına yansımalarını görür. Bu DA gerilimin etkisiyle, mıknatıslanma indüktansının üzerindeki akım doğrusal olarak artar. Rezonans devresinin gerilimi, giriş gerilimi ile mıknatıslanma indüktansının farkına eşittir. Rezonans akımı ise sinüs formundadır.



Şekil 22:  $t_1 - t_2$  zaman aralığındaki çalışma kipi

$t_1$  anında, rezonans devresinin akımı, mıknatıslanma indüktansının akımına eşit olur ve M1 mosfeti kapanır.

$t_1 - t_2$  aralığında Şekil 22'de şeffaf olarak gösterilen M3 ve M4 mosfetleri kapalıdır. Bu çalışma kipi aynı zamanda ölü zaman durumudur. Rezonans akımı mıknatıslanma indüktansının akımına eşittir. Bu sebeple M3 ve M4 mosfetleri kapalı konumdadır. M1 ve M2 mosfetlerinin çıkış kapasitansları, mıknatıslanma indüktansının akımıyla boşalır, böylelikle M2 mosfetinin SGA yaparak açılması sağlanır. Bu çalışma kipinde çıkış kapasitörü yükü besler.



Şekil 23:  $t_2 - t_3$  zaman aralığındaki çalışma kipi

$t_2$  anında M2 mosfeti SGA yaparak açılır.  $t_2 - t_3$  zaman aralığında, rezonans akımıyla mıknatıslanma indüktansı arasındaki fark çıkışa aktarılır.

Rezonans frekansında anahtarlama yaparken, mosfetin kapanma akımı, maksimum mıknatıslanma akımına eşittir. Bu sebeple uygun bir mıknatıslanma indüktansı seçilerek, mosfetin kapanma kaybı azaltılabilir. Aynı şekilde, ikincil taraftaki mosfetler daha küçük akım değişimiyle kapandığından, daha düşük geri toparlanma kaybı oluşur [24].

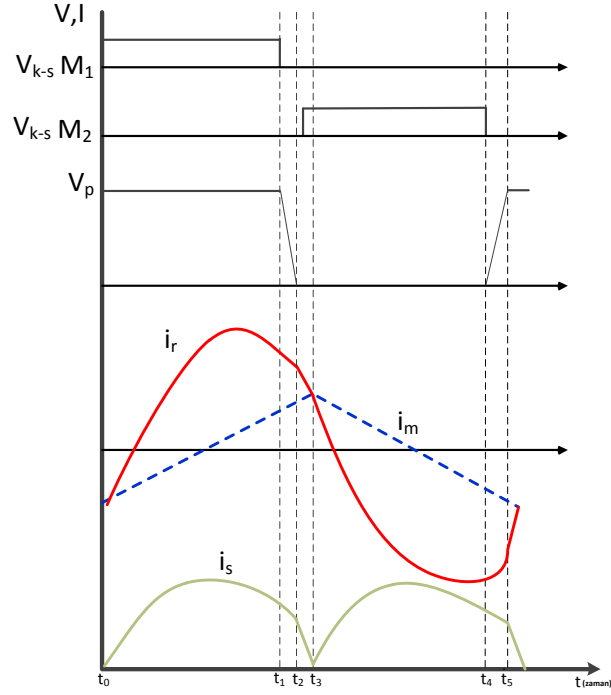
Rezonans indüktörü  $L_r$  ve rezonans kapasitörü  $C_r$  bileşenlerinden oluşan rezonans devresinin, rezonans frekansında anahtarlama yapılırken, toplam empedansı sıfırdır. Bu sebeple devrenin giriş empedansı, transformatörün birinci taraf indüktansı  $L_p$  ve AA eşdeğer direnci  $R_{aa}$  paralel bileşenlerinin empedansına eşittir. Rezonans devresindeki gerilim düşümü sıfır kabul edildiğinde, giriş ve çıkış gerilimleri arasında aşağıdaki denklemdeki ilişki bulunmaktadır [3].

$$\frac{V_{giriş}}{2} = n \times V_{çıkış} \quad (13)$$

Bu denklemden de anlaşılacağı üzere, rezonans frekansında anahtarlama yaparken tasarlanan transformatörün tur oranı yalnızca giriş ve çıkış gerilimlerine bağlıdır.

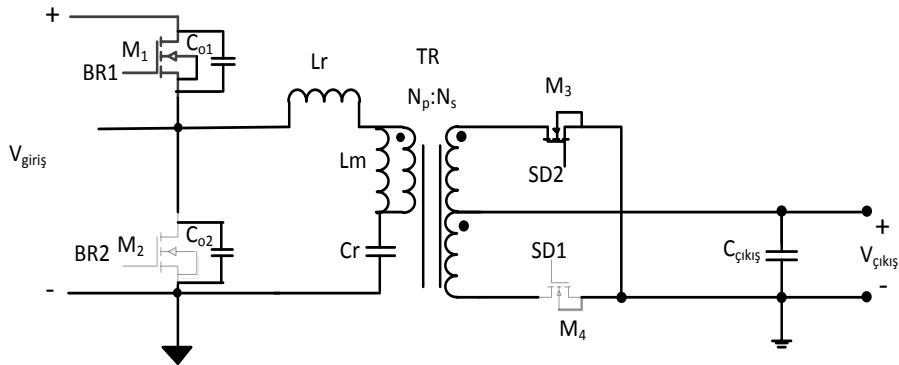
### 3.1.2. Anahtarlama Frekansının Rezonans Frekansından Yüksek Olması Durumu

Bu anahtarlama frekansı bölgesinde, LLC rezonans tipi çevirici, Seri rezonans tipi çevirici karakteristiğini gösterir. Şekil 24'te anahtarlama frekansının, rezonans frekansından yüksek olduğu çalışma bölgesi için devrenin akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir.



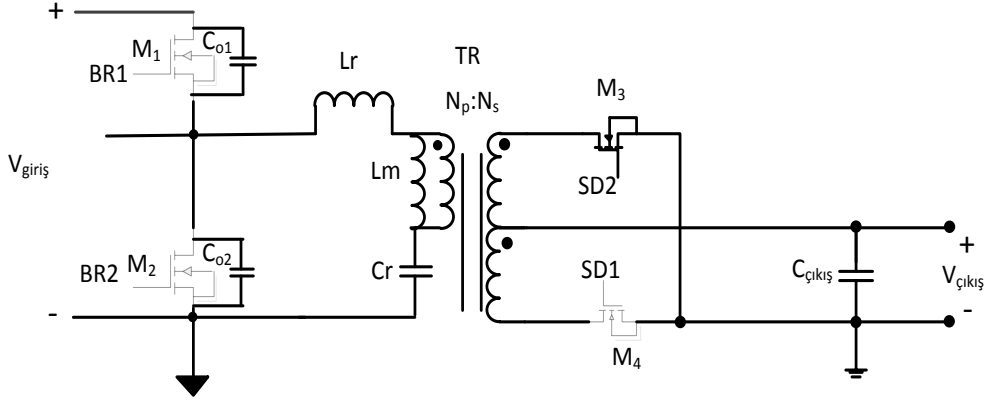
Şekil 24: Rezonans frekansından yüksek anahtarlama frekansı yapıldığında akım ve gerilim dalga şekilleri

$t_0 - t_1$  zaman aralığında M1 ve M3 mosfetleri Şekil 25'te görüldüğü gibi iletimdedir ve yük girişten beslenir.  $t_1$  anında M1 mosfeti kapanır. Anahtarlama frekansı, rezonans frekansından daha yüksek olduğu için, mıknatıslanma indüktansının akımı, rezonans akımından daha yüksektir.



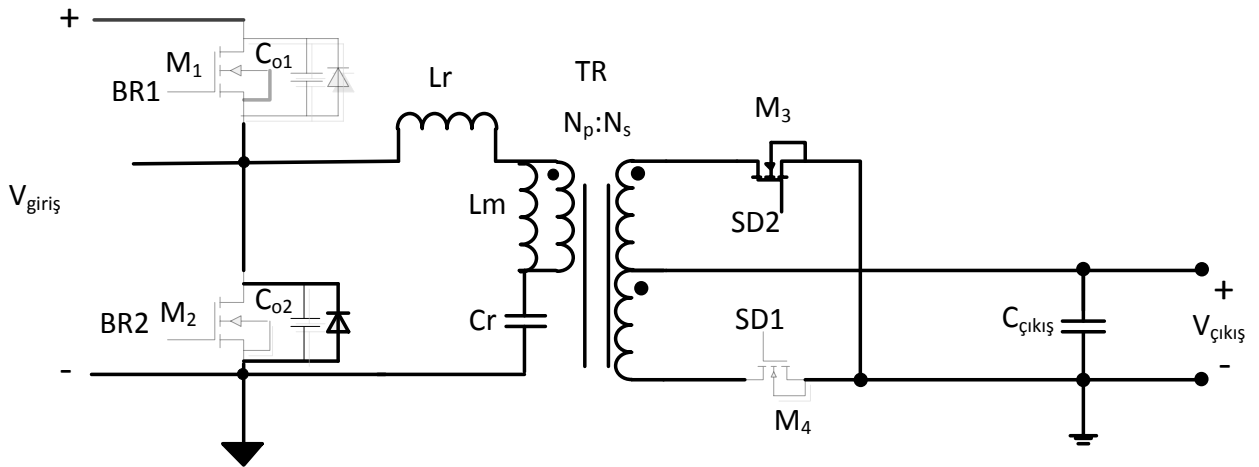
Şekil 25:  $t_0 - t_1$  zaman aralığındaki çalışma kipi

$t_1 - t_2$  zamanları arasında M1 ve M2 mosfetleri Şekil 26'da görüldüğü gibi kapalı durumdadır, rezonans akımı bu mosfetlerin çıkış kapasitanslarını doldurup boşaltır. Tam  $t_2$  anında, M2 mosfetinin çıkış kapasitansı tamamen boşalmış durumdadır ve M2 mosfeti SGA yaparak açılır.



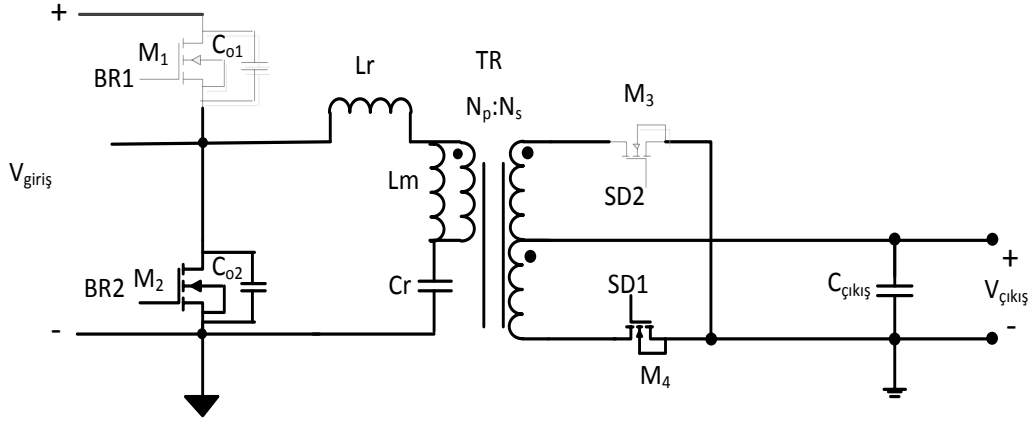
Şekil 26:  $t_1 - t_2$  zaman aralığındaki çalışma kipi

$t_2 - t_3$  zamanları arasında M2 mosfetinin gövde diyotu Şekil 27'de görüldüğü gibi iletimdedir ve rezonans akımı azalır. Tam  $t_3$  anında rezonans akımı, mıknatıslanma indüktansının akımına eşit olur ve M3 mosfeti kapanır.  $t_3$  anından hemen sonra M4 mosfeti iletime geçerek enerjiyi çıkışa aktarır.



Şekil 27:  $t_2 - t_3$  zaman aralığındaki çalışma kipi

$t_3 - t_4$  zamanları arasında, M2 mosfeti SGA yaparak açılır ve M3 mosfeti iletime geçerek çıkışı besler. İletim ve kesim durumundaki anahtarlar Şekil 28'de görülmektedir.



Şekil 28:  $t_3 - t_4$  zaman aralığındaki çalışma kipi

Bu çalışma frekansı bölgesinde kapanma akımının yüksek olması sebebiyle, SGA yapılması kesinleşmiştir. Ancak yüksek kapanma akımı aynı zamanda birinci taraftaki anahtarlarda yüksek kapanma kaybına sebep olacaktır. Aynı zamanda, ikinci taraftaki anahtarlardaki yüksek akım değişimi nedeniyle, geri toplama kaybı artar.

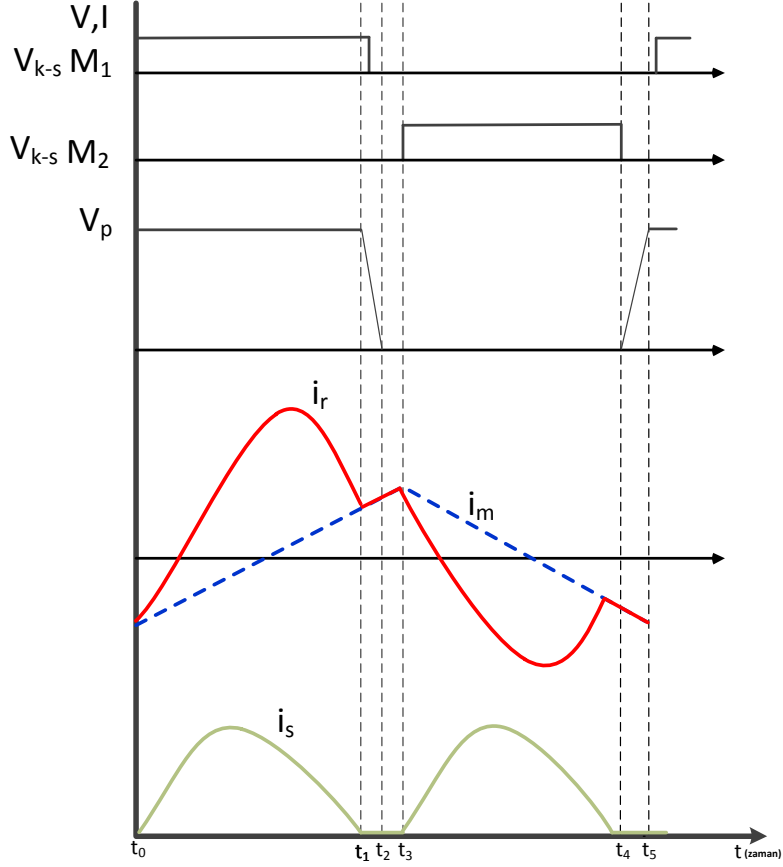
Rezonans frekansından daha yüksek frekansta anahtarlama yaparken  $L_r$  ve  $C_r$  devresinin empedansı sıfırdan farklıdır.  $L_r - C_r$  seri rezonans devresindeki gerilim düşümü, indüktif reaktansın, kapasitif reaktanstan daha büyük olması sebebiyle pozitif olur. Bu durumda aşağıdaki denklem geçerli olur [3].

$$\frac{V_{giriş}}{2} > n \times V_{çıkış} \quad (14)$$

Bu denklemden anlaşılacağı gibi, rezonans frekansından daha yüksek anahtarlama frekansının yapıldığı durumlarda, rezonans frekansında elde edilen çıkış geriliminden daha düşük bir çıkış gerilimi elde edilir. Bu sebeple, bu çalışma bölgesi için LLC rezonans çevircisinin indirgeç tipinde çalıştığı söylenebilir [26].

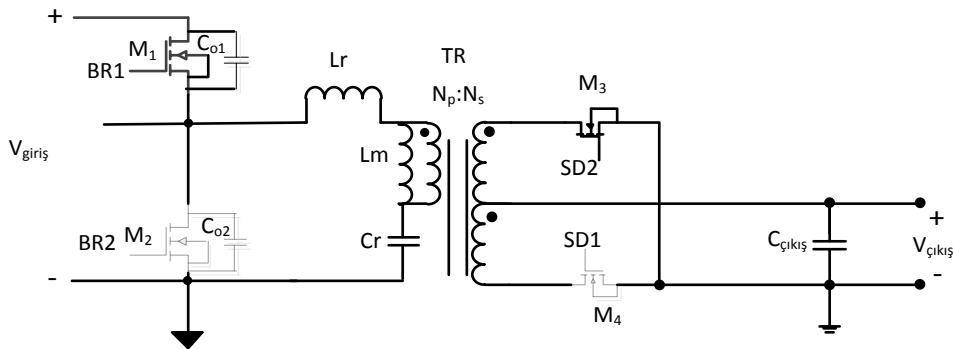
### 3.1.3. Anahtarlama Frekansının Rezonans Frekansından Düşük Olması Durumu

Bu çalışma bölgesinde çevircinin anahtarlama frekansı, rezonans frekansından düşüktür. Mıknatıslanma indüktansı rezonansa katılarak çevircinin gerilim kazancında değişiklik yapar. Mıknatıslanma indüktansındaki akım değeri rezonans akımına ulaştığı zaman, rezonans kapasitörü ve rezonans indüktörü arasındaki rezonansa mıknatıslanma indüktansı da katılır. Şekil 29'da rezonans frekansından düşük frekanslarda anahtarlama yapılması durumunda, devrenin akım ve gerilim grafikleri verilmiştir.



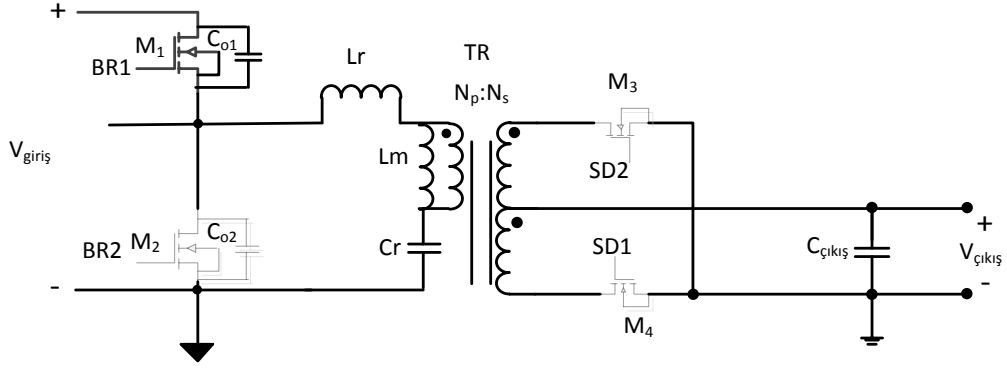
Şekil 29: Rezonans frekansından düşük anahtarlama frekansı yapıldığında akım ve gerilim dalga şekilleri

$t_0 - t_1$  zaman aralığında M1 ve M3 mosfetleri Şekil 30'da gösterildiği gibi iletimdedir, enerjiyi girişten yüke aktarır. Tam  $t_2$  anında rezonans akımı mıknatıslanma indüktansının akımına eşit olur. M3 mosfeti, rezonans akımıyla mıknatıslanma indüktansının akımına eşit olması sebebiyle kapatılır.



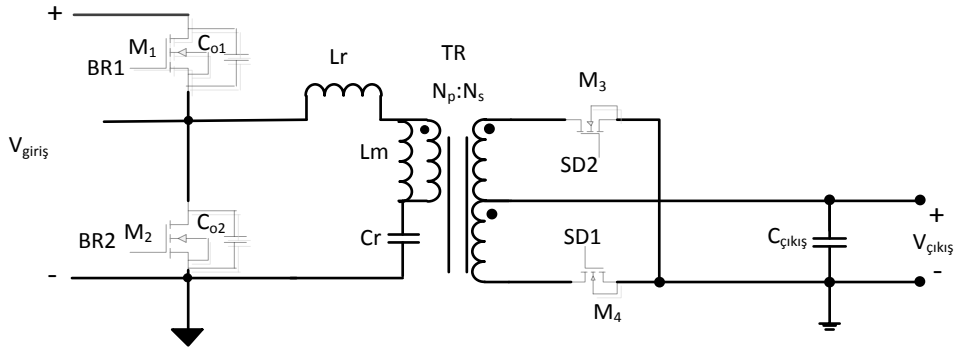
Şekil 30:  $t_0 - t_1$  zaman aralığındaki çalışma kipi

$t_1 - t_2$  zamanları arasında Şekil 31'de gösterildiği gibi, M1 mosfeti iletimdedir, ancak mıknatıslanma indüktansının akımı, rezonans akımına eşit olduğundan, M3 mosfeti kapanır. Yüğü çıkış kapasitörü  $C_{çıkış}$  besler.



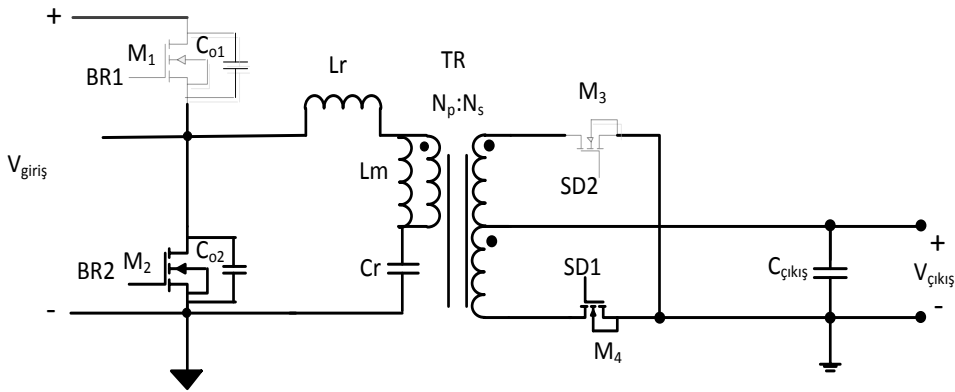
Şekil 31:  $t_1 - t_2$  zaman aralığındaki çalışma kipi

$t_2 - t_3$  zaman aralığında, mıknatıslanma indüktansı enerjisini rezonans kapasitörüne ve mosfetlerin çıkış kapasitörüne aktarır. Bu sebeple bu çalışma kipinde, gerilim kazancı artırılabilir. Yük, çıkış kapasitörü tarafından beslenir. Şekil 32’de gösterildiği gibi anahtarlar kesim durumundadır.



Şekil 32:  $t_2 - t_3$  zaman aralığındaki çalışma kipi

$t_3$  anında M2 mosfeti SGA ile açılır ve M4 mosfeti yükü besler. İletim ve kesim durumundaki anahtarlar Şekil 33’te gösterilmiştir.



Şekil 33:  $t_3 - t_4$  zaman aralığındaki çalışma kipi



Anahtarlama frekansının rezonans frekansından küçük olduğu durumda rezonans devresinin akımı, bu devreye uygulanan gerilimin gerisindedir. Anahtarlama periyodu, rezonans periyodundan uzun olduğundan, periyodun sonuna doğru rezonans akımı sifıra yaklaşır. Akımın düşük frekansta olması sebebiyle rezonans akımının yön değiştirmesinden önce, ölü zaman sonunda anahtarlama başlanır ve SGA yapılmış olur.

Anahtarlama frekansının, rezonans frekansından küçük olduğu durumda,  $L_r$  ve  $C_r$  bileşenlerinden oluşan rezonans devresinin gerilimi, kapasitif reaktansın, indüktif reaktanstan daha büyük olması sebebiyle negatif olur. Bu durumda aşağıdaki denklem geçerli olur [3].

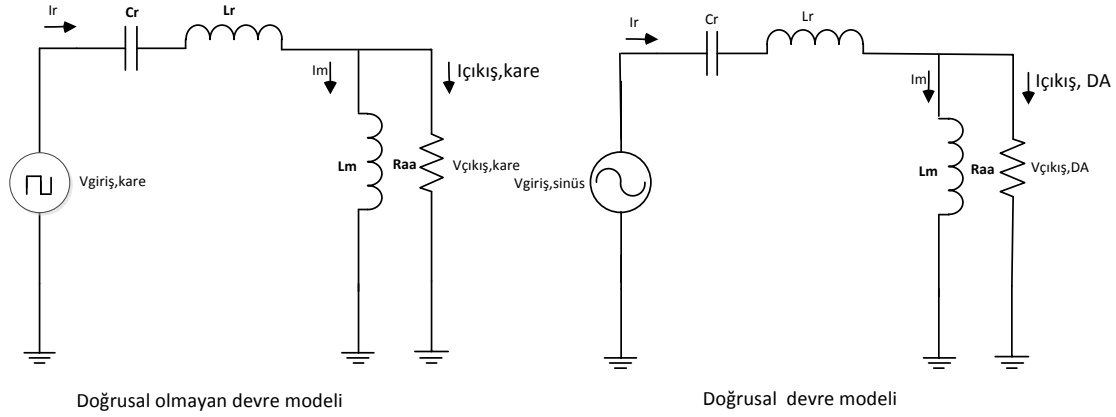
$$\frac{V_{giriş}}{2} < n \times V_{çıkış} \quad (15)$$

Bu çalışma kipinde, rezonans frekansında elde edilen çıkış geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi elde edilir. Bu sebeple, bu çalışma bölgesi için LLC rezonans çeviricisinin yükselteç tipinde çalıştığı söylenebilir [26].

### 3.2. Yarım Köprü LLC Rezonans Tipi Çeviricinin Modellenmesi

Yarım köprü LLC rezonans tipi bir çevirici tasarlarken, çeviricinin değişen giriş gerilimi seviyesi ve yük durumuna göre çıkış gerilimi regülasyonu yapabilmesi için, gerilim transfer fonksiyonunun elde edilmesi gerekir [1]. Bu fonksiyon aynı zamanda gerilim kazancı fonksiyonu olarak bilinir. Gerilim kazancı fonksiyonunun elde edilebilmesi için doğrusal olmayan devre modeli ele alınarak, kullanılan yakınsamalarla doğrusal bir devre modeli oluşturulmuştur. Doğrusal ve doğrusal olmayan devre modeli Şekil 34'teki gibidir. Geliştirilen devre modeli üzerinden bulunan gerilim kazancı fonksiyonu kullanılarak devre tasarımı yapılmıştır.

Geleneksel modelleme yöntemlerinden durum uzayı yöntemi, DGM tipindeki anahtarlama güç kaynaklarını modellemek için kullanılabilir. Ancak rezonans tipi çeviricilerde olumlu sonuçlara ulaşılamamıştır. Bu durum, tasarımcıları farklı yaklaşımlar aramaya itmiştir. Araştırmaların sonucunda, yarım köprü devresinin ürettiği kare dalga'nın yalnızca temel harmoniğini hesaplamalarda kullanan "Temel Harmonik Yaklaşımı", LLC rezonans çeviricisinin analizinde kullanılması uygun görülmüştür [27].



Şekil 34: Doğrusal olmayan ve Doğrusal devre modeli

Temel Harmonik Yaklaşımı rezonans tipi çeviricilerin analizini ve modellenmesini önemli ölçüde kolaylaştırmıştır. Bu çalışmada temel harmonik yaklaşımı incelenmiş, ve sonuçları kullanılarak tasarım parametreleri oluşturulmuştur.

### 3.3. Temel Harmonik Yaklaşımı

LLC rezonans tipi çevirici rezonans frekansının etrafında çalışır. Aynı şekilde, devrede dolaşan akımın frekansının da rezonans frekansının civarında olduğu varsayımını yapmak mümkündür. Rezonans devresinin karakteristiği göz önüne alınırsa, akımın sinüs formunda olduğu kabul edilebilir. Bu varsayım tüm anahtarlama frekansları için doğru olmasa da, özellikle rezonans frekansına yakın çalışma frekansları için yeterince isabetlidir [28].

Rezonans frekansına eşit olmayan bir kare dalga için, temel frekanslardaki harmoniklerden başka harmonikler de mevcuttur. Ancak özellikle rezonans frekansına yakın frekanslar için kare dalganın yalnızca temel harmoniğini kullanmak devreyi analiz etmeyi kolaylaştırır. Bu metot, "Temel Harmonik Yaklaşımı" olarak bilinir. Bu yaklaşım, sürekli iletim kiplerinde, yani rezonans frekansında veya daha yüksek olan anahtarlama frekanslarında daha isabetli tasarım sonuçları verirken, süresiz iletim kiplerinde, yani anahtarlama frekansının rezonans frekansından küçük olduğu durumlarda daha az hassas sonuçlar verir, ancak yine de geçerliliğini korur [29]. Temel harmonik yaklaşımının en önemli getirisi ise SGA analizi için gerekli koşulu sağlamasıdır.

Temel harmonik yaklaşımını uygularken, devrenin birinci tarafındaki kare dalga üreticinin ürettiği dalganın yalnızca birinci harmoniği hesaplamalara dahil edilir ve

daha yüksek dereceli harmonikler ihmal edilir. Bununla birlikte çıkış kapasitörünün ve transformatörün kaçak indüktansı ihmal edilir.

Devre bileşenleri ideal olarak kabul edilip analiz yapılabilir. Simetrik anahtarlama yapan bir yarım köprü devresi, ortalama değeri giriş geriliminin yarısı olan kare dalga üretir. Üretilen dalganın Fourier serisi açılımı olan  $V_{kr}(t)$ , aşağıdaki denklemdeki gibi bulunur.

$$V_{kr}(t) = \frac{V_{giris}}{2} + \frac{2 \times V_{giris}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin(n \times 2\pi \times f_{an} \times t) \quad (16)$$

Bu dalganın temel harmoniği olan  $V_{giris,thy}(t)$  aşağıdaki denklem kullanılarak hesaplanır.

$$V_{giris,thy}(t) = \frac{2 \times V_{giris}}{\pi} \times \sin(n \times 2\pi \times f_{an} \times t) \quad (17)$$

Temel harmoniğin RMS değeri ise  $\frac{\sqrt{2} \times V_{giris}}{\pi}$  'dir. Bu varsayımlardan hareketle, rezonans devresinin akımının da sinüs formunda olduğu söylenebilir. Rezonans devresi indüktif çalışma bölgesinde iken rezonans akımı, devre geriliminin gerisindedir. Rezonans devresi kapasitif çalışma bölgesindeyse rezonans akımı, devre geriliminin ilerisindedir.

Devrenin yalıtımlı tarafının analizi, doğrultucu devresinin ve çıkış filtresinin akım ve gerilim analizlerinden oluşur. Transformatörün ikincil sargısının çıkışındaki akım şekli yarı sinüzoidal, gerilim dalga şekli ise genliği çıkış gerilimine eşit olan kare dalgadır. Doğrultucu devresine uygulanan sinüs akımı ile kare dalganın frekansları birbirine eşittir. Bu sebeple devredeki akım sıfırlandığı zaman, uygulanan gerilim terslenir.

Kare dalga formatındaki çıkış geriliminin Fourier açılımı  $V_{cikis,kare}(t)$ , aşağıda verilen denklem kullanılarak hesaplanır.

$$V_{cikis,kare}(t) = \frac{4 \times V_{cikis}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin(n \times 2\pi \times f_{an} \times t - \frac{\pi}{2}) \quad (18)$$

Bu kare dalganın temel harmonik bileşeni olan  $V_{cikis,thy}(t)$  ise aşağıda verilen denklem kullanılarak hesaplanır.

$$V_{\text{çıkış,thy}}(t) = \frac{4 \times V_{\text{çıkış}}}{\pi} \times \sin(n \times 2\pi \times f_{an} \times t - \varphi) \quad (19)$$

Bu denklemlerdeki  $\varphi$ , giriş gerilimine göre faz farkıdır. Çıkış geriliminin RMS değeri  $V_{\text{çıkış,thy}}$  ise aşağıda verilen denklem kullanılarak hesaplanır.

$$V_{\text{çıkış,thy}} = \frac{2\sqrt{2} \times V_{\text{çıkış}}}{\pi} \quad (20)$$

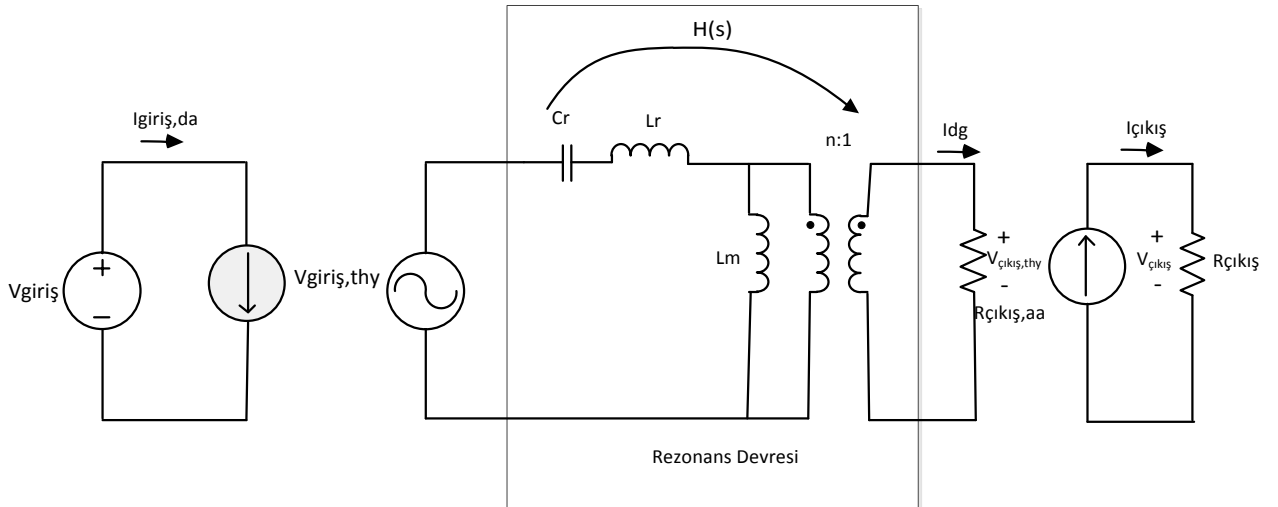
Şekil 35'te görülen eşdeğer devredeki doğrultu akımın temel harmonik bileşeni  $I_{dg}(t)$ , aşağıda verilen eşitlikle bulunur.

$$I_{dg}(t) = \sqrt{2} \times I_{dg} \times \sin(n \times 2\pi \times f_{an} \times t - \varphi) \quad (21)$$

Çıkışın eşdeğer direnci  $R_{\text{çıkış,aa}}$  ise, aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$R_{\text{çıkış,aa}} = \frac{V_{\text{çıkış,thy}}(t)}{I_{dg}(t)} = \frac{V_{\text{çıkış,thy}}}{I_{dg}} = \frac{8}{\pi^2} \times \frac{V_{\text{çıkış}}}{I_{\text{çıkış}}} \quad (22)$$

Bu analiz sonucunda, doğrusal olmayan bir sistem, doğrusal olarak modellenebilmiştir. Eşdeğer devre Şekil 35'teki gibi, sinüzoidal gerilim kaynağı, rezonans bileşenleri ve eşdeğer yükten oluşmaktadır. Böylelikle yukarıdaki denklemleri kullanarak devrenin analizini yapmak mümkündür.



Şekil 35: Yarım Köprü LLC Rezonans Çeviricisi temel harmonik yaklaşımı modeli

Çevirici devresinin transfer fonksiyonu  $H(s)$  aşağıda verilen denklemdeki gibi bulunabilir.

$$H(s) = \frac{V_{\text{çıkış, thy}}(s)}{V_{\text{giriş, thy}}(s)} = \frac{1}{n} \times \frac{n^2 \times R_{\text{çıkış, aa}} \parallel s L_m}{V_{\text{giriş, thy}}(s)} \times \text{Idg}(s) \quad (23)$$

Devrenin birinci tarafına yansıtılmış AA direnci aşağıdaki denklemle bulunur.

$$R_{aa} = R_{\text{çıkış, aa}} \times n^2 \quad (24)$$

Devrenin tasarımında kullanılan normalize gerilim kazancı fonksiyonu  $M(f_{an})$ , aşağıdaki denkleme göre bulunur.

$$M(f_{an}) = n \times \|H(j2\pi f_{an})\| = n \times \frac{V_{\text{çıkış, thy}}}{V_{\text{giriş, thy}}} \quad (25)$$

(23) Numaralı denklemden hareketle, giriş ve çıkış arasındaki gerilim kazancı oranı aşağıdaki denkleme göre bulunur.

$$\frac{V_{\text{çıkış}}}{V_{\text{giriş}}} = \frac{1}{2 \times n} \times M(f_{an}) \quad (26)$$

Bu formüller incelendiğinde, çeviricinin gerilim kazancı, anahtarlama frekansına bağımlı bir  $L_r - C_r$  devresi gerilim kazancınının, yarım köprü devresinin 50% görev çevriminde çalışması nedeniyle 2'ye ve transformatörün tur oranına bölünmesiyle bulunur.

#### 4. LLC REZONANS ÇEVİRİCİ TASARIMI

Tez çalışması kapsamında, giriş ve çıkış gerilimi DA olan, giriş ve çıkış arasında yalıtımı sağlanan, savaş uçağına entegre çalışacağı için MIL-STD-704E standardına uyması gereken, yarım köprü LLC rezonans tipinde bir DA-DA dönüştürücü tasarlanmıştır. Tasarlanan çeviricinin tasarım parametreleri Tablo 1'de verilmiştir.

Özellik	Sembol	Min.	Tipik	Maks.	Birim
Anahtarlama Frekansı	$f_{an}$	100	330	400	kHz
DA Giriş Gerilimi	$V_{giriş}$	250	270	280	V
DA Çıkış Gerilimi	$V_{çıkış}$	27,5	28	28,5	V
Çıkış Akımı	$I_{çıkış}$	0	17,8	20	A
Anlık maksimum Çıkış Akımı	$I_{çıkış, maksimum}$	-	-	20	A
Çıkış akım Dalgalanması	$\Delta I_{çıkış(p-p)}$		$\pm 3$		A
Çıkış Gücü	$P_{çıkış}$	0	500	560	W
Çıkış Gerilim Dalgalanması	$\Delta V_{çıkış}$		100	300	mV
Yük Regülasyonu (Tepe-Tepe Gerilimi)			$\pm 50$		mV
Verim	$\eta$		95		%

Tablo 1: Tasarım Parametreleri

Tablo 1'de verilen tasarım parametreleri beslenecek elektronik yükün karakteristiğı göz önüne alınarak belirlenmiştir. Giriş gerilimi ise MIL-STD-704-E standartında verilen uçak platformundan gelen gücün gerilim aralığıdır. Bu tasarım parametrelerinden yola çıkarak, yarım köprü LLC rezonans çeviricisinin devresi tasarlanmıştır.

##### 4.1. Topolojinin Belirlenmesi ve Tasarım Parametreleri

Bu çalışmada rezonans tipi çeviriciler arasından LLC Rezonans tipi çevirici tercih edilmiştir. Seri tip rezonans çeviricinin dezavantajı olan sıfır yük veya düşük yük durumunda görülen çıkış regülasyonu zorluğu bu topolojide görülmemektedir. Paralel rezonans çeviricide ise yükün rezonans devresine paralel konumda olması sebebiyle yüksek güç uygulamalarında yüksek rezonans akımı görülmektedir. Bu nedenle tasarlan devrenin güç ihtiyacı göz önüne alındığında LLC rezonans tipi çeviricinin daha avantajlı olduğu anlaşılmıştır.

LLC rezonans tipi çeviricinin en önemli dezavantajlarından biri; düşük mıknatıslanma indüktansı seçilen durumlarda devrenin birinci tarafındaki yüksek dolaşan akımın sebep olduğu verimlilik kaybıdır [30]. Bu çalışmada kullanılan mikrodenetleyicinin düşük yük durumlarında DGM tipinde çalışması sayesinde bu problem ortadan kaldırılmıştır. Bununla birlikte; yüksek güç yoğunluğu elde ederek çevirici boyutlarının azaltılması, soğutma ihtiyacının ortadan kaldırılması ve yüksek oranda verim sağlanması da LLC rezonans tipi çeviricinin seçimindeki önemli faktörlerdendir. Kullanılan transformatör ile istenen yalıtımın sağlanması, yalıtımlı tarafta bulunan doğrultma devresinin eşzamanlı doğrultma özelliğinin olması da bu topolojiyi öne çıkarmaktadır. Tasarlanan devrede optokuplör bileşeninin kullanılmaması sayesinde çıkış gerilimi isabetinin artırılması, uzun vadede çalışma güvenilirliğinin artırılması ve anlık durum cevabının iyileştirilmesi de bu topolojiyi avantajlı kılan özelliklerdendir. “Ayrık rezonans kapasitörü” bağlantı biçimi kullanılarak, çeviricinin tutma zamanlaması (İng. Hold-up time) artırılmıştır. Böylelikle MIL-STD-704E standardına uyumu kolaylaştırılmıştır. Kullanılan mikrodenetleyici, gerilim denetlemesi ile birlikte akım denetlemesi yapmaktadır. Böylece anlık durum cevabı geliştirilerek MIL-STD-704E standardı testlerine uyulması kolaylaştırılmıştır ve güç limiti konularak sistem daha güvenli hale getirilmiştir.

#### **4.2. MIL-STD-704E Askeri Standardı ve Standardın Gereksinimleri**

Bu standardın amacı savaş uçağında bulunan elektrik sistemiyle, uçaktan beslenecek olan elektriksel yükün uyumlu çalışmasını sağlamaktır. Bu kapsamda MIL-STD-704E standardı savaş uçağının elektriksel karakteristiğini tanımlar ve gereksinimleri belirler. Bu çalışmada savaş uçağının 270V DA çıkışı kullanılacağından, standardın 270V DA ile ilgili bölümleri incelenmiştir. Tablo 2’de verilen normal çalışma durumu karakteristiğinde, tasarlanan çeviricinin testi geçmesi gerekmektedir.

<b>Durağan durum karakteristikleri</b>	<b>270V DA sistemi limitleri</b>
Durağan durum gerilimi	250V – 280V
Harmonik bozulma faktörü	0,015V maksimum
Dalgalanma genliği	6V maksimum
Normal alışma geriliminde güç kesilme süresi	50 ms

Tablo 2: DA normal çalışma durumu karakteristiği [31]

#### 4.2.1. Gerilim Harmonik Bozulma Spektrumu Testi

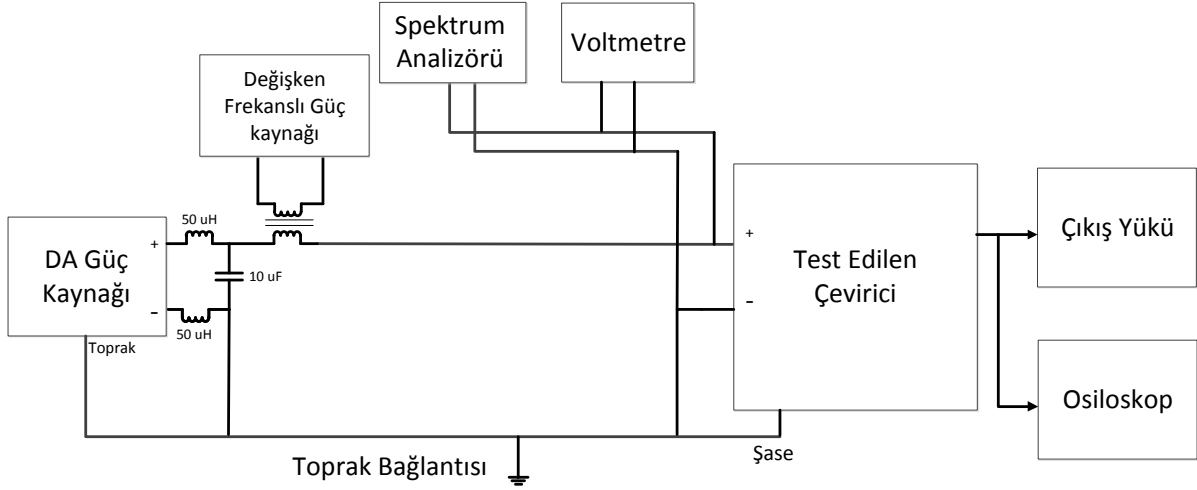
Bu testin amacı, Tablo 3'te verilen harmonik bozulma koşullarına göre test yapıldığında, tasarlanan çeviricinin istenilen çıkış yük regülasyonunu sağlamasıdır.

<b>Test Koşulu</b>	<b>Bozulma Frekansı</b>	<b>Bozulma genliği</b>
A	10 Hz	0,316 Vrms
B	25 Hz	0,500 Vrms
C	50 Hz	0,562 Vrms
D	60 Hz	0,775 Vrms
E	250 Hz	1,581 Vrms
F	1 kHz	3,162 Vrms
G	1,7 kHz	3,162 Vrms
H	2 kHz	3,162 Vrms
I	5 kHz	3,162 Vrms
J	6,5 kHz	2,433 Vrms
K	10 kHz	1,581 Vrms

Tablo 3: 270V DA sistemi için maksimum harmonik bozulma genliği değerleri [31]

Harmonik bozulma spektrumu testinin bağlantı şeması şekil 36'da görülmektedir.



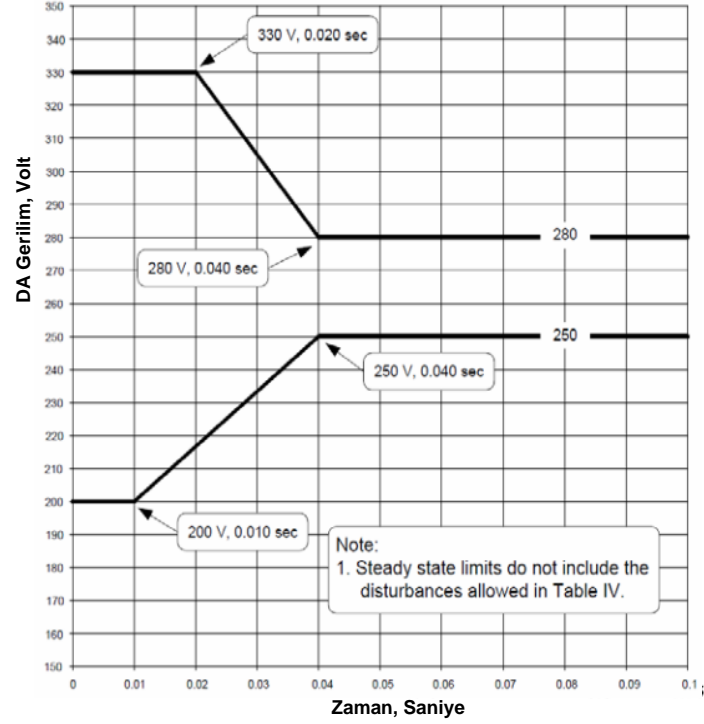


Şekil 36: Harmonik bozulma spektrumu testinin bağlantı şeması

Bu testte Tablo 3'te belirtilen her test koşulu için en az 5 dakika beklenmelidir. Ölçülen harmonik bozulma frekansları ve genlikleri kaydedilmelidir. Testin başarılı sayılabilmesi için, çeviricinin çıkış yüküne bağlı osiloskop tarafından ölçülen gerilim değerleri, istenilen çıkış gerilimi aralığında kalmalıdır [31].

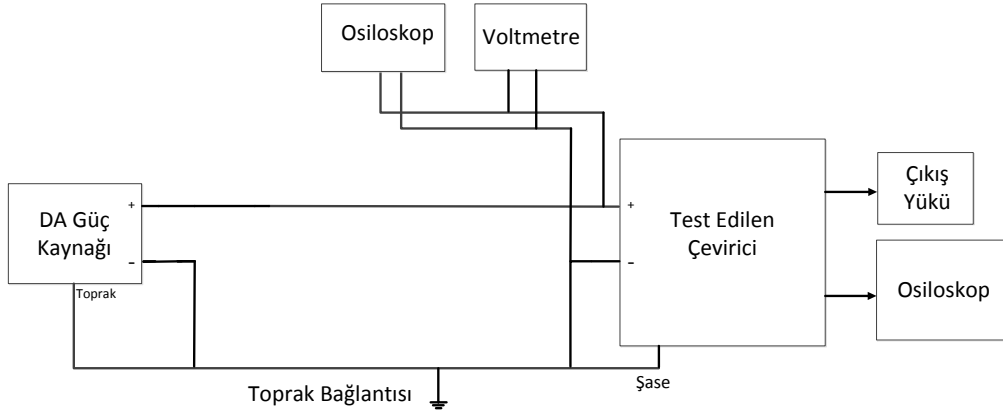
#### 4.2.2. Normal Gerilimin Geçici Durum Testi

Bu testin amacı, uçak geriliminin geçici durum değişimlerine tasarlanan çeviricinin uyumluluğunu incelemektir. Şekil 37'de gösterildiği gibi, giriş gerilimi 20ms süre ile 330V seviyesine yükselebilirken, 10ms süre ile 200V seviyesine düşebilir. Tasarlanan çeviricinin testten geçmesi için bu giriş gerilimi seviyelerinde istenilen çıkış yük regülasyonunu sağlaması gerekmektedir.



Şekil 37: Gerilim Aralığı [31]

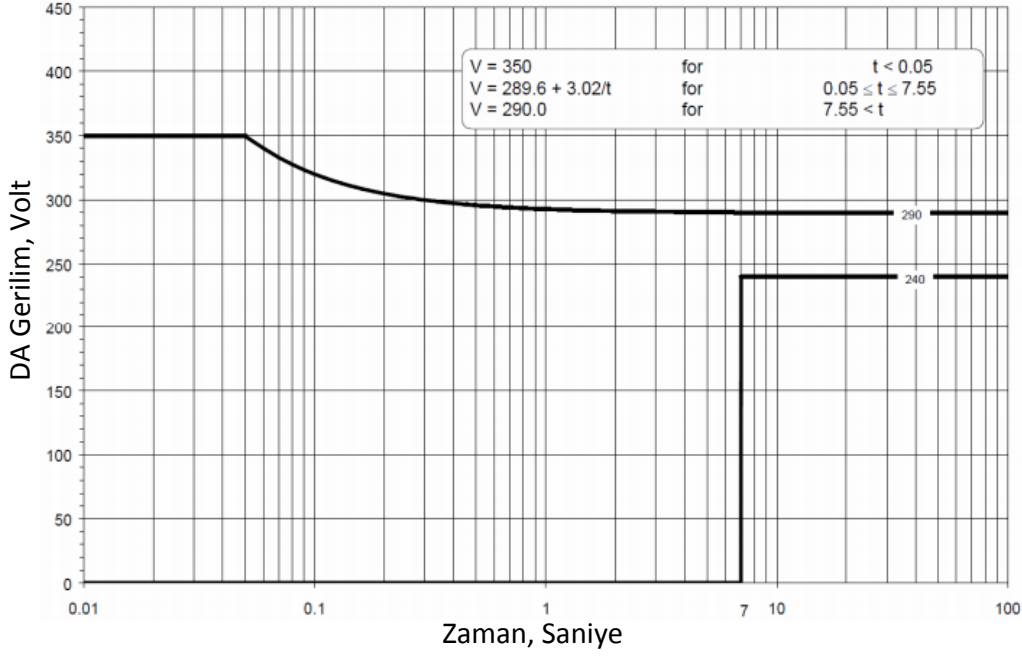
Şekil 38'deki bağlantı şemasına göre yapılan testte DA güç kaynağı, 270V gerilim seviyesinden, belirtilen geçici durum gerilim değerlerine 1ms sürede geçer, çevirici 20ms geçici durum geriliminde çalıştıktan sonra ve yine 1ms sürede 270V seviyesine geri döner [31].



Şekil 38: Normal gerilimin geçici durum testinin bağlantı şeması

#### 4.2.3. Anormal Gerilimin Geçici Durum Testi

Bu testin amacı, uçak geriliminin anormal geçici durum değişimlerine, tasarlanan çeviricinin uyumluluğunu incelemektir. Tasarlanan çeviricinin testte başarılı olması için, Şekil 39'da verilen giriş gerilimi durumlarında çıkış yük regülasyonunu sağlamalıdır [31].



Şekil 39:270V DA sisteminin geçici durum gerilim limitleri [31]

Şekil 38’de verilen bağlantı şemasına göre yapılan testte DA güç kaynağı, 270V gerilim seviyesinden, Şekil 39’da belirtilen geçici durum gerilim değerlerine 1ms sürede geçer, çevirici 50ms ile 7S test süreleri arasında geçici durum geriliminde çalıştıktan sonra ve yine 1ms sürede 270V seviyesine geri döner [31].

Bu bölümde açıklanan MIL-STD-704E testleri; jeneratörlerin, elektrik dağıtım donanımlarının ve uçağa bağlı yüklerin, uçaktaki gerilim kaynağına birikmiş etkisini göstermesi bakımından önemlidir. Tasarlanan Yarım Köprü LLC rezonans tipi çeviricinin MIL-STD-704E standardına uyumluluğu, Bölüm 6’da “Deneysel Sonuçlar” kısmında gösterilmiştir.

### 4.3. LLC Rezonans Çeviricisinin Devre Parametrelerinin Hesaplanması

Bu kısımda, tasarım parametrelerine ve MIL-STD-704E standardına uygun LLC rezonans tipi çeviricinin devre tasarımı ele alınmıştır.

#### 4.3.1. Tahmini Çalışma Verimliliği ve Maksimum Giriş Gücü

Tasarlanan çeviricinin kaynaktan çekeceği maksimum güç miktarının bulunabilmesi için verimliliğin kestirilmesi gerekir. Yarım köprü LLC topolojisinin genel özellikleri, kullanılan anahtarların iletim dirençleri, giriş gerilimi aralığı ve çıkış akımı gibi

parametreler dikkate alındığında yaklaşık 95% verimlilik beklenmektedir. Bu durumda maksimum giriş gücünün aşağıda verilen denklemle belirlenmesi gerekir.

$$P_{giriş} = \frac{P_{çıkış}}{\eta} = \frac{500}{0,95} \approx 526 \text{ W} \quad (27)$$

Tam yükte yaklaşık 26W gücün ısıya dönüşmesi beklenmektedir.

#### 4.3.2. Minimum Çalışma Geriliminin Hesaplanması

MIL-STD-704E standardında 270V gücünün 50ms süresince kesilebileceği belirtilmektedir. Bu süre zarfında, çeviricinin giriş kapasitörü üzerindeki gerilim kademeli olarak azalır, ancak çıkış geriliminin regülasyonu devam etmelidir. Bu bilgiler dikkate alınarak, güç kesilmesi süresinde görülen minimum giriş geriliminin ( $V_{giriş,min}$ ) değerinin aşağıdaki denkleme göre belirlenmesi gerekir [32].

$$V_{giriş,min} = \sqrt{V_{giriş,nom}^2 - \frac{2 \times P_{giriş} \times T_{HLD}}{C_{giriş}}} = \sqrt{270^2 - \frac{2 \times 526 \times 0,05}{0,002}} = 216 \text{ V} \quad (28)$$

Formüldeki  $V_{giriş,nom}$  nominal giriş gerilimi,  $C_{giriş}$  giriş kapasitörü değerini ve  $T_{HLD}$  ise istenilen tutma zamanını ifade eder.

#### 4.3.3. Transformatör Sarım Oranının ( $n=N_p: N_s$ ) Belirlenmesi

Tur oranı seçimi, nominal giriş geriliminde ve rezonans devresinin gerilim kazancının bir olduğu çalışma noktasında, yükten bağımsız olarak çeviricinin anahtarlama frekansının kontrol edilmesini sağlar [33]. Doğrultucu anahtarların veri dokümanında belirtilen iletim dirençleri ve devrenin çıkış akımı göz önüne alındığında, doğrultucu anahtarlar üzerindeki gerilim düşümü yaklaşık 50mV olarak alınabilir [29].

Bu durumda tur oranının aşağıdaki denklemle belirlenmesi gerekir [3].

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{giriş(nom)}}{V_f + V_{çıkış(nom)}} \times \frac{1}{2} = \frac{270}{50m + 28} \times \frac{1}{2} \approx 4,82 \quad (29)$$

$N_p$  transformatörün birinci tarafındaki sarım sayısını belirtirken  $N_s$  transformatörün ikinci tarafının sarım sayısıdır. Bu uygulamada sarım oranı  $n=5$  olarak alınmıştır.

#### 4.3.4. Rezonans Devresinin Gerilim Kazancı Aralığının Belirlenmesi

Bölüm 2’de belirtildiği gibi anahtarlama frekansının değişim aralığını minimize etmek için, devrenin çalışma frekansını, rezonans frekansı civarına ayarlamak gerekir. Giriş geriliminin maksimum ve minimum değerleri göz önüne alınarak maksimum ve minimum kazanç miktarları belirlenebilir [12].

Nominal giriş geriliminde devrenin rezonans frekansında çalışması istenir. Anahtarlama frekansının rezonans frekansına eşit olduğu durumda devrenin gerilim kazancının bir olması beklenir.

Çalışma bölgesindeki en düşük gerilim kazancı  $M_{min}(Q, m, Fx)$ , giriş geriliminin en yüksek değeri,  $V_{giriş(maks)}$  kullanılarak aşağıdaki denkleme göre belirlenir [32].

$$M_{min}(Q, m, Fx) = 2 \times V_{çıkış(min)} \times \frac{N_p}{N_s} \times \frac{1}{V_{giriş(maks)}} = 0,97 \quad (30)$$

En yüksek gerilim kazancı  $M_{maks}(Q, m, Fx)$ , güç kesilmesi durumunda gerçekleşen minimum çalışma gerilimi değeri  $V_{giriş(min)}$  kullanılarak, (31) denkleme göre belirlenir. Giriş geriliminin düşmesi durumunda devrenin çalışmasını garanti altına almak için 8% kadar güvenlik payı eklenmesi uygun görülmüştür [12].

$$M_{maks}(Q, m, Fx) = 2 \times V_{çıkış(maks)} \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{1}{V_{giriş(min)}} \times 1,08 = 1,21 \quad (31)$$

#### 4.3.5. İndüktans Oranının ( $m=L_r : L_p$ ) Belirlenmesi

İndüktans faktörü, çeviricinin çalışma frekansı aralığını belirlenmesi açısından önemlidir. İndüktans faktörü değeri, tipik olarak 3 ile 7 arasındadır [34]. Düşük indüktans faktörü seçilmesinin avantajları, yüksek gerilim kazançları elde edilebilmesi ve değişen giriş gerilimi aralığına rağmen dar bir aralıkta frekans modülasyonu yapılabilmesidir.

Dar bir frekans aralığında anahtarlama yapıldığında, çeviricinin giriş filtresinin tasarlanması kolaylaşır ve çıkış geriliminin regülasyonu daha kolay hale gelir [29].

Bu çeviricinin tasarımında regülasyonu sağlayacak şekilde en yüksek verimlilik hedeflendiği için,  $m= 5$  olarak alınmıştır.

#### 4.3.6. Eşdeğer Yük Direncinin Hesaplanması

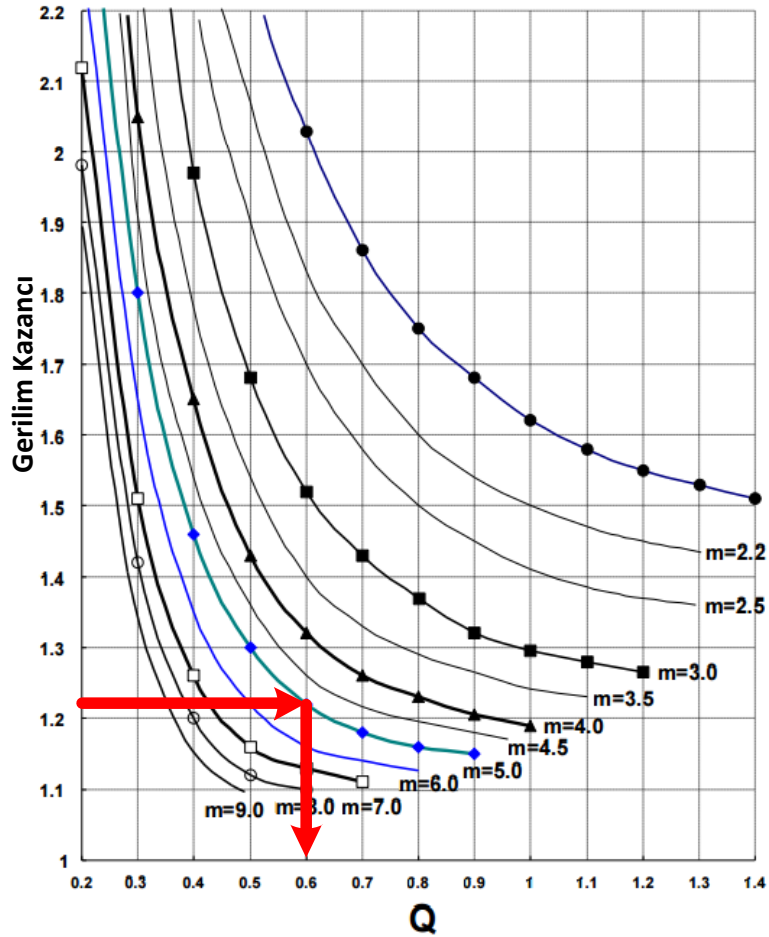
Eşdeğer yük direnci aşağıdaki denklemlerle belirlenir [29].

$$R_{aa} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \frac{V_{\text{çıkış}}^2}{P_{\text{çıkış}}} = \frac{8 \times 5^2}{\pi^2} \times \frac{28^2}{500} = 31,77 \Omega \quad (32)$$

Eşdeğer yük direnci, rezonans devresinin parametrelerini hesaplamada kullanılmıştır.

#### 4.3.7. Rezonans Devresi Bileşenlerinin Değerinin Hesaplanması

Hesaplanan maksimum kazanç değeri ve belirlenen indüktans oranına göre, Şekil 40'ta verilen gerilim kazancı, indüktans faktörü (m) grafiği kullanılarak kalite faktörü (Q) değeri seçilir. Q faktörü seçildikten sonra rezonans devresi bileşenlerinin değeri hesaplanabilir.



Şekil 40. Maksimum Kazanç-Q faktörü grafiği [3]

Q faktörünü bu grafikten belirlerken hesaplanan maksimum kazanç ve belirlenen m faktörü değerinin kullanılması gerekir. Bu değerler kullanılarak Q değeri 0,6 olarak belirlenir.

Tasarlanan devrenin rezonans çalışma frekansı 330kHz olarak belirlenmiştir. Bu durumda tasarlanan devrenin rezonans kapasitansı aşağıdaki denklemle bulunur[35].

$$C_r = \frac{1}{2 \times \pi \times Q \times f_r \times R_{aa}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 0,6 \times 330k \times 31,77} = 25,3 \text{ nF} \quad (33)$$

Seçilecek rezonans kapasitörü giriş devresine seri bağlı olacağından, bu kapasitörün akım taşıma seviyesi önemlidir. Kapasitör üreticilerinin veri dokümanları incelenerek giriş akımının tamamını taşıyabilen bir kapasitör seçilmiştir. Maksimum giriş akımı beklenen minimum giriş gerilimi olan 216V için hesaplandığında 2,32A olarak bulunur. 24nF değerinde kapasitör üreten üreticilerin veri dokümanları incelendiğinde akım taşıma değerinin hesaplanan maksimum giriş akımına oldukça yakın olduğu görülür. Bu sorunu ortadan kaldırmak için iki adet 12nF değerinde kapasitör ayrı kapasitör bağlantısı yapılarak kullanılmıştır. Ayrıca kapasitörlerin değerlerinin veridokümanlarında verilen üretim toleranslarını göz önüne alındığında, düşük seri dirençli bir film kapasitörün, alüminyum elektrolitik veya seramik kapasitörden avantajlı olduğu görülür.

Seçilecek kapasitörün maksimum gerilim oranını ( $V_{cr(maks)}$ ) belirlemek için aşağıdaki denklem kullanılır [29].

$$V_{cr(maks)} = \frac{1}{C_r} \times \left( \frac{I_o}{2 \times f_{an} \times n} + \frac{n \times (V_f + V_{çıkış(nom)})}{4 \times M_{nom} \times f_r \times (L_p - L_r)} \times \left( \frac{1}{2 \times f_{an}} - \frac{1}{2 \times f_r} \right) \right) \quad (34)$$

$$= \frac{1}{24n} \times \left( \frac{17,8}{2 \times 100k \times 5} + \frac{5 \times (0,05 + 28)}{4 \times 1 \times 330k \times 38,8\mu} \times \left( \frac{1}{2 \times 100k} - \frac{1}{2 \times 330k} \right) \right)$$

$$\approx 1139V$$

Panasonic üreticisinin 12nF kapasitansı değerinde, 1600V gerilime dayanabilen film kapasitörünün kullanılması uygun görülmüştür [36].

Kullanılan rezonans kapasitörü seçildikten sonra, rezonans indüktörünün değeri aşağıdaki denklemlerle belirlenir [35].

$$L_r = \frac{1}{C_r \times (2 \times \pi \times f_r)^2} = \frac{1}{24n \times (2 \times \pi \times 330k)^2} = 9,7\mu H \quad (35)$$

Rezonans indüktörü aynı zamanda transformatörün birincil sargısındaki kaçak indüktansa ( $L_{lk}$ ) seri bağlıdır. Bu sebeple, rezonans indüktörünün değeri aşağıdaki denkleme göre bulunabilir.

$$L_{rs} = L_r - L_{lk} = 9,7\mu - 3,3\mu = 6,4 \mu H \quad (36)$$

Trafonun birincil sargısının indüktansı ise aşağıdaki denkleme göre bulunur.

$$L_p = L_r \times m = 48,5 \mu H \quad (37)$$

Bu durumda tasarlanan transformatörün ikincil sargıları açık devre durumunda iken ölçülmesi gereken indüktans değeri  $48,5 \mu H$ , ikincil sargılar kısa devre durumunda iken ölçülmesi gereken indüktans değeri  $9,7\mu H$  'dir.

#### 4.3.8. Transformatör Tasarımı

Transformatör tasarımı, çeviricinin çalışma verimliliğini, çeviriciden yayılan gürültüyü etkilediği için önemlidir. Pratik yöntem kabulüyle, transformatör kaybı toplam kaybın yaklaşık altıda birinden az olmalıdır [37]. Çeviricinin verimi yaklaşık %95 kabul edildiğinden, transformatörün kaybı  $P_{tr}$ , aşağıdaki denkleme göre bulunabilir.

$$P_{tr} < \frac{P_{çıkış}}{\eta} \times (1 - \eta) \times \frac{1}{6} = \frac{500}{0,95} \times (1 - 0,95) \times \frac{1}{6} < 4,4 W \quad (38)$$

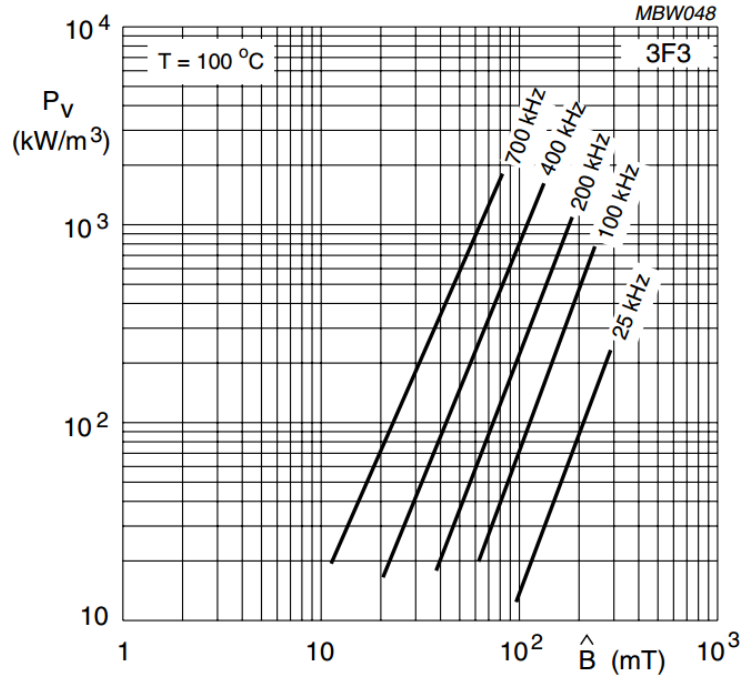
Tasarlanan çevirici için maksimum çalışma sıcaklığı  $60 C^\circ$ 'dir. Transformatörün yalıtım seviyesinin azalmaması için  $110 C^\circ$ 'ın altında çalışması gerekmektedir. Bu durumda transformatörde  $50 C^\circ$  sıcaklık artışına ( $\Delta T_{tr}$ ) izin verilebilir. Bu bilgiden hareketle, transformatör nüvesinin termal direncinin maksimum değeri  $R_{th(tr)}$ , aşağıdaki denkleme göre bulunabilir.



$$R_{th(tr)} \leq \frac{\Delta T_{tr}}{P_{tr}} = \frac{50}{4,4} = 11,36 \text{ C/W} \quad (39)$$

Seçilecek nüvenin termal direnci 11,36 C/W değerinden daha düşük olmalıdır. Bu değer göz önüne alınarak manyetik materyal üreticilerinin sağladığı kataloglar incelendiğinde E32/16/9 geometrisinin bu güç seviyesine uygun olduğu anlaşılmaktadır.

Çalışma frekansı aralığı dikkate alındığı zaman bu frekanslarda düşük kayıp sağlayan bir nüve materyali seçilmelidir. Ferroxcube üreticisinin 3F3 materyalinin çalışma frekansı aralığındaki kaybının, çeviricinin çalışması gereken frekans aralığında yeterince düşük olduğu görülür.



Şekil 41: Frekans Parametresine Göre Spesifik Güç Kaybı- Maksimum Akı Yoğunluğu Grafiği[38]

Tasarlanan transformatörün nüve materyali belirlendikten sonra, minimum birincil sargı sayısı  $N_{br,min}$ , aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir [34].

$$N_{br,min} = \frac{n \times (V_f + V_{çıkış(nom)})}{4 \times M_{nom} \times f_r \times B_{maks} \times A_e} = \frac{5 \times (0,05 + 28)}{4 \times 1 \times 330k \times 0,1 \times 0,83\mu} \quad (40)$$

$$= 12,7 \text{ sarım}$$

Formüldeki  $V_f$  doğrultucu mosfetler üzerindeki gerilim düşümünü,  $M_{nom}$  nominal gerilim kazancını,  $B_{maks}$  seçilen transformatör nüvesinin maksimum manyetik akı yoğunluğunu ve  $A_e$  efektif nüve alanını gösterir.

Transformatör sarım oranının 5 olduğu göz önüne alınırsa, 3F3 materyalinden yapılmış E32/16/9 geometrisindeki ferrit nüveye, 15:3:3 oranında merkez bağlantılı sarım yapmanın uygun olduğu görülmektedir.

Sargı sayılarını belirledikten sonra kullanılan kablo kalınlıklarını belirlemek gerekir. Kablo kalınlığını belirlerken, iletim kayıplarının neden olacağı sıcaklık artışı dikkate alınmalıdır. İletim kaybı, taşınan akım miktarına, kullanılan kablonun uzunluğuna, kablonun kesit alanına ve transformatör nüvesinin şekline bağlıdır [33]. Birincil sargıdaki kablo kesit alanı  $S_{brn}$ , kablodan geçen RMS akım miktarı  $I_{rms,brn}$  kullanılarak aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir. Bu hesaplamalar yapılırken akım yoğunluğu değeri ( $j$ ) yaklaşık olarak  $450 A/cm^2$  olarak alınmalıdır.

$$S_{brn} = \frac{I_{rms,brn}}{J} = \frac{2,3}{45 \times 10^5} = 0,51 \text{ mm}^2 \quad (41)$$

Aynı şekilde, ikincil sargıda kullanılacak kablonun kesit alanı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$S_{ikn} = \frac{I_{rms,ikn}}{J} = \frac{8,9}{45 \times 10^5} = 1,97 \text{ mm}^2 \quad (42)$$

(41) ve (42) denklemlerinde bulunan sonuçlar kullanılarak, birincil sargı için AWG20 kalınlığında kablo, ikincil sargı için AWG16 litz cinsi kablo kullanılması uygun görülmüştür.

Transformatörün nüvelerinin arasındaki hava aralığı  $l_a$  ise aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir [39].

$$l_a = \frac{\mu_o \times N_{brn}^2 \times A_e}{L_m} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 15^2 \times 83 \times 10^{-6}}{38,8 \times 10^{-6}} = 0,6 \text{ mm} \quad (43)$$

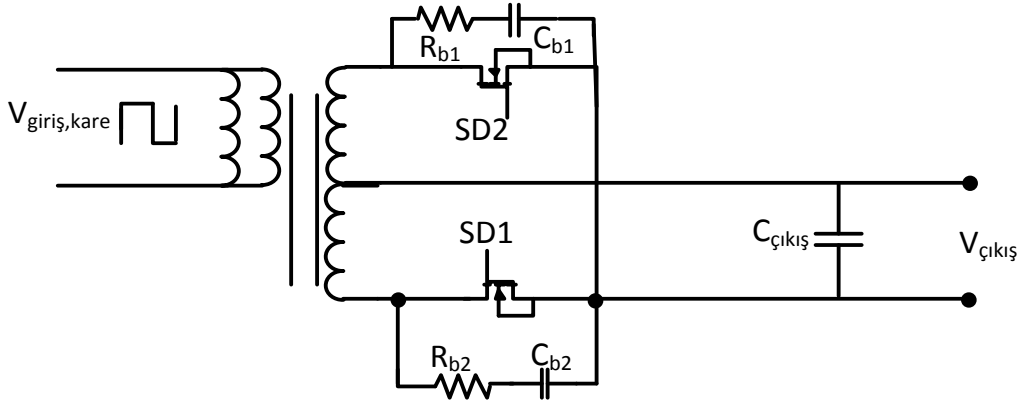
Hava aralığı istenen indüktans değeri sağlanıncaya kadar hesaplanan değere bağlı kalmadan değiştirilebilir.

#### 4.3.9. Doğrultucu Devresi Tasarımı

Doğrultucu devresi transformatör ikincil sargısı ve doğrultucu anahtarlardan oluşmaktadır. Transformatörün ikincil sargısı, merkez bağlantılı konfigürasyonu ile bağlanmıştır. Doğrultma devresinde diyot yerine mosfet kullanılmıştır. Bu sayede eşzamanlı doğrultma yapılarak, ciddi bir verimlilik artışı sağlanmıştır [40]. Transformatörün ikinci sargısı merkez bağlantılı kullanıldığından, doğrultucu mosfet üzerinde görülen gerilim aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir.

$$V_f = 2 \times (V_f + V_{çıkış}) = 2 \times (0,05 + 28) = 56,1V \quad (44)$$

Çıkış mosfetinin gerilim oranı seçilirken dikkat edilmesi gereken bir diğer husus, ikincil taraf kaçak indüktansının anahtarlama esnasında oluşturacağı gerilim artışıdır. Mosfet seçimi yapılırken bu durum göz önüne alınmalıdır. Seçilen mosfetlerin gerilim oranlarının söz konusu gerilim sıçramaları tarafından aşılması durumuna karşın, mosfetlere paralel olarak bastırıcı devresi konulmalıdır [41]. Yapılan testlerde, değişen yük durumlarına rağmen doğrultucu mosfetlerde gerilim sıçramaları görülmezse, bastırıcı devresindeki direnç ve kapasitör verimliliğinin artırılması için devreden çıkarılacaktır.



Şekil 42: Bastırıcı korumalı eşzamanlı doğrultma devresi

Doğrultucu devresindeki mosfetleri seçerken kullanılan bir diğer parametre, bu mosfetlerin taşıyacağı akım miktarıdır.

Mosfetlerden geçecek RMS akım değeri  $I_{mos}^{RMS}$ , aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir.

$$I_{mos}^{RMS} = \frac{I_{\text{çıkış}} \times \pi}{4} = \frac{17,8 \times \pi}{4} = 13,98 \text{ A} \quad (45)$$

Belirlenen akım değerine yaklaşık 20%'lik bir güvenlik payı bırakılması gerekmektedir [42]. Kullanılacak mosfet seçilirken dikkat edilmesi gereken en önemli veri dokümanı parametreleri, mosfetin iletim direnci  $R_{SK}$  ve toplam kapı-kaynak yük miktarıdır. Mosfetin iletim durumundaki direncinden kaynaklanan iletim kaybı aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir.

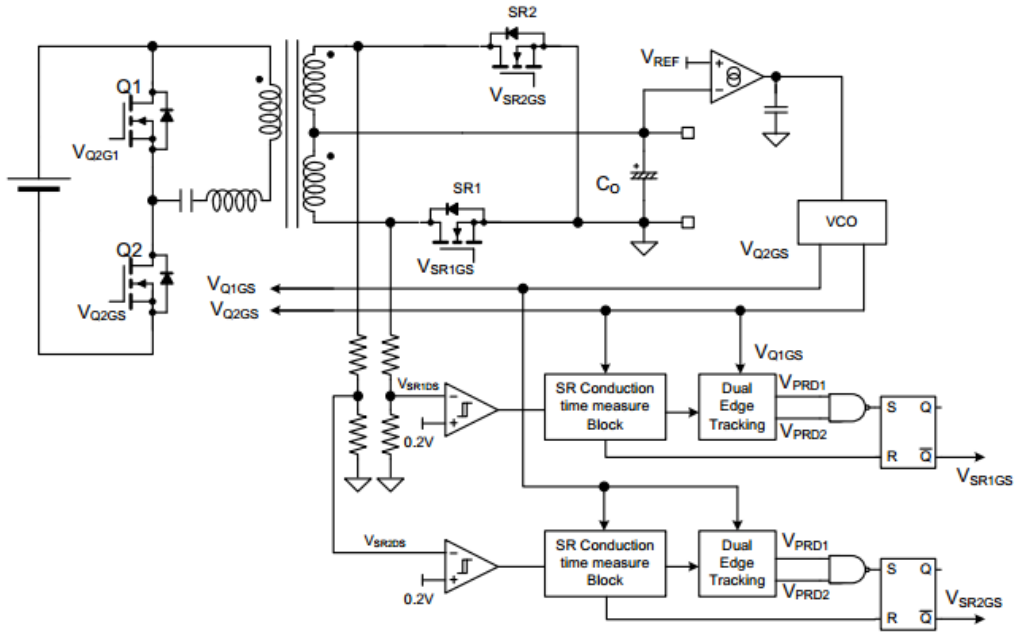
$$P_{\text{kayıp}} = R_{SK} \times I_{mos}^{RMS^2} \quad (46)$$

Bu denklemden anlaşılacağı üzere, iletim direnci düşük olan bir mosfet seçilmelidir. Mosfetlerin iletim direnci düştükçe, mosfeti iletim durumuna geçirmek için gerekli olan toplam kapı-kaynak yük miktarı artar. Yüksek kapı-kaynak yük miktarı özellikle düşük çıkış akımının çekildiği durumlarda devrenin toplam güç kaybının önemli bir kısmını oluşturur [43]. Bu bilgiler ışığında, mosfet üreticilerinin ürünleri incelendiğinde infineon üreticisinin optimos serisi mosfetlerinin uygun olduğu görülmüştür. Seçilen mosfetin maksimum gerilim oranı değeri 100V ve maksimum akım oranı değeri 32A'dir.

Mosfetlerin belirlenmesinin ardından doğrultma devresinin kontrolünün sağlanması için yöntemler incelenmiştir. Eşzamanlı doğrultma işlemi için dört alternatiften çevirici için en avantajlı olanı seçilmiştir.

- **Gerilim kontrolü yöntemi:** Anlık savak-kaynak gerilimine göre mosfeti iletime sokar veya kapatır. Mosfetin açma geriliminin eşik değerinin düşük olması sebebiyle çalışma performansı devredeki gürültüden etkilenir. Ayrıca birkaç nanohenry (nH) seviyesindeki yol indüktansı, mosfetin kapanmasını gerilimi yükselterek mosfetin kapanmasını geciktirebilir [40].
- **Akım Kontrolü Yöntemi:** Akım transformatörü kullanılarak mosfete gelen akım ölçülür. Ölçülen akım değerine göre mosfetin anahtarlanması sağlanır Gerilim yönteminde görülen gürültüden etkilenme problemi transformatör kullanıldığı için giderilmiştir. Ancak, transformatörün indüktansının ortaya çıkardığı akım ve gerilim arasındaki faz farkı, mosfetin erken kapanmasına sebep olur [40].

- **Denetleme bazlı yöntem:** Eşzamanlı doğrultmada kullanılan mosfetlerin gövde diyotlarının açılma ve kapanma zamanına göre bir sonraki anahtarlama zamanlaması ayarlanır. Hızlı frekans artışı gerektiren durumlarda kararlılığı zorlaşır [40].
- **Çift Taraflı Takip Yöntemi:** Şekil 43'te diyagramı verilmiştir. Birinci blok mosfetin iletim süresini ölçerken, ikinci blok mosfetin kapanmasıyla, gövde diyotundan geçen akımın sıfırlanması arasındaki süreyi ölçer. Bu ölçülen iki sinyal "Ve" kapısıyla birleştirildiği zaman, bir sonraki çevrim için tahmini kapı sürüş sinyali elde edilmiş olur. Böylelikle frekans artışı durumlarında mosfetin geç kapanmasının önüne geçilerek, ölü zaman minimize edilmiş olur. Bu sayede verimlilik artar ve geçici durumlarda kararlı bir performans gösterilmiş olur [40].

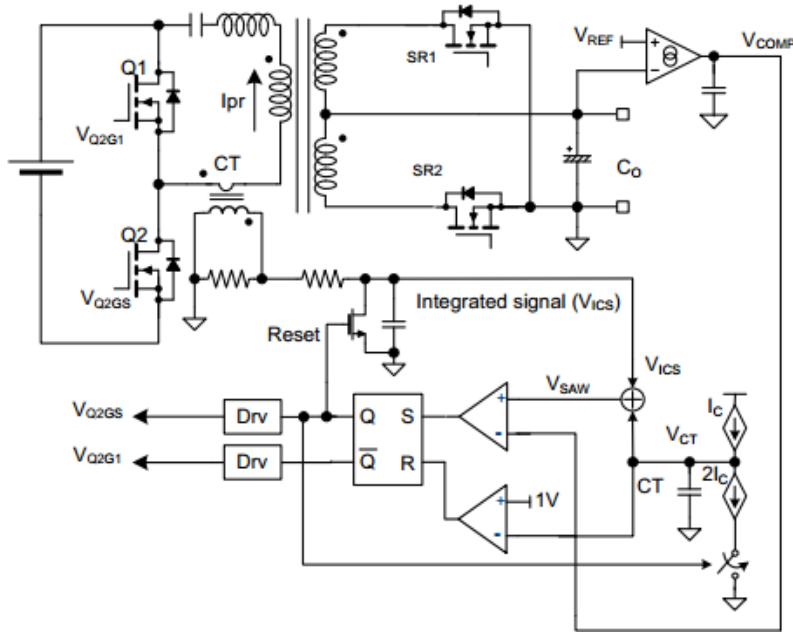


Şekil 43: Çift Taraflı Takip Yöntemi ile Eşzamanlı Doğrultma[44]

Eşzamanlı doğrultma işlemini kolaylaştırmak, anlık gerilim değişimi durumlarında çevircinin kararlı halde çalışmasını sürdürmesini sağlamak ve verimliliği artırmak için "Çift taraflı gerilim takibi" yöntemi kullanılmaya karar verilmiştir.

#### 4.3.10. Yük Miktarı ile Akım Kontrolü

Bu çalışmada kullanılan yük miktarı ile akım kontrolü yöntemi, yarım çevrimde devreden geçen yük miktarı ile çıkış gerilimi referansını karşılaştırarak frekans modülasyonunun yapılması temeline dayanır. Yalnızca çıkış gerilimi referansının kullanıldığı gerilim kontrolü yönteminde, kompanzasyon devresinin tasarımı karmaşıktır ve frekans tepkisinin dört kutbu vardır. Bu dört kutbun yeri giriş gerilimine ve çıkış akımına göre değişir. Yük kontrolü yapılarak sistem tek kutuplu hale getirilmiş olur ve böylece kompanzasyon devresinin tasarımı kolaylaşır. Ayrıca, devrenin giriş akımı her çevrimde tespit edildiğinden, çeviricinin dinamik cevabı iyileştirilmiş olur [45].



Şekil 44:Yük Miktarı ile Akım Kontrolü Devresi [44]

Yük miktarı ile akım kontrolü yönteminde giriş akımı miktarı akım transformatörü kullanılarak tespit edilir. Bu sayede çeviriciye giriş akımı limiti konulabilir. Şekil 44'te yük miktarı ile akım kontrolü devresinin bağlantı şeması gösterilmiştir.

#### 4.3.11. Yumuşak Başlatma Süresi

Anahtarlamalı güç kaynaklarında yumuşak başlatma, hata yükseltgecinin gösterdiği değere bakmaksızın frekans değişimini yavaşça sağlar. Bu sayede yumuşak başlatma yöntemi ile kaynaktan yüksek akımların çekilmesinin önüne geçilirken, çıkış geriliminin yükselmesini zamana yayarak, çıkış filtresi devresi üzerindeki akım ve

gerilim stresi azaltılır [46]. Yumuşak başlatma zamanı, çıkış kapasitörlerinin gerektirdiği gerilim yükselmesi zamanından uzun olmalıdır. Minimum yükselme zamanı  $T_{yb}$  aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir [29].

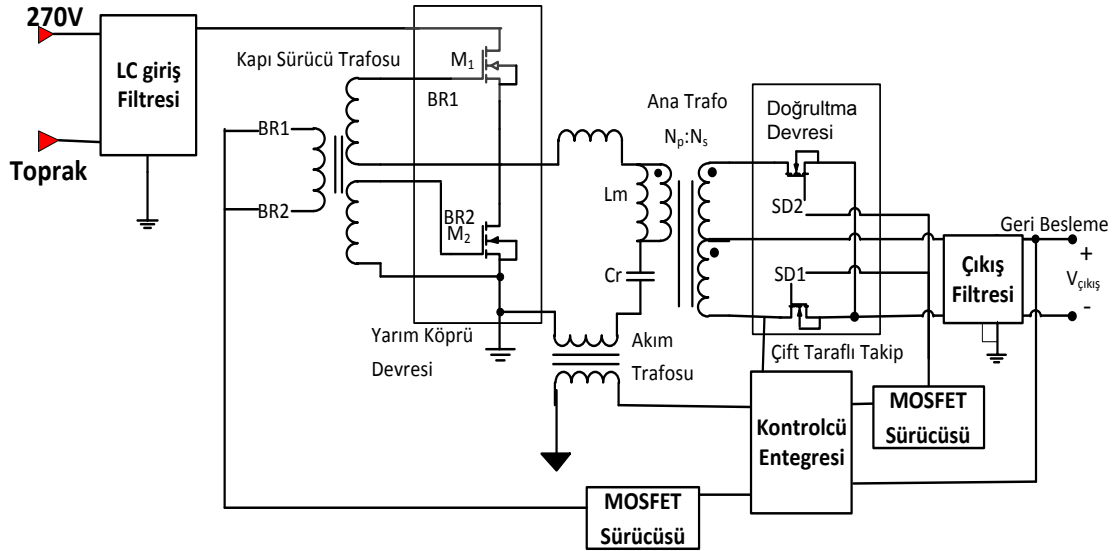
$$T_{yb} = \frac{C_{yb} \times 2,4}{I_{yb}} > \frac{C_{\text{çıkış}} \times V_{\text{çıkış}}}{I_{\text{çıkış,maxs}} - I_{\text{çıkış}}} = \frac{0,008 \times 28}{20 - 17,8} = 100\text{ms} \quad (47)$$

$I_{yb}$  mikrodenetleyicinin yumuşak başlatma kapasitörünü dolduran akım kaynağının kapasitesidir. Yükselme zamanı yaklaşık 100ms olarak alınır, gerekli olan yumuşak başlama kapasitörü  $C_{yb}$  aşağıdaki denkleme göre belirlenebilir.

$$C_{yb} = \frac{T_{yb} \times I_{yb}}{2,4} = \frac{0,1 \times 40\mu}{2,4} = 1,66\mu F \quad (48)$$

Yaklaşık  $1,8 \mu F$  değerinde bir standart seramik kapasitör kullanılarak 105ms süren bir yumuşak başlatma yapılabilir.

Böylece devrede kullanılan bileşenler için gerekli parametreler hesaplanmıştır. Tasarlanan çeviricinin blok diyagramı Şekil 45'te verilmiştir.



Şekil 45: Tasarlanan Çevirici devresinin blok diyagramı

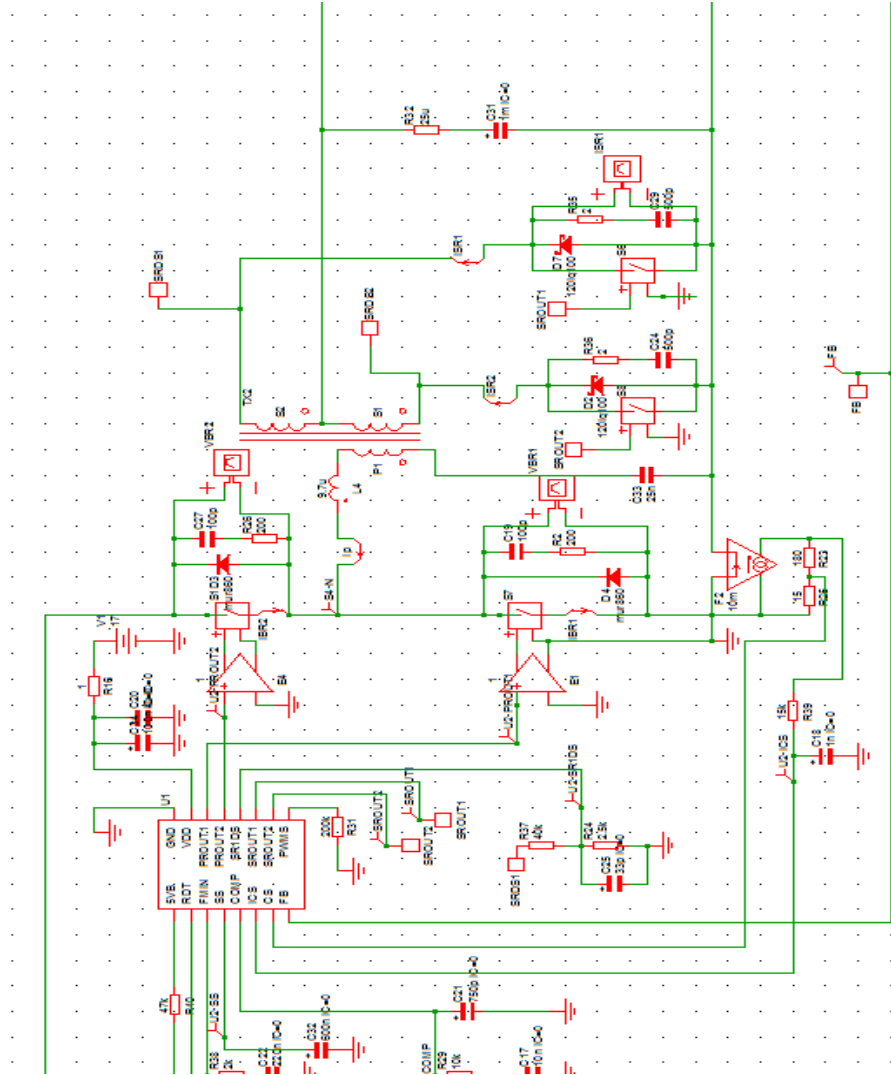
Blok diyagram genel olarak ana kontrol entegresi, yalıtım transformatörleri, yarım köprü ve doğrultucu mosfetleri, mosfetlerin sürücü devreleri ve geri besleme devresinden oluşmaktadır.

Bu bölümde, verilen tasarım parametreleri dikkate alınarak yarım köprü LLC rezonans tipi çeviricinin teorik tasarımı yapılmıştır. Tasarım yapılırken çeviricinin temel çalışma unsurları olan giriş ve çıkış gerilimi regülasyonu, tutma zamanı, çalışma frekansı aralığı ve rezonans frekansı göz önüne alınmıştır. Tamamlanan teorik tasarımla birlikte benzetim ortamına aktarım için gerekli bileşen değerleri elde edilmiştir.



## 5. YARIM KÖPRÜ LLC REZONANS ÇEVİRİCİSİNİN BENZETİMİ

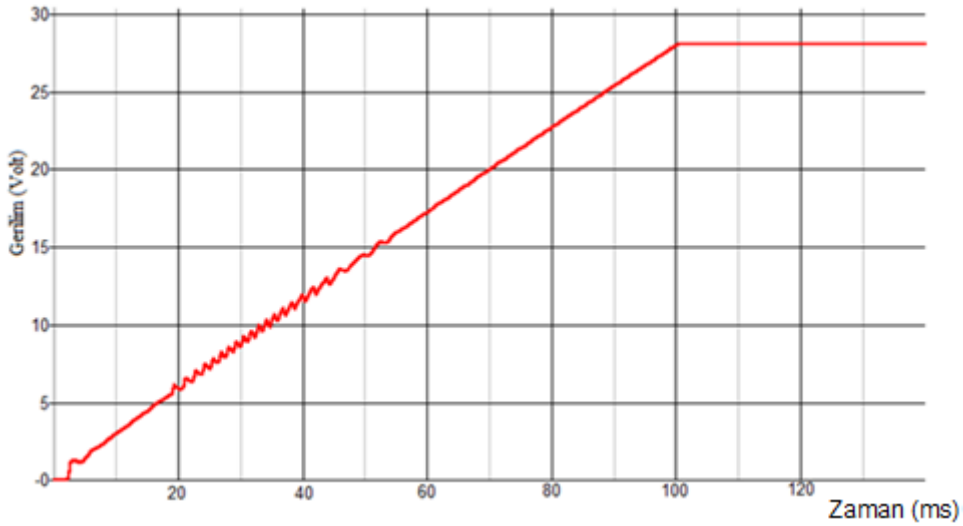
Bu bölümde, bir önceki bölümde tasarlanan çeviricinin devre parametreleri kullanılarak benzetimi yapılmıştır. Tablo 1’de verilen devre parametreleri benzetim programına aktarıldıktan sonra, çeviricinin gerekli çıktıları incelenecektir. Değerlendirmeler sonucunda ihtiyaç duyulursa devre parametreleri güncellenecektir. Çeviricinin çalışma performansının yeterli olmasının yanı sıra, MIL-STD-704E standardına uygunluğu da incelenmiştir. Ana kontrol mikrodenetleyicisi “Fairchild” firmasına ait “FAN7688” parça kodlu bileşendir. Bu kontrol entegresi, yarım köprü devresi ve doğrultucu devresi mosfetlerini sürmek için gerekli kapı sürme sinyalini üretmektedir. Yarım köprü devresi, entegreden yalıtımlı olduğu için, kapı sürme transformatörü kullanılmıştır. Yine giriş devresinin akımını ölçmek için 1:50 sarım oranında akım transformatörü kullanılmıştır. Kullanılan transformatörlerin özellikleri “Ekler” kısmında verilmiştir. Benzetim programı olarak “SIMPLIS” yazılımı kullanılmıştır. Yapılan benzetimin laboratuvar sonuçlarına yakın çıkması için bileşenlerin teknik dokümanları incelenip benzetim programına gerekli detaylar aktarılmıştır.



Şekil 46: SIMPLIS programına aktarılan benzetim devresi

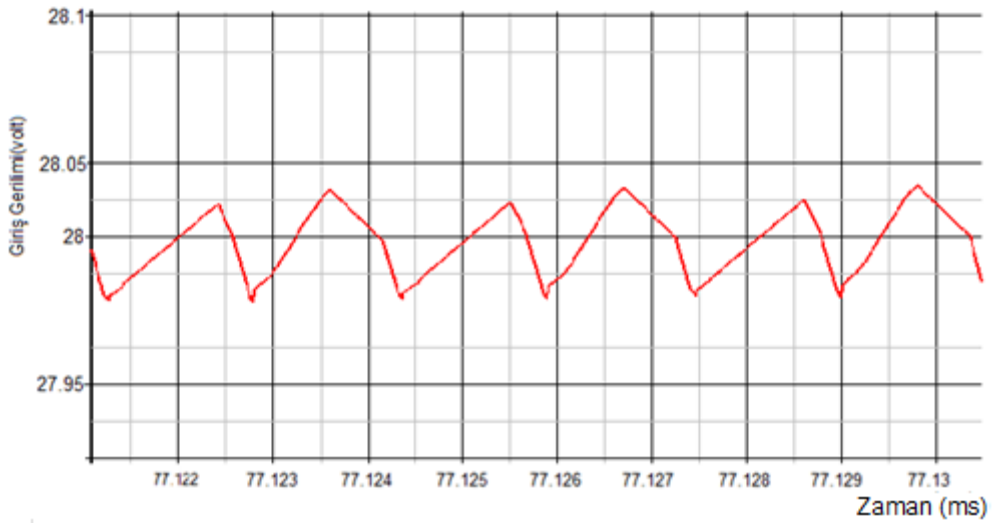
### 5.1. LLC Rezonans Çeviricisinin Benzetim Sonuçları

LLC Rezonans Çeviricisinin 270V giriş geriliminde 28V çıkış geriliminin yumuşak başlaması Şekil 47’de görülmektedir. Yumuşak başlatma, devrenin çıkış geriliminin yükselmesi süresinde, devrenin girişinden yüksek miktarda akım çekilmesini engeller. Yumuşak başlatma süresi 100ms değerinde tutularak, devrenin akım korumasına girmeden çalışması sağlanmıştır.



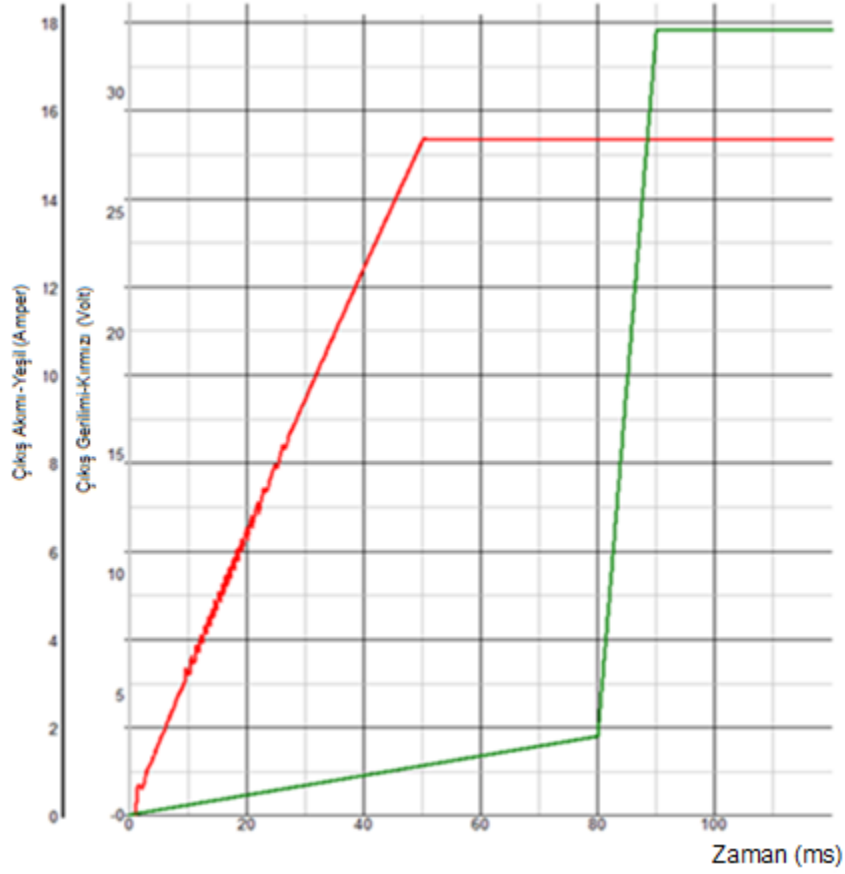
Şekil 47: 270V giriş geriliminde çıkış geriliminin yumuşak başlatma zamanı

Yumuşak başlama süresi tamamlandıktan sonra, 28V gerilimi denge durumuna ulaştıktan sonra ise gerilim dalgalanma miktarı Şekil 48'de görüldüğü üzere yaklaşık 70mV olmaktadır. Gerilim dalgalanmasının az olması, kullanılan paralel bağlı seramik kapasitörlerle sağlanan düşük ESR değerinden kaynaklanmaktadır.



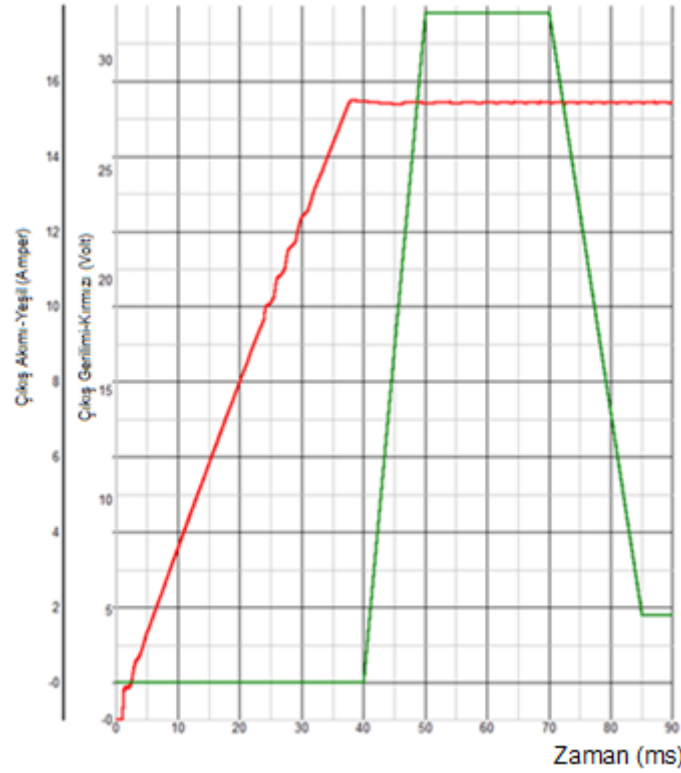
Şekil 48: 270V giriş geriliminde 28V çıkış geriliminin dalgalanması (1µs/böl.)

Tasarlanan çeviricinin yük regülasyonunu test etmek için çıkış yükü 10% 'dan 100%'e kadar çıkarılır. Şekil 49 incelendiğinde çıkış gerilimi regülasyonunun sağlandığı görülür. Böylece çeviricide kullanılan, Şekil 44'te görülen 1:50 oranındaki akım transformatörünün doğru seçildiği ve yük akımı kontrolü ve gerilim geri beslemesi kompanzasyon devresini parametrelerinin doğru hesaplandığı anlaşılmaktadır.



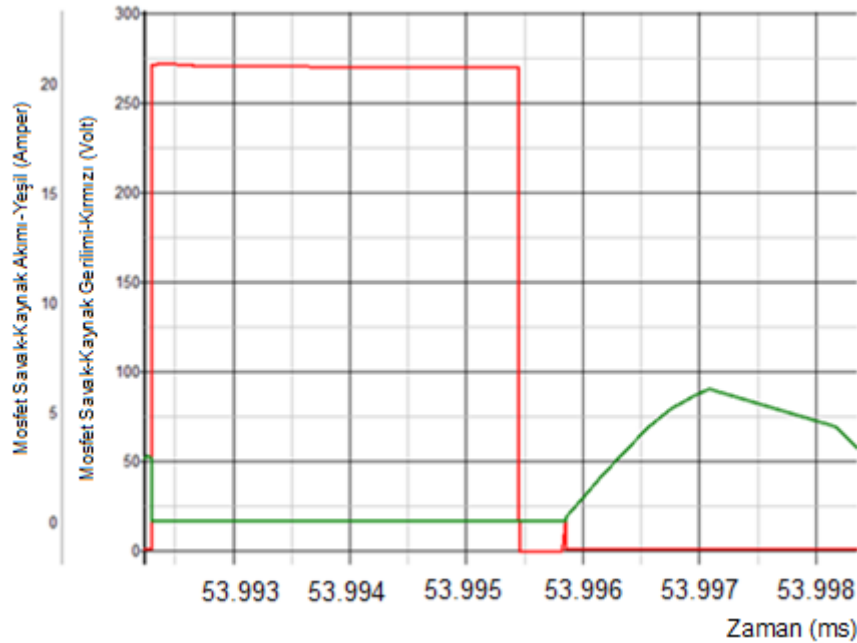
Şekil 49: Artan yük regülasyonu testi (20ms/böl.)

Tasarlanan çeviricinin azalan yük durumda regülasyonunu test etmek için çıkış yükü 100%'den, 10%'a kadar düşürülmektedir. Şekil 50 incelendiğinde çıkış gerilimi regülasyonunun sağlandığı ve çıkış gerilimi ortalamasının değişmediği görülmektedir. Doğrultucu devresi, Bölüm 4.3.9'da anlatılan "Çift taraflı takip yöntemi" yardımıyla, azalan ve artan yük testlerinde kararsız bir duruma geçmemiştir.

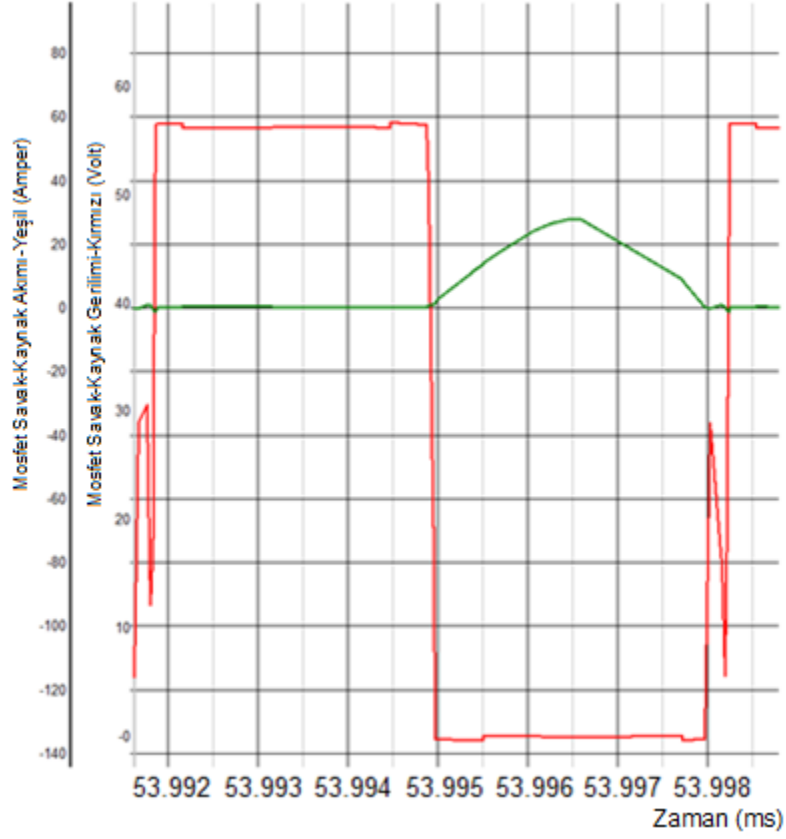


Şekil 50: Azalan yük regülasyonu testi (20ms/böl.)

LLC rezonans tipi çeviricinin en önemli özelliklerinden biri, daha önceki bölümlerde anlatıldığı gibi SGA ve SAA gerçekleştirilmesidir. Maksimum yük durumunda gerçekleştirilen SGA ve SAA Şekil 51 ve Şekil 52'deki gibidir.



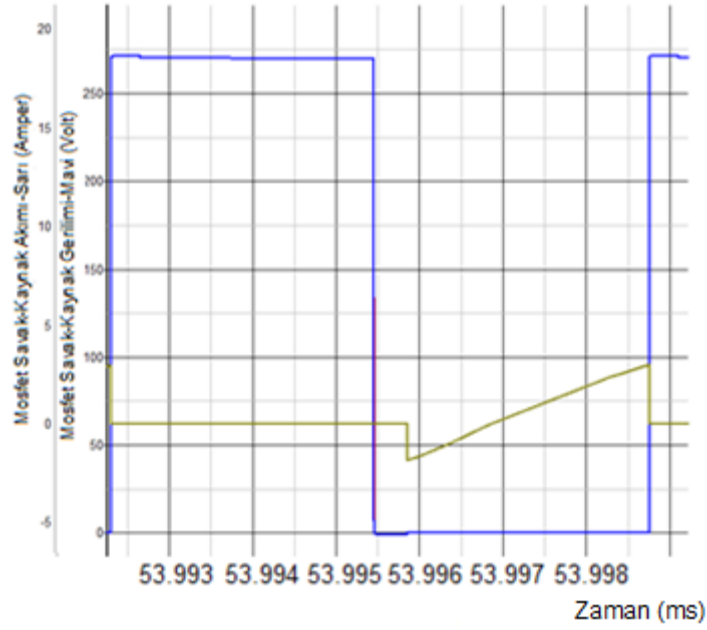
Şekil 51 : Maksimum yük durumunda birinci taraf mosfetinin SGA gerçekleştirilmesi durumu: Mosfet savak-kaynak gerilimi (kırmızı), mosfet savak-kaynak akımı (yeşil) (1µs/böl.)



Şekil 52: Maksimum yük durumunda eşzamanlı doğrultma mosfetlerinde sıfır akımda kapanma durumu: Mosfet savak-kaynak gerilimi (kırmızı), mosfet savak-kaynak akımı (yeşil) (1µs/böl.)

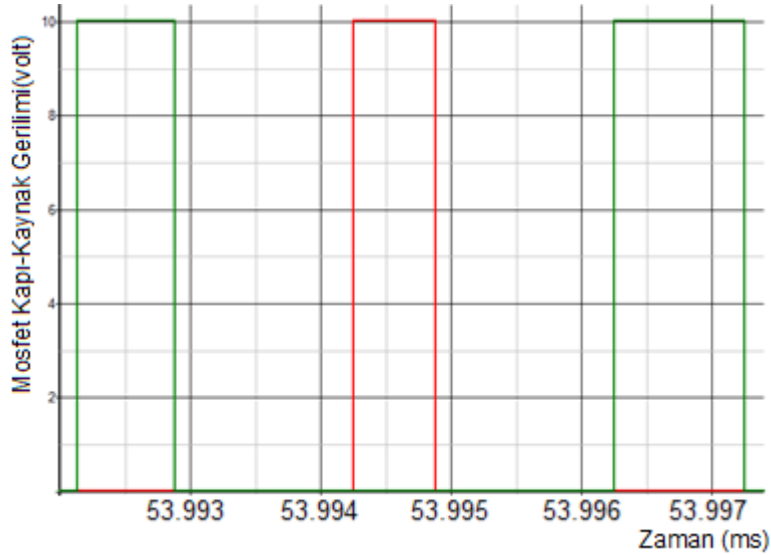
Anahtarlama kayıplarının en önemli kaynakları, devrenin birinci tarafında yüksek seviyedeki giriş gerilimi ve devrenin yalıtımlı tarafındaki yüksek çıkış akımıdır. Bu sebeple devrenin birinci tarafındaki mosfetler için SGA durumu incelenmişken, yalıtımlı tarafta SAA durumu incelenmiştir. SGA'nın gerçekleşebilmesi için rezonans indüktörü ( $L_r$ ) enerjisinin mosfetlerin çıkış kapasitanslarını ( $C_o$ ) önce doldurup sonra boşaltması gerekmektedir. Seçilen mosfetin veri dokümanından alınan çıkış kapasitansı değeri benzetim ortamında modellenerek SGA gerçekleştirilmesi için yeteri kadar düşük kapasitansı değerinde olduğu anlaşılmaktadır. Kullanılan denetleyici entegresi sayesinde doğrultucu mosfetlerin gövde diyotlarıyla iletimin sağlandığı ölü zamanlar oluşturularak SAA'nın gerçekleşmesi sağlanmıştır.

10% yük durumunda LLC Rezonans tipi çevirici Şekil 53'te görüldüğü gibi SGA yapar. Düşük yük durumlarında SGA gerçekleştirilebilmesi, yarım köprü LLC rezonans topolojisinin diğer rezonans çeviricilerine olan önemli bir üstünlüğüdür.



Şekil 53: 10% yük durumunda birinci taraf mosfetinin SGA gerçekleştirme durumu:  
Mosfet savak-kaynak gerilimi (mavi), mosfet savak-kaynak akımı (sarı) (1µs/böl.)

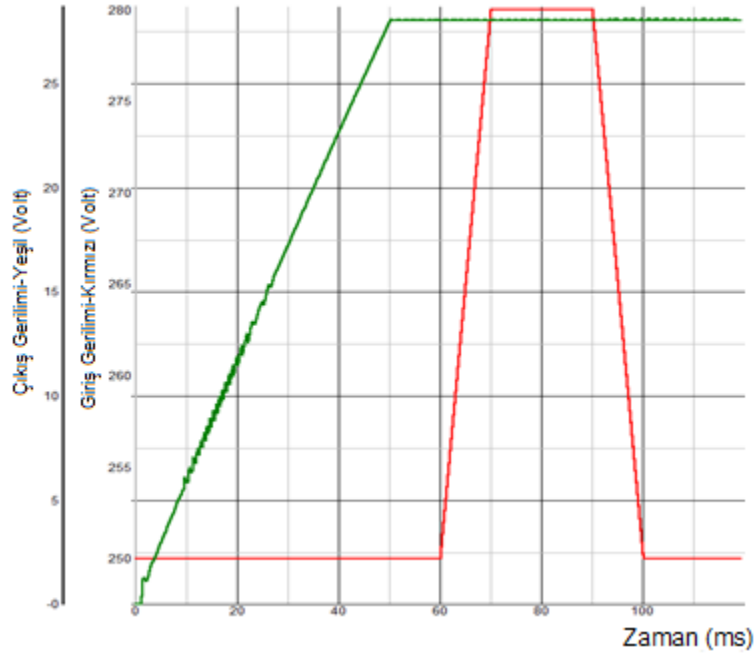
Kullanılan mikrodenetleyicinin en önemli özelliklerinden biri, sıfır yük durumunda verimliliği artırmak için DGM yapmasıdır. Sıfır yük durumunda gerçekleşen DGM Şekil 54’teki gibidir.



Şekil 54: Sıfır yük durumunda DGM tipi modülasyon yapılması durumu: Üst mosfet kapı-kaynak gerilimi (yeşil), alt mosfet kapı-kaynak gerilimi (yeşil) (1µs/böl.)

Sıfır yük durumunda çevirici DGM tipi modülasyon yaparak, yarım köprü LLC rezonans çevirici topolojisinin önemli bir dezavantajı olan giriş devresindeki yüksek dolaşan akımı ortadan kaldırmıştır. Böylece düşük yük durumlarında daha yüksek verimlilik sağlanmıştır.

Tasarlanan çeviricinin nominal giriş gerilimi aralığında çalışmaya uygun olup olmadığını sınamak için Bölüm 4.2’de bahsedilen normal çalışma durumundaki giriş gerilimi regülasyonu testi yapılmıştır.



Şekil 55: Normal giriş gerilimi testi (20ms/böl.)

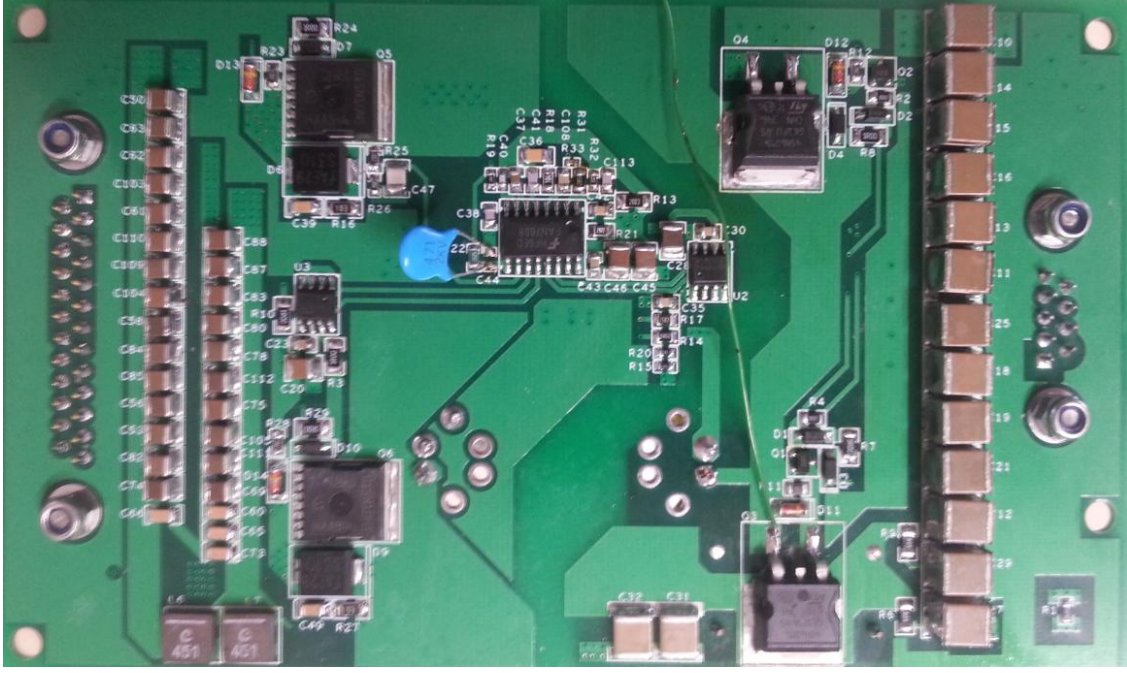
Çevirici maksimum yük durumunda çalıştırıldıktan sonra yapılan testte, çıkış gerilimi regülasyonunun sağlandığı Şekil 55’te görülmektedir.

Bu bölümdeki benzetim sonuçları incelendiğinde, Bölüm 4’te teorik hesaplamalarla tespit edilen bileşen değerlerinin, çeviricinin işlevini yerine getirmesi bakımından uygun olduğu görülmüştür. Bu sebeple, hesaplanan teorik değerlere göre baskı devre kartı üretimi yapılmıştır.



## 6. YARIM KÖPRÜ LLC REZONANS ÇEVİRİCİSİNİN DENEYSEL SONUÇLARI

Bu bölümde daha önceki bölümlerde tasarımı ve benzetimi yapılan Yarım Köprü LLC Rezonans tipi çeviricinin donanım örneği üretilmiş ve deneysel sonuçları incelenmiştir. Çevirici 270V giriş geriliminde çalıştırılıp, 28V çıkış gerilimi elde edilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılıp değerlendirilmiştir.



Şekil 56: Baskı Devre Kartının alt kısmının görünümü

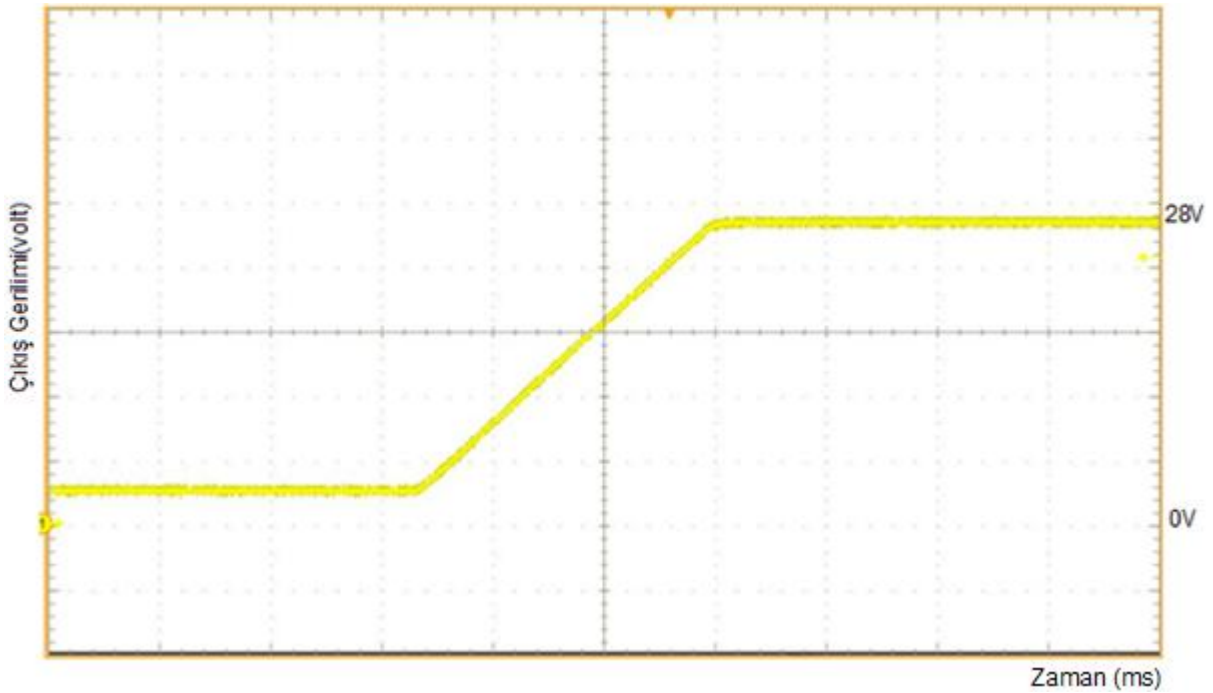
Şekil 56'da tasarlanan çeviricinin baskı devre kartının alt kısmının görüntüsü verilmiştir. Devre eni 9 cm, boyu ise 15 cm olan baskı devre kartı kullanılarak üretilmiştir.

Çevirici çalıştırılmadan önce, denetleyici entegresine güç verilip gerekli sinyallerin üretilip üretilmediği incelenmiştir. Denetleyicinin uygun olduğu görüldükten sonra çevirici çalıştırılıp gerekli testler yapılmıştır.

Bölüm 6.1 ve 6.2'de çeviricinin çıkış geriliminin yumuşak başlama zamanı, çıkış geriliminin dalgalanması, artan ve azalan yük regülasyonları test edilmiştir. Bölüm 6.3'te çeviricinin yüzde yüz ve yüzde 10'luk yük durumlarında SGA gerçekleştirilmesi incelenmiştir. Bölüm 6.4'te çeviricinin sıfır yük durumunda DGM modülasyonu gerçekleştirilmesi incelenmiştir. Bölüm 6.5'te ise MIL-STD-704E standartına uygun olup olmadığı incelenmiştir.

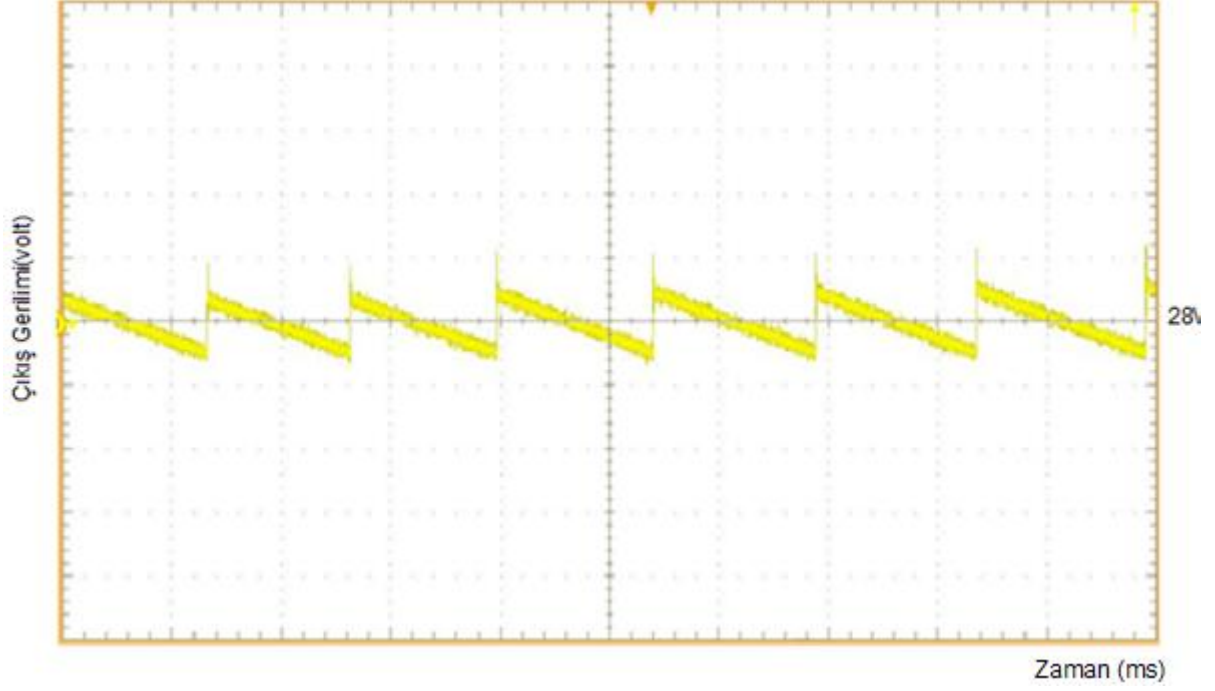
## 6.1. Temel Deneysel Sonuçlar

Çeviricinin 28V çıkış gerilimini yumuşak başlatma zamanı Şekil 57 'de verilmektedir. Yumuşak başlama süresi yaklaşık 120 milisaniyedir. Bu sonucun Şekil 47'de elde edilen benzetim sonucuna yakın olduğu görülür. Aradaki farkın denetleyici entegresinin akım kaynağı hassasiyetinden ve kullanılan yumuşak başlatma kapasitörünün toleransından kaynaklandığı düşünülmektedir.



Şekil 57: 270V giriş geriliminde çıkış geriliminin yumuşak başlatma zamanı (6V/böl., 50 ms/böl.)

Çıkış geriliminin dalgalanma miktarı Şekil 58'de verilmiştir. Çıkış geriliminin dalgalanma miktarı yaklaşık 120mV kadardır. Benzetim ortamında Şekil 48'de görüldüğü gibi yaklaşık 70mV dalgalanma vardır. Deneysel sonuçlarda dalgalanmanın daha fazla olmasının sebebi ise ölçüm için kullanılan osiloskop problemlerinin ölçüm hassasiyetinden kaynaklandığı düşünülmektedir. Çünkü ölçüm uçları kısa devre edilen probda, yaklaşık 30mV değerinde dalgalanma görülmüştür.

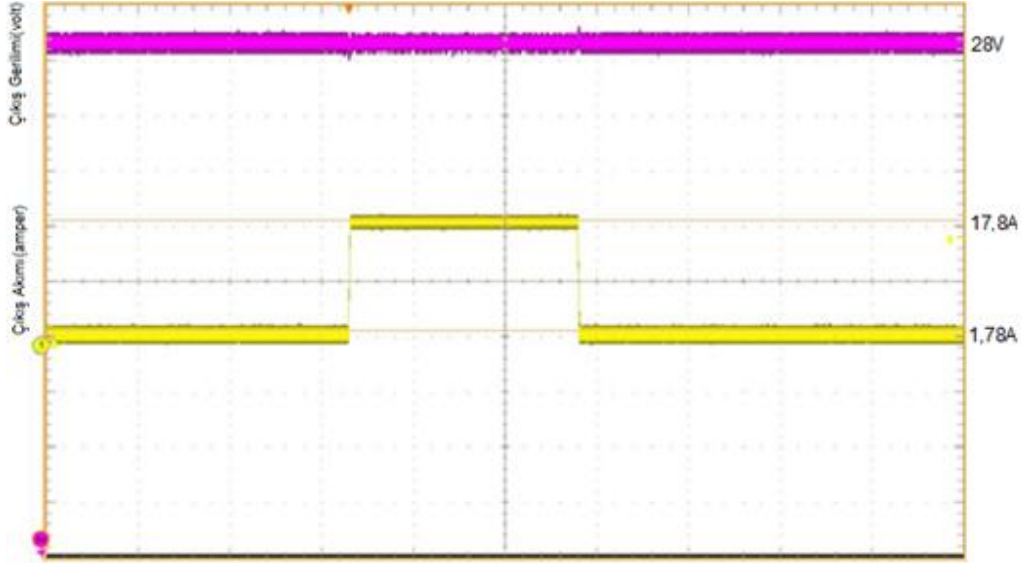


Şekil 58: 270V giriş geriliminde 28V çıkış geriliminin dalgalanması (100 mV/böl., 1µs/böl.)

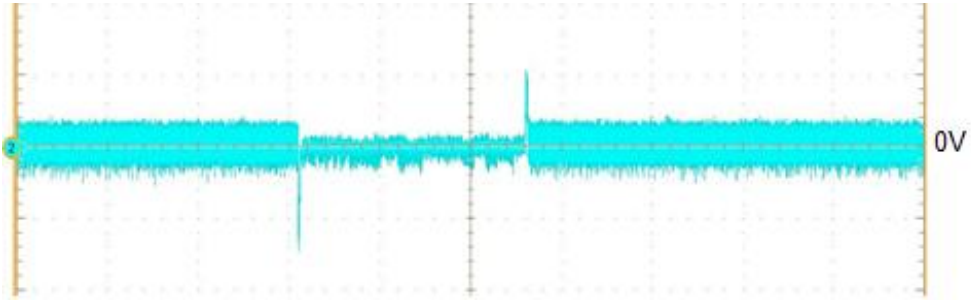
## 6.2. Yük Regülasyonu Testi

Bu bölümde, çeviricinin 270V giriş geriliminde çıkış yük regülasyonu incelenecektir. Şekil 59'da görüldüğü gibi çıkış yükü 10% seviyesinden 100% seviyesine yükseltılarak test edilmiştir. Çıkış gerilimini regülasyonunun sağlandığı görülmektedir. Benzetim ortamında da görüldüğü gibi, çıkış geriliminin ortalama değerinde değişiklik olmamıştır. Regülasyonu sağlarken gerilim dalgalanması miktarı normal yük durumuna göre artmıştır ve yaklaşık 300 mV seviyesindedir. Bu durumun sebebinin regülasyon sırasındaki parazitik etkiler olduğu düşünülmektedir.

Şekil 60'ta ise çevirici 100% çıkış yükü seviyesinden 10% seviyesine düşürülerek test edilmiştir. Çevirici 100% yük durumunda çalıştırılırken mosfetlerde en fazla 32 derece sıcaklık artışı tespit edilmiştir. Sıcaklık artışının soğutma ihtiyacı doğuracak kadar fazla olmamasının en önemli nedenleri, SGA gerçekleştirilmesi ve düşük iletim dirençli mosfetlerin kullanılmasıdır.

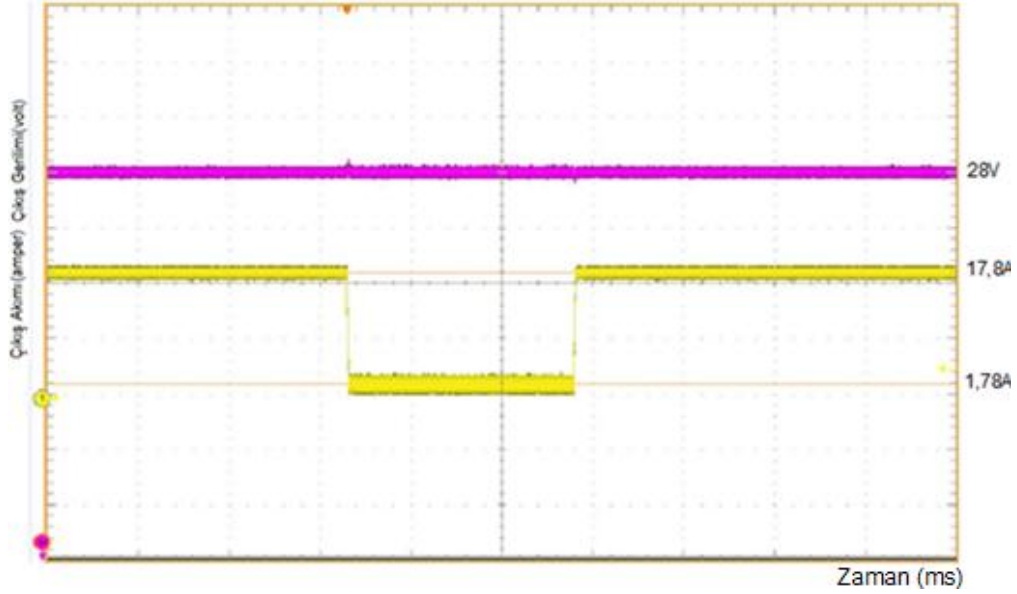


(a) Pembe: 3V/böl., sarı: 8A/böl., 50ms/böl.

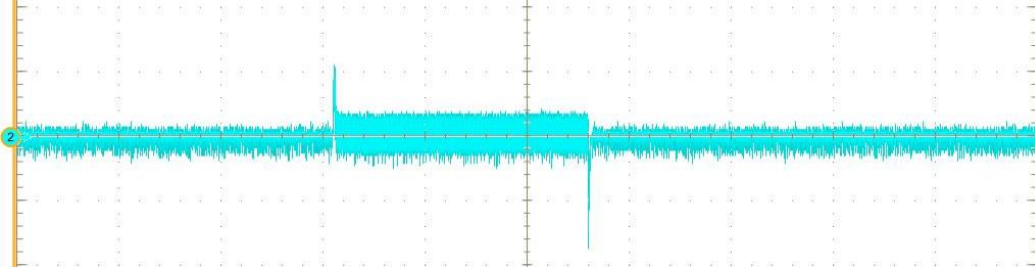


(b) 300mV/böl., 50ms/böl.

Şekil 59: (a) Artan yük regülasyonu testi: 270V giriş geriliminde 17,8A yüklenme durumunda çıkış gerilimi (pembe) ile çıkış akımının (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri (b) Çıkış geriliminin AA kuplajlı görünümü



(a) Pembe: 3V/böl., sarı: 8A/böl., 50ms/böl.



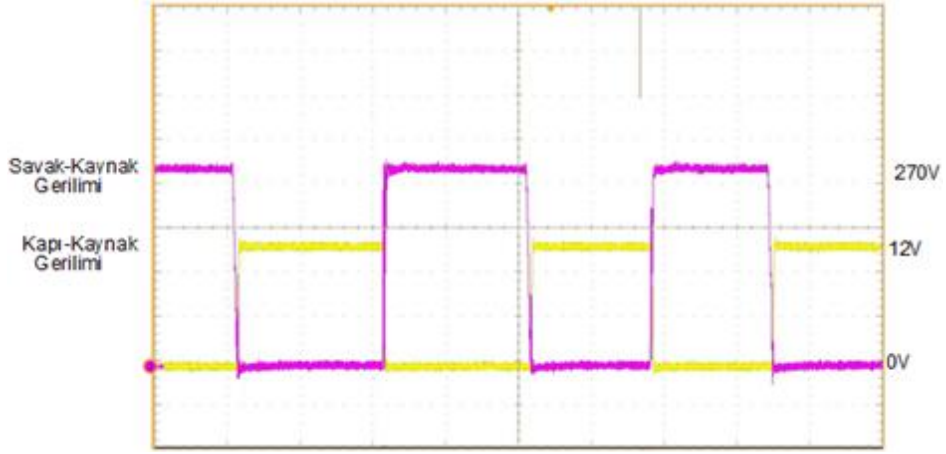
(b) 300mV/böl., 50ms/böl.

Şekil 60: (a) Azalan yük regülasyonu testi: 270V giriş geriliminde 1.78A yüklenme durumunda çıkış gerilimi (pembe) ile çıkış akımının (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri. (b) Çıkış geriliminin AA kuplajlı görünümü

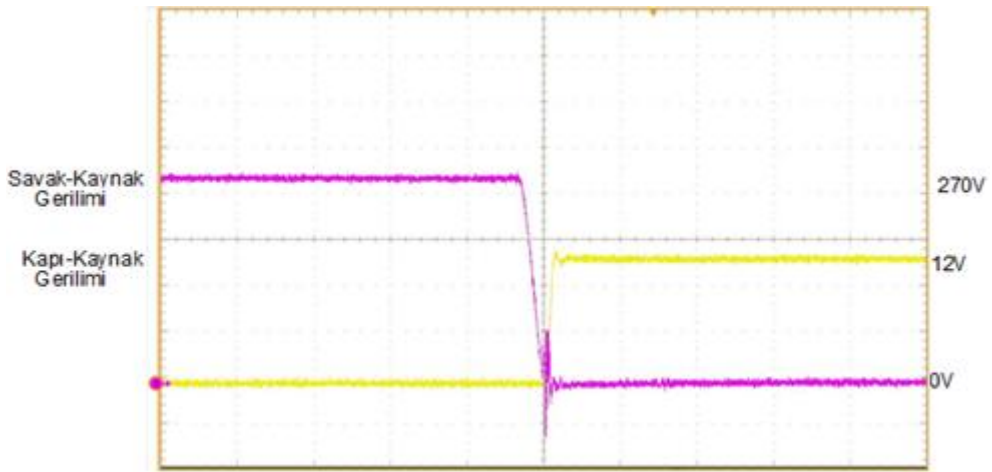
Şekil 60'ta azalan yük regülasyonu testinde çıkış gerilimi regülasyonunun sağlandığı görülmektedir. Akımın azaldığı ve arttığı anlarda çıkış geriliminde çok fazla değişme olmadan regülasyon sağlanmasındaki önemli etkenlerden birisi çalışma frekansının yüksek olmasıdır, diğer önemli etken ise çıkış filtresinde düşük seri dirençli seramik kapasitör kullanılmasıdır. Akım ve gerilim kontrolü yöntemi kullanılması da, çeviricinin kararlı çalışmasına önemli bir katkı yapmaktadır.

### 6.3. Tam Yük ve 10% Yük Durumlarında SGA Gerçekleştirilmesi

Daha önceki bölümlerde anlatıldığı gibi, rezonans tipi çeviricilerde SGA yapılması anahtarlama kayıplarını azaltan en önemli etkidir. Şekil 61'de tam yük durumunda mosfetlerin kapı-kaynak ve savak kaynak akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Mosfetin açılma anında savak-kaynak arasında gerilim dalgalanması görülmektedir. Bu gerilim dalgalanmasının mosfetin baskı devre kartı üzerinde transformatöre uzak konulmasından kaynaklandığı düşünülmektedir. Şekil 61'de ölü zamanın benzetim ortamında görülen değerden daha kısa olduğu görülmektedir. Bu durumun sebebinin mosfetin çıkış kapasitansının, devredeki diğer parazitiklerin etkisiyle veri dokümanındaki değerden daha yüksek bir değerde olmasından kaynaklanabileceği düşünülmektedir.

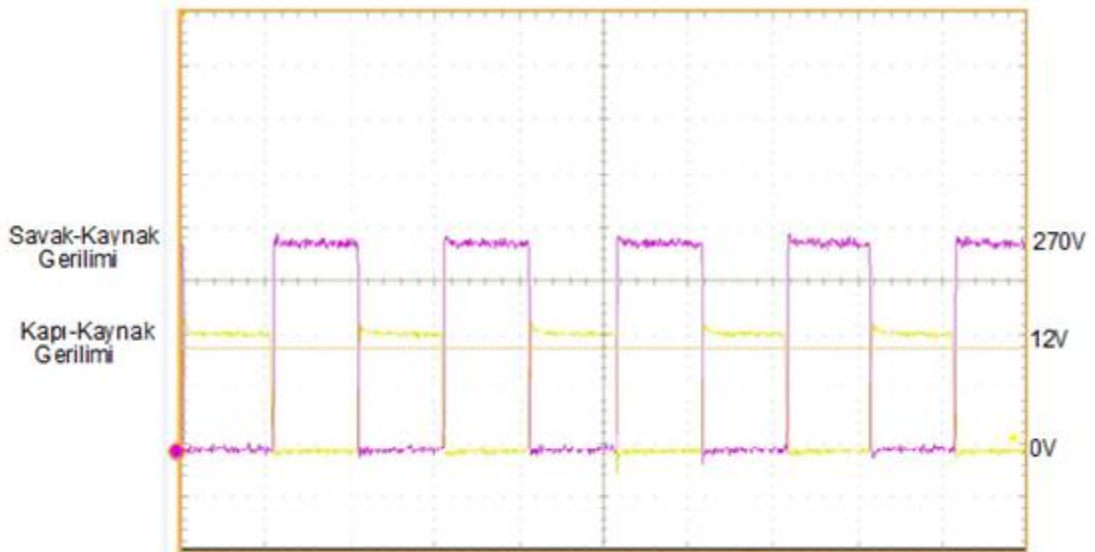


(a) Pembe: 60V/böl., sarı: 4V/böl., 10µs/böl.

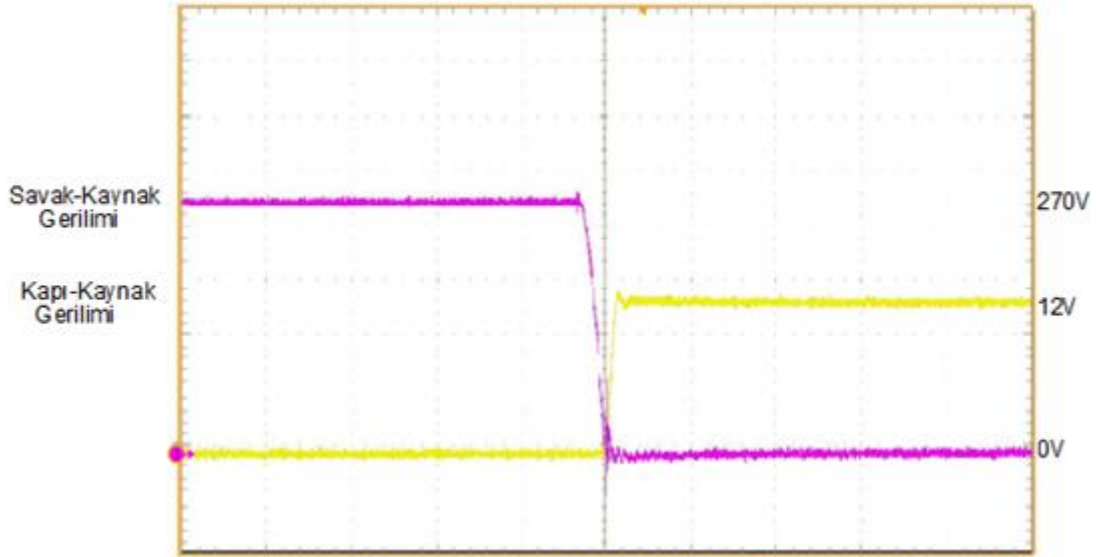


(b) Pembe: 60V/böl., sarı: 4V/böl., 2 µs/böl.

Şekil 61: (a) 270V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (17.8A) MOSFET'in savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (pembe) ve kapı-savak gerilimi (sarı), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali)



(a) Pembe: 60V/böl., sarı: 4V/böl., 10µs/böl.



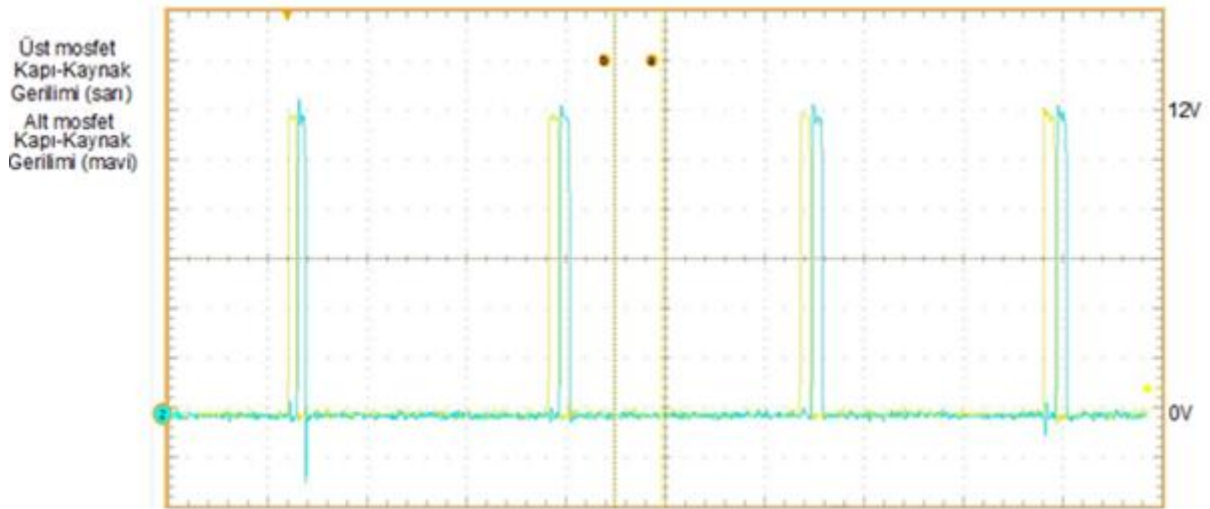
(b) Pembe: 60V/böl., sarı: 4V/böl., 2  $\mu$ s/böl.

Şekil 62: (a) 270V giriş gerilimi ve yüzde 10 yük durumunda (1.78A) MOSFET'in savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (pembe) ve kapı-savak gerilimi (sarı), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali)

10% yük durumunda gerçekleştirilen SGA Şekil 62'deki gibidir. Düşük yük durumunda, yüksek yük durumunda görülen gerilim dalgalanmasının aksine bir savak-kaynak gerilimi dalgalanması görülmemektedir. Akımın düşük olması, parazitik indüktans etkisiyle oluşan gerilim dalgalanmasını ortadan kaldırmıştır. Bu sebeple 100% yük durumunda verimliliğin, hedeflenen 95% değerinden aşağıda kalacağı anlaşılmıştır.

#### 6.4. Sıfır Yük Durumunda DGM Gerçekleştirilmesi

Yarım köprü LLC Rezonans çeviricisinin en önemli dezavantajlarından biri, sıfır yük durumunda devrenin birinci tarafında görülen ve verimliliği azaltan yüksek dolaşan akımdır. Kullanılan akım ölçümü yöntemi ile denetleyici entegresi devrenin birinci tarafındaki akımı ölçer. Çıkış yükünün sıfır olduğu durumlarda ölçülen akım miktarı minimum olur. Bu durumda denetleyici entegresi DGM tipinde modülasyon yapar ve güç aktarımına katılmayan dolaşan akımı azaltarak verimliliğin düşmesine engel olur.



Şekil 63: Düşük yük durumunda yarım köprü alt (Sarı) ve üst (Yeşil) mosfetlerinin DGM tipi modülasyonu durumu (2V/böl., 1uS/böl.)

Şekil 63'te sıfır yük durumunda devrenin birinci tarafındaki mosfetlerin DGM modülasyonu gerçekleştirdiği görülmektedir. Kapı-kaynak sinyallerinin zamanlamasının benzetim sonuçlarından daha farklı olmasının nedeninin denetleyici entegresinin benzetim programındaki modelinden kaynaklandığı düşünülmektedir.

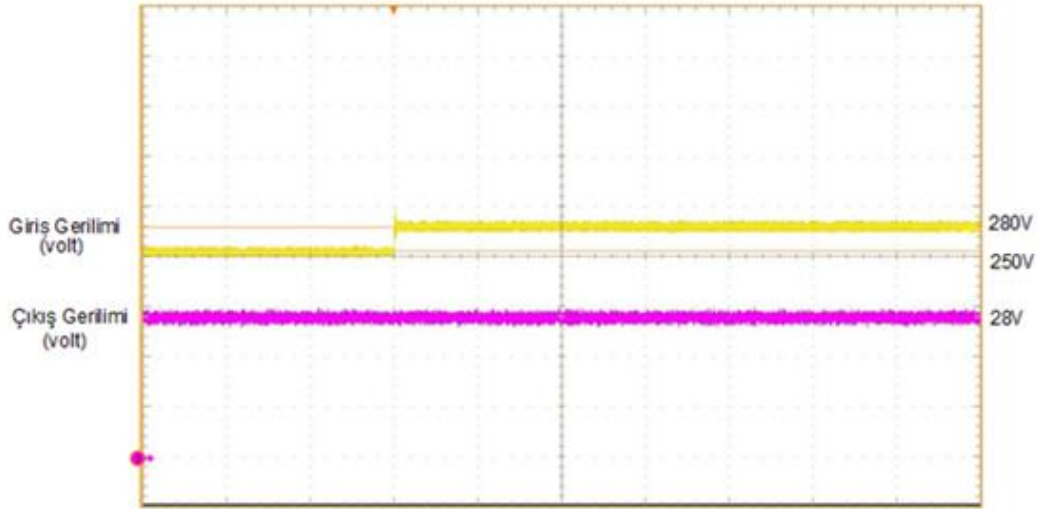
## 6.5. MIL-STD-704E Standardı Testleri

Bu bölümde çeviricinin MIL-STD-704E standardına uygun olup olmadığı test edilmiştir. Bu kapsamda Bölüm 6.5.1'de nominal giriş gerilimindeki regülasyon durumu test edilmiştir. Bölüm 6.5.2'de uçtaki jeneratörlerin ve diğer elektriksel yüklerin yarattığı gürültü, değişken frekanslı güç kaynağı ile modellenerek Tablo 3'te verilen gürültü koşullarında çevirici test edilmiştir. Bölüm 6.5.3 ve 6.5.4'te ise normal ve anormal gerilimin geçici durumlarında çevirici performansı incelenmiştir.

### 6.5.1. Nominal Giriş Gerilimi Aralığında Çıkış Regülasyonunun Gerçekleşmesi

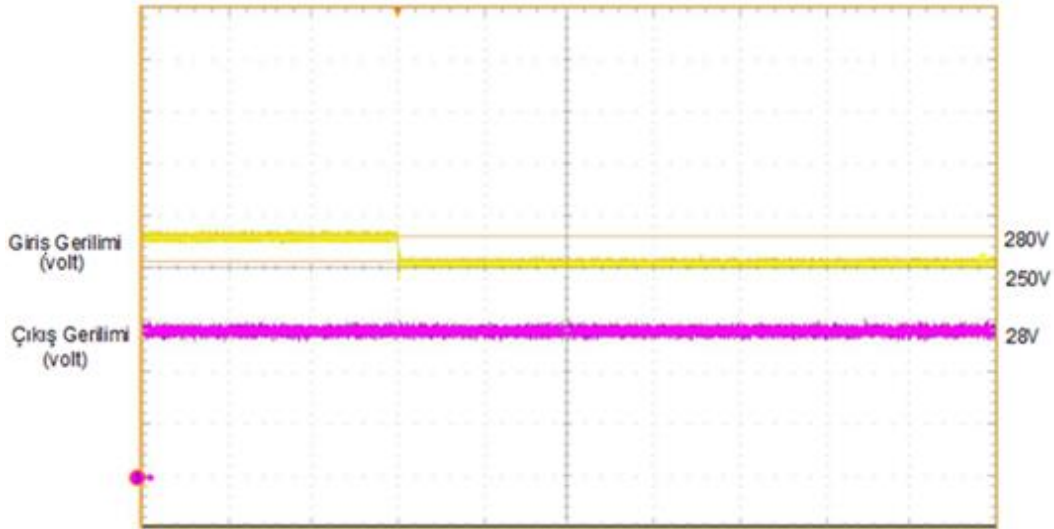
Nominal giriş gerilimi aralığında çıkış gerilimi regülasyonu testi için, Şekil 36'da verilen bağlantı şeması laboratuva ortamında kurulmuştur. Tablo 2'de verilen normal çalışma durumu karakteristiği farklı yük durumlarında test edilmiştir.





Şekil 64: 250V-280V geçişi durumunda çıkış gerilimi regülasyonu (pembe) ile giriş geriliminin (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri (Sarı: 60V/böl., Pembe 10V/böl., 20 ms/böl.)

Şekil 64'te görüldüğü gibi, 250V-280V geçişinde çeviricinin çıkış gerilimini sağlandığı görülmektedir. Transformatörün tur oranı Bölüm 4.3.3'te bu gerilim değerleri dikkate alınarak  $n=5$  olarak belirlenmiştir. Bu sonuçla, tur oranının ve Bölüm 4.3.4'te hesaplanan gerilim kazancının uygun değerler olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 65: 280V-250V geçişi durumunda çıkış gerilimi regülasyonu (pembe) ile giriş geriliminin (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri (Sarı: 60V/böl., Pembe 10V/böl., 20 ms/böl.)

Şekil 65'te de aynı tasarım parametrelerinin etkisiyle çıkış gerilimi regülasyonu sağlanmıştır. Bu sonuçlar değerlendirildiğinde, güç kaynağından sağlanan normal çalışma durumundaki giriş gerilimi karakteristiğinde çeviricinin performansının yeterli olduğu görülmüştür. Yani tasarlanan çevirici, Bölüm 4.2'de anlatılan savaş uçağının normal gerilim karakteristiğinde çalışmaya uygundur.

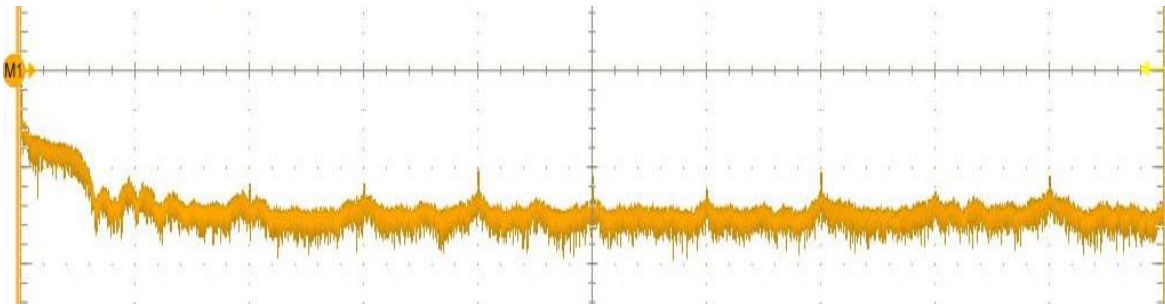
## 6.5.2. Gerilim Harmonik Bozulma Spektrumu Testi

Gerilim harmonik bozulma spekturumu testi kapsamında Tablo 3'te verilen harmonik bozulma, Şekil 36'da verilen bağlantı şemasına göre çeviriciye uygulanarak test yapılmıştır.

Test Koşulu	Bozulma frekansı	Bozulma genliği	Çıkış gerilimi
A	10 Hz	0,316 Vrms	27,9V
B	25 Hz	0,500 Vrms	27,9V
C	50 Hz	0,562 Vrms	27,9V
D	60 Hz	0,775 Vrms	27,9V
E	250 Hz	1,581 Vrms	27,9V
F	1 kHz	3,162 Vrms	28,0V
G	1,7 kHz	3,162 Vrms	28,0V
H	2 kHz	3,162 Vrms	28,0V
I	5 kHz	3,162 Vrms	28,0V
J	6,5 kHz	2,433 Vrms	28,1V
K	10 kHz	1,581 Vrms	28,1V

Tablo 4:Gerilim harmonik bozulması uygulandığında çıkış gerilimi regülasyonu durumu

Tablo 5'te görülmekte olan çıkış geriliminden anlaşıldığı üzere, çevirici gerekli çıkış gerilimi regülasyonunu tüm gürültü koşullarında sağlamaktadır. Giriş akımının spektrumu alınarak yapılan ölçüm Şekil 66'daki gibidir. Birinci harmoniğin 0dB kabul edilerek yapılan hesaplamada, en yüksek genliğe olan 7. harmonik, MIL-STD-461'de belirtilen 60dB $\mu$ V değerinin yaklaşık 12 dB $\mu$ V altında olduğu görülmüştür.

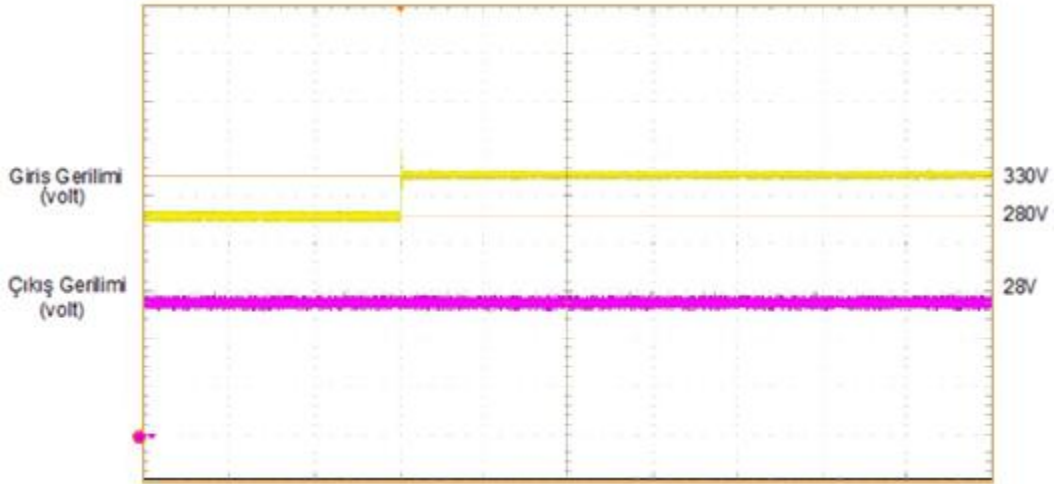


Şekil 66: Giriş akımının spektrumu

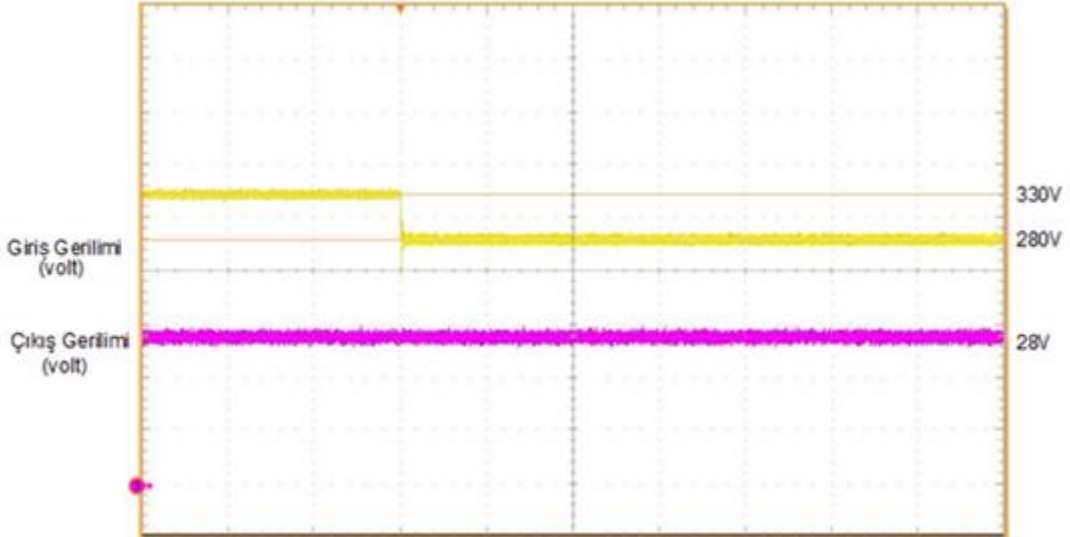
Çeviricinin performansının bozulmamasındaki en önemli etkenin, güç girişinde kullanılan LC tipi filtrenin devrenin çalışma frekansı aralığında yeterli bastırmayı yapması olduğu düşünülmektedir. Bu test sonucuyla, tasarlanan çeviricinin savaş uçağının gerilim harmonik bozulma spekturumuna uygun çalıştığı görülmektedir.

### 6.5.3. Normal Gerilimin Geçici Durum Testi

Normal gerilimin geçici durumu testi kapsamında, Şekil 38'de verilen bağlantı şeması laboratuvar ortamında oluşturulmuştur. Şekil 37'de verilen gerilim değerleri çeviriciye uygulanıp, çıkış gerilimi ölçülmüştür.



(a) Sarı: 60V/böl., pembe 10V/böl., 20 ms/böl.



(b) Sarı: 60V/böl., pembe 10V/böl., 20 ms/böl.

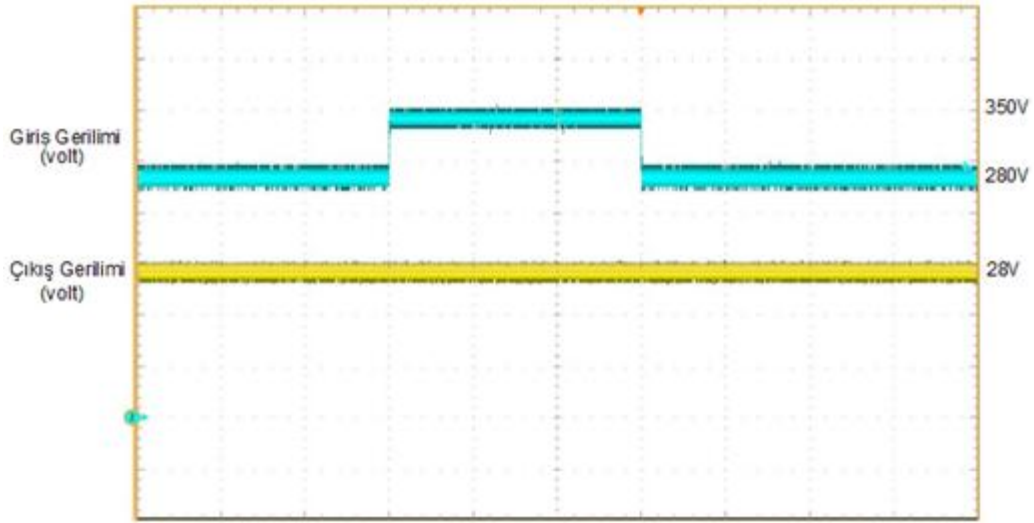
Şekil 67: Normal gerilim geçici durum değerlerinin uygulandığı durumda çıkış geriliminin regülasyonu: (a) 280V-330V geçişi, (b) 330V-280V geçişi. Çıkış gerilimi (pembe) ile giriş geriliminin (sarı) zamana bağlı dalga şekilleri

Tasarlanan çeviricinin gerilim ve akım regülasyonunu birlikte kullanmasının avantajıyla, çıkış gerilimi regülasyonunun sağlandığı Şekil 67'da görülmektedir.

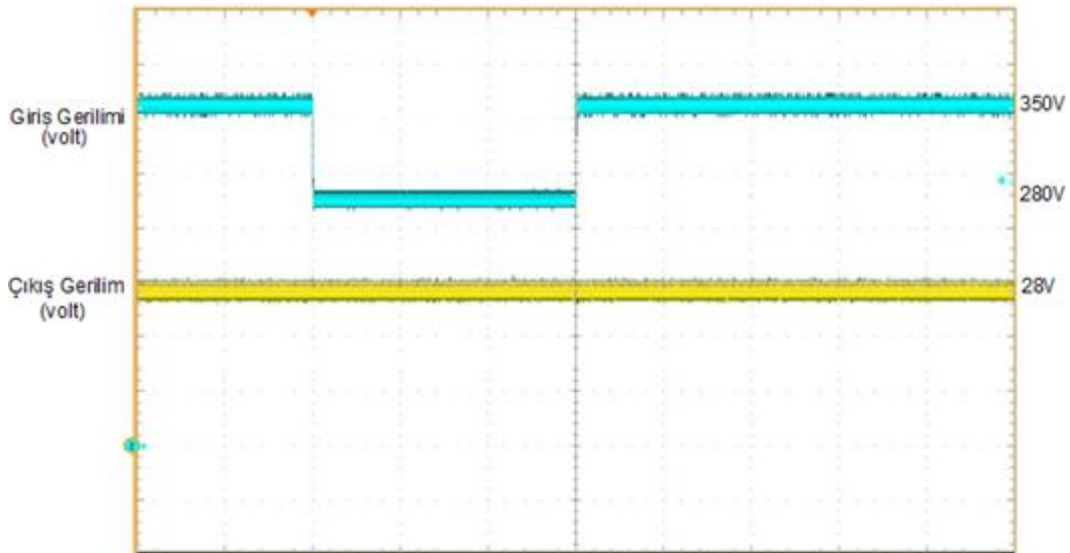
Bölüm 6.5.1’de anlatıldığı gibi, tasarım parametreleri, normal gerilimin geçici durumlarındaki giriş gerilimi değişiminde regülasyonu sağlayacak kadar esnektir. Bu test sonucu ile tasarlanan çeviricinin savaş uçağının, normal gerilimin geçici durumlarına uygun çalıştığı anlaşılmaktadır.

#### 6.5.4. Anormal Gerilimin Geçici Durum Testi

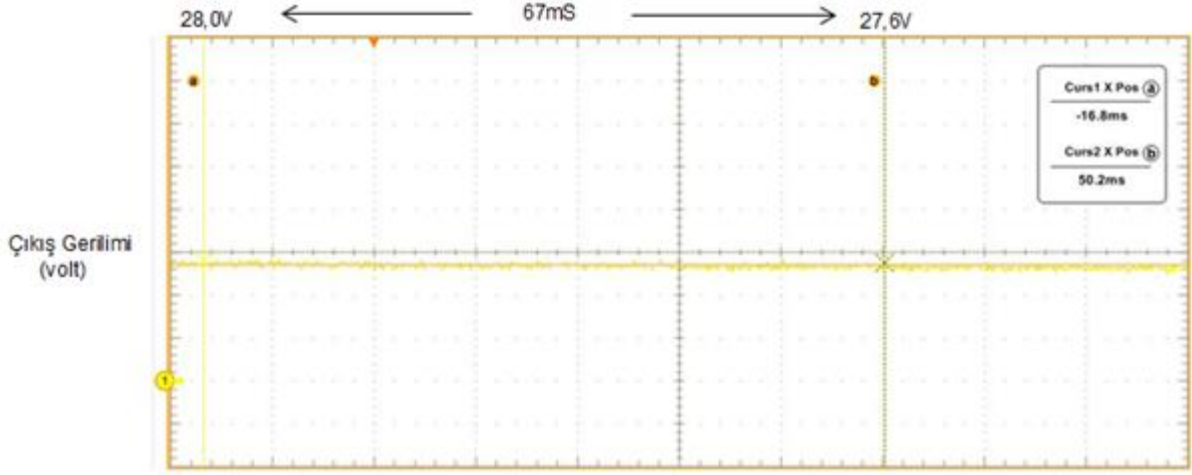
Anormal gerilimin geçici durumu testi kapsamında, Şekil 38’de verilen bağlantı şeması laboratuvar ortamında oluşturulmuştur. Şekil 39’da verilen gerilim değerleri çeviriciye uygulanıp, çıkış gerilimi ölçülmüştür.



(a) Mavi: 60 V/böl., Sarı 10V/böl., 10 ms/böl.



(b) Mavi: 60 V/böl., Sarı 10V/böl., 10 ms/böl.



(c) Sarı 10V/böl., 10 ms/böl.

Şekil 68: Anormal gerilim geçici durum değerlerinin uyulandığı durumda çıkış geriliminin regülasyonu: (a) 280V-350V geçişi, (b) 250V-180V geçişi, (c) Güç kesilmesi durumunda çıkış geriliminin azalması. Çıkış gerilimi (sarı) ile giriş geriliminin (mavi) zamana bağlı dalga şekilleri

Bölüm 6.5.3'te anlatıldığı gibi kullanılan kontrol yöntemleri ve tasarımda kullanılan parametreler uçağın anormal gerilimin geçici durumlarında çeviricinin performansının bozulmamasını sağlamıştır. Güç kesilmesi durumunda MIL-STD-704-E standartında belirtilen 50ms süre ile regülasyon gereksiminin, Şekil 688 (c)'de görüldüğü gibi 67 ms süresince sağlandığı görülmektedir. Bu test sonucu ile, tasarlanan çeviricinin savaş uçağının normal gerilimin geçici durum değerlerine uygun çalıştığı anlaşılmaktadır.

## 6.6. Verimlilik

Çeviricinin tasarımı, tüm yük durumlarında yüksek verimlilik sağlanması amaçlanarak yapılmıştır. Bu kapsamda düşük yük durumlarında verimliliğin artırılması için Bölüm 4.1'de anlatılan DGM yöntemi kullanılmıştır. Yüksek yük durumlarında ise DFM tekniği ile anahtarlama yapılarak, SGA ile verimliliğin artırılması hedeflenmiştir.

Çeviricinin farklı yük durumları için yüzde verimliliği Tablo 6'te verilmiştir. Anma gerilim ve anma yük durumunda verim %94,1'dir. Hedeflenen %95 verimliliğin altında kalınmasında en önemli etken, SGA durumunda gerçekleşen savak-kaynak gerilim dalgalanmasıdır. Düşük çıkış akımlarındaki yüksek verimlilik göz önüne alındığında, DGM yönteminin önemi anlaşılmaktadır.

$V_{giriş}$ (V)	$I_{giriş}$ (A)	$V_{çıkış}$ (V)	$I_{çıkış}$ (A)	Verim (%)
270	0,024	27,8	0,2	86
270	0,203	28,0	1,78	91
270	0,56	28,0	5	93
270	0,89	28,0	8	93,6
270	1,33	28,1	12	94
270	1,66	28,1	15	93,8
270	1,97	28,1	17,8	94,1

Tablo 6:Çeviricinin farklı yük akımlarına göre yüzde verimi

Çeviricinin verimliliğini artıran bir diğer önemli unsur ise Şekil 43'te bağlantı şeması görülen merkez bağlantılı transformatör yapısı ile birlikte eşzamanlı doğrultma yapılmasıdır. Bu yöntemle diyot yerine mosfet kullanılarak, iletim kayıpları önemli ölçüde azaltılmıştır. Ayrıca mosfetlerdeki iletim kayıplarını azaltmak için EK-3 ve EK-4'de veri dokümanı verilen düşük iletim kayıplı mosfetler kullanılmıştır.

## 7. SONUÇLAR

Günümüz güç elektroniği sektöründe yüksek güç yoğunluğu gerektiren pek çok uygulamada rezonans tipi çevirici kullanılmaktadır [8][9]. Rezonans tipi çeviricilerin birbirine göre bazı avantaj ve dezavantajları vardır. Ancak tasarlan çeviricinin giriş ve çıkış gerilim seviyeleri, fiziksel kısıtlamaları yük regülasyonu gibi kriterleri, literatür araştırmaları göz önüne alınıp değerlendirilerek, bu tez çalışması için en uygun topoloji olan yarım köprü LLC rezonans tipi çevirici topolojisi kullanılmıştır.

Yapılan literatür çalışmasında, incelenen DA-DA tipi rezonans çeviricilerden Seri Rezonans Çevirici, Paralel Rezonans Çevirici ve Seri-Paralel Rezonans çeviricinin tasarım için uygun olmadığı görülmüştür. Seri rezonans çeviricide görülen düşük yük regülasyon problemi bu çevirici topolojinin tercih edilmemesinin en önemli sebebidir. Paralel rezonans çeviricide düşük yüklerde yüksek dolaşan akım görülmesi verimliliği olumsuz etkilerken, yüksek güçte artan rezonans akımı da anahtarlar üzerinde akım stresi oluşturur. Ayrıca çıkış filtresinde indüktör kullanılmasının mecburi olması, merkez bağlantılı trafo ile kullanımında problemler yaratarak senkron doğrultma yapılmasını zorlaştırır [19]. Bu dezavantajlar dikkate alınarak paralel rezonans çevirici tercih edilmemiştir. Seri-Paralel rezonans çeviricinin tercih edilmemesinin en önemli sebebi ise paralel rezonans çeviricide görülen çıkış filtresindeki indüktör kullanma zorunluluğudur.

Çeviricinin Tablo 1’de verilen isterleri ve uyulması gereken askeri standartlar dikkate alındığında, bu çalışma için en uygun çevirici topolojisinin Yarım köprü LLC rezonans tipi çevirici olduğuna karar verilmiştir.

Yarım Köprü LLC rezonans tipi çeviricinin analizi yapılarak, devrenin çalışma karakteristiği elde edilmiştir. Yapılan analizler kullanılarak devrenin teorik tasarımı yapıp, kullanılan bileşenlerin değerleri tespit edilmiştir. Devrenin tasarımı yapıldıktan sonra benzetim programına aktararak gerekli çıktılar incelenmiştir. Tasarım değerleri dikkate alınarak uygun bileşenler seçilip ve transformatör tasarımı yapılmıştır. Seçilen bileşenler kullanılarak, tasarlanan devrenin şematik tasarımı yapılmıştır. Yapılan şematik tasarımı kullanılarak baskı devre kartı tasarlanmıştır. Üretilen baskı devre kartına seçilen bileşenler dizilmiştir. Üretilen çevirici devresi laboratuvar ortamına alınarak gerekli testleri yapılmıştır.

Gerçekleştirilen çevirici devresi 250-280 VDA gerilimle beslenerek 28 VDA çıkış gerilimi üreten, MIL-STD-704E standardında belirtilen gürültü ve anlık gerilim değişimlerine uygun bir devredir. Çıkış gücü 500 W seviyesindedir.

Laboratuvar ortamında çeviriciye çıkış akımı yük testleri yapılmıştır. Çeviricinin çıkış gerilimi regülasyonunu sağladığı ve bileşenlerde herhangi bir termal problem olmadığı görülmüştür. Sonrasında, mosfetlerin SGA durumları incelenip, farklı yük durumlarında istenildiği gibi gerçekleştiği görülmüştür. Son olarak çeviriciye askeri standart testleri yapılmıştır ve çeviricinin performansı izlenerek kaydedilmiştir. Çeviricinin farklı yük durumlarında performansının başarılı olduğu görüldü. Devrede kullanılan bileşenler, -40 derece sıcaklıkta çalışmaya uygun seçilmiştir. Devrede gözlemlenen en yüksek sıcaklık artışı değeri ise 32 derecedir. Bu sebeple tam yük durumunda çalışan devre sıcak ve soğuk testlerine sokulduğunda çalışması beklenmektedir. Mosfetler üzerindeki sıcaklık artışı kartın sıcak testinde problem yaratırsa, daha düşük iletim dirençli mosfetlerle değiştirilecektir.

Anahtarlama frekansı artırılarak, transformatör ve kapasitör hacimleri önemli oranda azaltılmıştır. Benzer bir uygulamada, 100kHz ile DGM tipi anahtarlama yapılarak ETD44 geometrisinde transformatör kullanılırken, bu çalışmada EE32 geometrisinde transformatör kullanılması yeterli olmuştur. Bununla birlikte çalışma frekansının azaltılması sayesinde ihtiyaç duyulan kapasitans değerinin azaltılmasıyla, filtre kapasitörü olarak daha büyük boyutlu alüminyum elektrolitik kapasitör yerine, daha düşük boyutlu seramik kapasitörlerin paralellenerek kullanılması yeterli olmuştur. Bu sayede baskı devre kartının yükseklik kısıtlamasının olduğu bir kısmında, önemli bir iyileşme sağlanmıştır. Devrenin güç yoğunluğu, santimetreküp başına yaklaşık 6W seviyesindedir.

Bu çalışma, askeri standartlara uygun çalışan çevirici tasarımları için önemli bir referans olmuştur. Yüksek frekansta anahtarlama yapılarak, askeri uygulamalarda hedeflenen yüksek güç yoğunluğu sağlanmıştır. Bu sayede daha düşük boyutlarda transformatör kullanılmış ve yüksek irtifalarda problemler yaratabilen alüminyum elektrolitik kapasitör yerine daha düşük kapasiteli seramik kapasitörler kullanılmıştır. Akım ve gerilim kontrolünün birlikte yapılmasının yanında, doğrultma devresinde çift taraflı takip yöntemi kullanılarak, benzer uygulamalara kıyasla daha kararlı bir çevirici tasarlanmıştır. Ayrıca bu çalışma, giriş gerilimi seviyesi dikkate alındığında, alternatör kullanarak tasarlanacak DA-DA çeviricilerde yüksek verimlilik sağlanması için önemli bir kaynak oluşturmuştur.



Yarım köprü LLC rezonans çeviricisinin verimliliği, güç yoğunluğu ve giriş çıkış gerilimleri göz önüne alındığında, bu çevirici topolojisi bilgisayar ve telekomunikasyon güç kaynaklarında, LCD televizyon ekranı beslemesinde ve benzeri endüstriyel uygulamalarda da kullanılabilir.

Güç elektroniğindeki teknolojik ilerlemeler dikkate alındığında, Galyum Nitrid (GaN) ve Silikon Karbid (SiC) mosfetler kullanılarak, bu tezde yapılan uygulama, MHz seviyelerine yükseltilebilir. Bu mosfet türlerinin yüksek frekansta çalışma özellikleri ve düşük çıkış kapasitans değerleri göz önüne alındığında, çeviricide kullanılacak indüktör, kapasitör ve transformatör büyüklükleri önemli ölçüde azalacaktır. Daha geniş giriş gerilimi aralığı gereken uygulamalar için ise tercihen Galyum Nitrid mosfetlerle tasarlanmış yüksek verimlilikli bir güç faktörü düzenleme devresi eklenmelidir.

## KAYNAKLAR

- [1] X. Fang, H. Hu, Z. J. Shen, ve I. Batarseh, "Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, 27(4), sf. 1985–1995, **2012**.
- [2] H. Park, H. Choi, ve J. Jung, "Design and Implementation of High Switching Frequency LLC Resonant Converter for High Power Density," 1(1), sf. 2–9, **2015**.
- [3] H. Choi, "Analysis and design of LLC resonant converter with integrated transformer," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, no. I, sf. 1630–1635, **2007**.
- [4] Y. Yang, D. Huang, F. C. Lee, ve Q. Li, "Analysis and reduction of common mode EMI noise for resonant converters," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, sf. 566–571, **2014**.
- [5] R.L.Steigerwald, "A comparison of Hald Bridge Resonant Converter Topologies," *Ieee*, sf. 135–144, **1987**.
- [6] B. Yang, F. C. Lee, ve M. Concannon, "Over current protection methods for LLC resonant converter," *Eighteenth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. 2003. APEC '03.*, 2(1), sf. 605–609, **2003**.
- [7] J. Biela, U. Badstuebner, ve J. W. Kolar, "Impact of power density maximization on efficiency of DC-DC converter systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, 24(1), sf. 288–300, **2009**.
- [8] B. Y. B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, ve G. H. G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion," *APEC. Seventeenth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (Cat. No.02CH37335)*, 2(1), sf. 1108–1112, **2002**.

- [9] D. Fu, *Topology Investigation and System Optimization of Resonant Converters*, Doctor of Philosophy, Virginia Polytechnic Institute, **2010**.
- [10] STmicroelectronics, "APPLICATION NOTE 3905," sf. 1–5, **2008**.
- [11] Y. Şahin, İ. Aksoy, ve N. S. Tinğ, "DC- DC Dönüştürücülerde Kullanılan Yumuşak Anahtarlama Yöntemlerinin Karşılaştırılması," sf. 27–29, **2014**.
- [12] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, ve S. M. H. Alavi, "Using LLC resonant converter for designing wide-range voltage source," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58(5), sf. 1746–1756, **2011**.
- [13] J. Qin, Z. Moussaoui, J. Liu, ve G. Miller, "Light load efficiency enhancement of a LLC resonant converter," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, 1(4), sf. 1764–1768, **2011**.
- [14] Y. C. Li, F. C. Lee, Q. Li, X. Huang, ve Z. Liu, "A novel AC-to-DC adaptor with ultra-high power density and efficiency," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, 1(1), sf. 1853–1860, **2016**.
- [15] S. Üçer, *Seri Rezonans DA/DA Çeviricisinin Analiz, Tasarım ve Gerçeklenmesi*, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, **2001**
- [16] B. Axelrod, Y. Berkovich, ve A. Ioinovici, "ization of an Active-Clamp Circuit to ve Soft Switching in Flyback Converters," *Proc. 2003 Int. Symp. Circuits Syst. 2003. ISCAS '03.*, 3(1), sf. 162–169, **2003**.
- [17] I. Çadircı, "ELE 764 Switch Mode Power Supplies Lecture Notes Chapter II", Hacettepe Üniversitesi, sf. 24–25, **2014**.
- [18] R. Stuler, "Introduction to LLC resonant converters," AND8257 Applicaton note, **2012**.

- [19] H. W. Chen, *LLC Resonant Current Doubler Converter*, Master of Engineering, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, Dec 2012
- [20] S. Simeone, "Application note LLC resonant half-bridge converter design guideline," 1(1), sf. 1–32, **2007**.
- [21] M. McCarty, "Efficiency Performance Analysis of Series Loaded Resonant Converter," 1(2), sf. 408–412, **2009**.
- [22] M. Ned, M.U. Tore, ve P.R. William, "Power Electronics." sf. 596 – 626, **2003**.
- [23] G. Yang, "Design of a High Efficiency High Power Density DC / DC Converter for Low Voltage Power Supply in Electric and Hybrid Vehicles Gang Yang Conception d ' un Convertisseur à Haut Rendement et Très Forte Puissance," **2015**.
- [24] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, ve J. D. Van Wyk, "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter," *TwentyFirst Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. 2006 APEC 06*, sf. 533–538, **2006**.
- [25] G. C. Hsieh, C. Y. Tsai, ve W. L. Hsu, "Synchronous rectification LLC series-resonant converter," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, sf. 1003–1009, **2007**.
- [26] C. Adragna, S. De Simone, ve C. Spini, "Designing LLC resonant converters for optimum efficiency," *2009 13th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, **2009**.
- [27] H. Huang, "Designing an LLC resonant half-bridge power converter," *TI Power Supply Des. Semin. SEM1900*, sf. 1–27, **2010**.
- [28] S. De Simone, C. Adragna, C. Spini, ve G. Gattavari, "Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA," *Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion, 2006. SPEEDAM 2006. Int. Symp.*, sf. 200–207, **2006**.

- [29] Farchild, “ Application Note 6104,” sf. 6-12, **2015**.
- [30] J.-H. Jung ve J.-G. Kwon, “Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter,” *Power Electron. Appl. 2007 Eur. Conf.*, sf. 1–10, **2007**.
- [31] US Department of Defense, “ MIL-STD-704 Standart,” **1991**.
- [32] D. Fu, B. Lu, ve F. C. Lee, “1MHz high efficiency LLC resonant converters with synchronous rectifier,” *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, sf. 2404–2410, **2007**.
- [33] MPS Electronic, “Application Note for an LLC Resonant Converter Using Resonant Controller HR1000,” sf. 1–49, **2013**.
- [34] Farchild, “ Application Note 4151, ” sf. 8-9, **2012**.
- [35] J.-H. Jung ve J.-G. Kwon, “Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter,” *Power Electron. Appl. 2007 Eur. Conf.*, sf. 1–10, **2007**.
- [36] Panasonic, “M. Polypropylene, and F. Capacitor”, ECW-H16123JV datasheet, Nov. **2008**.
- [37] A.M. Garcia, “600W Half bridge LLC evaluation board with 600V CoolMOS™ and digital control by XMC™,” sf. 1–74, **2016**.
- [38] Ferroxcube, “3F3 material specification,” 3F3 Datasheet, **2008**.
- [39] J. Zhang ve W. G. Hurley, “Gapped Transformer Design Methodology and Implementation for LLC Resonant Converters,” *52(1)*, sf. 726–731, **2014**.
- [40] H. Choi, “Dual Edge Tracking Control for Synchronous Rectification ( SR ) of LLC Resonant Converter,” sf. 15–20, **2015**.

- [41] A. Raj, "Analysis On Closed Loop Center Tap Rectifier Voltage Oscillation Of LLC Resonant Converter," 4(4), sf. 1072–1079, **2013**.
- [42] P. Singh, "Power MOSFET failure mechanisms," *INTELEC 2004. 26th Annu. Int. Telecommun. Energy Conf.*, sf. 499–502, **2004**.
- [43] Infineon, "Optimum MOSFET Selection for Synchronous Rectification," Mayıs, **2012**.
- [44] Farchild, "Advanced secondary side LLC resonant converter controller with Synchronous Rectifier," Fan7688 datasheet, **2015**.
- [45] H. Choi, "Charge current control for LLC resonant converter," *2015 IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, sf. 1448–1452, **2015**.
- [46] A. Eno ve D. S. Thompson, "Minimising in-rush current at resonant converter start-up," *2005 Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, sf. 1–8, **2005**.

## **EKLER**

### Core & Bobbin details

Ferrite core	
Material	E32/16/9-3F3
Bobbin part No#	3F3
Wire type	CPH-E32/16/9-1S-12P Litz wire

### Winding Instruction

Layers	No of turns	Wire Gauge	Start Pin	End Pin
Insulation layer				
Winding W1	Wrap 1 layers of mylar tape			
Insulation layer	15T	Litzs wire 20 AWG (Equivalent Gauge)	Pin 2	Pin 5
Winding W2	Wrap 3 layers of mylar tape			
Insulation layer	3T	Litzs wire 16 AWG (Equivalent Gauge)	Pin 7&8	Pin 9&10
Winding W3	Wrap 1 layers of mylar tape			
Insulation layer	3T	Litzs wire 16 AWG (Equivalent Gauge)	Pin 9&10	Pin 11&12
	Wrap 1 layers of mylar tape			

### Note:

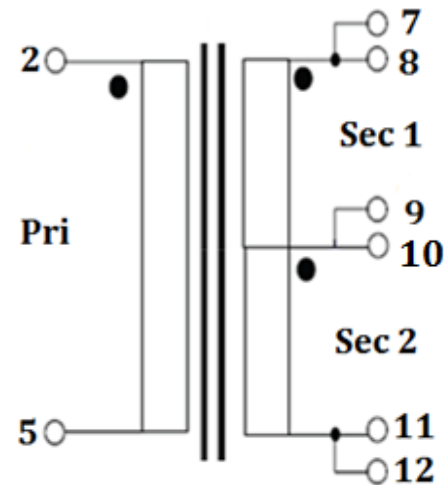
Airgap 0.674 mm on centre limb to match inductance value

Airgap can be placed on central limb

Primary to secondary isolation >1kV

### Electrical Diagram

Leakage Inductance should be **1uH** (Adjust the Insulation to match the leakage Inductance)





### Electrical Specifications

#### Inductance Value @ 1V, 1KHz

Pin 2 to Pin 5	
Pin 7&8 to Pin 9&10	38.8 uH $\pm$ 5% (With 2.5 % Leakage inductance,1uH)
Pin 9&10 to Pin11&12	4.66 uH $\pm$ 5%
	4.66 uH $\pm$ 5%

#### Isolation Strength for 1 min

W1 to W2	
W1 to W3	1000VDC
W2 to W3	1000VDC
W1 to Core	500 VDC
W2 to Core	500 VDC
W3 to Core	500 VDC
	500 VDC

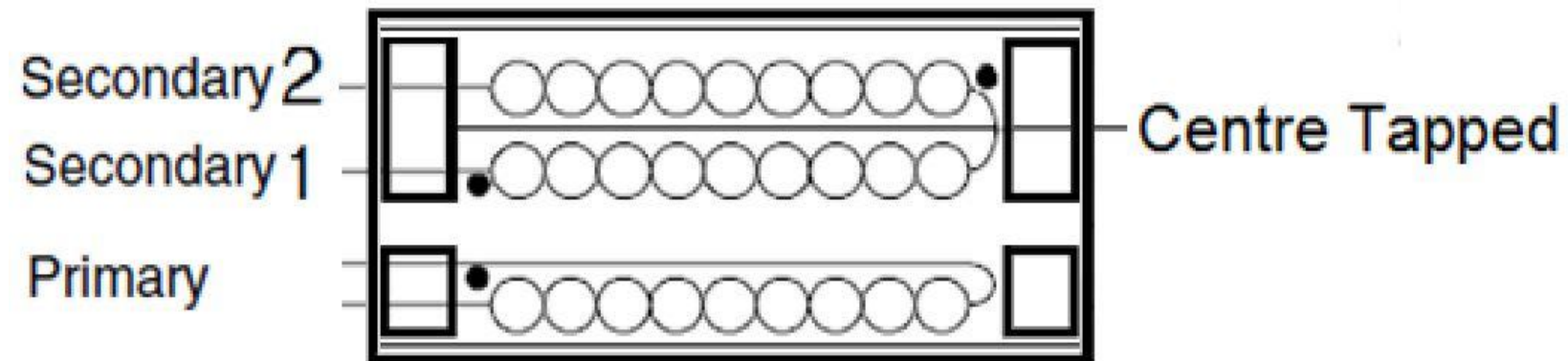
#### DCR

W1	
W2	Less than 0.03 $\Omega$
W3	Less than 0.038 $\Omega$
	Less than 0.038 $\Omega$

#### Turns Ratio

W1:W2	
W1:W3	5:1
W2:W3	5:1
	1:1

### Winding Diagram







November 2015

## FAN7688

### Advanced Secondary Side LLC Resonant Converter Controller with Synchronous Rectifier Control

#### Features

- Secondary Side PFM Controller for LLC Resonant Converter with Synchronous Rectifier Control
- Charge Current Control for Better Transient Response and Easy Feedback Loop Design
- Adaptive Synchronous Rectification Control with Dual Edge Tracking
- Closed Loop Soft-Start for Monotonic Rising Output
- Wide Operating Frequency (39 kHz ~ 690 kHz)
- Green Functions to Improve Light-Load Efficiency
  - Symmetric PWM Control at Light-Load to Limit the Switching Frequency while Reducing Switching Losses
  - Disabling SR at Light-Load Condition
- Protection Functions with Auto-Restart
  - Over-Current Protection (OCP)
  - Output Short Protection (OSP)
  - NON Zero-Voltage Switching Prevention (NZS) by Compensation Cutback (Frequency Shift)
  - Power Limit by Compensation Cutback (Frequency Shift)
  - Overload Protection (OLP) with Programmable Shutdown Delay Time
  - Over-Temperature Protection (OTP)
- Programmable Dead Times for Primary Side Switches and Secondary Side Synchronous Rectifiers
- $V_{DD}$  Under-Voltage Lockout (UVLO)
- Wide Operating Temperature Range -40°C to +125°C

#### Description

The FAN7688 is an advanced Pulse Frequency Modulated (PFM) controller for LLC resonant converters with Synchronous Rectification (SR) that offers best in class efficiency for isolated DC/DC converters. It employs a current mode control technique based on a charge control, where the triangular waveform from the oscillator is combined with the integrated switch current information to determine the switching frequency. This provides a better control-to-output transfer function of the power stage simplifying the feedback loop design while allowing true input power limit capability. Closed-loop soft-start prevents saturation of the error amplifier and allows monotonic rising of the output voltage regardless of load condition. A dual edge tracking adaptive dead time control minimizes the body diode conduction time thus maximizing efficiency.

#### Applications

- Desktop ATX, Desktop-Derived Server, Blade Server, and Telecom Power Supplies
- Intelligent 100 W-2 kW+ Off-Line Power Supplies
- High Efficiency Isolated DC-DC Converters
- Large Screen Display Power
- Industrial Power

FAN7688 — Advanced Secondary Side LLC Resonant Converter Controller with Synchronous Rectifier

EK-3. "STB45N65M5" parça kodlu MOSFET teknik özellikler dokümanı

**ST** life.augmented **STB45N65M5, STF45N65M5, STP45N65M5**

N-channel 650 V, 0.067  $\Omega$  typ., 35 A MDmesh™ V Power MOSFET  
in D<sup>2</sup>PAK, TO-220FP and TO-220 packages

Datasheet – production data

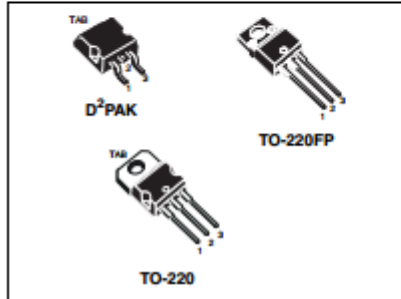
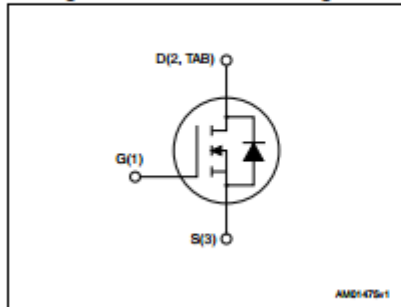


Figure 1. Internal schematic diagram



**Features**

Order codes	V <sub>DSS</sub> @ T <sub>Jmax</sub>	R <sub>DS(on)</sub> max	I <sub>D</sub>
STB45N65M5	710 V	0.078 $\Omega$	35 A
STF45N65M5			
STP45N65M5			

- Worldwide best R<sub>DS(on)</sub> \* area
- Higher V<sub>DSS</sub> rating and high dv/dt capability
- Excellent switching performance
- 100% avalanche tested

**Applications**

- Switching applications

**Description**

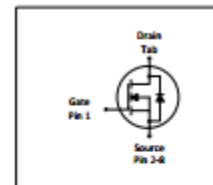
These devices are N-channel MDmesh™ V Power MOSFETs based on an innovative proprietary vertical process technology, which is combined with STMicroelectronics' well-known PowerMESH™ horizontal layout structure. The resulting product has extremely low on-resistance, which is unmatched among silicon-based Power MOSFETs, making it especially suitable for applications which require superior power density and outstanding efficiency.



## 1 Description

### Features

- Ideal for high frequency switching and sync. rec.
- Excellent gate charge x  $R_{DS(on)}$  product (FOM)
- Very low on-resistance  $R_{DS(on)}$
- N-channel, normal level
- 100% avalanche tested
- Pb-free plating; RoHS compliant
- Qualified according to JEDEC<sup>1)</sup> for target applications
- Halogen-free according to IEC61249-2-21



**Table 1 Key Performance Parameters**

Parameter	Value	Unit
$V_{DS}$	100	V
$R_{DS(on),max}$	1.5	m $\Omega$
$I_D$	300	A
$Q_{oss}$	213	nC
$Q_G(0V..10V)$	169	nC

**Table 2 Maximum ratings**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Continuous drain current	$I_D$	-	-	300 243 <b>32</b>	A	$V_{GS}=10\text{ V}$ , $T_C=25\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GS}=10\text{ V}$ , $T_C=100\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GS}=10\text{ V}$ , $T_C=25\text{ }^\circ\text{C}$ , $R_{thJA}=40\text{ K/W}^{1)}$
Pulsed drain current <sup>2)</sup>	$I_{D,pulse}$	-	-	1200	A	$T_C=25\text{ }^\circ\text{C}$
Avalanche energy, single pulse <sup>3)</sup>	$E_{AS}$	-	-	652	mJ	$I_D=150\text{ A}$ , $R_{GS}=25\text{ }\Omega$
Gate source voltage	$V_{GS}$	-20	-	20	V	-
Power dissipation	$P_{tot}$	-	-	375	W	$T_C=25\text{ }^\circ\text{C}$
Operating and storage temperature	$T_j$ , $T_{stg}$	-55	-	175	$^\circ\text{C}$	IEC climatic category; DIN IEC 68-1: 55/175/56

EK-5. "P8205NL" parça kodlu akım transformatörünün teknik özellikler dokümanı

# SMT CURRENT SENSE TRANSFORMERS

## P820X Series



Height: 5.5mm Max  
 Footprint: 8.4mm x 7.2mm Max  
 Current Rating: up to 10A  
 Frequency Range: 50kHz to 1MHz  
 Lower Primary DCR version available: PA1005.XXX series

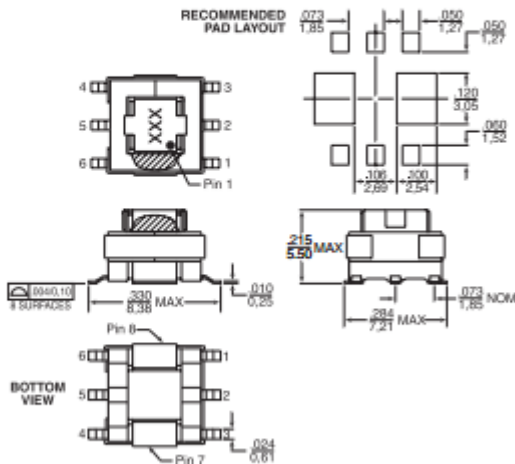
**Electrical Specifications @ 25°C — Operating Temperature -40°C to +130°C**

Part Number	Turns Ratio	Current Rating (A)	Secondary Inductance (mH MIN)	DCR (mΩ MAX)		Hipot (V <sub>rms</sub> )
				Primary (8-7)	Secondary (1-3)	
P8202NL	1:20	10	0.06	6	550	500
P8203NL	1:30	10	0.18	6	870	500
P8204NL	1:40	10	0.32	6	1140	500
P8205NL	1:50	10	0.50	6	1500	500
P8206NL	1:60	10	0.72	6	2250	500
P8207NL	1:70	10	0.96	6	4750	500
P8208NL	1:100	10	2.00	6	5500	500
P8209NL	1:125	10	3.00	6	6500	500

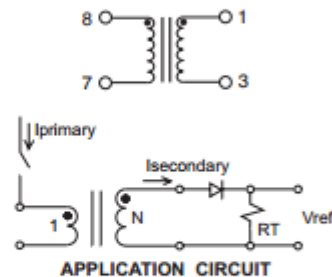
**NOTES:**

- The temperature of the component (ambient temperature plus temperature rise) must be within the specified operating temperature range.
- The maximum current rating is based upon temperature rise of the component and represents the DC current which will cause a typical temperature rise of 40°C with no airflow when both one turn windings connected in parallel.
- To calculate the value of the terminating resistor (Rt) use the following formula:  $R_t (\Omega) = V_{ref} \cdot N / (I_{peak\_primary})$
- The peak flux density of the device must remain below 2000 Gauss. To calculate the peak flux density for uni-polar current use following formula:  
 $B_{pk} = 37.59 \cdot V_{npr} \cdot (Duty\_Cycle\_Max) \cdot 10^4 / (N \cdot Freq\_kHz)$   
 \* for bi-polar current applications divide Bpk (as calculated above) by 2.
- Part numbers P8222 to P8229 are reverse polarity versions of P820X.
- Optional Tape & Reel packaging can be ordered by adding a "T" suffix to the part number (i.e. P8202NL becomes P8202NLT). Pulse complies to industry standard tape and reel specification EIA481.
- The "NL" suffix indicates an RoHS-compliant part number. Non-NL suffixed parts are not necessarily RoHS compliant, but are electrically and mechanically equivalent to NL versions. If a part number does not have the "NL" suffix, but an RoHS compliant version is required, please contact Pulse for availability.

**Mechanical**



**Schematic**



Weight ..... 0.34 grams  
 Tray ..... 120/tray  
 Tape & Reel ..... 900/reel  
 Coplanarity ..... 0.004 inches  
 Dimensions: Inches  
 mm  
 Unless otherwise specified, all tolerances are ± 0.10 / 0.25

USA 858 674 8100 • Germany 49 7032 7806 0 • Singapore 65 6287 8998 • Shanghai 86 21 32181071 • China 86 755 33966678 • Taiwan 886 3 4643715

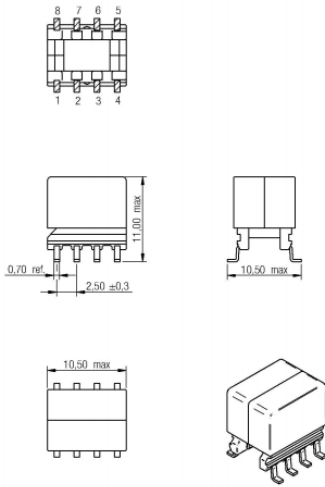
www.pulseelectronics.com

87

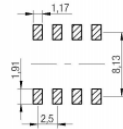
PC2005 (2/11)

# EK-6. "760301301" parça kodlu kapı sürücü transformatörün teknik özellikler dokümanı

## A Dimensions: [mm]

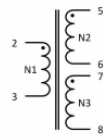


## B Recommended land pattern: [mm]



Scale - 2:1

## C Schematic:



Scale - 2:1



## D Electrical Properties:

Properties	Test conditions		Value	Unit	Tol.
Inductance	100 kHz/ 100 mV	L	750	μH	min.
Leakage inductance	100 kHz/ 100 mV	L <sub>S</sub>	4.0	μH	max.
DC Resistance 1		R <sub>DC</sub>	1100	mΩ	max.
DC Resistance 2		R <sub>DC</sub>	1300	mΩ	max.
DC Resistance 3		R <sub>DC</sub>	1300	mΩ	max.
Turns ratio		n	1 : 1 : 1		
Voltage-μSecond	B = 280 mT	U <sub>kt</sub>	102	μVs	typ.
Interwinding capacitance	100 kHz/ 100 mV	C <sub>WW</sub>	11.0	pF	typ.
Rated voltage		U <sub>B</sub>	80	V (AC)	
Insulation test voltage	W1 => W2,3	U <sub>T</sub>	2500	V (AC)	
Insulation test voltage	W2 => W3	U <sub>T</sub>	1500	V (DC)	

## E General information:

It is recommended that the temperature of the part does not exceed +125°C under worst case conditions.

- Storage Temperature: -20°C to 60°C
- Operating Temperature: -40°C to 125°C
- Test conditions of Electrical Properties: 20°C, 33% RH if not specified differently

Designed to comply with the following requirements as defined by IEC61558-2-16 amendment; Basic insulation for a working voltage of 250 V<sub>RMS</sub>

				Projection	DESCRIPTION		
					<b>WE-GDTI Gate-Drive-Transformer</b>		
				Würth Elektronik eGos GmbH & Co. KG EMC & Inductive Solutions Max-Eyth-Str. 1 74638 Waldenburg Germany Tel. +49 (0) 79 42 945 - 0 www.wer-online.com eGos@wer-online.com	Order - No.		SIZE
1.0	2013-05-26	SSI	WW	<b>760301301</b>		A4	
REV	DATE	BY	CHECKED	Size: EP7			

This electronic component has been designed and developed for usage in general electronic equipment only. This product is not authorized for use in equipment where a higher safety standard and reliability standard is especially required or where a failure of the product is reasonably expected to cause severe personal injury or death, unless the parties have executed an agreement specifically governing such use. Moreover Würth Elektronik eGos GmbH & Co KG products are neither designed nor intended for use in areas such as military, aerospace, aviation, nuclear control, submarine, transportation (automotive control, train control, ship control), transportation signal, disaster prevention, medical, public information network etc.. Würth Elektronik eGos GmbH & Co KG must be informed about the intent of such usage before the design-in stage. In addition, sufficient reliability evaluation checks for safety must be performed on every electronic component which is used in electrical circuits that require high safety and reliability functions or performance.



## FAN3223 / FAN3224 / FAN3225 Dual 4-A High-Speed, Low-Side Gate Drivers

### Features

- Industry-Standard Pinouts
- 4.5-V to 18-V Operating Range
- 5-A Peak Sink/Source at  $V_{DD} = 12\text{ V}$
- 4.3-A Sink / 2.8-A Source at  $V_{OUT} = 6\text{ V}$
- Choice of TTL or CMOS Input Thresholds
- Three Versions of Dual Independent Drivers:
  - Dual Inverting + Enable (FAN3223)
  - Dual Non-Inverting + Enable (FAN3224)
  - Dual-Inputs (FAN3225)
- Internal Resistors Turn Driver Off If No Inputs
- MillerDrive™ Technology
- 12-ns / 9-ns Typical Rise/Fall Times (2.2-nF Load)
- Under 20-ns Typical Propagation Delay Matched within 1 ns to the Other Channel
- Double Current Capability by Paralleling Channels
- 8-Lead 3x3 mm MLP or 8-Lead SOIC Package
- Rated from  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$  Ambient
- Automotive Qualified to AEC-Q100 (F085 Version)

### Applications

- Switch-Mode Power Supplies
- High-Efficiency MOSFET Switching
- Synchronous Rectifier Circuits
- DC-to-DC Converters
- Motor Control
- Automotive-Qualified Systems (F085 version)

### Description

The FAN3223-25 family of dual 4 A gate drivers is designed to drive N-channel enhancement-mode MOSFETs in low-side switching applications by providing high peak current pulses during the short switching intervals. The driver is available with either TTL or CMOS input thresholds. Internal circuitry provides an under-voltage lockout function by holding the output LOW until the supply voltage is within the operating range. In addition, the drivers feature matched internal propagation delays between A and B channels for applications requiring dual gate drives with critical timing, such as synchronous rectifiers. This also enables connecting two drivers in parallel to effectively double the current capability driving a single MOSFET.

The FAN322X drivers incorporate MillerDrive™ architecture for the final output stage. This bipolar-MOSFET combination provides high current during the Miller plateau stage of the MOSFET turn-on / turn-off process to minimize switching loss, while providing rail-to-rail voltage swing and reverse current capability.

The FAN3223 offers two inverting drivers and the FAN3224 offers two non-inverting drivers. Each device has dual independent enable pins that default to ON if not connected. In the FAN3225, each channel has dual inputs of opposite polarity, which allows configuration as non-inverting or inverting with an optional enable function using the second input. If one or both inputs are left unconnected, internal resistors bias the inputs such that the output is pulled LOW to hold the power MOSFET OFF.

### Related Resources

[AN-6069 — Application Review and Comparative Evaluation of Low-Side Gate Drivers](#)

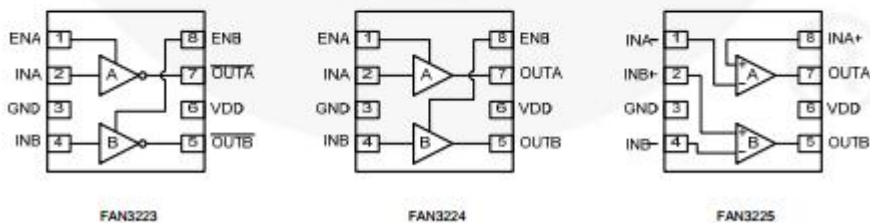
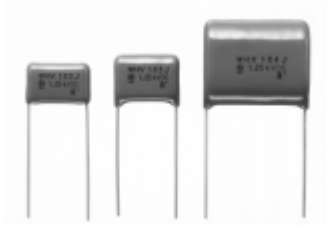


Figure 1. Pin Configurations

Metallized Polypropylene Film Capacitor

Type : **ECWH(V)**

Designed for high frequency and pluse applications.



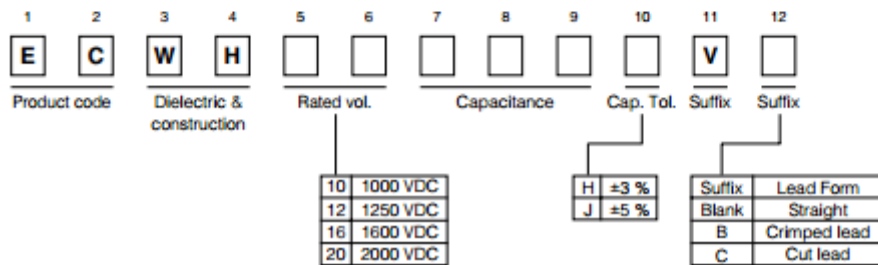
■ Features

- Low-loss and inherent temperature rise
- Excellent electrical characteristics
- Flame-retardant epoxy resin coating
- RoHS directive compliant

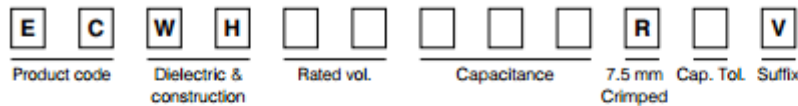
■ Recommended Applications

- TV, Monitors, Electronic ballast

■ Explanation of Part Numbers



● Explanation of Part Number for Odd Size Taping



■ Specifications

Category temp. range (Including temperature-rise on unit surface)	-40 °C to +105 °C	
Rated voltage	1000 VDC, 1250 VDC (1000 Vp-p), 1600 VDC (1200 Vp-p), 2000 VDC (1500 Vp-p) (Derating of rated voltage by 1.25 %/°C at more than 85 °C)	
Capacitance range	1000 VDC	0.0075 μF to 0.10 μF
	1250 VDC	0.0036 μF to 0.10 μF
	1600 VDC	0.0013 μF to 0.056 μF
	2000 VDC	0.0010 μF to 0.015 μF
Capacitance tolerance	±3 % (H), ±5 % (J)	
Dissipation factor (tan δ)	tan δ ≤ 0.1 % (20 °C, 1 kHz), tan δ ≤ 0.2 % (20 °C, 10 kHz)	
Withstand voltage	Between terminals: Rated volt. (VDC) × 150 % 60 s Between terminals to enclosure: 1500 VAC 60 s	
Insulation resistance (IR)	IR ≥ 30000 MΩ (20 °C, 500 VDC, 60 s)	

⚡ In case of applying voltage in alternating current (50 Hz or 60 Hz sine wave) to a capacitor with DC rated voltage, please refer to the page of "Permissible voltage (R.M.S) in alternating current corresponding to DC rated voltage".

Design, Specifications are subject to change without notice. Ask factory for technical specifications before purchase and/or use. Whenever a doubt about safety arises from this product, please inform us immediately for technical consultation without fail.



## ÖZGEÇMİŞ

### Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : Mehmet Hıdır EL

Doğum Yeri : PERTEK

Medeni Hali : Bekâr

E-posta : mehmet.el@tubitak.gov.tr

Adresi : Öncebeci Mahallesi Aydoğmuş Sokak: 10/4

Çankaya / ANKARA

### Eğitim

Lisans : 2008-2013 Hacettepe Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği

### Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce : İyi

### İş Deneyimi

Hacettepe Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, (2013-2014)

TUBİTAK-SAGE, (2014-Devam Ediyor)

### Deneyim Alanları

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

### Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

-

### Tezden Üretilmiş Yayınlar

-

### Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar

-



HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
YÜKSEK LİSANS/DOKTORA TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

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

Tarih: ..18.10.2017

Tez Başlığı / Konusu: BAĞIRI AKTİVİTESİNİN UYUMLU FİZYOTERAPİ İÇİN YÜRÜSEK...EĞİTİMİNE İLİŞKİN  
BAĞIRI AKTİVİTESİNİN UYUMLU FİZYOTERAPİ İÇİN YÜRÜSEK...EĞİTİMİNE İLİŞKİN

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmasının a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler ve d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam ..25.. sayfalık kısmına ilişkin, 06.10.2017 tarihinde çalışmamı/tez-derejelerim tarafından Denetim adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orjinallik raporuna göre, tezin benzerlik oranı % 2.1'dir.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar hariç/düzeltilmiş
- 3- 5 kelimeden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

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

Gereğini saygılarımla arz ederim.

01.10.17  
M. El  
Tarih ve İmza

Adı Soyadı: Mehmet Halil EL  
Öğrenci No: N131.00211  
Anabilim Dalı: Elektronik-Elektronik Mühendisliği  
Programı:  
Statüsü:  Y.Lisans  Doktora  Bütünleşik Dr.

DANIŞMAN ONAYI

UYGUNDUR

Doç. Dr. Umut Sözen  
(İmza, Ad Soyad, İmza)