



**MARMARA ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



**YOL AYDINLATMA**  
**M2 ve M3 SINIFI İÇİN**  
**YÜKSEK VERİMLİLİKLİ LLC RESONANT SÜRÜCÜ**

---

CENGİZ TARHAN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

Elektronik Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı  
Elektronik-Haberleşme Programı

**DANIŞMAN**

Doç. Dr. Ali BULDU

İSTANBUL, 2018

---



**MARMARA ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



**YOL AYDINLATMA**  
**M2 ve M3 SINIFI İÇİN**  
**YÜKSEK VERİMLİLİKLİ LLC RESONANT SÜRÜCÜ**

**CENGİZ TARHAN**  
**(522214981)**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

Elektronik Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı  
Elektronik-Haberleşme Programı

**DANIŞMAN**

Doç. Dr. Ali BULDU

**İSTANBUL, 2018**

**MARMARA ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yüksek Lisans Öğrencisi Cengiz TARHAN'ın "Yol Aydınlatma M2 ve M3 Sınıfı İçin Yüksek Verimlilikli LLC Resonant Sürücü" başlıklı tez çalışması, 28/03/2018 tarihinde savunulmuş ve jüri üyeleri tarafından başarılı bulunmuştur.

**Jüri Üyeleri**

Doç.Dr. Ali BULDU

(Danışman)

Marmara Üniversitesi .....

(İMZA).....

Doç.Dr. Hayriye KORKMAZ

(Üye)

Marmara Üniversitesi .....

(İMZA).....

Dr. Güngör DURDU

(Üye)

Marmara Üniversitesi .....

(İMZA).....

**ONAY**

Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 07 / 05/2018 tarih ve 2018/12-02 sayılı kararı ile Cengiz TARHAN'ını Elektronik Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı Elektronik Programında Yüksek Lisans derecesi alması onanmıştır.

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü  
Prof. Dr. Bülent EKİCİ





## **TEŞEKKÜR**

"Yol Aydınlatma M2 ve M3 Sınıfı İçin Yüksek Verimlilikli LLC Rezonant Sürücü" başlıklı tezde değerli zamanı ve desteği için tez danışmanım Sayın Doç. Dr. Ali Buldu'ya teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Tezin hazırlanmasında her türlü manevi desteği sağlayan aileme de sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

**Ocak, 2018**

**Cengiz TARHAN**



# İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR .....	i
İÇİNDEKİLER .....	iii
ÖZET .....	v
ABSTRACT .....	vii
SEMBOL LİSTESİ .....	ix
KISALTMALAR .....	xi
ŞEKİL LİSTESİ .....	xv
TABLO LİSTESİ .....	xxi
1. GİRİŞ VE AMAÇ .....	1
1.1 GİRİŞ .....	1
1.2 MEVCUT UYGULAMALARIN ANALİZİ .....	2
1.3 LLC REZONANT ÇÖZÜMLERİ .....	4
2. METOT VE TEORİ .....	5
2.1 SABİT AKIM / SABİT GERİLİM KONTROLLÜ LED SÜRÜCÜ DEVRESİ GİRİŞ GERİLİMİ FİLTRELEME VE DÜZENLEME (GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİCİ) DEVRELERİ .....	5
2.1.1 EMI Filtre .....	6
2.1.2 Yığılma (inrush) Akım Limitleyici ve Tam Köprü Doğrultucu .....	7
2.1.3 Güç Faktörü Düzeltici (PFC) Devre Analizi .....	7
2.2 YÜKSEK VERİMLİ SERİ REZONANT (LLC) DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ YAPISI VE TRAFO YAPISININ İNCELENMESİ .....	22
2.2.1 Seri Rezonant (LLC) DC-DC Dönüştürücü Yapısı .....	22
2.3 SENKRON DOĞRULTMA ANALİZİ .....	33
2.3.1 Giriş .....	33
2.3.2 Rezonant Dönüştürücüde Senkron Doğrultucu Kullanımı .....	35

2.3.3	Senkron Doğrultucularda Sürme Metotları.....	37
2.3.4	Senkron Doğrultmada Kullanılan IC'lerin Parametreleri .....	44
3.	TASARIM VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	53
3.1	GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİCİ (PFC) (YÜKSELTİCİ (BOOST)); DC/DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	53
3.2	SERİ REZONANT (LLC) VE TRAF0 TASARIMI.....	59
3.2.1	Sistem Özelliklerinin Belirlenmesi.....	60
3.2.2	Seri Rezonant (LLC) DA-DA Dönüştürücü Devresinin Dalga Simülasyonu (Rezonant Frekansında).....	66
3.2.3	Seri Rezonant (LLC) DA-DA Dönüştürücü Devresinin Analizi .....	70
3.3	SENKRON DOĞRULTUCU GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	82
4.	SONUÇLAR VE GELECEKTEKİ ÇALIŞMALAR.....	85
4.1	SONUÇLAR .....	85
4.2	GELECEKTEKİ ÇALIŞMALAR.....	87
	KAYNAKLAR.....	89

## ÖZET

### **YOL AYDINLATMA M2 ve M3 SINIFI İÇİN YÜKSEK VERİMLİLİKLİ LLC REZONANT SÜRÜCÜ**

Son beş yılda yaşanan yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler aydınlatma amaçlı LED'lerin piyasada hızla önemli bir yer edinmesini sağladı. Genel olarak sarı fosfor ile kapatılmış mavi LED'den oluşan güçlü beyaz ışık kaynakları ev tipi aydınlatmadan otomotiv aydınlatma çözümlerine kadar çok geniş bir yelpazede kendine yer buldu. Yol aydınlatmasın kullanılan, LED'li ürünler güçlü ve köklü rakip teknolojiler karşısında yeni yeni pazar payını genişletmektedir. Bu güçlü rakiplere sodyum buharlı lambalar, metal halide lambalar, civa buharlı lambalar ve halojen lambalar örnek olarak verilebilir. LED ürünler bu güçlü rakipler karşısına daha yüksek güvenilirlik, verim ve ışık kalitesi gibi parametreler ile çıkmaktadır. Ayrıca, düşen maliyetler de LED ürünlerini gittikçe daha fazla rekabetçi hale getirmektedir. LED'li ürünler günümüzde M2 ve M3 sınıfı yollarda verimlilik bakımından rakipleriyle başa baş konumdadır. Bahsedilen parametrelerden verim ve güvenilirlik sadece LED ile değil aynı zamanda LED sürücü devre ile de doğrudan ilgilidir. Özellikle yol aydınlatmada 10 yıl ve 45,000 saat düzeyinde bir güvenilirlik beklenmektedir. Aynı şekilde çok farklı hava koşullarında çalışabilmesi ve çok yüksek Watt başına lümen değerleri öngörülmektedir. Aynı zamanda akım harmonikleri bakımından da şebekeyi kirletmemesi istenmektedir.

Yukarıda bahsedilen parametreler temel alınarak, literatürdeki metotlar incelendikten sonra, yeni bir sürücü tasarımı gerçekleştirilerek tüm sistem verimi %94,5'in üzerinde olan kompakt bir LED sürücü devresi tasarlanmıştır. Verim ve hacim başına güç gibi parametreler anlamında da literatürdeki ve pazardaki ürünlerin üzerinde bir tasarım gerçekleştirilmiştir. Üç blok halinde gerçekleştirilen tasarımın ilk kısmı PFC katı olup kompanzasyonu gerçekleştirir. Bu kısımda 60kHz ile 170kHz arasında anahtarlama yapan DCM Quasi Rezonantta bir topoloji kullanılmıştır. Çıkış bara gerilimi 393 V ve blok verimi ise %98 olarak hedeflenmiştir. İkinci blok LLC yarım köprü anahtarlama yapan ve aynı zamanda izolasyonu sağlayan anahtarlama katıdır. Bu katın tasarımında %96,6 verim hedeflenmiş olup 97kHz ile 420kHz anahtarlama frekans aralığı korunmuştur. Tasarımın üçüncü ve son katı ise senkron doğrultma katı olup sekonder tarafta yer almaktadır. Genel olarak AC-DC bir çevirici olan devre, gerilim ve akım

kaynağı olarak çalışmakta olup 33V ile 42V arasında sabit 3,5A akım verebilmektedir. Ancak, sadece tam 42V ıkış geriliminde sabit gerilim moduna geçmekte olup, daha yüksek gerilimlerde ise koruma devresi aktive olmaktadır.

Yine yol aydınlatmasındaki 15kV'ye kadar gelen darbelere karşı anlık gerilim yükselmelerine karşı koruyucular koruma sağlamaktadır. İdeal bir yol aydınlatma sürücü kartının tasarımı için bu  farklı topolojideki bloklar yeni bir yntem izlenerek birleştirilmiştir. Gerekleřtirilen tasarıma LPW05 ismi verilmiştir. Sonuç olarak, LPW05 ilgili testlerden başarıyla gemiştir.



## **ABSTRACT**

### **HIGH EFFICIENCY LLC RESONANT DRIVER FOR M2 AND M3 CLASS STREET LIGHTS**

Significant improvements in semiconductor technology for the last five years lead to LED products have got an important area quickly in market. In general, the robust white light sources that consist of blue LEDs covered by yellow phosphorus have got an important applications in market such as residential, household and automotive lighting solutions. In road lighting area, LED products have been widening their market share incrementally despite of their strong competitors. Sodium vapor lamps, metal halide lamps, mercury vapor lamps and halogen lamps are some of these strong competitors. LED products have some superior features to competitors in terms of reliability, efficiency and high light quality. In addition, low product costs make LED products more competitive in lighting market. Today LED lighting products are head to head with their competitors in terms of efficiency in M2 and M3 class roads. Among the parameters that mentioned above; efficiency and reliability are not just related with LED type, they are also related with LED driver strongly. Especially in road lighting ten years life and 45,000 hours warranty is expected. Moreover It is expected that perform its functions even at bad or very different weather conditions and it is also expected very high Watt per lumen value in these weather conditions. In addition, it is expected that total harmonic distortion value of the drivers should be under the maximum limit that is specified in harmonic standarts related with lighting equipments.

By examining the methods in the literature, a new and compact LED driver have designed with %94,5 overall system efficiency value. At the same time , a new design is superior to competitors in markets and literature in terms of efficiency per Watt and volume per Watt values respectively. LED driver design includes three stages. The first stage of the LED driver design is PFC. In this stage, DCM Quasi Rezonant topology was used and expected switching frequency interval is  $60\text{kHz} < f_{sw} < 170\text{kHz}$ . Output voltage of the PFC is 393V and its efficiency is expected as %98. Second stage is Half Bridge LLC Resonant DC-DC Converter that has %96.6 expected efficiency and  $97\text{kHz} < f_{sw} < 420\text{kHz}$  switching frequency interval. This stage is also provide isolation that is safety requirement. Last and third stage is synchronous rectifier that located in

second side. In generally new design converts AC input to DC output and it works as a current source that has interval of output voltage is  $33V < V_{out} < 42V$  with 3.5A. Constant current is available in this interval. Driver works in constnt voltage mode in just output voltage is 42V. Over voltage protection is activated in case of output voltage higher than 42V. It also provide surge and lightning protection against momentary pulses that reach up to 15kV. Finally LED driver board is named as LPW05. LPW05 is approved with R&D tests and field conditions as well.



## SEMBOL LİSTESİ

<b>f</b>	: Frekans (Hz)
<b>t</b>	: Zaman (s)
$\eta$	: Verim
<b>C</b>	: Kapasitans
<b>V</b>	: Voltaj
<b>I</b>	: Akım
<b>B</b>	: Manyetik Akı
<b>Ae</b>	: Nüve Kesit Alanı
<b>N</b>	: Trafo Sargısı Tur Sayısı
<b>V</b>	: Volt
<b>R<sub>dson</sub></b>	: MOSFET on direnci
<b>C<sub>x</sub></b>	: Fark Mod Kapasitans
<b>C<sub>y</sub></b>	: Ortak Mod Kapasitans
<b>f<sub>sw</sub></b>	: Anahtarlama Frekansı
<b>I<sub>L</sub></b>	: Bobin Akımı
<b>P<sub>out</sub></b>	: Çıkış Gücü
<b>P<sub>in</sub></b>	: Giriş Gücü
<b>R<sub>out</sub></b>	: Çıkış Direnci
<b>PF</b>	: Güç Faktörü
<b>R<sub>FB</sub></b>	: Geri Besleme Direnci
<b>F<sub>BW</sub></b>	: Frekans Bant Genişliği
<b>C<sub>COMP</sub></b>	: Kompanzasyon Kapasitesi
<b>t<sub>ON</sub></b>	: Güç Anahtarının İletimde Kalma Süresi
<b>V<sub>REF</sub></b>	: Referans Voltajı

**IC** : Entegre Devre



## KISALTMALAR

<b>A</b>	: Amper
<b>ADC</b>	: Analog to Digital Converter
<b>AGK</b>	: Anahtarlama Güç Kaynağı
<b>DCM</b>	: Discontinues Conduction Mode – Süreksiz İletim Modu
<b>kHz</b>	: Kilohertz
<b>PFC</b>	: Power Factor Correction
<b>PWM</b>	: Pulse–width modulation (Darbe genişlik modülasyonu)
<b>LLC</b>	: Bobin–Bobin–Kondansatör
<b>THD</b>	: Toplam Harmonik Bozulması
<b>ZCD</b>	: Sıfır Akım Noktası Algılama
<b>FB</b>	: Geri Besleme
<b>Coss</b>	: MOSFET kaçak kapasitesi
<b>CR</b>	: Rezonans kapasitesi
<b>CT</b>	: Osilatör frekansını belirlemek için FREQSET pinine bağlanan kapasite
<b>CTR</b>	: Transformator sargı kapasitesi
<b>D</b>	: Bağlı iletim süresi
<b>De</b>	: Etkin bağlı iletim süresi
<b>Fo</b>	: Çalışma frekansı
<b>Fs</b>	: Anahtarlama frekansı
<b>Id</b>	: Çıkış doğrultucu diyot akımı
<b>Io</b>	: Çıkış akımı
<b>Iokr</b>	: Çıkış akımı ZVT sınır değeri
<b>Ip</b>	: Transformator primer akımı
<b>Ip0</b>	: Primer başlangıç akımı

<b>I<sub>pk</sub></b>	: Primer akımı ZVT sınır değeri
<b>LR</b>	: Rezonans endüktansı
<b>N</b>	: Transformator primerden sekondere dönüştürme oranı
<b>N<sub>p</sub></b>	: Transformator primer sarım sayısı
<b>N<sub>s</sub></b>	: Transformator sekonder sarım sayısı
<b>RD</b>	: Ölü zamanı ayarlamak için DELAYSET pinine bağlanan direnç
<b>RDS(on)</b>	: MOSFET kanal-kaynak direnci
<b>RT</b>	: Osilatör frekansını belirlemek için FREQSET pinine bağlanan direnç
<b>T<sub>d</sub></b>	: Gecikme zamanı (ölü zaman)
<b>T<sub>f</sub></b>	: Düşme zamanı
<b>TL</b>	: Sol kol rezonans süresi
<b>TL<sub>max</sub></b>	: Sol kol en uzun rezonans süresi
<b>T<sub>on</sub></b>	: Güç anahtarının iletimde kalma süresi
<b>T<sub>off</sub></b>	: Güç anahtarının kesimde kalma süresi
<b>T<sub>r</sub></b>	: Yükselme zamanı
<b>T<sub>rr</sub></b>	: Ters algılama zamanı
<b>T<sub>r</sub></b>	: Sağ kol rezonans süresi
<b>TR<sub>max</sub></b>	: Sağ kol en uzun rezonans süresi
<b>T<sub>yd</sub></b>	: Primer akımının yön değiştirme süresi
<b>T<sub>o</sub></b>	: Çalışma periyodu
<b>TR</b>	: Rezonans periyodu
<b>T<sub>s</sub></b>	: Anahtarlama periyodu
<b>V<sub>i</sub></b>	: DC giriş gerilimi
<b>V<sub>imax</sub></b>	: Maksimum DC giriş gerilimi
<b>VDS</b>	: MOSFET kanal-kaynak gerilimi
<b>VGS</b>	: MOSFET kapı-kaynak gerilimi

<b>VEA</b>	: Hata yükselteci çıkış gerilimi
<b>V<sub>k</sub></b>	: Kontrol gerilimi
<b>V<sub>o</sub></b>	: Çıkış gerilimi
<b>V<sub>P</sub></b>	: Transformator primer gerilimi
<b>V<sub>ref</sub></b>	: Referans gerilimi
<b>V<sub>S</sub></b>	: Transformator sekonder gerilimi
<b>V<sub>s</sub></b>	: Algı direnci gerilimi
<b>V<sub>t</sub></b>	: Testere dişi dalga şeklindeki gerilim
<b>WCR</b>	: Rezonans kapasitesinde depolanan enerji
<b>WLR</b>	: Rezonans endüktansında depolanan enerji
<b>ZR</b>	: Rezonans empedansı
<b>ΔD</b>	: Kayıp bağlı iletim süresi
<b>θ</b>	: Faz farkı
<b>ωR</b>	: Rezonans açısal frekansı
<b>ZVS</b>	: Sıfır gerilim anahtarlama



## ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1: Sabit Akım/Sabit Gerilim Kontrollü LED Sürücü Devresi Blok Diyagramı ...	2
Şekil 1.2: Kayıplar Nedeniyle Soğutucu Boyutlarının Artmasına Bir Örnek .....	3
Şekil 1.3: IP6X Gerekliliğini Sağlayan Bir Ürün [1].....	3
Şekil 1.4: Sabit Akım/Sabit Gerilim Kontrollü LED Sürücü Devresi Genel Gösterimi [2].....	4
Şekil 2.1: Sabit Akım/Sabit Gerilim Kontrollü LED Sürücü Devresinin Giriş ve PFC Blok Diyagramı .....	5
Şekil 2.2: LED Sürücü Sisteminin Giriş Katı Devre Elemanları .....	6
Şekil 2.3: Kritik İletim Mod da Çalışan Yükseltici DC/DC Dönüştürücü Çalışma Şekli [4].....	10
Şekil 2.4: Kritik İletim Modunda Giriş Gerilimi, Endüktans Akımı ve Anahtarlama Dalga Şekilleri [4].....	11
Şekil 2.5: NCP1608 Entegresinin Blok Diyagramı ve Yükseltici DC/DC Dönüştürücü Devre Elemanları [4].....	13
Şekil 2.6: Yükseltici DC/DC Dönüştürücünün Genel Uygulama Devre Şeması [4].....	14
Şekil 2.7: NCP1608 Entegresinin Hata Yükseltici Opamp (EA) ve İletim Süresi Regülasyon Devreleri [4] .....	16
Şekil 2.8: NCP1608 Entegresinin İletim Süresi Oluşturma İşlemi [4] .....	17
Şekil 2.9: Kritik İletim Modunda Çalışan Yükseltici DC/DC Dönüştürücü Sistemine Ait Endüktans Akımı, Anahtarlama Sinyali, MOSFET Gerilimi, ZCD Sargısı Gerilimi ve ZCD Pin Gerilimi Dalga Şekilleri [4] .....	19
Şekil 2.10: NCP1608 Entegresinin Sıfır Akımı Algılama (ZCD) Bloğu [4] .....	20
Şekil 2.11: PFC Diyot Akımı ( $D_B$ ), Köprü Diyot Ortalama Akımı ve PFC $V_B$ ( $V_{out}$ ) Gerilim Dalgalanma Dalga Şekilleri [4] .....	21
Şekil 2.12: Sabit Akım/Sabit Gerilim Kontrollü LED Sürücü Devresinin DC-DC Dönüştürücü Blok Diyagramı.....	23

Şekil 2.13: Sert Anahtarlama Devre Yapısı ve Dalga Şekilleri [7] .....	24
Şekil 2.14: Yumuşak Anahtarlama Dalga Şekilleri .....	25
Şekil 2.15: Yumuşak Anahtarlama & Sert Anahtarlama dalga şekilleri karşılaştırması [8].....	25
Şekil 2.16: Rezonant Topolojisi Genel Blok Diyagramı [9] .....	26
Şekil 2.17: Rezonant Dalga Şekilleri [10].....	26
Şekil 2.18: PWM Dalga Şekilleri [10].....	27
Şekil 2.19: LLC Rezonant Yarım Köprü Doğrultucu Çevirici [11] .....	28
Şekil 2.20: Rezonant ağı [12].....	29
Şekil 2.21: Rezonant Çeviricinin Harmonikleri [13].....	29
Şekil 2.22: LLC Devresinin AC Eşdeğeri [14] .....	30
Şekil 2.23: Eşdeğer Yük Direncinin Elde Edilmesi [12] .....	31
Şekil 2.24: LLC Rezonant Devresi tipik kazanç eğrisi [12] .....	32
<b>Şekil 2.25:</b> Değişen k değerlerine göre pik kazanç & Kalite Faktörü grafiği [12] .....	32
Şekil 2.26: 1kW Diyot Doğrultmalı LLC DC/DC Dönüştürücü Kayıpları [15] .....	33
Şekil 2.27: Sabit Akım/Sabit Gerilim Kontrollü LED Sürücü Devresinin Senkron Doğrultucu Blok Diyagramı.....	34
Şekil 2.28: Senkron doğrultma ve diyotlu doğrultmanın, iletim voltajı ve akım karşılaştırması [17].....	34
Şekil 2.29: Diyot Doğrultucu Rezonans Dönüştürücü Devre Şekli Ve Dalga Şekilleri[16].....	35
Şekil 2.30: Diyot doğrultucu rezonans dönüştürücünün sekonder kısmı [15] .....	36
Şekil 2.31: Senkron doğrultucu rezonans dönüştürücünün sekonder kısmı [15] .....	36
Şekil 2.32: MOSFET'in drain pini sekonderin (-) sine bağlandığındaki devre şekli [15] .....	37
Şekil 2.33: Voltaja göre kendiliğinden sürülen senkron doğrultma devreleri [15] .....	38
Şekil 2.34: Akıma göre kendiliğinden sürülen senkron doğrultma devreleri [15] .....	39

Şekil 2.35: Haricen Sürülen Senkron Doğrultma Devreleri [15] .....	40
Şekil 2.36: Rezonans Dönüştürücülerde Voltaj Kaynaklı ve Akım Kaynaklı Devre Yapıları [15] .....	41
Şekil 2.37: Voltaja göre kendiliğinden sürülen senkron doğrultucu voltaj kaynaklı rezonans dönüştürücüler [15] .....	42
Şekil 2.38: Akım Kaynaklı Rezonans Dönüştürücü Devre Yapıları [15] .....	42
Şekil 2.39: Akıma göre Kendiliğinden Sürülen senkron doğrultuculu LLC rezonans Devresi [15] .....	43
Şekil 2.40: Haricen Sürülen Senkron doğrultucu [15] .....	44
Şekil 2.41: Senkron Doğrultuculu Rezonans Dönüştürücüye senkron kontroller IC'lerin bağlantısı [15] .....	44
Şekil 2.42: Senkron kontroller IC'nin MOSFET'i iletime ve kesime geçirecek voltaj seviyelerinin dalga şekli ve IC'nin ilgili bölümünün içyapısı [15] .....	45
Şekil 2.43: NXP TEA1792'nin Senkron doğrultmadaki Sinyalleri [19] .....	46
Şekil 2.44: Fairchild 6208'nin Senkron doğrultmadaki Sinyalleri [20] .....	47
Şekil 2.45: TO-220 Paket MOSFET Kullanılan Parazitik Kompanzasyon Yapılmamış Senkron Doğrultucu Dalga Şekilleri [21] .....	48
Şekil 2.46: Parazitik Endüktans Kompanzasyon Prensibi [21] .....	48
Şekil 2.47: TO-220 Paket MOSFET Kullanılan Parazitik Kompanzasyon Yapılmış Senkron Doğrultucu Dalga Şekilleri [21] .....	49
Şekil 2.48: Ton_min ve Toff_min Sürelerinin Vds sinyali ile birlikte gösterimi [21] ...	50
Şekil 2.49: Ton_min ve Toff_min Sürelerinin IC'nin ilgili Pinlerine Bağlanan Dirençlerle Ayarlanması [21] .....	50
Şekil 3.1: Tam yükte çalışan dönüştürücünün endüktans akım dalga şekli (ölçekler: 1A/div, 2ms/div) .....	54
Şekil 3.2: Endüktans akımının tepe değerindeki dalga şekli (ölçekler: 1A/div, 5µs/div) .....	55

Şekil 3.3: Endüktans akımının minimum değerindeki dalga şekli (ölçekler: 1A/div, 5µs/div) .....	55
Şekil 3.4: Endüktans akımı (sarı) ve MOSFET anahtarlama (mavi) dalga şekilleri (ölçekler: 1A/div, 20V/div, 5µs/div).....	56
Şekil 3.5: Endüktans akımı (sarı) ve MOSFET anahtarlama (mavi) dalga şekilleri (ölçekler: 1A/div, 20V/div, 5µs/div).....	57
Şekil 3.6: Endüktans akımı (sarı) ve MOSFET üzerindeki (drain) gerilim (mavi) dalga şekilleri (ölçekler: 1A/div, 100V/div, 2µs/div) .....	57
Şekil 3.7: Endüktans akımı (sarı) ve DC/DC yükseltici dönüştürücü çıkış gerilim (mavi) dalga şekilleri (ölçekler: 1A/div, 50V/div, 5ms/div).....	58
Şekil 3.8: Endüktans akımı (sarı) ve DC/DC yükseltici dönüştürücü giriş gerilim (mavi) dalga şekilleri (ölçekler: 1A/div, 100V/div, 5ms/div) .....	58
Şekil 3.9: PFC ve LLC rezonant şeması[12] .....	60
Şekil 3.10: LLC Kazanç Grafiği [12] .....	61
Şekil 3.11: LLC Kazanç eğrisi ve Kalite Faktörü Grafiği [12].....	63
Şekil 3.12: Yumuşak Başlangıçta Frekans [22].....	65
Şekil 3.13: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23] .....	66
Şekil 3.14: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23] .....	67
Şekil 3.15: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23] .....	67
Şekil 3.16: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23] .....	68
Şekil 3.17: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23] .....	69
Şekil 3.18: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23] .....	69
Şekil 3.19: Gerçekleşmiş LED Sürücü Kartı (LPW05).....	70
Şekil 3.20: Rezonant IC Bloğu.....	72
Şekil 3.21: Feedback Bloğu.....	72
Şekil 3.22: Vcc Bloğu .....	73
Şekil 3.23: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 40V.....	73

Şekil 3.24: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 30V .....	74
Şekil 3.25: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 26V .....	75
Şekil 3.26: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri, Yüksüz.....	76
Şekil 3.27: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 40V .....	77
Şekil 3.28: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 30V .....	78
Şekil 3.29: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 26V .....	78
Şekil 3.30: Soft Start Akım grafiği .....	79
Şekil 3.31: Soft Start Akım grafiği (yaklaştırılmış görüntü) $f_s=420\text{kHz}$ .....	79
Şekil 3.32: Soft Start Akım grafiği (yaklaştırılmış görüntü) $f_s=310\text{kHz}$ .....	80
Şekil 3.33: Soft Start Akım grafiği (yaklaştırılmış görüntü) $f_s=265\text{kHz}$ .....	80
Şekil 3.34: Soft Start Akım grafiği (yaklaştırılmış görüntü) $f_s=128\text{kHz}$ .....	81
Şekil 3.35: Soft Start Akım grafiği (yaklaştırılmış görüntü) $f_s=97\text{kHz}$ .....	81
Şekil 3.36: Senkron Doğrultma MOSFET'in Drain-Source (Mavi) ve Gate-Source Gerilimi (Pembe) .....	82
Şekil 3.37: Senkron Doğrultma MOSFET'in Drain-Source Gerilimi (Mavi) ve Drain-Source Akımı (Yeşil) .....	83
Şekil 3.38: Primerdeki Rezonans Akımı (Pembe) ve Sekonderdeki Senkron Doğrultma Akımı (Yeşil).....	84
Şekil 4.1: Gerçekleştirilen sürücünün verimlilik ölçümü ve değerleri .....	86
Şekil 4.2: Gerçekleştirilen sürücünün kullanıldığı son ürün .....	86



## TABLO LİSTESİ

Tablo 2-1: IEC 61000-3-2 Standartı Class C kriterleri.....	9
Tablo 2-2: Güç Seviyelerine Göre Devre Topolojileri .....	22
Tablo 3-1: Yükseltici DC/DC Dönüştürücünün Sağlaması Gereken Tasarım Kriterleri	53
Tablo 3-2: Gerçekleştirilen Yükseltici DC/DC Dönüştürücünün Devre Eleman Değerleri.....	54
Tablo 3-3: Trafo endüktans değerleri [22] .....	64



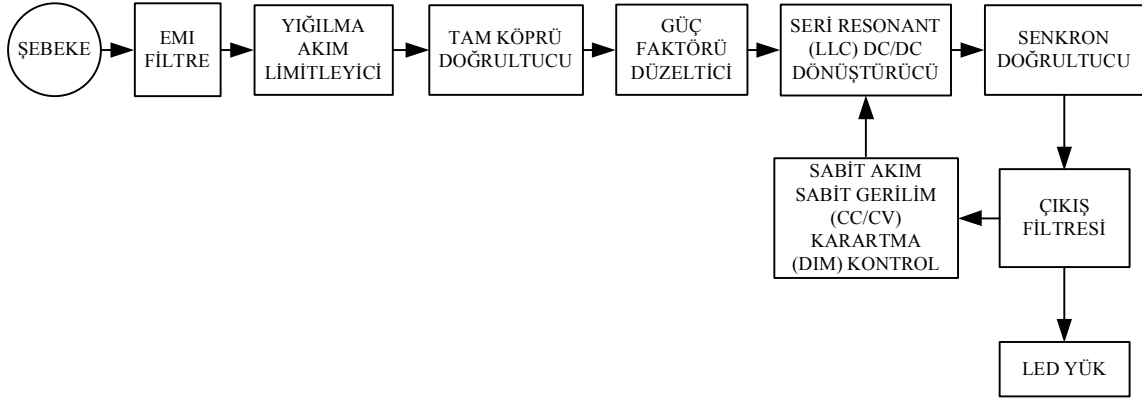


# 1. GİRİŞ VE AMAÇ

## 1.1 GİRİŞ

Son beş yılda yaşanan yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler aydınlatma amaçlı LED'lere markette hızla önemli bir yer edinebilmelerini sağladı. Genel olarak sarı fosfor ile kapatılmış olan mavi LED'den oluşan bu güçlü beyaz ışık kaynakları ev tipi aydınlatmadan, otomotiv aydınlatma çözümlerine kadar çok geniş bir alanda kendine yer buldu. Yol aydınlatmasındaysa, LED ürünler güçlü ve köklü rakip teknolojiler karşısında yeni yeni pazar payını genişletmektedir. Bu güçlü rakiplere sodyum buharlı lambalar, metal halide lambalar, civa buharlı lambalar ve halojen lambalar örnek olarak verilebilir. LED ürünler bu güçlü rakipler karşısına; daha yüksek güvenilirlik, verim ve ışık kalitesi gibi; parametreler ile çıkmaktadır Düşen maliyetlerde LED ürünleri gittikçe rekabetçi hale getirmektedir. Bugün M2 ve M3 sınıfı yollarda verimlilik açısından rakipleriyle başa baş konumdadır.

Bu tezde tasarımı, analizi ve uygulaması yapılacak olan LED sürücü güç kaynağının giriş katında tek faz şebeke girişinden sonra sırasıyla EMI (electromagnetic interference) filtre bloğu, yığılma (inrush) akımı limitleyici, tam köprü diyotlu doğrultucu ve güç faktörü düzeltici (PFC) kontrolünün yapıldığı yükseltici (boost) DC/DC dönüştürücü devreleri bulunmaktadır. Çıkış katı ise yüksek frekans transformatör izolasyonlu seri rezonant LLC DC/DC dönüştürücü, senkron doğrultucu ve çıkış filtre devrelerinden oluşmaktadır. Şekil 1.1'de blok diyagramı gösterilen sistem sabit akım ya da sabit gerilim yöntemiyle kontrol edilmekte ayrıca LED'lerin parlaklığını değiştirme imkânı tanıyan karartma (dim) kontrolü de yapılabilmektedir.



**Şekil 1.1:** Sabit Akım/Sabit Gerilim Kontrollü LED Sürücü Devresi Blok Diyagramı

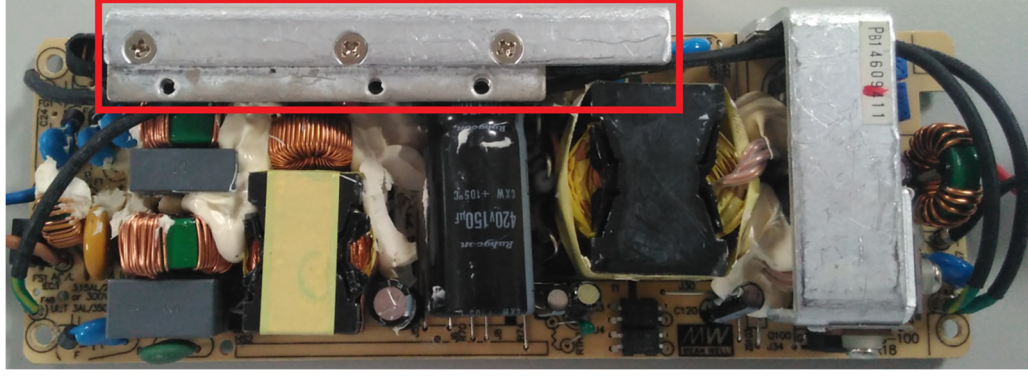
## 1.2 MEVCUT UYGULAMALARIN ANALİZİ

Mevcut uygulamalarda EMC filtre (CLCLC) + PFC +Flyback +DC/DC dönüştürücü katlarını barındıran led sürücüleri önümüze çıkmıştır. Bu sistemlerde kullanılan malzeme sayısının fazla olması güvenilirlik testlerinde sorunlarla karşılaşılmasına ve aynı zamanda verimliliklerinin düşmesine (%89 seviyelerinde) ve iç ürün sıcaklıklarının da yüksek olmasına sebep olmuştur. Bu nedenle yeterli ürün ömürleri yakalanamamıştır.

Kullanılan flyback DC/DC çeviricide sistem gerekliliklerinde dolayı 800V MOSFET kullanımına geçilmek zorunda kalınmıştır.

800V MOSFET'lerin  $R_{ds(on)}$  dirençlerinin yüksek olması sebebiyle anahtarlama kayıpları artmıştır. Bu da sistem üzerinde kayıplardan dolayı oluşan yarı iletken sıcaklığının artmasına sebebiyet vermiştir. Buna bağlı olarak alüminyum soğutucu boyutları ve kalınlıkları artmıştır. Bahsedilen durum Şekil 1.2'de gösterilmiştir.

Bu uygulamalarda gerekli tasarım gerekliliğini karşılayabilmek için ürünlerde IP 6X gerekliliklerini sağlayan (Alüminyum ve plastik kasa içinde ısıl iletkenliği olan silikon dolgulu) ürünler tercih edilmeye başlanmıştır. Şekil 1.3'te IP6X gerekliliğini sağlayan bir ürüne yer verilmiştir.



Şekil 1.2: Kayıplar Nedeniyle Soğutucu Boyutlarının Artmasına Bir Örnek

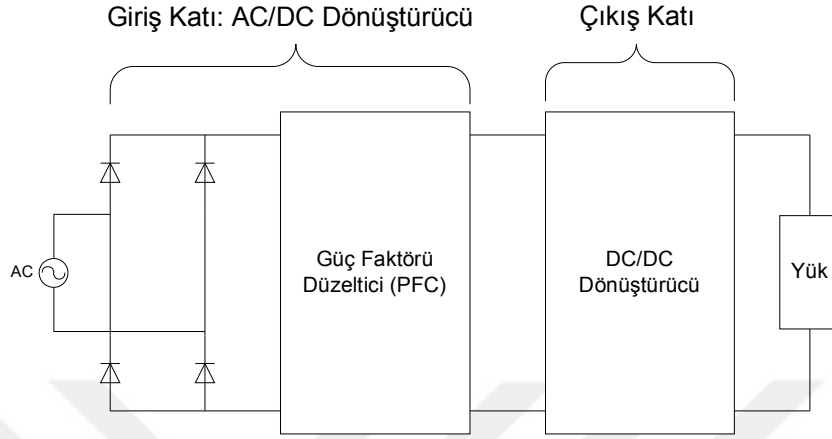


Şekil 1.3: IP6X Gerekliliğini Sağlayan Bir Ürün [1]

Bu tür ürünler sistem ihtiyaçlarını karşılamış olmasına rağmen fiyatlarının yüksek olması sebebi ile yeni tasarlanan ürünlerin geri kazanım zamanlarının uzamasına sebebiyet vermiştir.

Çoğu elektrikli cihaz doğrudan şebekedeki elektrik enerjisini kullanmaya uygun olmadığı için farklı gerilimde çıkışlar veren çeviricilere ihtiyaç duyulmaktadır. AC/DC anahtarlamalı güç kaynakları her çeşit çıkışa cevap verebilen, yüksek verimli, düşük fiyatlı ve düşük hacimli yegâne güç elektroniği devreleridir. Temelde AC/DC anahtarlamalı güç kaynakları iki ana bölümden oluşmaktadır. Bu bölümler AC/DC dönüştürücü işlemi yapan giriş katı ve istenilen gerilimleri sağlayan çıkış katıdır [2].

Bu bölümler güç kaynağında istenilen özelliklere göre çok farklı alt devrelerden oluşmaktadır.



**Şekil 1.4:** Sabit Akım/Sabit Gerilim Kontrollü LED Sürücü Devresi Genel Gösterimi [2]

### 1.3 LLC REZONANT ÇÖZÜMLERİ

Gerekli ürün ömürlerini yakalamak ve verimliliği arttırmak için yeni DC/DC çevirici arayışlarında 100W ve üzeri güçlerde yarım köprü LLC rezonant devreleri çözüm olarak uygulanabilmektedir.

LLC rezonant devresinde MOSFET'ler sıfır gerilimde ilettime geçtikleri için on kayıpları olmamakta ve değişken sürme frekansıyla sistem kazançları ayarlanarak sistem verimliliği arttırılmaktadır.

Bir diğer kayıp noktası ise çıkış diyotlarının üzerindeki anahtarlama ve iletim kayıplarıdır. LLC sistemde diyotlar üzerindeki anahtarlama kayıpları sistem eğer rezonans frekansında ise sıfır olmakta ve sadece iletim kayıpları gözlenmektedir. Fakat akım değerleri 1A'den yüksek sistemlerde bu kayıplar ciddi değerlere ulaşmaktadır. Bunun önüne geçebilmek için diyot yerine senkron doğrultucu sistem entegre edilmiştir.

Bu çalışmada giriş 220-240V çıkış 42V 3,5A olacak şekilde LED sürücü kartı tasarlanmıştır.

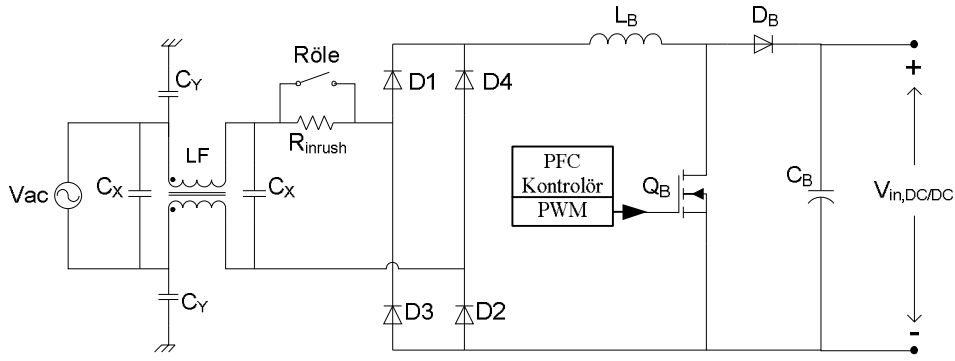
## 2. METOT VE TEORİ

### 2.1 SABİT AKIM / SABİT GERİLİM KONTROLLÜ LED SÜRÜCÜ DEVRESİ GİRİŞ GERİLİMİ FİLTRELEME VE DÜZENLEME (GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİCİ) DEVRELERİ

Tezin bu bölümünde yüksek verimli, LED sürücü sisteminin giriş bölümünün (Güç Faktörü Düzeltici) teorisi ve analizi yapılacaktır. Şekil 2.1’de giriş ve PFC bölgesi genel blok üzerinde gösterilmiştir. Şekil 2.2’de devre elemanları gösterilen giriş katını; anahtarlama güç kaynaklarında bulunan güç yarı iletken malzemelerinin (MOSFET, IGBT, vb.) yaptığı yüksek frekansta anahtarlama işleminin sonucunda oluşan elektromanyetik gürültülerin bastırılması için kullanılan filtre elemanları, güç kaynağının açılışında yüksek değerlikli kondansatörün dolumunda oluşan yığılma (inrush) akımını sınırlandırma devre elemanları, tam köprü doğrultucu diyotları ve güç faktörünü yükseltmek için kullanılan yükseltici (boost) DC/DC dönüştürücü devre elemanları oluşturmaktadır.



**Şekil 2.1:** Sabit Akım/Sabit Gerilim Kontrollü LED Sürücü Devresinin Giriş ve PFC Blok Diyagramı



**Şekil 2.2:** LED Sürücü Sisteminin Giriş Katı Devre Elemanları

### 2.1.1 EMI Filtre

Anahtarlama güç kaynağı tasarımında önemli konulardan biri oluşan yüksek frekans elektromanyetik gürültüyü uygun filtre elemanlarıyla bastırmaktır. Çıkışa güç iletimini sağlayan yüksek gerilim ve yüksek akım değerlikli yarı iletken malzemelerin yüksek frekansta (on-yüz kHz'ler mertebesinde) anahtarlama sonucu üzerlerinde 2 çeşit gürültü kaynağı oluşur.

Bu gürültü kaynaklardan ilki cihazın şebeke girişinden ölçülen iletimsel (conducted) gürültüsüdür. Diğer gürültü kaynağı ise ilgili standartlarda belirlenen antenle ölçülen ışınımsal (radiated) gürültüdür.

Anahtarlama güç kaynaklarından yayılan gürültü tipleri fark (differential) mod ve ortak (common) mod olarak ikiye ayrılır. Fark mod tipinde gürültü bileşenleri canlı iletken hatlarda ters fazlı olduğu için birbirlerini giderirler ve topraktan akan ortak mod gürültüsü yayılmaz. Ortak mod tipinde ise gürültü bileşenleri canlı iletken hatlarda aynı fazda olduğu için topraktan akan ortak mod gürültüsü oluşur. Şekil 2.2'deki devre şemasındaki faz-nötr arasına bağlı kapasitörler ( $C_X$ ) fark mod gürültüyü bastırırken; ortak mod bobini (LF) ve faz-toprak, nötr-toprak arasına bağlı kapasitörler ( $C_Y$ ) ortak mod gürültüyü bastırır.

## 2.1.2 Yığılma (inrush) Akım Limitleyici ve Tam Köprü Doğrultucu

Bu tezde anlatılan yüksek verimli LED sürücünün giriş katındaki enerjiyi depolayan yüksek değerlikli kondansatörün ilk çalışma anında 0 V' dan dolması süresince şebekeden yüksek akım çeker. Kısa süreli akan bu akım yığılma (inrush) akımı olarak adlandırılır. Anlık kapasite şarj akımı (2.1)'deki eşitlikte verilmiştir.

$$i_C = C \frac{dV_C}{dt} \quad (2.1)$$

Şebekeden  $C_B$  kondansatörünün çektiği yüksek kapasite şarj akımı, Şekil 2.2'te görüldüğü üzere 4 diyottan ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  ve  $D_4$ ) oluşan tam-köprü diyotlu doğrultucu üzerinden geçmektedir. Maksimum yığılma akım değeri, diyotların anlık maksimum akım taşıma kapasitesinden büyük olduğu için bu akımı diyotlara zarar vermeyecek seviyede sınırlamak gerekmektedir. Bu işlem için LED sürücü devresinde limitleyici direnç ( $R_{inrush}$ ) kullanılmaktadır. Fakat bu direnç sistemde gereksiz güç kaybına yol açar. Sürekli oluşan güç kaybını engellemek için kondansatör üzerindeki gerilim, doğrultulmuş şebeke gerilimi değerine ulaştıktan sonra bu dirence paralel olarak devrede olan röle (Şekil 2.2) iletim durumuna geçirilerek tüm akımı üzerine alır.

## 2.1.3 Güç Faktörü Düzeltici (PFC) Devre Analizi

### 2.1.3.1 Güç Faktörü ve Toplam Harmonik Bozunum Tanımlamaları

Bu bölümde doğrultulmuş giriş gerilimini yükseltici DC/DC dönüştürücü ile sabit bir DC gerilime (380V~400V) çevrilirken aynı zamanda uygulanan kontrol yöntemiyle yükün çektiği akımın şekli ve fazı giriş geriliminin şekline ve fazına benzetilmesi sağlanır. Bu kontrol yönteminin yaptığı özetle güç faktörünü düzeltmektir.

Güç faktörü oranı yükün çektiği gerçek gücün (P), şebekeden çekilen ortalama görünen güce (S) oranıdır. Şebekeden çekilen görünen güç, giriş gerilim ve akımın rms değerleri çarpımı olarak eşitlik (2.2)'de verilmiştir [3].

$$S=V_{in}I_{in} \quad (2.2)$$

Yükün çektiği gerçek güç değeri ise, giriş gerilim ve akımının birinci harmonik bileşenlerinin rms değerleri çarpımı olarak eşitlik (2.3)'de verilmiştir. Şebeke gerilim veya akım sinyalinin birinci harmonik bileşenin değeri, şebeke ana frekansı olan 50Hz (bazı ülkelerde 60Hz) frekans değerlikli sinusoidal sinyal bileşen değerine eşittir [3].

$$P=V_{in,1}I_{in,1} \cos \varphi \quad (2.3)$$

(2.3)'deki eşitlikteki  $\varphi$ , gerçek güç (P) ve görünen güç (S) vektörleri arasındaki açının değeridir. Sonuç olarak güç faktörü (PF) eşitliği (2.4)'te verilmiştir [3].

$$PF=\frac{P}{S}=\frac{V_{in,1}I_{in,1} \cos \varphi}{V_{in}I_{in}} \quad (2.4)$$

İdeal bir şebekede giriş gerilim sinyali sadece ana frekanstaki birinci harmonik bileşeninden oluştuğu için (2.4)'deki eşitlik (2.5)'deki hali alır [3].

$$PF=\frac{I_{in,1}}{I_{in}} \cos \varphi \quad (2.5)$$

LED sürücü sisteminin şebekeye bastığı akım harmoniklerin göstergesi olan toplam harmonik bozunumu (THD) eşitlik (2.6) ile ifade edilir [3].

$$THD=\frac{\sqrt{(I_{in}^2-I_{in,1}^2)}}{I_{in,1}} \quad (2.6)$$

Şebekedeki AC gerilimini düzgün DC gerilime çevirmek için devrede tam köprü diyotlu doğrultucu ve yüksek değerlikli kondansatör kullanılmaktadır. Düzgün DC

gerilim elde etmek için kullanılan çıkış filtre kondansatörü şebekeden çekilen akımların kesikli olmasına neden olur. Bu şekildeki akımın harmonik bileşenleri fazladır ve LED sürücü sisteminin güç faktörü değerini düşürür. 25 W üstü güçteki LED sürücüler IEC 61000-3-2 Class C standardında belirlenen ve Tablo 2-1’de verilen harmonik kriterlerine uyması gerekmektedir.

Bu kriterlere uyan bir LED sürücü sisteminin güç faktörü değeri yaklaşık olarak 0.9’un üzerinde, toplam harmonik bozunum değeri yaklaşık olarak %35’in altında kalması gerekmektedir. LED sürücü üreticileri genellikle %20’nin altında THD değeri hedeflemektedir.

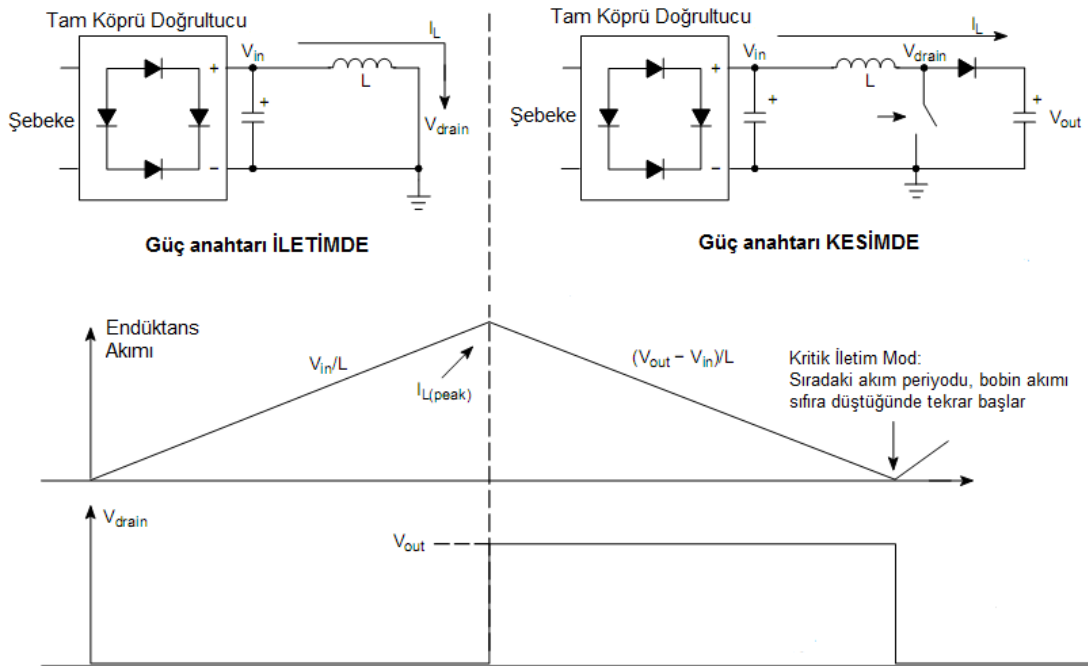
**Tablo 2-1: IEC 61000-3-2 Standartı Class C kriterleri**

Harmonik Bileşen Sırası	Giriş akımın ana bileşenine yüzdesel oranın maksimum değeri
2	2
3	30*PF
5	10
7	7
9	5
11 < n <= 39	3

### **2.1.3.2 Güç Faktörü Düzeltici (PFC) Yükseltici (boost) DC/DC Dönüştürücü Çalışma İlkeleri**

Giriş akım dalga şeklinin, şebeke gerilim dalga şekline benzetilmeye çalışıldığı güç faktörü düzeltici devrelerinde genellikle DC/DC dönüştürücü topolojisi olarak yükseltici DC/DC dönüştürücü tercih edilmektedir. Bunun en büyük sebebi girişte bulunan endüktans akımının sürekli olması ve bu sürekli akımın köprü doğrultucu çıkış gerilimini takip etmesinin kolayca sağlanmasıdır.

Bu tezde On Semiconductor tarafından üretilen kritik iletim mod güç faktörü düzeltici entegresi olan NCP1608 kullanılmıştır [4]. Şekil 2.3'te gösterildiği gibi kritik iletim mod da çalışan yükseltici DC/DC dönüştürücüde yarıiletken güç anahtarı iletimdeyken giriş gerilimi endüktansa (L) uygulanır ve endüktans akımı  $V_{in} / L$  eğimiyle doğrusal olarak yükselir [4]. Yarıiletken anahtar kesime geçtiğinde endüktans akımı diyoddan akmaya devam eder. Bu sırada endüktans üzerindeki gerilim değeri çıkış gerilimiyle giriş gerilimi arasındaki fark kadardır ve endüktans akımı  $(V_{out} - V_{in}) / L$  eğimiyle doğrusal olarak düşer. Endüktans akımı sıfıra düştüğünde kontrol entegresi yarıiletken anahtarı tekrar iletime sokar ve endüktans akımı tekrar yükselmeye başlar. Bu şekilde bir anahtarlama çevrimi tamamlanmış olur. Endüktans akımının sıfıra düştüğü an tekrar yükselmeye başlamasından dolayı bu çalışma modunun ismi kritik iletim moddur.

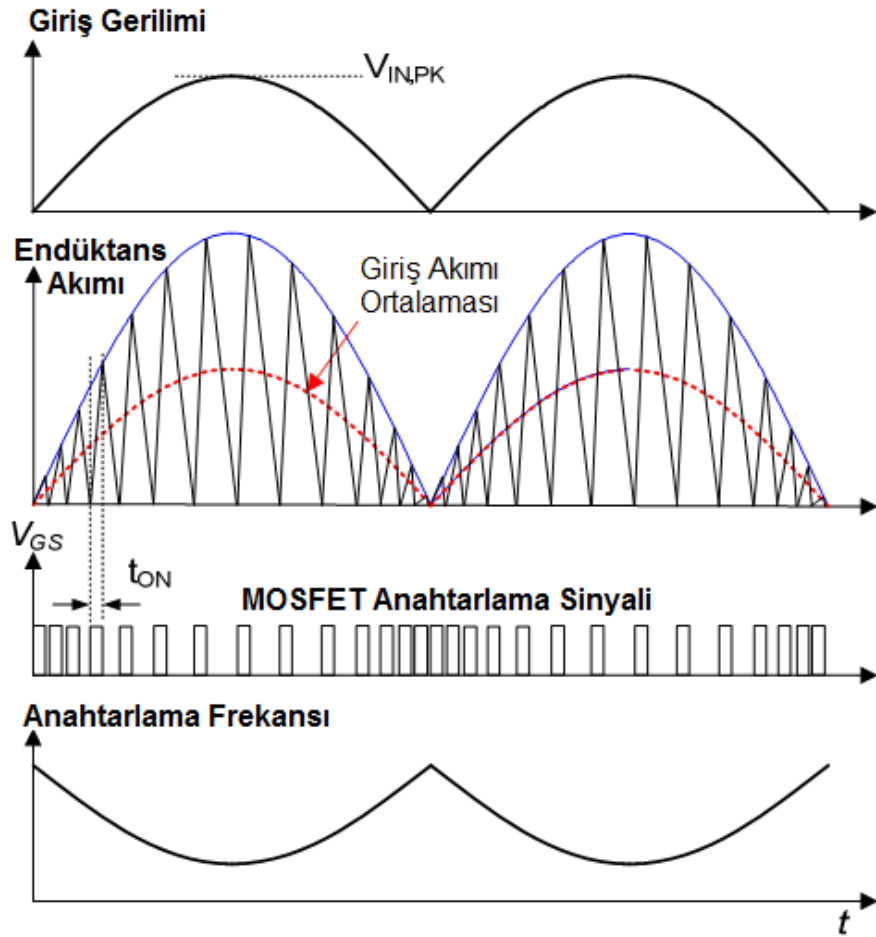


**Şekil 2.3:** Kritik İletim Mod da Çalışan Yükseltici DC/DC Dönüştürücü Çalışma Şekli [4]

350W altı çıkış gücü uygulamalarında öncelikle tercih edilen kritik iletim mod kontrol, kesikli iletim moduyla sürekli iletim modunun sınırında çalışır. Kritik iletim modunda endüktans akımı sıfıra düştüğünde entegre yarıiletken anahtarı iletime geçirir

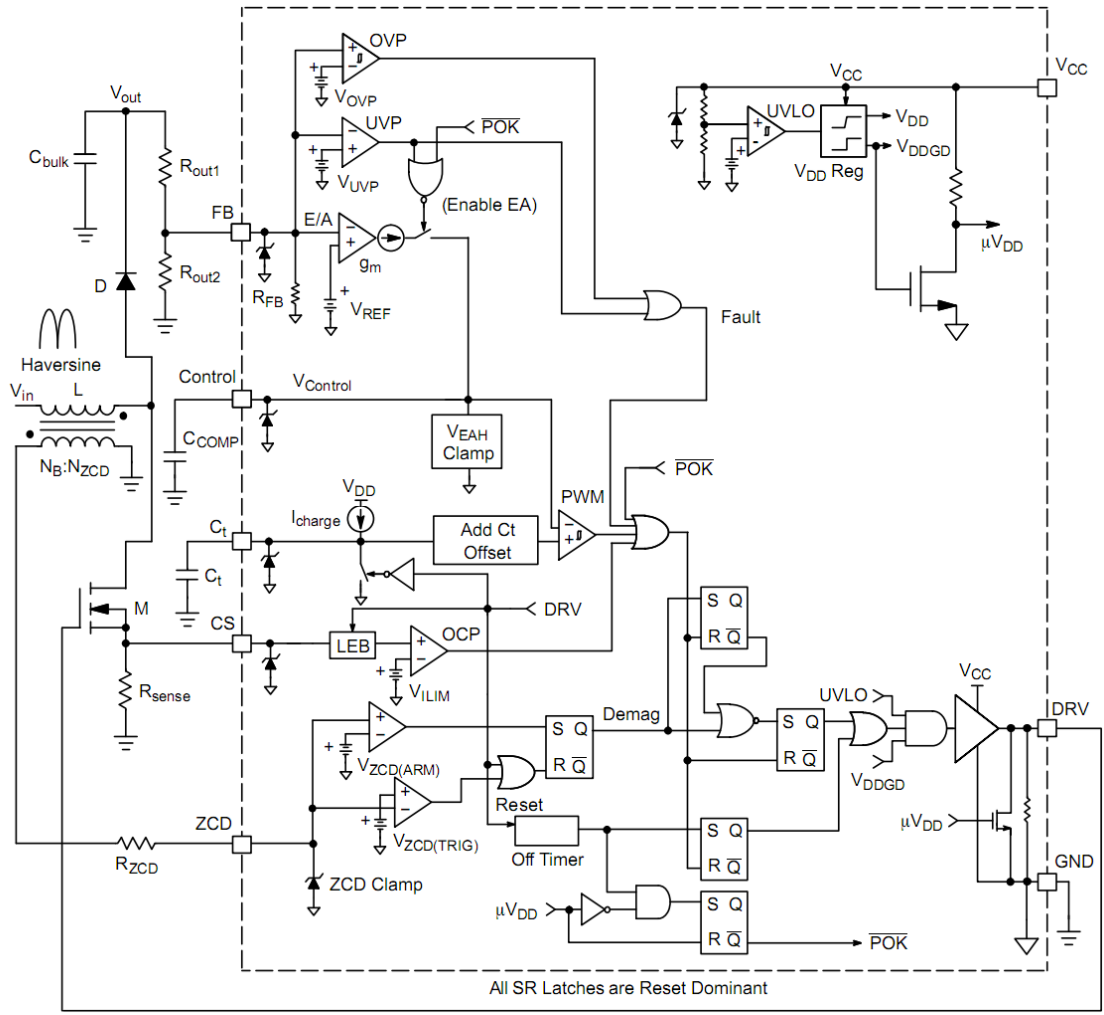
ve sabit bir süre boyunca anahtarı iletimde tutar. Kritik iletim modunda tepe akım değeri sürekli akım moduna göre düşüktür. Ayrıca kesikli akım modunda olduğu gibi anahtar sıfır akımda iletime geçer.

Giriş geriliminin ( $V_{in}$ ) yarım periyodu boyunca gerçekleşen yarıiletken anahtarlama dalga şekilleri Şekil 2.4'te gösterildiği gibidir [5]. Bu şekilde ayrıca giriş akımı ( $I_{in}$ ) ve endüktans akımı ( $I_L$ ) dalga şekilleri de verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi yarıiletken anahtarın iletimde kalma süresi sabit, kesimde kalma süresi değişkendir ve bu süre o andaki giriş geriliminin büyüklüğüne bağlıdır. Sonuç olarak MOSFET'e uygulanan anahtarlama frekansı da değişkendir. Giriş geriliminin sıfır geçiş bölgelerinin yakınılarında anahtarlama frekansı artarken, tepe bölgelerinde anahtarlama frekansı düşmektedir.



**Şekil 2.4:** Kritik İletim Modunda Giriş Gerilimi, Endüktans Akımı ve Anahtarlama Dalga Şekilleri [4]

Şekil 2.5'te NCP1608 entegresinin blok diyagramı ve çalışması için gereken çevre devre elemanları ile yükseltici DC/DC çevirici devre elemanları birlikte ayrıntılı olarak gösterilmiştir [4]. Bu entegrenin FB, kontrol, Ct, CS, ZCD, GND, DRV ve Vcc olmak üzere toplamda 8 adet pini vardır. Vcc pini entegrenin besleme geriliminin uygulandığı pin iken GND pini ise toprak pinidir. Yükseltici DC/DC dönüştürücünün çıkış gerilimi ( $V_{out}$ ) direnç bölücünden ( $R_{out1}$  ve  $R_{out2}$ ) geçerek geribesleme (FB) pinine uygulanır. Direnç bölücünün amacı çıkıştaki yüksek gerilimin (400V) değerini entegrenin izin verdiği değerlere düşürmektir. Bu pindeki gerilim ayrıca yüksek ve alçak gerilim korumaları için de kullanılır. Entegre içindeki hata yükseltici opampının negatif girişi bu pine bağlıdır. Bu hata yükseltici opampın çıkışı kontrol pinine bağlıdır. Kontrol pininden toprağa bağlanacak kompanzasyon devre elemanları ile kontrol döngüsü bantgenişliği ayarlanır. Yüksek güç faktörü ve düşük toplam harmonik bozunum için bantgenişliğinin düşük tutulması gerekir. Ct pinine bağlanan kapasitörün değeri yarıiletken anahtarın iletimde kalma süresini belirler. CS pininde oluşan maksimum gerilim değeri yarıiletken anahtar üzerinden geçebilecek maksimum akımı belirler. CS pinindeki gerilimin belirlenmiş sınır değerini aşması durumunda anahtar kesime sokulur. ZCD pinine endüktans ana sargısının üzerine sarılmış olan yardımcı sargıda oluşan gerilim uygulanır. Bu gerilim değerinden ana endüktans akımının sıfıra düştüğü zaman tespit edilir. DRV pini entegrenin yarıiletken anahtarı iletime sokmak için gerekli olan gerilim sinyalini oluşturur.



**Şekil 2.5:** NCP1608 Entegresinin Blok Diyagramı ve Yükseltici DC/DC Dönüştürücü Devre Elemanları [4]

### 2.1.3.3 Güç Faktörü Düzeltici (PFC) Yükseltici (boost) DC/DC Dönüştürücü Analizi

Bu bölümde analizi ve tasarımı yapılacak yükseltici DC/DC dönüştürücünün genel uygulama devre şeması Şekil 2.6'de verilmiştir.

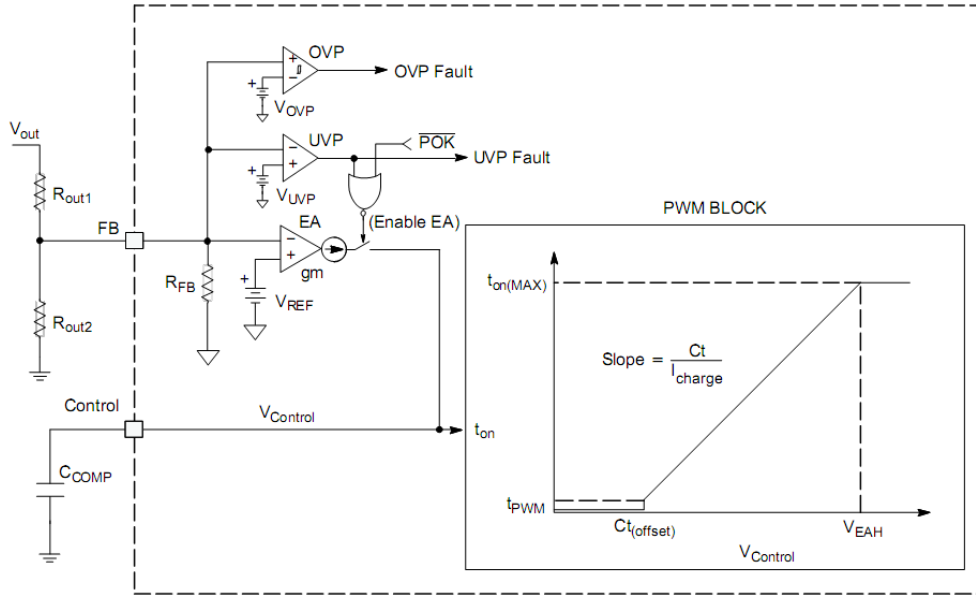


Endüktans değeri ve maksimum endüktans akımı hesaplandıktan sonra endüktansı oluşturacak sargı sayısı nüve doyuma ulaşma değeriyle belirlenir. Eşitlik (2.10)'da verilen minimum sargı sayısı ( $N_B$ ) formülünde  $A_e$  nüvenin kesit alanını ve  $\Delta B$  nüvenin maksimum manyetik akı yoğunluğu salınımını Tesla biriminde ifade eder [4].

$$N_B \geq \frac{I_{L,tepe} I_B}{A_e \Delta B} \quad (2.10)$$

Yükseltici çıkış gerilimi regülasyonu NCP1608 entegresinin içindeki Şekil 2.7'de EA ile gösterilen hata yükseltici opamp ile sağlanmaktadır. Opampın negatif terminali direnç bölücüyle ayarlanmış geri besleme sinyaline (FB), pozitif terminali 2.5V'luk sabit referans gerilim kaynağına ve opampın çıkışı ise kontrol pinine bağlıdır. Çıkış gerilimi direnç bölücüdeki dirençler ( $R_{out1}$  ve  $R_{out2}$ ), sabit referans gerilim kaynağı ( $V_{REF}$ ) ve sabit geri besleme direnci ( $R_{FB}$ ) kullanarak eşitlik (2.11)'de verildiği gibi hesaplanır [4].

$$V_{out,PFC} = V_{ref} \left( R_{out1} \frac{R_{out2} + R_{FB}}{R_{out2} R_{FB}} + 1 \right) \quad (2.11)$$



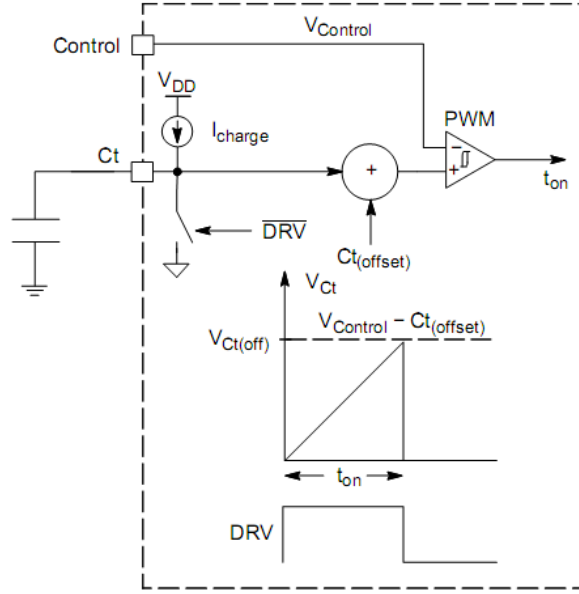
**Şekil 2.7:** NCP1608 Entegresinin Hata Yükseltici Opamp (EA) ve İletim Süresi Regülasyon Devreleri [4]

Yükseltici çıkış kondansatörünün ( $C_B$ ) 50Hz frekanslı AC şebekeden doğrultulmuş olan 100Hz frekanslı DC gerilimle dolup boşalması sonucu çıkış geriliminde çok düşük 100Hz salınımı görülür. Çıkış gerilimindeki salınım kontrol döngüsünün  $V_{Control}$  gerilimini sabit tutma başarısıyla düşürülür.  $V_{Control}$  gerilimini sabit tutabilmek için kontrol döngü bant genişliği 20Hz'den küçük seçilmelidir. Bu bant genişliğini sağlayacak kontrol pinine bağlı  $C_{COMP}$  değeri eşitlik (2.12)'deki verildiği gibidir [4]. Bu eşitlikte  $f_{BW}$  20Hz altı seçilmiştir ve  $g_m$  hata yükseltici opampın trankondüktans değeridir.

$$C_{COMP} = \frac{g_m}{2\pi f_{FB}} \quad (2.12)$$

NCP1608 kontrolündeki anahtarlama sinyallerinin iletimde kalma süreleri sabitken kesimde kalma süreleri değişkendir. Sabit iletimde kalma süresi  $C_t$  pinine bağlı kapasitörün değeri ile belirlenir. Şekil 2.8'de gösterildiği gibi  $C_t$  kapasitörünü bir akım kaynağı  $I_{charge}$  akımıyla, kontrol pini geriliminden türetilen ve eşitlik 2.13'te ifade edilen  $V_{Ct,off}$  gerilimine kadar doldurur.  $V_{Ct,off}$  gerilimine ulaşıncaya kadar iletken anahtar kesime götürülür [4].

$$V_{Ct,off} = V_{control} - C_{t,offset} = \frac{2 P_{out,PFC} L_B I_{charge}}{\eta V_{ac}^2 C_t} \quad (2.13)$$



**Şekil 2.8:** NCP1608 Entegresinin İletim Süresi Oluşturma İşlemi [4]

$V_{Control}$  giriş gerilimi ve çıkış gücüne göre değişir.  $C_t$  kapasitör değeri maksimum çıkış gücü ve minimum giriş gerilimde, maksimum iletim süresi olacak şekilde belirlenir. Eşitlik (2.14) [4]'de iletim süresi verilmiş ve eşitlik (2.9) ile birleştirildiğinde  $C_t$  ifadesi eşitlik (2.15)'deki hali alır [4].

$$t_{ON} = \frac{C_t V_{Ct,max}}{I_{charge}} \quad (2.14)$$

$$C_t \geq \frac{2 P_{out,PFC} L_{B,max} I_{charge}}{\eta V_{ac}^2 V_{Ct,max}} \quad (2.15)$$

Endüktans akımı sıfıra düştüğünü anlamının en ekonomik ve pratik yolu olan yükseltici bobin sargısına bir sargı daha eklemektir. Sıfır Akımı Algılama (ZCD) sargısı olarak adlandırılan bu sargıdan endüktans gerilimi takip edilir. Şekil 2.9 ideal bir kritik

iletim modunda çalışan ve ZCD sargısını kullanan bir yükseltici DC/DC dönüştürücü sistemine ait dalga şekillerini göstermektedir.

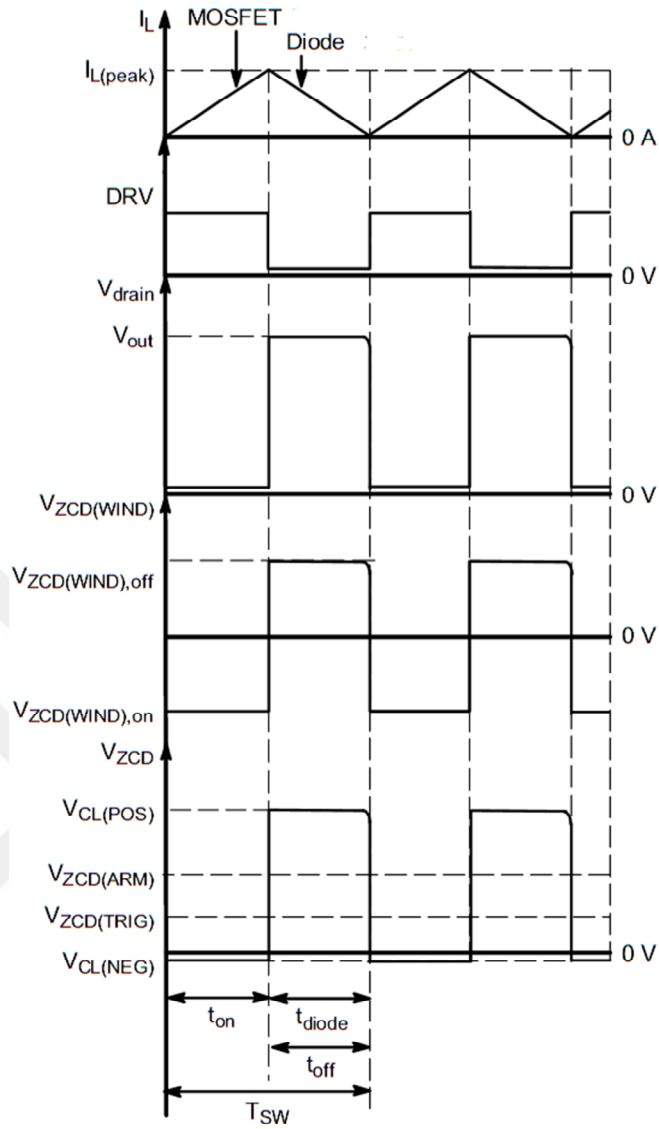
Yarıiletken anahtar iletimdeyken ZCD sargısı üzerinde endüklenen gerilim ( $V_{ZCD(WIND),on}$ ) eşitlik (2.16)'daki gibi hesaplanır. Bu eşitlikteki  $V_{in,PFC}$  anlık giriş gerilimini ve  $N_B:N_{ZCD}$  yükseltici bobin sargı sayısının ZCD sargı sayısına oranını temsil eder [4].

$$V_{ZCD(WIND),on} = \frac{-V_{in,PFC}}{N_B : N_{ZCD}} \quad (2.16)$$

ZCD sargısına yarıiletken anahtar kesimdeyken endüklenen gerilim ( $V_{ZCD(WIND),off}$ ) eşitlik (2.17)'deki gibi ifade edilir [4].

$$V_{ZCD(WIND),off} = \frac{V_{out,PFC} - V_{in,PFC}}{N_B : N_{ZCD}} \quad (2.17)$$

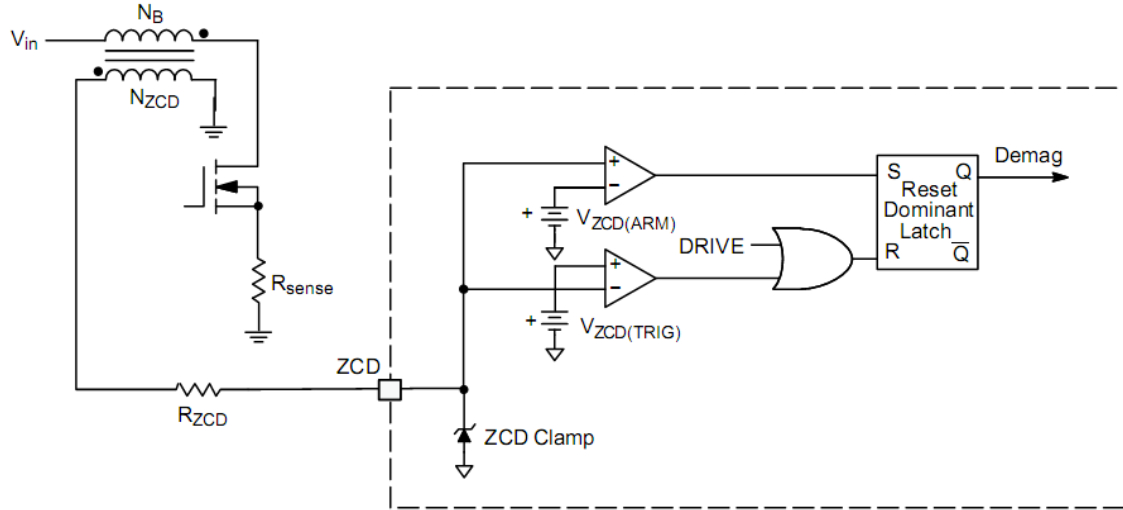
Endüktans akımı sıfıra düştüğünde, ZCD sargı gerilimi düşmeye başlar ve sıfır etrafında salınmaya başlar. ZCD sargı gerilimini takip eden ZCD pininden NCP1608 gerilimin düşen kenarını algılar ve yarıiletken anahtarı iletme geçirir. Yanırlıkla sıfır akımı algılamayı önlemek için, NCP1608 entegresi ZCD pin geriliminin  $V_{ZCD(ARM)}$  değerini geçtiğinden ve  $V_{ZCD(TRIG)}$  değerinin altına düştüğünden emin olur. Bu kontrolün yapıldığı sıfır akımı algılama bloğu Şekil 2.10'da verilmiştir.



**Şekil 2.9:** Kritik İletim Modunda Çalışan Yükseltici DC/DC Dönüştürücü Sistemine Ait Endüktans Akımı, Anahtarlama Sinyali, MOSFET Gerilimi, ZCD Sargısı Gerilimi ve ZCD Pin Gerilimi Dalga Şekilleri [4]

Maksimum sargı oranı değerini maksimum  $V_{ZCD(ARM)}$  (NCP1608 için değeri 1.55 V) belirler ve eşitlik (2.18)'deki gibi ifade edilir [4].

$$N_B : N_{ZCD} \leq \frac{V_{out,PFC} - (\sqrt{2} V_{ac,max})}{V_{ZCD(ARM)}} \quad (2.18)$$



**Şekil 2.10:** NCP1608 Entegresinin Sıfır Akımı Algılama (ZCD) Bloğu [4]

NCP1608 entegresinin içindeki zener diyodla ZCD pin gerilimini limitleyerek, bu pine yüksek gerilim uygulanmasını önler. ZCD sargı gerilimi negatifken  $V_{CL(NEG)}$  değerine ve pozitifken  $V_{CL(POS)}$  değerine limitlenir. ZCD pinine akan akım  $R_{ZCD}$  direnci ile limitlendirilmesi gerekmektedir. Maksimum ZCD pin akımı ( $I_{ZCD,max}$ ) 10mA'e limitlenmiştir ve  $R_{ZCD}$  direnci eşitlik (2.19)'daki gibi hesaplanır [4].

$$R_{ZCD} \geq \frac{\sqrt{2} V_{ac,max}}{I_{ZCD,max} (N_B : N_{ZCD})} \quad (2.19)$$

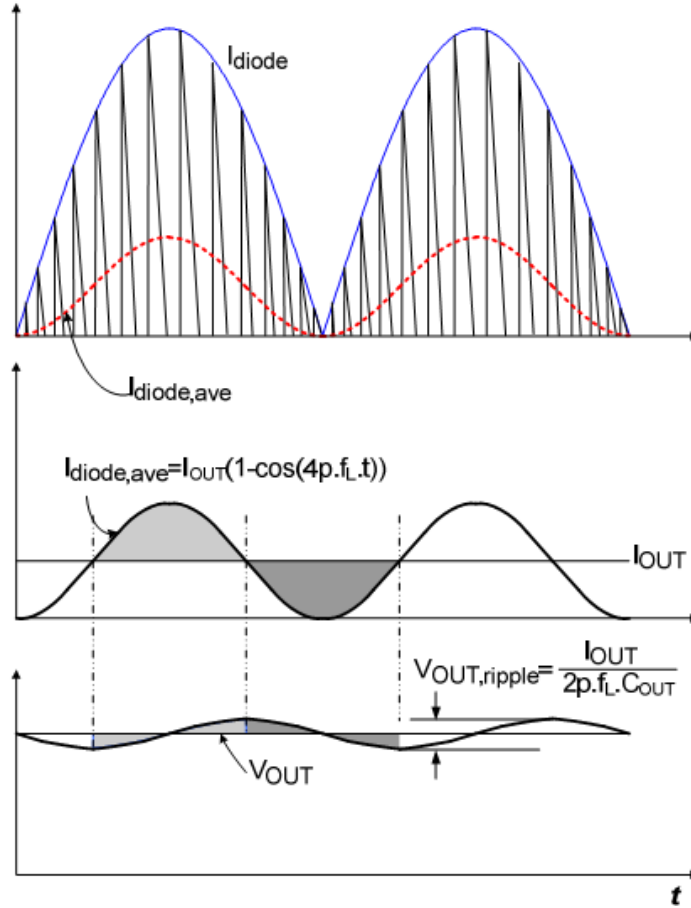
Yüksek değerli  $R_{ZCD}$  direnci sıfır akımı algılama olayını geciktirirken, bu durumda yükseltici DC/DC dönüştürücü kesikli iletim modunda çalışır ve güç faktörü düşer.  $R_{ZCD}$  değeri çok düşürülürse MOSFET gerilimi yüksekken iletme geçirilir ve sistem verimi düşer.  $R_{ZCD}$  direnci seçimi en düşük MOSFET geriliminde iletme geçilecek şekilde seçilir, bu seçim ise deneysel olarak iyileştirilir.

Yükseltici DC/DC dönüştürücü çıkış kondansatörü ( $C_B$ ) seçiminde çıkış gerilim salınımı göz önünde bulunulur. Şekil 2.11'deki çıkış geriliminde şebeke frekansındaki salınım gösterilmiştir. İzin verilen çıkış gerilimi tepeden tepeye salınım değerine ( $V_{out,RIPPLE}$ ) göre belirlenen  $C_B$  ifadesi eşitlik (2.20)'de verilmiştir [4].

$$C_B \geq \frac{P_{out,PFC}}{2 \pi V_{out,RIPPLE} f_{AC} V_{out,PFC}} \quad (2.20)$$

NCP1608 entegresinin yüksek akım koruma işlevini de gerçekleştirdiği CS pininden endüktans tepe akımı takip edilir ve CS pin gerilimi  $V_{ILIM}$  değerinin üzerine çıkarsa MOSFET'i kesime götürür. Endüktans tepe akımının maksimum değeri  $R_{sense}$  direnç değeri ile ayarlanır. Endüktans tepe akım değeri ( $I_{L,tepe}$ ) eşitlik (2.21)'de verilen ifade ile hesaplanır [4].

$$I_{L,tepe} = \frac{V_{ILIM}}{R_{sense}} \quad (2.21)$$



**Şekil 2.11:** PFC Diyot Akımı ( $I_{DB}$ ), Köprü Diyot Ortalama Akımı ve PFC  $V_B$  ( $V_{out}$ ) Gerilim Dalgalanma Dalga Şekilleri [4]

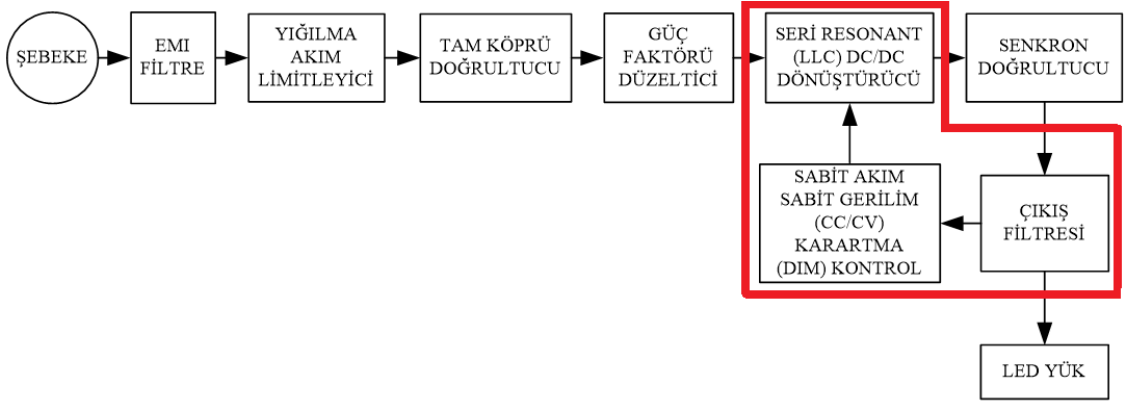
## 2.2 YÜKSEK VERİMLİ SERİ REZONANT (LLC) DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ YAPISI VE TRAFO YAPISININ İNCELENMESİ

### 2.2.1 Seri Rezonant (LLC) DC-DC Dönüştürücü Yapısı

Anahtarlama güç kaynaklarının içerdiği doğrultma, anahtarlama elemanı ve enerji depolama elemanlarının düzenine topoloji denir. AGK’da kullanılacak topoloji seçilirken çıkış güç seviyesi, maliyet, boyutlar, dalgalılık (ripple), verim, EMI, zaman gibi özel gereksinimlere bakılır. Tüm AGK uygulamaları için uygun bir tek topoloji yoktur. Güç seviyelerine kullanılan topolojiler genel olarak Tablo 2.2’deki gibidir [6]. Ayrıca, Şekil 2.12’de DC-DC Dönüştürücü bloğunun LED sürücü devresindeki konumuna yer verilmiştir.

**Tablo 2-2:** Güç Seviyelerine Göre Devre Topolojileri

	0-100 W, I <sub>out</sub> <10 A	0-100 W, I <sub>out</sub> <10 A	100-400 W	400-1200 W	1200-3000 W
Single-switch flyback	✓	-	-	-	-
2-switch flyback	✓	-	-	-	-
Active clamp flyback	✓	-	-	-	-
Single-switch forward	✓	✓	-	-	-
2-switch forward	✓	✓	✓	-	-
Active clamp forward	✓	✓	✓	-	-
Half bridge	-	✓	✓	✓	-
LLC Half bridge	-	✓	✓	✓	-
Full bridge	-	-	-	✓	-
Phase shifted ZVT full bridge	-	-	-	✓	✓



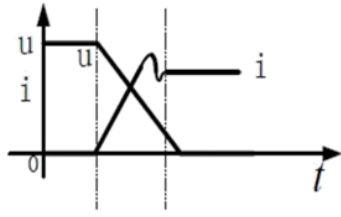
**Şekil 2.12:** Sabit Akım/Sabit Gerilim Kontrollü LED Sürücü Devresinin DC-DC Dönüştürücü Blok Diyagramı

### 2.2.1.1 Anahtarlama Teknikleri

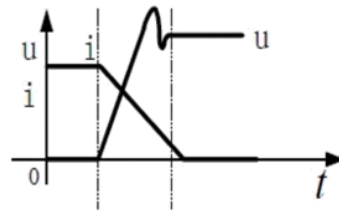
Anahtarlama güç kaynaklarında sürücünün gücü arttıkça yüksek verim için kayıpları azaltmak gerekir. Bunun için de yumuşak anahtarlama tercih edilir. Düşük güçlü ve kaybın çok olmayacağı uygulamalarda ise sert anahtarlama kullanılabilir.

- **Sert Anahtarlama**

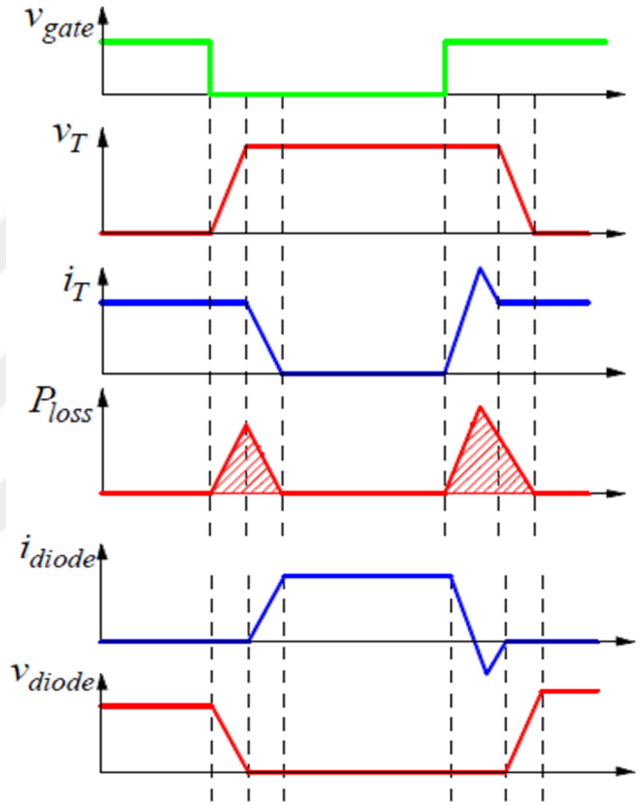
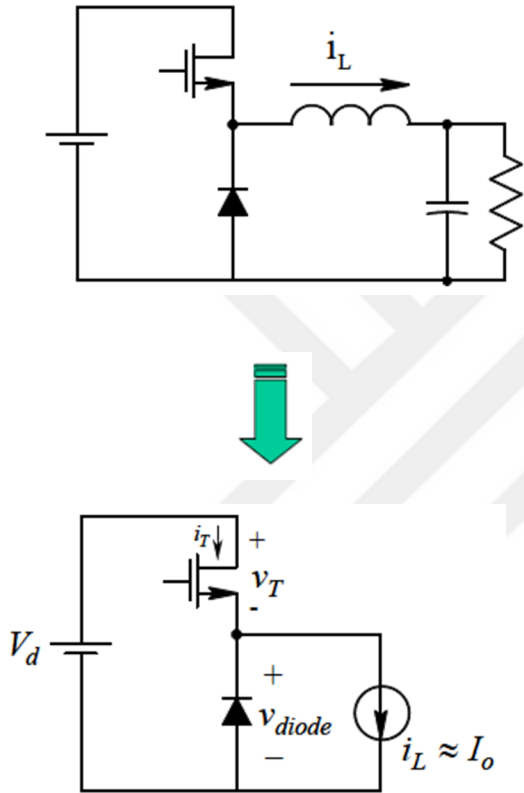
Açılış ve kapanış durumlarında akım ve voltajın her ikisinin de belli bir değerinin olması durumudur. Bu sebeple anahtarlama elemanları üzerinde maksimum kayıp oluşur ve sıcaklık artar. Yüksek frekans gerektiren uygulamalarda kayıp daha da artar. Dik değişimlerden dolayı oluşan yüksek  $di/dt$  ve  $dv/dt$  değerleri yüksek EMI oluşturur. Avantajı; tasarım süresinin kısa ve tasarımın kolay olmasıdır. Düşük güçlü uygulamalarda tercih edilir



a) Mosfet İletime Geçtiğinde



b) Mosfet Kesime Geçtiğinde

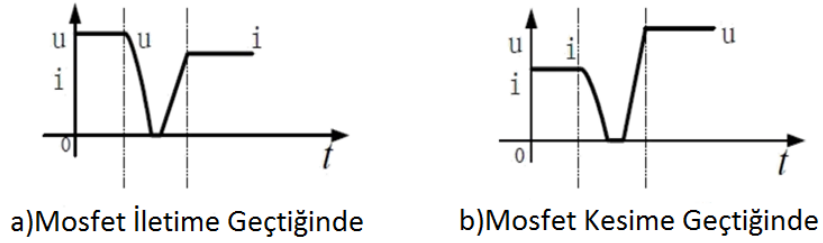


Şekil 2.13: Sert Anahtarlama Devre Yapısı ve Dalga Şekilleri [7]

- **Yumuşak Anahtarlama**

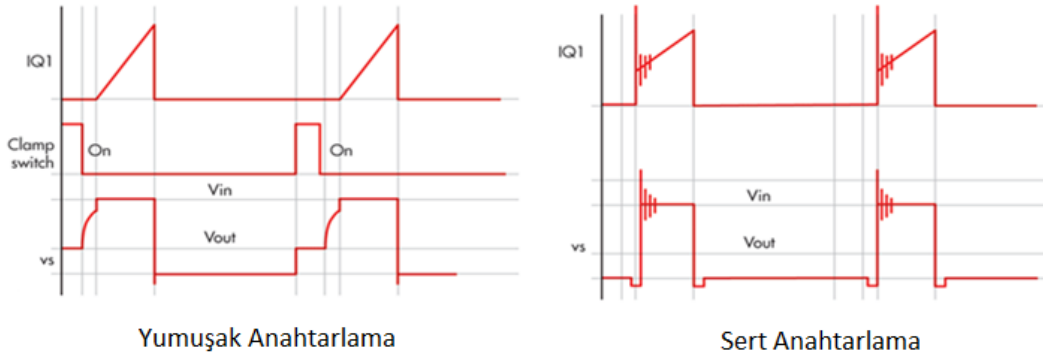
Anahtarlama için Voltaj ve Akım birbirinin sıfır olmasını beklemektedir (Sıfır Akım Geçişi, Sıfır Voltaj Geçişi) veya akım veya gerilimin yükselme hızları düşürülür. (Sıfır Akım Anahtarlama, Sıfır Voltaj Anahtarlama) Bu yöntem ile Yüksek frekansta çalışmamızı engelleyen anahtarlama kayıpları minimuma indirilmektedir. Yumuşak

Anahtarlama tekniği bize çok daha yüksek frekansta çok daha az anahtarlama kayıpları ile verimliliği maksimuma çıkarma şansı vermektedir ve EMI iyileşmesi sağlamaktadır.



**Şekil 2.14:** Yumuşak Anahtarlama Dalga Şekilleri

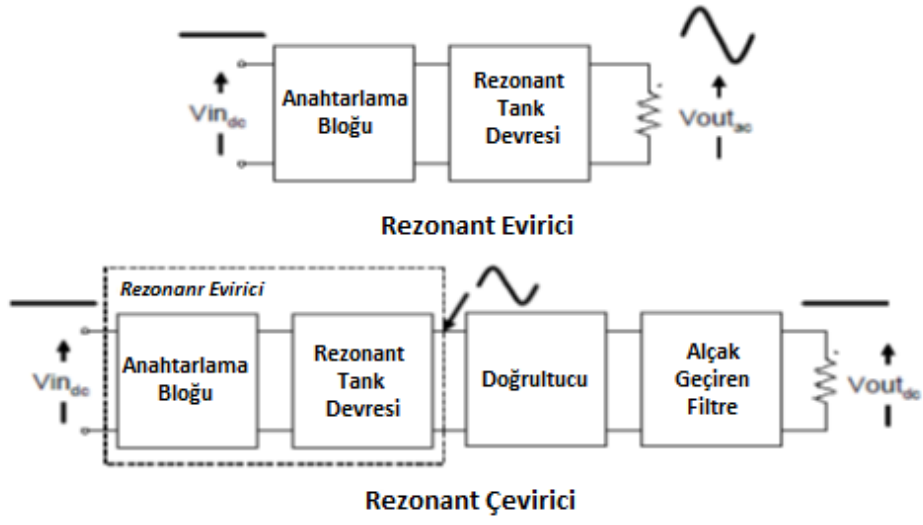
Yumuşak anahtarlama ve sert anahtarlama karşılaştırmalı dalga şekilleri aşağıdaki gibidir. Görüldüğü gibi yumuşak anahtarlama da akım ve voltaj sıçramaları yoktur. Bu da kayıpları azaltır.



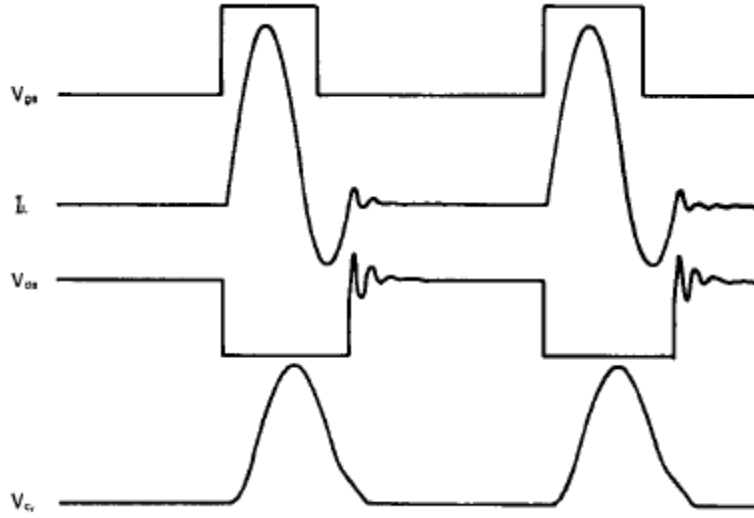
**Şekil 2.15:** Yumuşak Anahtarlama & Sert Anahtarlama dalga şekilleri karşılaştırması [8]

### 2.2.1.2 Rezonant

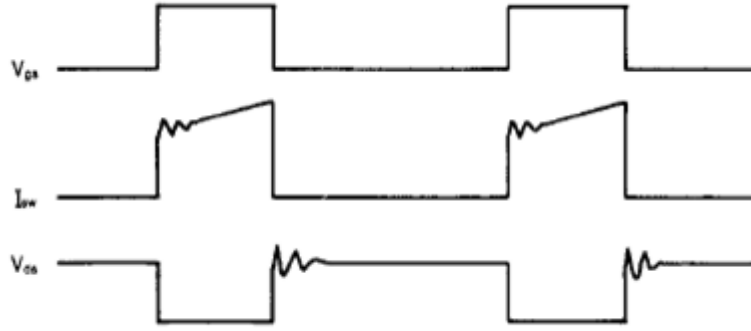
Sıradan anahtarlama güç kaynakları tarafından kullanılan darbe genişlik modülasyonu (PWM) yarı-kare dalgalar yerine sinüzoidal dalga şekilleriyle gücü işlemek için rezonant tank devrelerini kullanan anahtarlama güç kaynaklarıdır.



Şekil 2.16: Rezonant Topolojisi Genel Blok Diyagramı [9]



Şekil 2.17: Rezonant Dalga Şekilleri [10]



**Şekil 2.18:** PWM Dalga Şekilleri [10]

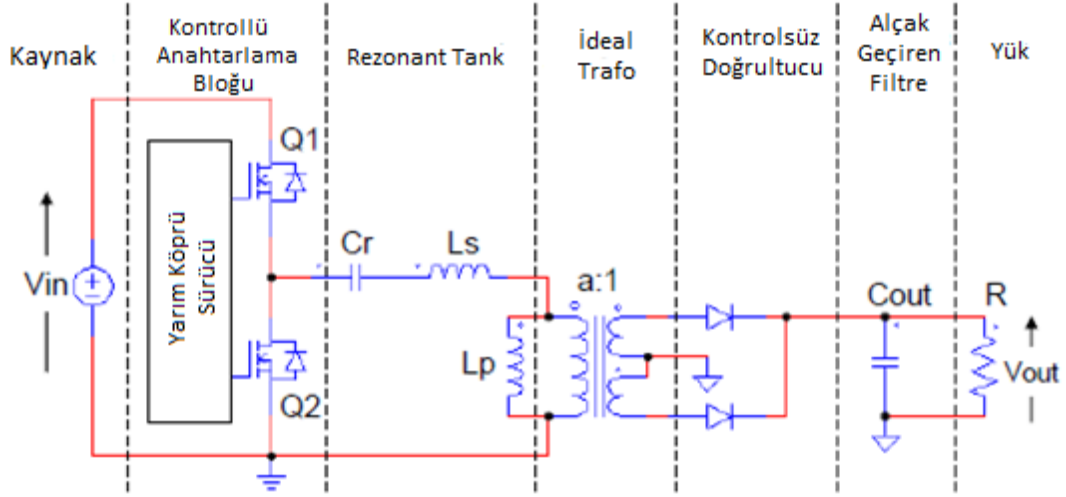
Rezonant çeviriciler akım ve voltaj sıfır veya sıfıra yakın yerlerdeyken anahtarlama yaptığı için anahtarlama kayıpları azdır. (Yumuşak Anahtarlama - Soft Switching) . Maksimum gerilim ve akım stresleri diğer güç kaynaklarından fazladır. Düşük anahtarlama kayıpları sayesinde yüksek frekanslarda çalışır. Düşük boyut ve yüksek güç yoğunluğu(w/cm<sup>3</sup>) sebebiyle yüksek güçlerde çalışabilir. Diğer topolojilere göre daha yüksek verim ve düşük EMI elde edilir.

Rezonant topolojisinde L ve C elemanlarının dizilişiyle çeşiti belirlenir. Sık kullanılan çeşitleri Seri LC, Paralel LC, LCC, LLC gibidir.

Tüm kullanılan Rezonant yapılarının birbirine göre avantajı ve dezavantajı bulunmaktadır. M2 ve M3 sınıfı için tasarlayacağımız yüksek verimlilikli sürücümüz için seri ve paralel rezonant çeşitlerinin iyi özelliklerine sahip kombinasyon hali olan LLC Rezonant yapısını kullanacağız.

### **2.2.1.3 Seri Rezonant (LLC) DC-DC Dönüştürücü**

Avantajı dar anahtarlama frekans aralığında çalışması ve yüksüz durumda Sıfır Voltaj Anahtarlama bölgesinde kalabilmesidir. Tüm çalışma aralığında Sıfır Voltaj Anahtarlama ve Sıfır Akım Anahtarlama gerçekleştirilebilir. Geniş giriş voltaj aralığında çalışabilir. Dolaşan enerji azdır. Yüksüz durumda çalışabilir. Geniş yük aralığında düşük frekans değişim aralığı sağlar. Yüksek verim elde edilebilir (95%).



**Şekil 2.19:** LLC Rezonant Yarım Köprü Doğrultuculu Çevirici [11]

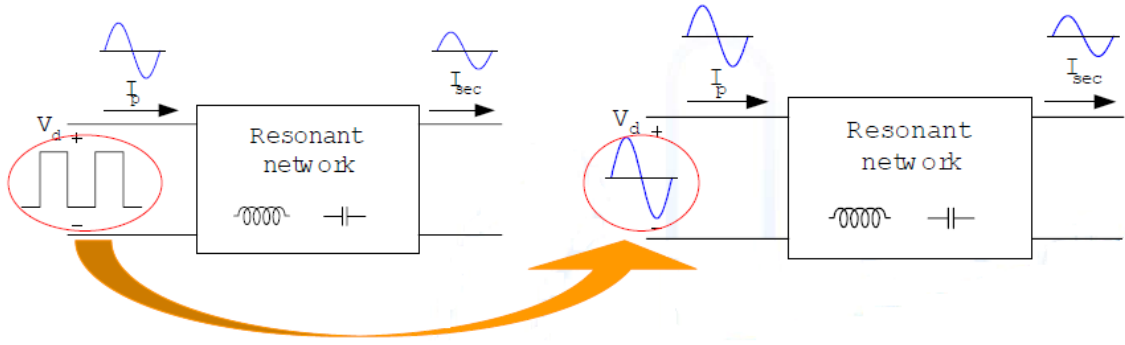
Yük arttıkça ( $Q$ 'de artar) rezonant frekansı artar. İki rezonant frekansı aşağıdaki formülle belirlenir.

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.22)$$

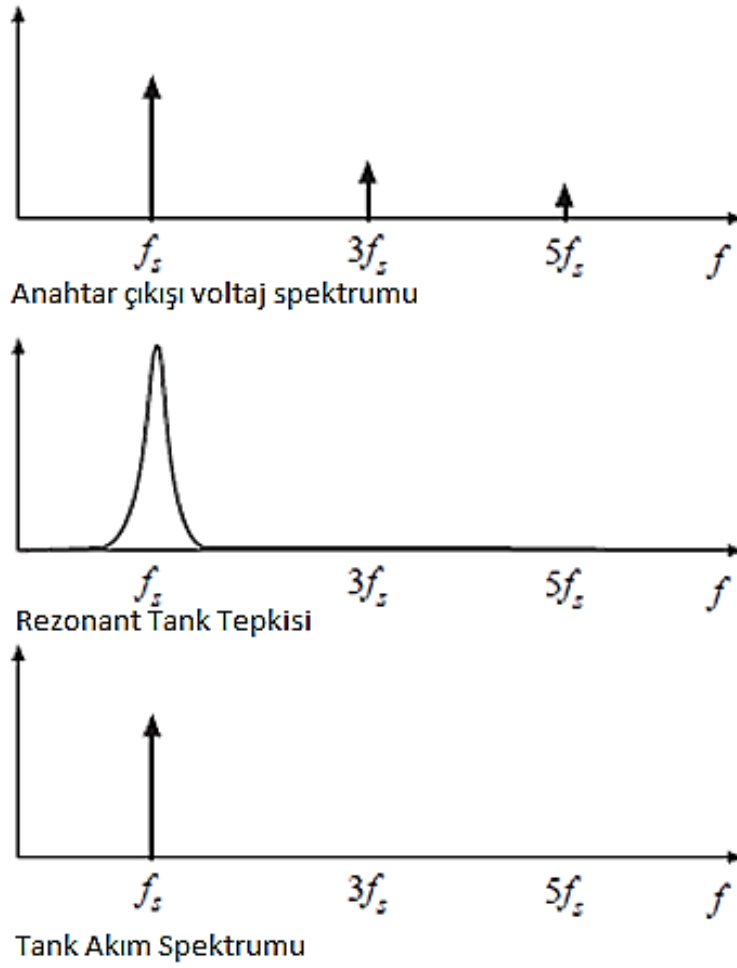
$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_r) C_r}} \quad (2.23)$$

$C_r$  ve  $L_r$  rezonant tankı yardımıyla 400V  $V_{in}$  için rezonant frekansı  $f_{r1}$  olarak belirlenir. Giriş voltaj değeri düştüğünde daha düşük anahtarlama frekansı ile daha yüksek verim elde edilir. Doğru rezonant tankı seçimiyle çevirici yük ve giriş değişimlerinden etkilenmeyerek ZVS bölgesinde çalışacaktır.

Rezonant çevirici girişine kare dalga da uygulansa sadece sinüzoidal akıma izin verildiği için yüksek akım harmonikleri rezonant tankı sayesinde filtrelenir. Kare dalga yerine ana sinüzoidal komponenti gelir.

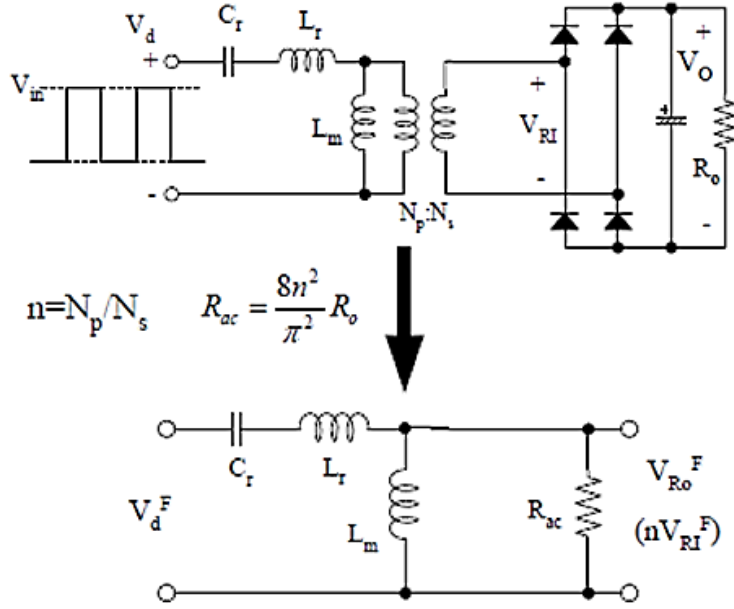


Şekil 2.20: Rezonant ağı [12]



Şekil 2.21: Rezonant Çeviricinin Harmonikleri [13]

- Seri Rezonant (LLC) DA-DA Dönüştürücü Devresinin AC Eşdeğeri



Şekil 2.22: LLC Devresinin AC Eşdeğeri [14]

Eşdeğer devreden elde edilen voltaj kazancı aşağıdaki formülle hesaplanır [12].

$$M = \frac{V_{RO}^F}{V_d^F} = \frac{n V_{RI}^F}{V_d^F} = \frac{\frac{4n V_o}{\pi} \sin(\omega t)}{\frac{4V_{in}}{\pi 2} \sin(\omega t)} = \frac{2n V_o}{V_{in}} \quad (2.24)$$

( $\omega_0$ =Rezonant Frekansı, M=Kazanç, Q=Kalite faktörü)

$$L_p = L_m + L_r \quad (2.25)$$

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (2.26)$$

$$m = \frac{L_p}{L_r} \quad (2.27)$$

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r R_{ac}}} \quad (2.28)$$

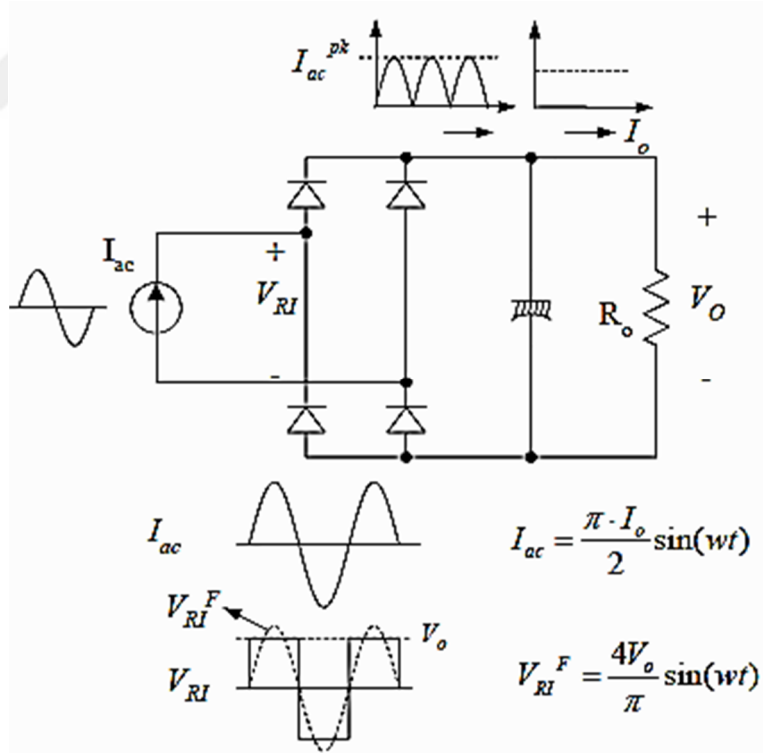
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.29)$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} \quad (2.30)$$

Sekonderdeki doğrultucu devresi empedans etkisi gösterdiği için eşdeğer yük direnci gerçek yük direncinde farklı olur. Eşdeğer yük direnci aşağıdaki formülle hesaplanır [12].

$$R_{ac} = \frac{V_{RI}^F}{I_{ac}^F} = \frac{V_{RI}^F}{I_{ac}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8}{\pi^2} R_o \quad (2.31)$$

Primer devresi sinüzoidal akım ( $I_{ac}$ ) ve kare dalga voltaj ( $V_{ri}$ ) olarak belirir.



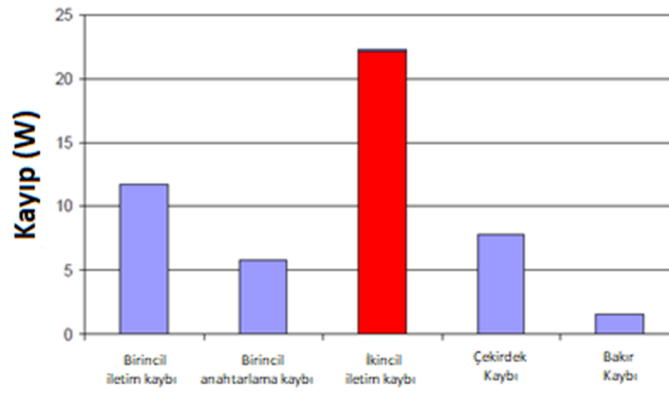
Şekil 2.23: Eşdeğer Yük Direncinin Elde Edilmesi [12]



## 2.3 SENKRON DOĞRULTMA ANALİZİ

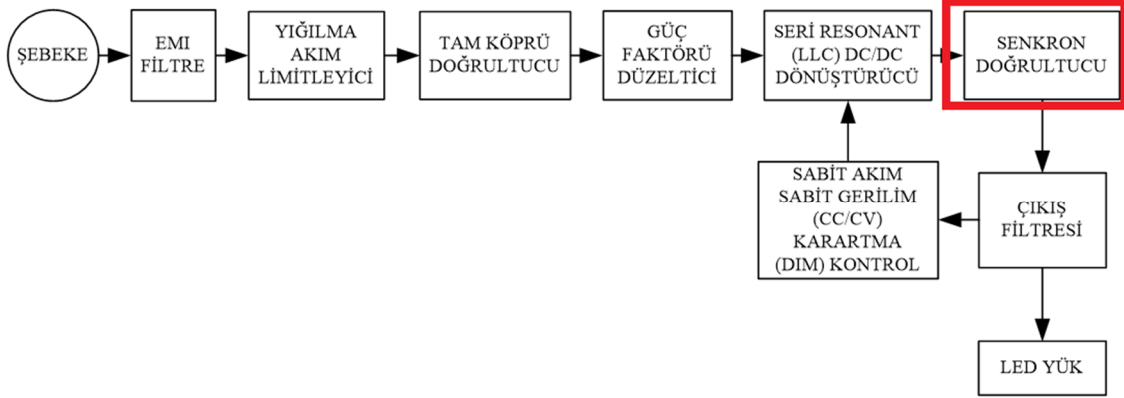
### 2.3.1 Giriş

Telekom ve bilgisayar tabanlı cihazlarda kullanılan DC/DC dönüştürücülerde verimlilik en önemli parametredir. Yüksek verimlilik için, LLC topolojisi gelecekte en çok kullanılacak topoloji kabul edilmektedir. LLC rezonant dönüştürücünün senkron doğrultucu ile birlikte kullanımı ile ilgili pek fazla kaynak bulunmamaktadır.



Şekil 2.26: 1kW Diyot Doğrultmalı LLC DC/DC Dönüştürücü Kayıpları [15]

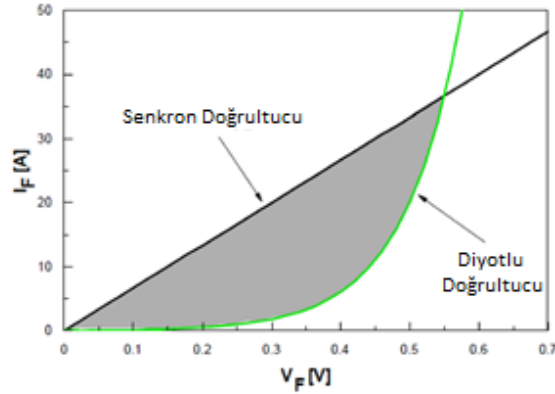
Şekil 2.26, 1kW diyot doğrultmalı LLC DC/DC dönüştürücünün kayıplarını göstermektedir. Grafikten görüleceği gibi sekonder iletim kayıpları en yüksek kaybın olduğu yerdir. LLC rezonant dönüştürücünün verimliliğini arttırmak için sekonder iletim kayıplarını azaltmak gerekmektedir [15]. Şekil 2.27’de Senkron doğrultucu bloğunun LED sürücü devresindeki konumuna yer verilmiştir.



**Şekil 2.27:** Sabit Akım/Sabit Gerilim Kontrollü LED Sürücü Devresinin Senkron Doğrultucu Blok Diyagramı

Shottky diyotun pn birleşmeli diyota göre, iletim voltaj düşümü düşük olduğu için eski tasarımlarda, sekonder iletim kayıplarını azaltmak için pn birleşmeli diyot yerine schottky diyot kullanılmaktaydı[16].

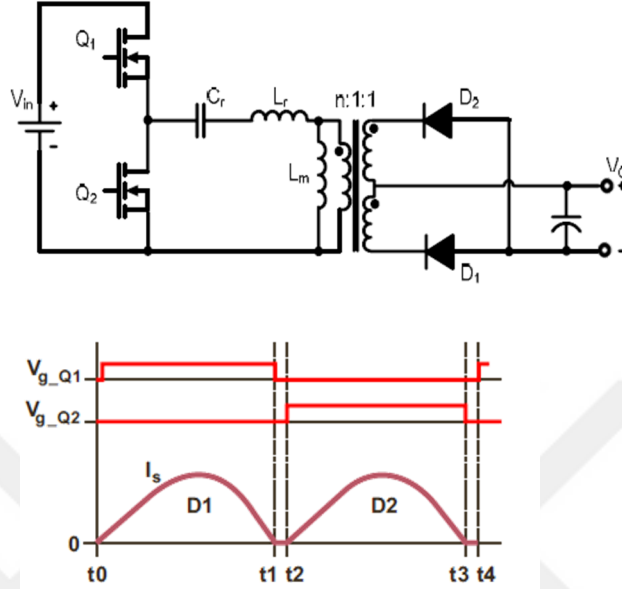
Güç seviyesine göre mosfet  $R_{ds(on)}$  iletim kayıpları, diyot iletim kayıplarına göre daha az olduğundan sekonderde diyot yerine mosfet kullanılarak yani senkron doğrultma ile sekonder iletim kayıpları azaltılıp, verimlilik artırılmaktadır[17].



**Şekil 2.28:** Senkron doğrultma ve diyotlu doğrultmanın, iletim voltajı ve akım karşılaştırması [17]

## 2.3.2 Rezonant Dönüştürücüde Senkron Doğrultucu Kullanımı

### 2.3.2.1 Diyot Doğrultuculu Rezonans Dönüştürücü

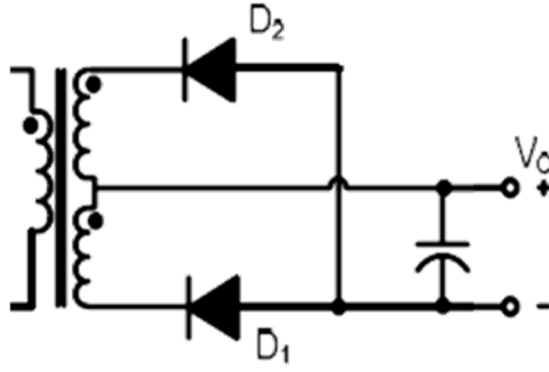


Şekil 2.29: Diyot Doğrultuculu Rezonans Dönüştürücü Devre Şekli Ve Dalga Şekilleri[16]

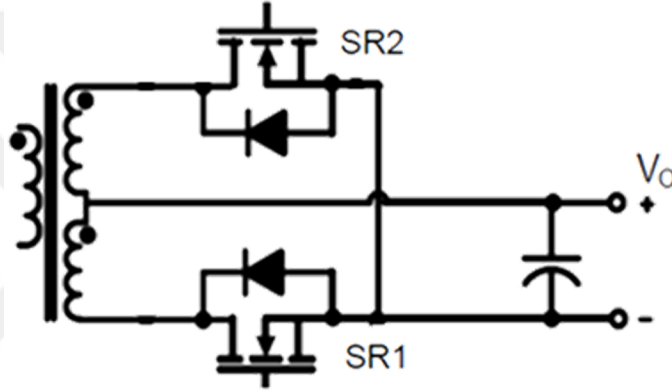
Diyot doğrultmalı rezonans dönüştürücünün temel çalışma şekli;  $Q_1$  MOSFET'i iletimde iken  $D_1$  diyotu iletimdedir.  $Q_2$  MOSFET'i iletimde iken  $D_2$  diyotu iletimdedir.

### 2.3.2.2 Diyotlu Doğrultucudan Senkron Doğrultucuya Geçiş

Diyotlu doğrultucudan senkron doğrultucuya geçişte, diyot yerine MOSFET kullanılırken MOSFET, akım source'dan draine geçecek şekilde bağlanır.

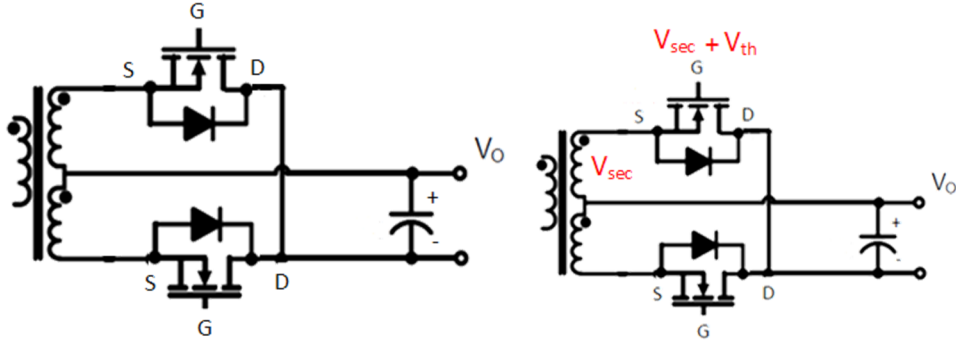


**Şekil 2.30:** Diyot doğrultuculu rezonans dönüştürücünün sekonder kısmı [15]



**Şekil 2.31:** Senkron doğrultuculu rezonans dönüştürücünün sekonder kısmı [15]

MOSFET'i iletme geçirmek için gate voltajı, source voltajına göre  $V_{th}$  kadar daha fazla olması gerektiğinden senkron doğrultmada diyot yerine bağlanan MOSFET'lerin source uçları sekonderin (-) sine bağlanmalıdır. Şekil 2.32'deki gibi MOSFET'in drain pini sekonderin (-) sine bağlandığında MOSFET'in source pininde trafonun sekonder çıkışındaki kadar voltaj olur bu durumda MOSFET'i iletme geçirmek için  $V_{sec} + V_{th}$  gerilimini sağlayacak ek gate sürme devresi gerekir.



Şekil 2.32: MOSFET'in drain pini sekonderin (-) sine bağlandığındaki devre şekli

[15]

### 2.3.3 Senkron Doğrultucularda Sürme Metotları

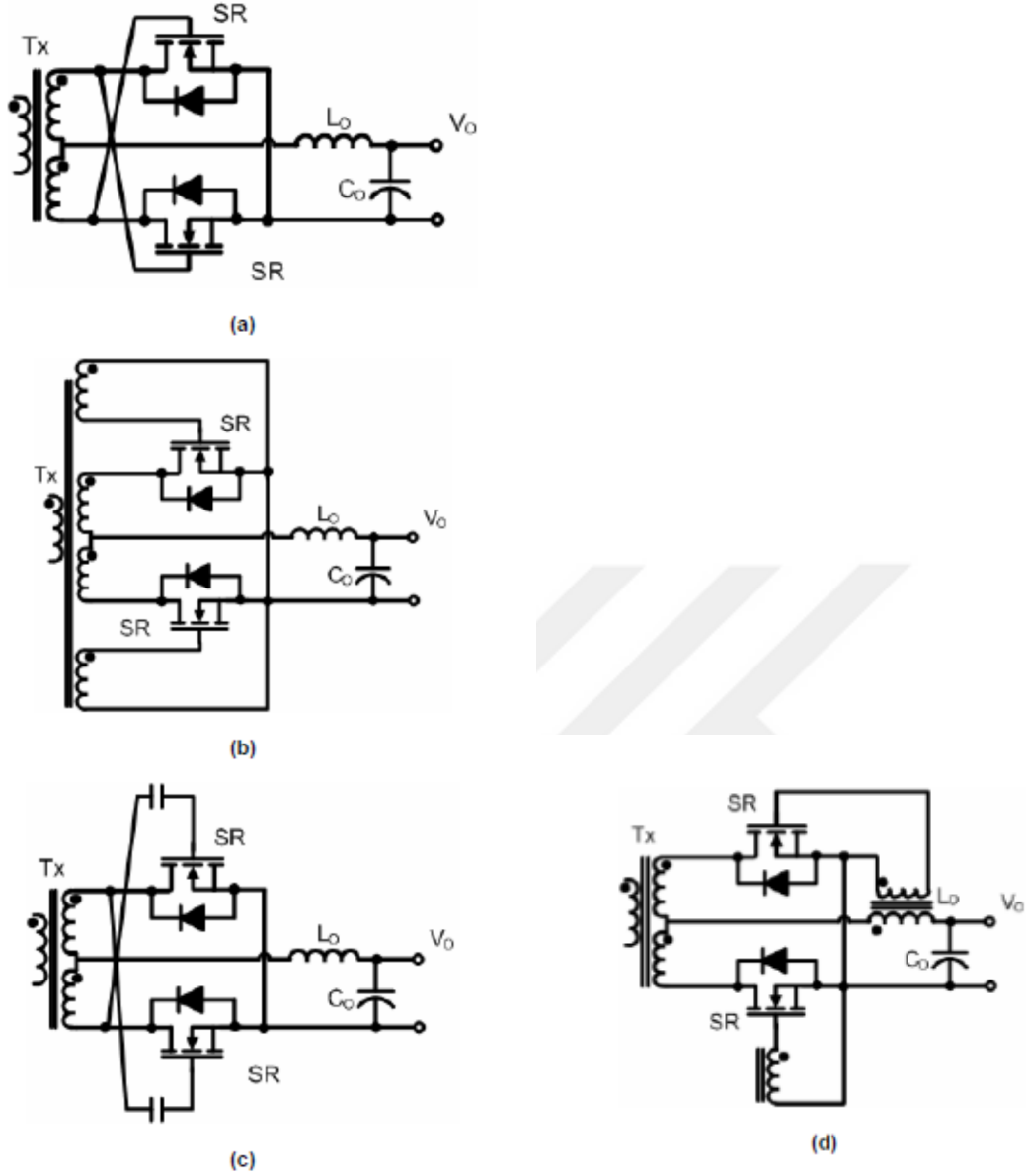
#### 2.3.3.1 PWM Dönüştürücülerde Senkron Doğrultucu Sürme

PWM dönüştürücülerde kullanılan, senkron doğrultuculardaki sürme metotları kendiliğinden sürülen ve haricen sürülen olarak ikiye ayrılır.

Kendiliğinden sürme metodu senkron doğrultucu sürme bilgisinin akımdan mı, gerilimden mi elde edildiğine göre voltaja göre kendiliğinden sürülen, akıma göre kendiliğinden sürülen olarak iki alt kategoriye ayrılır.

Şekil 2.33'de Voltaja göre kendiliğinden sürülen senkron doğrultma devreleri görülmektedir. En basit şekli Şekil 2.33(a)'daki gibi bir MOSFET'in gate'si diğer MOSFET'in drainli ile çapraz çiftlenerek yapılmasıdır. Çok yüksek veya çok düşük çıkış voltajı uygulamalarında trafodan yardımcı sargılardan alınan sürme voltajı ile sürme işlemi Şekil 2.33(b)'deki gibi yapılır. Yüksek voltaj uygulamalarında sekonder çıkışına konulan kapasiteler ile Şekil 2.33(c)'deki gibi sürme işlemi gerçekleştirilir. Trafonun sekonderinden alınan voltaj bilgisine göre sürmek yerine çıkış bobininde elde edilen voltaja göre de Şekil 2.33(d)'deki gibi sürme işlemi gerçekleştirilebilir.

Voltaja göre kendiliğinden sürülen devrelerin avantajı kolay yapıları ve düşük maliyetleridir dezavantajı ise her topolojiye uygulanamamasıdır.

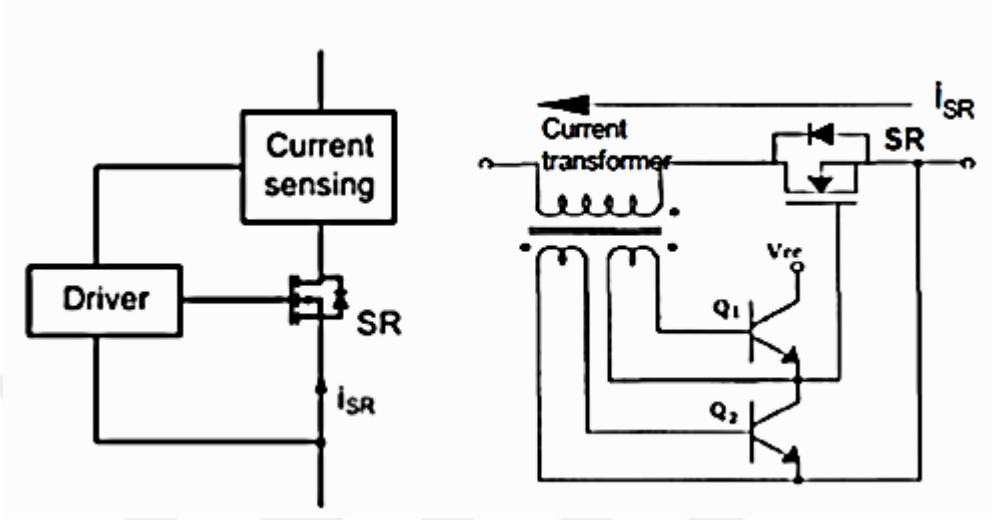


**Şekil 2.33:** Voltaja göre kendiliğinden sürülen senkron doğrultma devreleri [15]

Voltaj bilgisine göre, senkron doğrultma MOSFET'ini sürme sinyali elde edilen voltaja göre kendiliğinden sürülen metotlar yerine, senkron MOSFET'ten geçen akım ölçülerek senkron MOSFET'i sürme sinyali elde edilen akıma göre kendiliğinden sürülen metotlar kullanılabilir.

Senkron MOSFET'ten geçen akımı ölçmek için senkron MOSFET'e seri yerleştirilen akım ölçme trafolu metot Şekil 2.34'de görülmektedir. Senkron doğrultucu MOSFET'inden geçen akım bilgisi direkt alındığından kolaylıkla MOSFET iletme ve

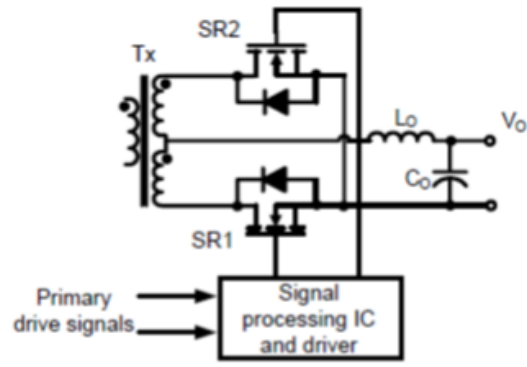
kesime geçirilebildiğinden tüm topolojilere uygulanabilir bu metodun en büyük avantajıdır. Diğer avantajı ise MOSFET sürme voltajının sabit olmasıdır.



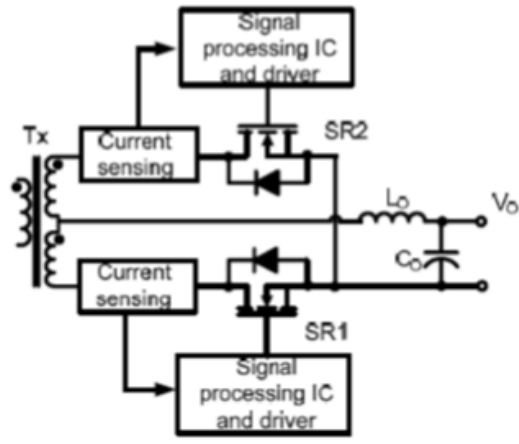
Şekil 2.34: Akıma göre kendiliğinden sürülen senkron doğrultma devreleri [15]

Haricen sürülen senkron doğrultma devreleri, voltaja ve akıma göre kendiliğinden sürülen senkron doğrultma devreleri dışındaki diğer senkron sürme metodudur.

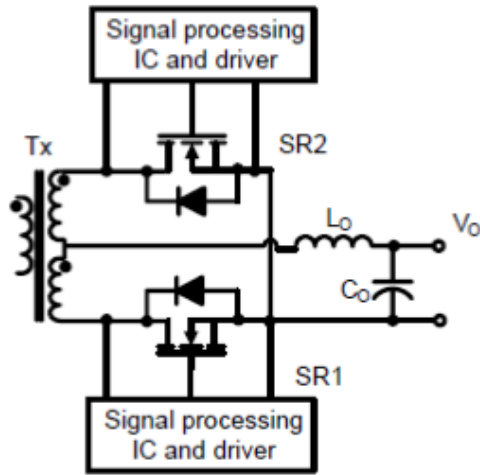
Bu sürme metodunda, senkron doğrultma MOSFET'ini sürme sinyali senkron doğrultma IC'si tarafından üretilir. Şekil 2.35 (a)'daki gibi senkron doğrultma IC'nin MOSFET'i sürme sinyali primer tarafından gelen bilgi ile üretilir yada Şekil 2.35(b) ve Şekil 2.35(c)'deki gibi senkron doğrultma MOSFET'inden geçen akım ölçülerek MOSFET'i sürme sinyali senkron doğrultma IC tarafından üretilir.



(a)



(b)



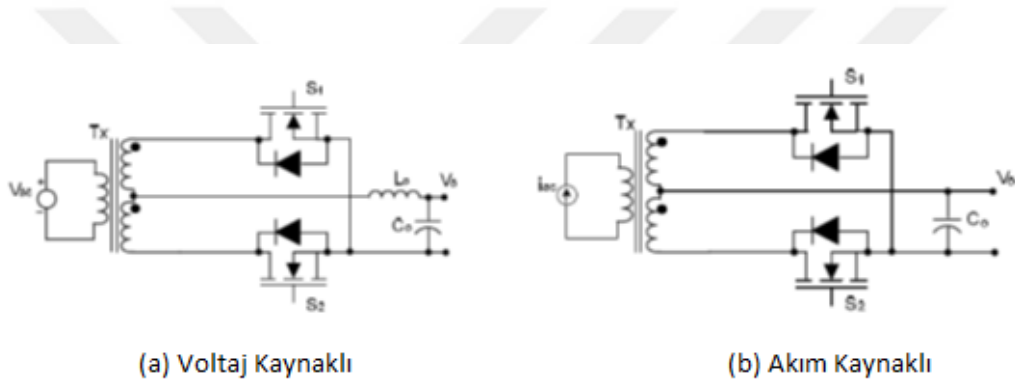
(c)

Şekil 2.35: Haricen Sürülen Senkron Doğrultma Devreleri [15]

Bu sürme metodunun avantajı IC kullanıldığından sürme devresinin küçük boyutlu oluşudur. Dezavantajı ise maliyetinin yüksek oluşu ve IC'nin sürme siyalini üretip MOSFET iletime geçen sürede MOSFET'in body diyotu iletimde olacağından body diyot iletim kayıplarıdır.

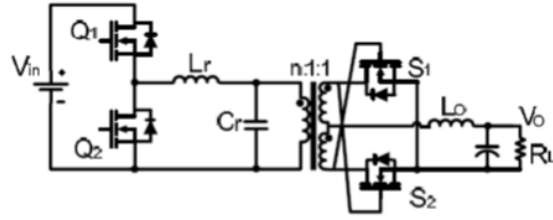
### 2.3.3.2 Rezonans Dönüştürücülerde Senkron Doğrultucu Sürme

Rezonans dönüştürücüler Şekil 2.36'de görüldüğü gibi voltaj kaynaklı ve akım kaynaklı olarak ikiye ayrılır.

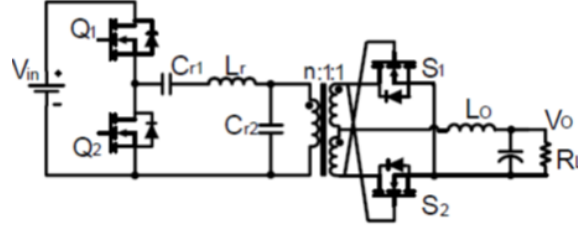


Şekil 2.36: Rezonans Dönüştürücülerde Voltaj Kaynaklı ve Akım Kaynaklı Devre Yapıları [15]

Voltaj kaynaklı, paralel rezonans dönüştürücü ve seri paralel rezonans dönüştürücülerle Şekil 2.37'te görüldüğü gibi voltaja göre kendiliğinden sürülen senkron doğrultma devreleri kullanılabilir fakat bu sürme metodu sekonder tarafta sinüzoidal voltaj olduğundan çok uygun değildir.



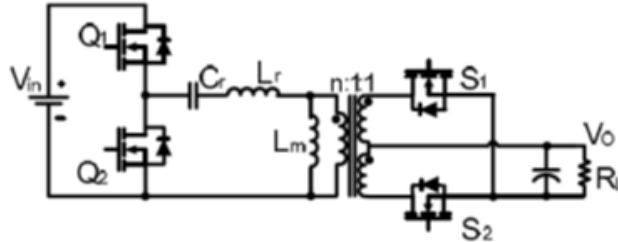
(a) Paralel Rezonans Dönüştürücü



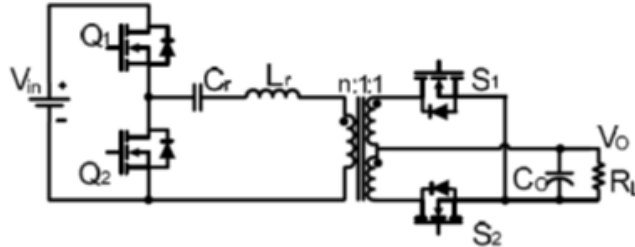
(b) Seri-Paralel rezonans dönüştürücü

**Şekil 2.37:** Voltaja göre kendiliğinden sürülen senkron doğrultucu voltaj kaynaklı rezonans dönüştürücüler [15]

Şekil 2.38 (a)'daki LLC rezonans dönüştürücü akım kaynaklı dönüştürücü tipidir. Bu dönüştürücüde sekonder sargıdaki voltajın polaritesi senkron doğrultucu MOSFET kesime girdikten sonra değişir bu yüzden kendiliğinden sürülen senkron doğrultucu devrelerinin kullanımı uygun değildir.



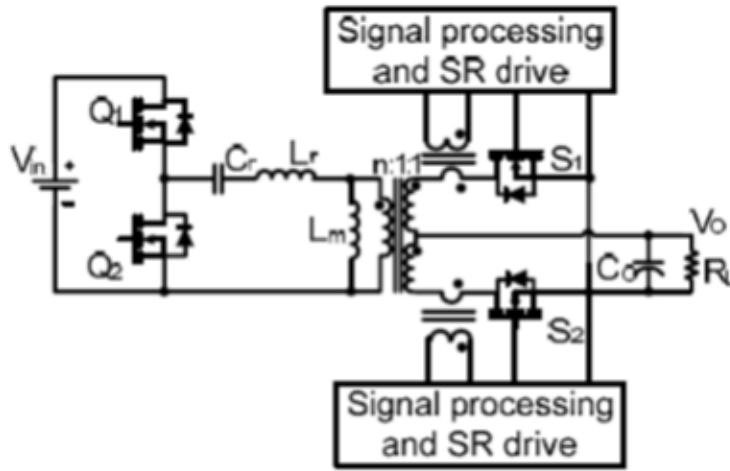
(a) LLC Rezonans Dönüştürücü



(b) Seri Rezonans Dönüştürücü

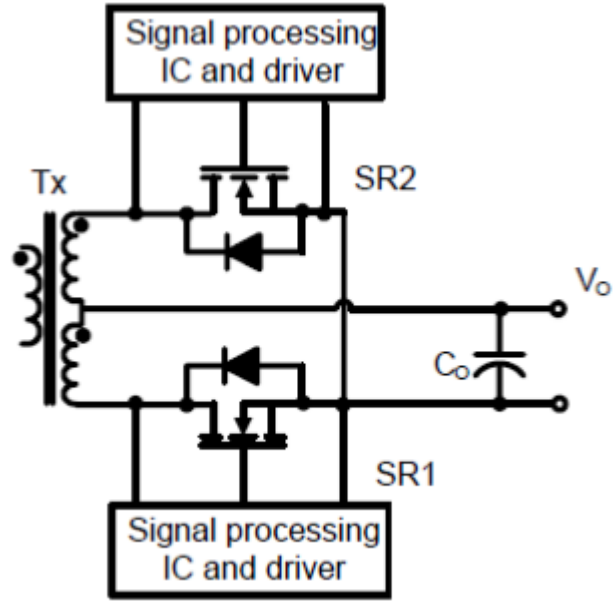
**Şekil 2.38:** Akım Kaynaklı Rezonans Dönüştürücü Devre Yapıları [15]

LLC rezonans dönüştürücülerde senkron doğrultucudaki MOSFET'in iletimde kalma zamanının hesaplanması gerekir. Bunun bir yolu Şekil 2.39'deki gibi akıma göre kendiliğinden sürülen senkron doğrultucu sürme devresi kullanılmasıdır fakat bu yapının yüksek anahtarlama frekanslarında ve yüksek güç yoğunluklu devrelerde kullanımı limitlidir. Senkron doğrultma devresindeki seri endüktans yani akım ölçme trafosu ile MOSFET'in iletim süresi hesaplanarak senkron doğrultucu MOSFET'leri arasındaki uygun ölü zaman belirlenebilir.



**Şekil 2.39:** Akıma göre Kendiliğinden Sürülen senkron doğrultuculu LLC rezonans Devresi [15]

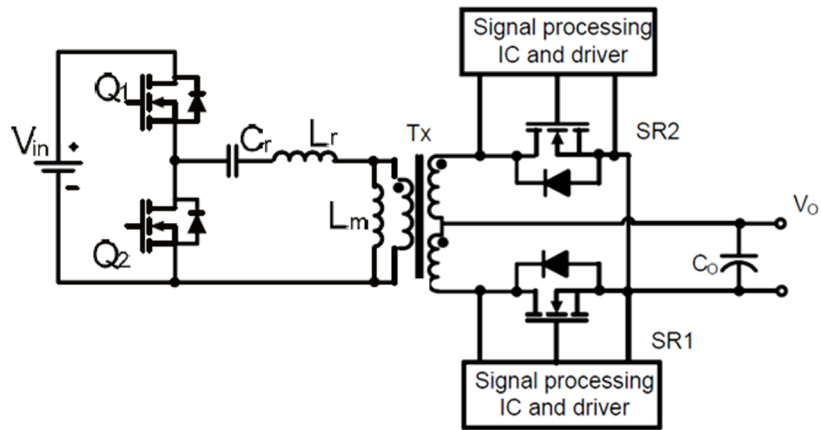
Şekil 2.40'de görüldüğü gibi LLC rezonans dönüştürücülerde haricen sürülen senkron doğrultucu kullanımı diğer bir seçenektir. Bu devre yapısında Senkron doğrultucu MOSFET'in drain source voltajı ölçülerek uygun gate sürme sinyali üretilir [15].



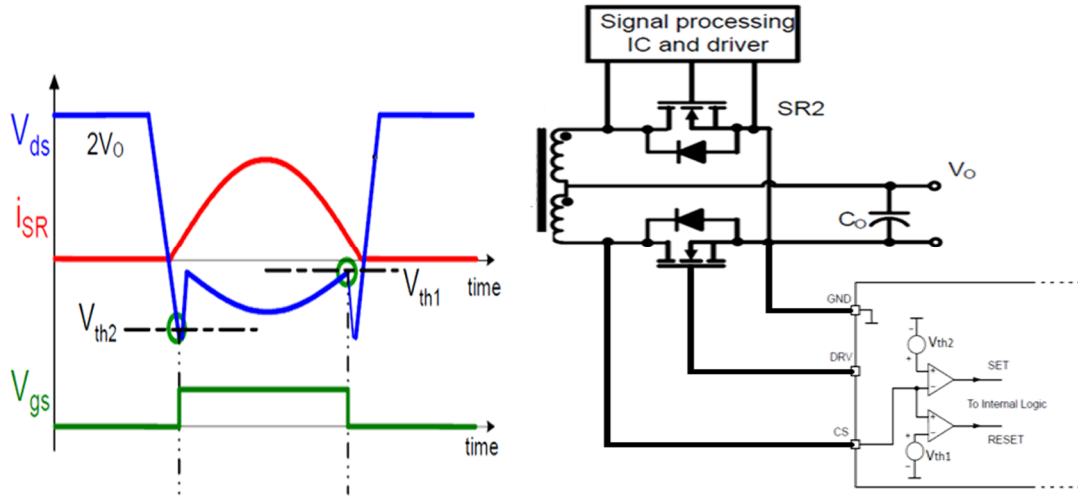
Şekil 2.40: Haricen Sürülen Senkron doğrultucu [15]

### 2.3.4 Senkron Doğrultmada Kullanılan IC'lerin Parametreleri

#### 2.3.4.1 Senkron Doğrultuculu Rezonans Dönüştürücüye Senkron IC'lerin Bağlanması ve Çalışma Prensipleri



Şekil 2.41: Senkron Doğrultuculu Rezonans Dönüştürücüye senkron kontrollere IC'lerin bağlanması [15]



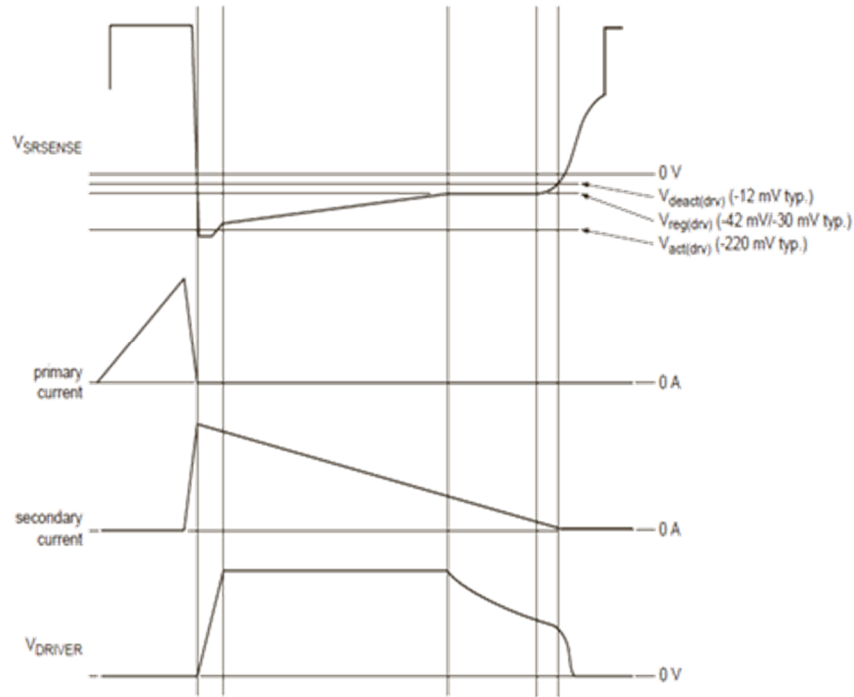
**Şekil 2.42:** Senkron kontroller IC'nin MOSFET'i iletme ve kesime geçirecek voltaj seviyelerinin dalga şekli ve IC'nin ilgili bölümünün içyapısı [15]

Senkron doğrultucu kısımdaki akım, primer taraftaki MOSFET kesime girmeden 0 seviyesine gelir. Senkron doğrultucudaki MOSFET'ler için uygun tetikleme sinyali üretebilmek için akım bilgisi gerekmektedir. Senkron doğrultucudaki MOSFET'lerden geçen akım bilgisi için Şekil 2.34'deki gibi MOSFET'lerin drain source voltajı ölçülmektedir.

Onsemi firmasının NCP4304, NXP firmasının TEA1792, Fairchild firmasının FAN6208 gibi senkron kontrol IC'leri bu özelliğe sahiptir. MOSFET'in body diyotu iletme geçtiğinde drain source voltajı  $V_{th2}$  seviyesine ulaştığında senkron IC MOSFET'i iletme geçirir ve akım MOSFET üzerinden akmaya başlar. Bu sıradaki MOSFET drain source gerilimi MOSFET'in  $R_{ds(on)}$  değeri ile geçen akımın çarpımı kadardır. Bu voltaj düşümü MOSFET'in body diyotunun iletim voltaj düşümünden daha düşüktür. MOSFET drain source gerilimi  $V_{th1}$  seviyesine geldiğinde senkron IC MOSFET'i kesime götürür ve akım 0 olana kadarki sürede akım MOSFET'in body diyotu üzerinden akar[18].

- **NXP TEA1792**

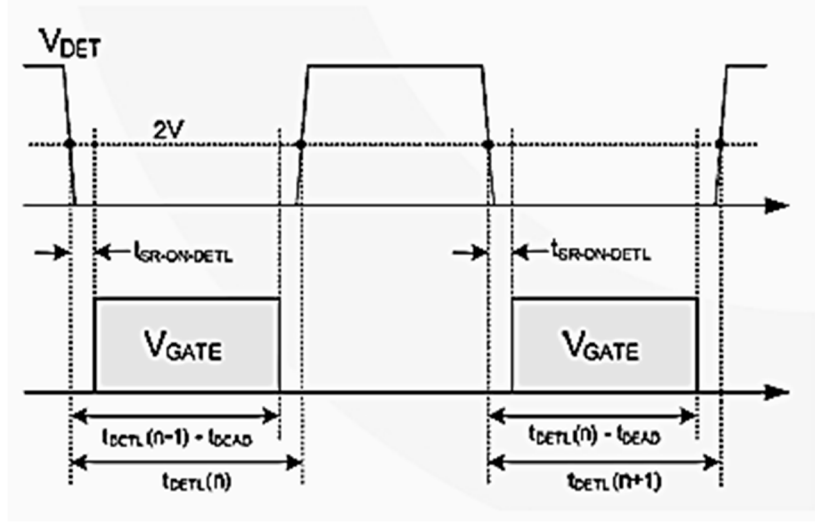
Drain source gerilimi ölçen pinindeki voltaj -220mV olduğunda MOSFET'i ilettime geçirir. -12 mV olduğunda MOSFET'i kesime geçirir. Regülasyon voltajı -42mV ya da -30mV seçilebilir. MOSFET iletimdeyken drain source gerilimi ölçen pinindeki voltaj seçilen regülasyon seviyesine geldiğinde IC sürme voltajını düşürür. Bunu MOSFET'i hızlı biçimde kesim durumuna geçirmek için yapar. Kesime geçme kayıpları azalır .



**Şekil 2.43:** NXP TEA1792'nin Senkron doğrultmadaki Sinyalleri [19]

- **FAIRHILD FAN6208**

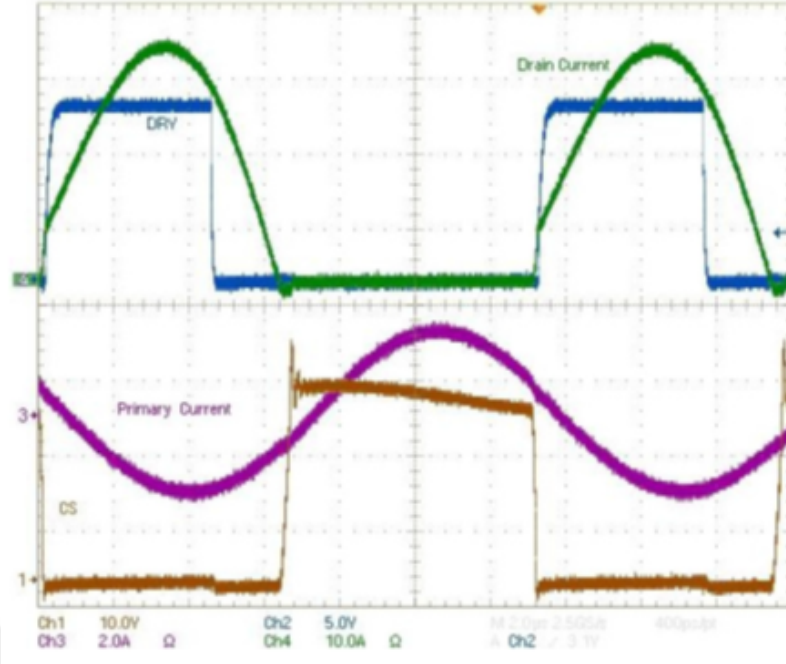
MOSFET'in Drain Source voltajını ölçerek iletim süresini hesaplar ve bir sonraki ahtarlamada MOSFET'i bu süre kadar iletimde tutar.



Şekil 2.44: Fairchild 6208'nin Senkron doğrultmadaki Sinyalleri [20]

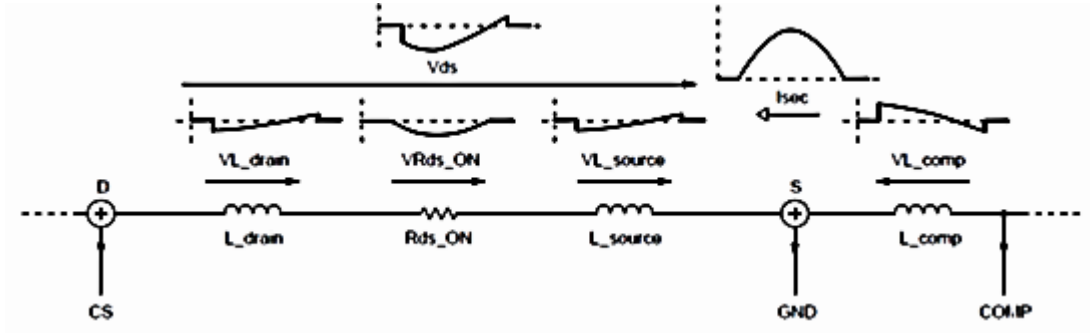
#### 2.3.4.2 Parazitik Endüktansın Etkisi

Senkron doğrultmada T0-220 paket tipinde MOSFET kullanılırsa, bacaklardan kaynaklanan parazitik endüktans MOSFET'in erken kapanmasına neden olur. Parazitik endüktanstan dolayı, senkron IC'nin drain source voltajını ölçen pininde hata voltajından dolayı MOSFET üzerinden akım geçmeye devam ederken MOSFET kesime girer ve akım body diyot üzerinden akmaya devam eder ve verimliliğin düşmesine neden olur. Şekil 2.45'te parazitik endüktansın neden olduğu erken kapanmanın dalga şekli görülmektedir.



**Şekil 2.45:** TO-220 Paket MOSFET Kullanılan Parazitik Kompanzasyon Yapılmamış Senkron Doğrultucu Dalga Şekilleri [21]

Senkron kontrol IC NCP4304A/B kullanıldığında paratizik endüktansın kompanzasyonu için Şekil 2.46'teki prensip önerilmektedir.

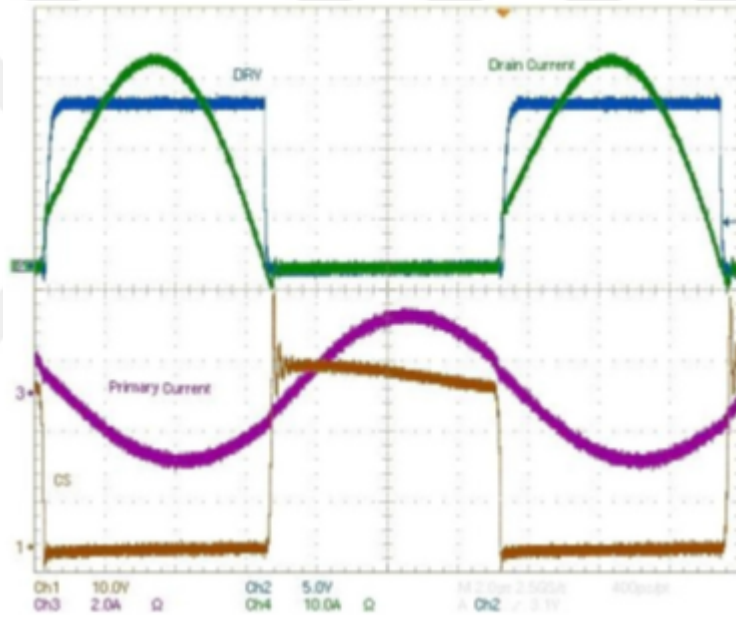


**Şekil 2.46:** Parazitik Endüktans Kompanzasyon Prensibi [21]

NCP4304A/B'nin COMP pinine harici kompanzasyon endüktansı bağlanabilir. Bağlanacak kompanzasyon endüktansının değeri( $L_{comp}$ ), drain pinin endüktası ile source pinin endüktansının toplamı kadardır. Bu kompanzasyon endüktansı üzerinde

oluşturulacak voltaj, drain pinin endüktansından kaynaklanan voltaj ve source pinin endüktansından kaynaklanan hata voltajlarını toplamı kadardır. Kompanzasyon endüktansından ölçülen voltaj IC'nin içindeki analog dönüştürücü ile akıma dönüştürülerek akım karşılaştırıcısının kapanma seviyesi ayarlanır. Bu sayede parazitik endüktansın yol açtığı MOSFET'in erken kesime girme problemi önlenmiş olur. Kompanzasyon endüktansının değeri yaklaşık olarak  $7nH$ 'dir.

Kompanzasyon yapılmış senkron doğrultmada MOSFET'in erken kesime girmedeği ve MOSFET iletim zamanının arttığı Şekil 2.47'deki dalga şekillerinden görülebilir.



Şekil 2.47: TO-220 Paket MOSFET Kullanılan Parazitik Kompanzasyon Yapılmış Senkron Doğrultucu Dalga Şekilleri [21]

### 2.3.4.3 Senkron Doğrultma IC Parametreleri

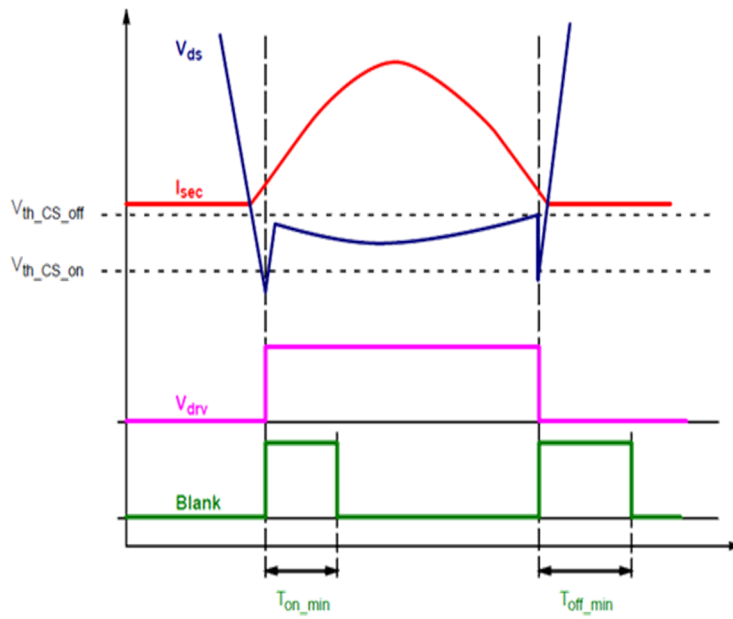
- **Ton\_min**

MOSFET Vds gerilimi on seviyesine geldiğinde IC gate çıkışı high olur ve Ton\_min süresi başlar. Bu süre içinde Vds gerilimi off seviyesine gelsede IC gate çıkışı

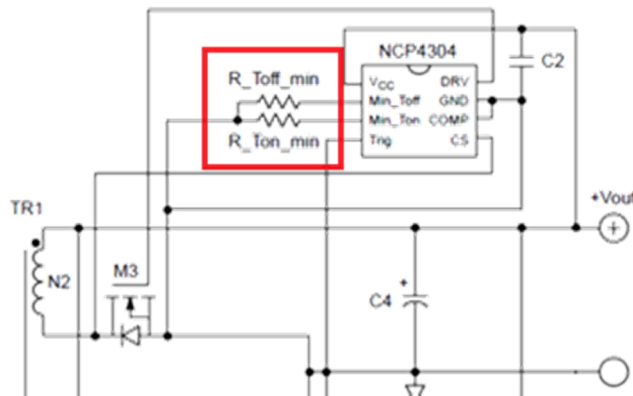
low olmaz MOSFET iletimde kalır. Minimum Ton süresi IC'nin Min\_ton pinine bağlanan direnç ile ayarlanır.

- **Toff\_min**

MOSFET Vds gerilimi kapanma seviyesine geldiğinde IC gate çıkışı low olur ve Toff\_min süresi başlar. Bu süre içinde Vds gerilimi iletime geçme seviyesine gelse IC gate çıkışı high olmaz MOSFET kesimde kalır. Minimum Toff süresi IC'nin Min\_toff pinine bağlanan direnç ile ayarlanır.



Şekil 2.48: Ton\_min ve Toff\_min Sürelerinin Vds sinyali ile birlikte gösterimi [21]



Şekil 2.49: Ton\_min ve Toff\_min Sürelerinin IC'nin ilgili Pinlerine Bağlanan Dirençlerle Ayarlanması [21]

- **Ölçülebilen Maksimum Drain Source Gerilimi**

MOSFET'in drain source uçlarından ölçülebilecek maksimum voltajdır. Yüksek ölçüm voltajı olan IC, yüksek çıkış voltajı olan dönüştürücüde kullanılabilir. Yüksek ölçüm voltajı olması istenir.

- **Kaynak Akımı, Sızıntı Akımı**

MOSFET'i iletme ve kesime geçirirken gate'ni şarj ve deşarj etmek için gerekli akımlardır. MOSFET'i daha hızlı iletme ve kesime geçirmek için yüksek değerde olması istenir.

- **İletme Geçme Eşik Voltajı, Kesime Girme Eşik Voltajı**

MOSFET'i iletme ve kesime geçirecek voltaj seviyeleridir. Her iki voltaj seviyesinin de 0 a yakın olması istenir. Değerler ne kadar 0 a yakın olursa Body diyot iletim süresi o kadar az olur.

- **MOSFET'i İletme Geçirirkenki Toplam Gecikme süresi (Tpd\_on),  
MOSFET'i Kesime Geçirirkenki Toplam Gecikme süresi (Tpd\_off)**

MOSFET'in iletme ve kesime geçme seviyeleri algılandığında, MOSFET'i iletme ve kesime geçirmek için gate uygulanan sinyaldeki gecikme süresidir. Her ikisinin de düşük süre olması istenir.

- **Maksimum Anahtarlama Frekansı**

IC'nin anahtarlama frekansıdır. Yüksek anahtarlama frekansı olması istenir.



### 3. TASARIM VE DENEYSEL SONUÇLAR

#### 3.1 GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİCİ (PFC) (YÜKSELTİCİ (BOOST)); DC/DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE DENEYSEL SONUÇLAR

Genel uygulama devre şeması Şekil 2.6'da verilen ve bu bölümde tasarımı gerçekleştirilip çıktıları verilecek olan yükseltici dönüştürücünün sağlanması gereken tasarım kriterleri Tablo 3-1'de verilmiştir.

**Tablo 3-1:** Yükseltici DC/DC Dönüştürücünün Sağlanması Gereken Tasarım Kriterleri

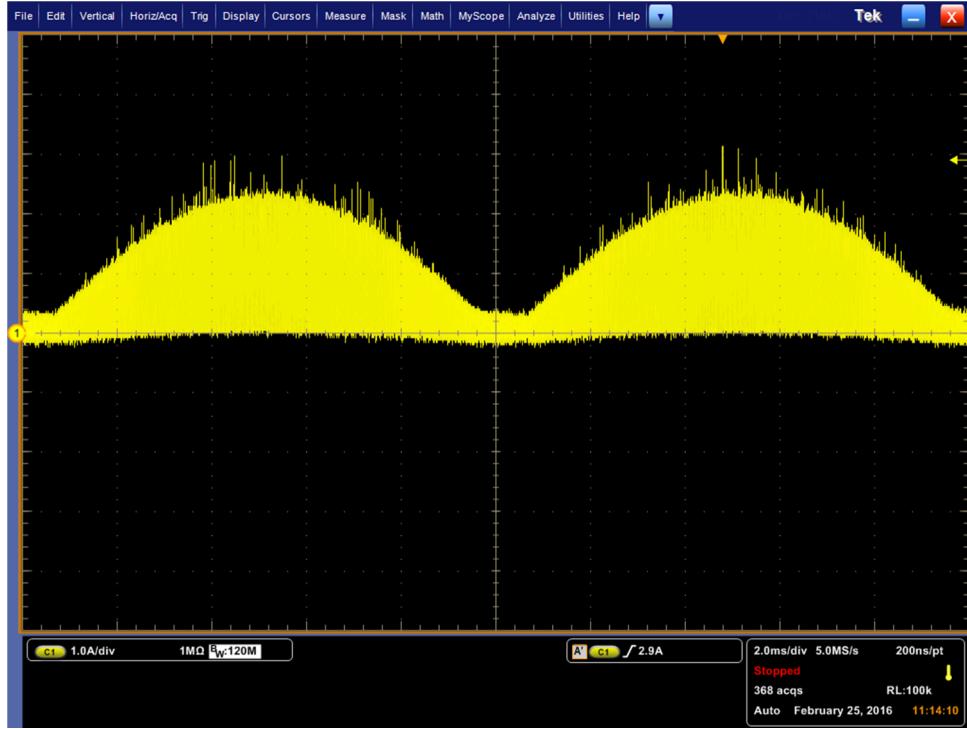
Minimum Şebeke Gerilimi ( $V_{ac,min}$ )	90	$V_{rms}$
Maksimum Şebeke Gerilimi ( $V_{ac,maks}$ )	270	$V_{rms}$
Şebeke Frekansı ( $f_{AC}$ )	50	Hz
Çıkış Gerilimi ( $V_{out,PFC}$ )	400	$V_{DC}$
Çıkış Gücü ( $P_{out,PFC}$ )	158	W
Beklenen Verim ( $\eta$ )	0.95	

Bu tasarım kriterleri kullanılarak bir önceki bölümde anlatılan tasarım adımları izlenilerek bulunan Şekil 2.6'daki devre eleman değerleri Tablo 3-2'de verilmiştir.

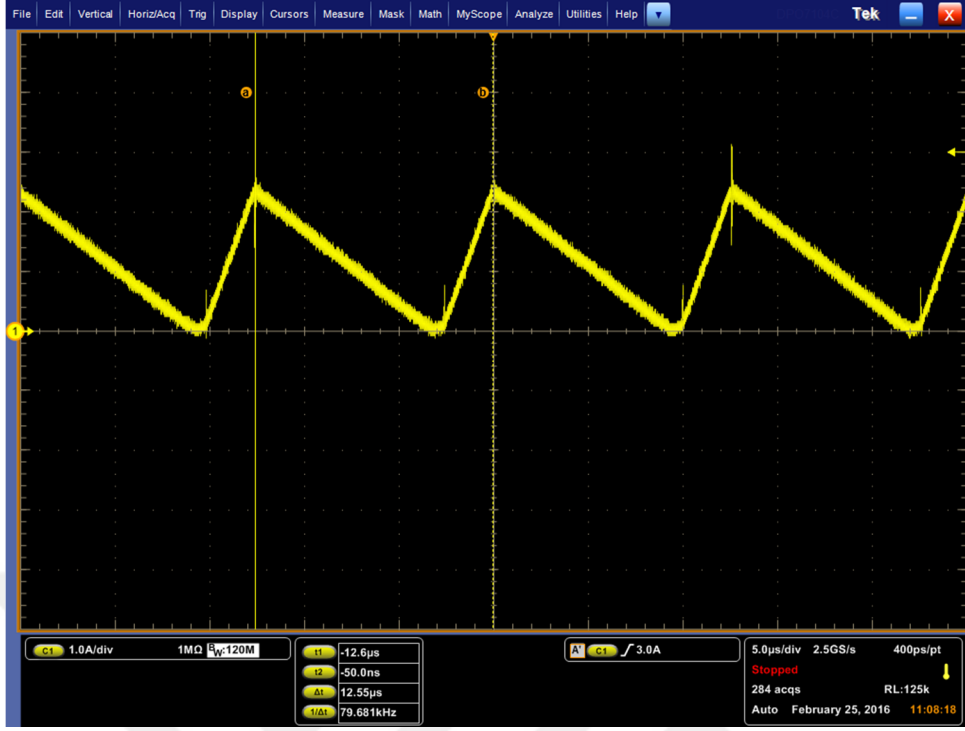
Tanımlanan tasarım kriterleri ve bu kriterler doğrultusunda belirlen devre elemanları kullanılarak laboratuvar düzeneğinde yapılan çalışma ve deneyler sonucu gerçekleştirilen yükseltici DC/DC dönüştürücü devresindeki gerilim ve akım dalga şekilleri bu bölümde verilmiştir. Şekil 3.1'de bir AC şebeke periyodu süresince gösterilen endüktans akımının tepe değerindeki dalga şekli Şekil 3.2'de verilmiştir ve bu durumda anahtarlama frekansı en düşük değerindedir (yaklaşık 79 kHz). Şekil 3.3'te ise endüktans akımının minimum değerindeki dalga şekli verilmiştir ve durumda anahtarlama frekansı en yüksek değerindedir (yaklaşık 246 kHz).

**Tablo 3-2:** Gerçekleştirilen Yükseltici DC/DC Dönüştürücünün Devre Eleman Değerleri

$L_B$	350 $\mu$ H
$C_B$	54 $\mu$ F
$Q_B$	FCPF11N65 MOSFET (Fairchild)
$D_B$	STTH2L06A (4 adet paralel diyot, ST)
$N_B : N_{ZCD}$	40: 2,5
$R_{out1}$	5,24 M $\Omega$
$R_{out2}$	34,5 K $\Omega$
$C_{COMP}$	330 nF
$C_t$	1 nF
$R_{sense}$	0,2 $\Omega$
$R_{ZCD}$	10 K $\Omega$



**Şekil 3.1:** Tam yükte çalışan dönüştürücünün endüktans akım dalga şekli (ölçekler: 1A/div, 2ms/div)

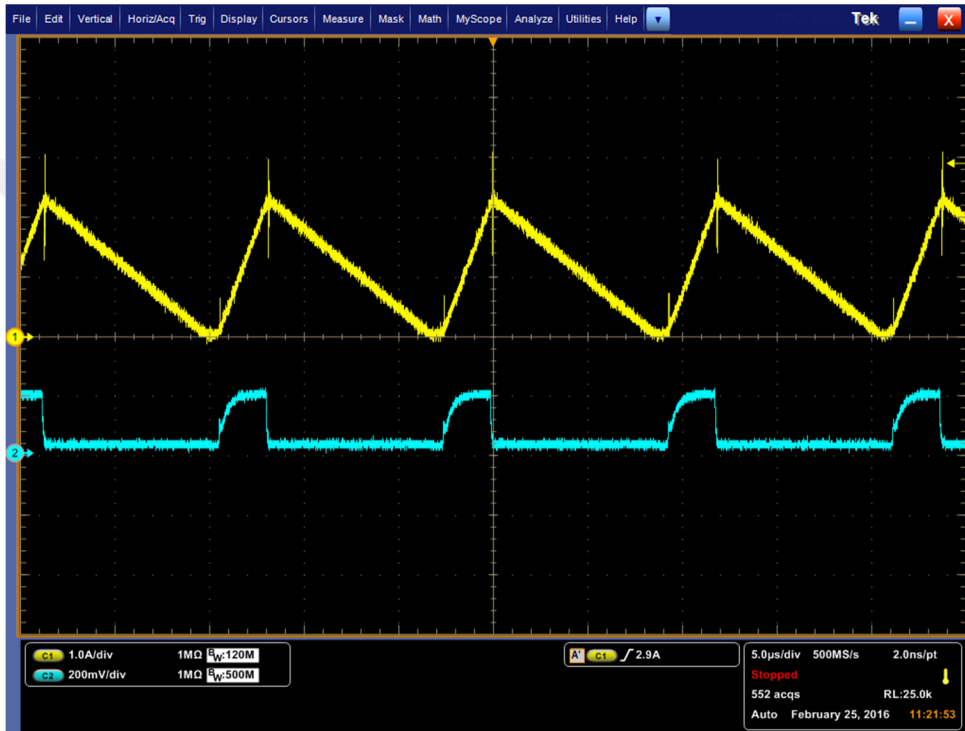


Şekil 3.2: Endüktans akımının tepe değerindeki dalga şekli (ölçekler: 1 A/div, 5 μs/div)



Şekil 3.3: Endüktans akımının minimum değerindeki dalga şekli (ölçekler: 1 A/div, 5 μs/div)

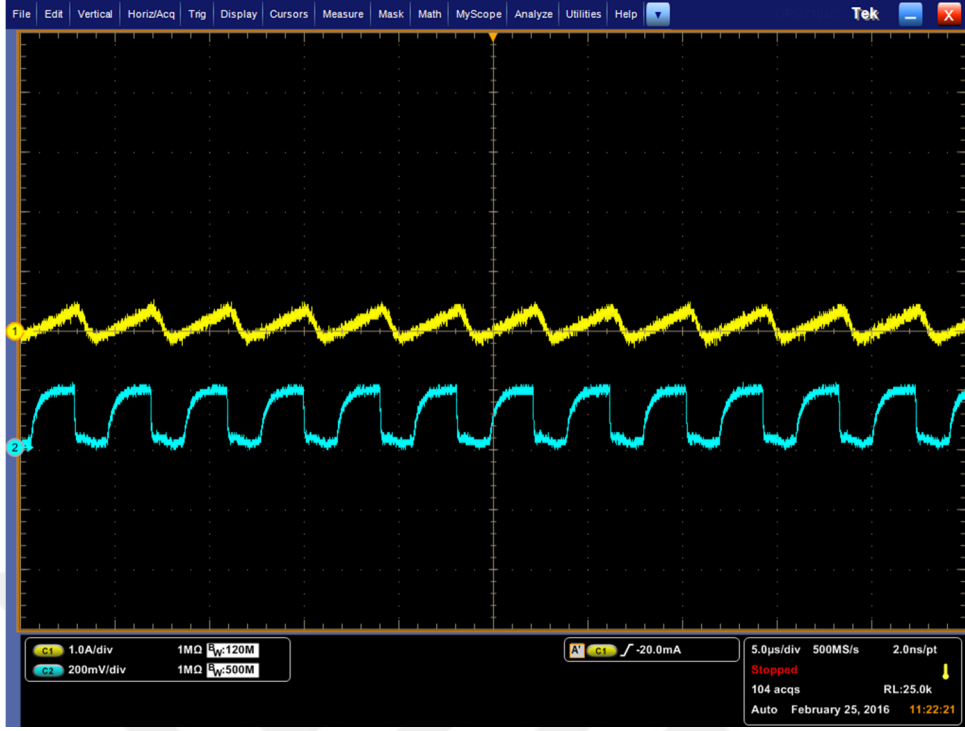
Endüktans akımının tepe değerindeki MOSFET anahtarlama dalga şekli Şekil 3.4'te verilmiştir. Aynı şekilde bulunan endüktans akımı MOSFET iletimdeyken artmakta ve MOSFET kesimdeyken azalmaktadır. Endüktans akımının minimum değerindeki MOSFET anahtarlama dalga şekli ise Şekil 3.5'te gösterildiği gibidir. Endüktans akımının yükseldiği bölgede akım MOSFET üzerinden akar, düştüğü bölgede diyot üzerinden akar.



**Şekil 3.4:** Endüktans akımı (sarı) ve MOSFET anahtarlama (mavi) dalga şekilleri  
(ölçekler: 1A/div, 20V/div, 5µs/div)

Şekil 3.6'da gösterilen MOSFET üzerindeki (drain) gerilim dalga şekli endüktans akımıyla birlikte gösterilmiştir. Bu dalga şeklinde MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düştüğünde MOSFET iletime geçer ve endüktans akımını üzerine alır.

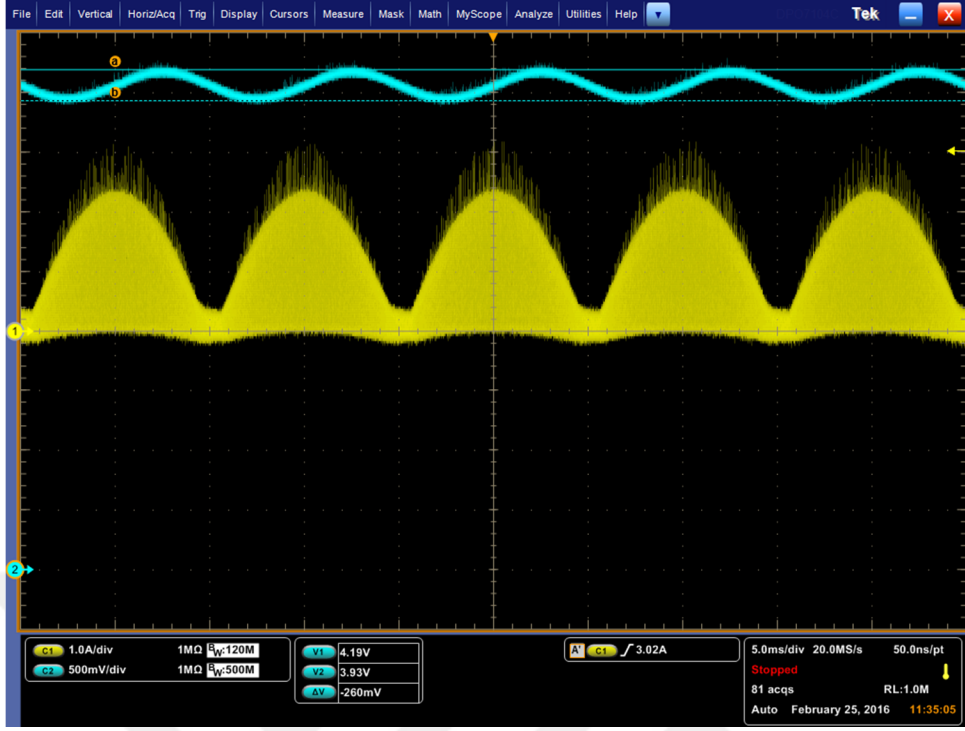
Şekil 3.7'de gösterilen tam yükte alınmış DC/DC dönüştürücü çıkış gerilimi dalga şeklinde 400 V DC değeri olan gerilimin şebeke frekansının 2 katı olan 100Hz'lik salınımının tepeden tepeye değeri 26 V'dur.



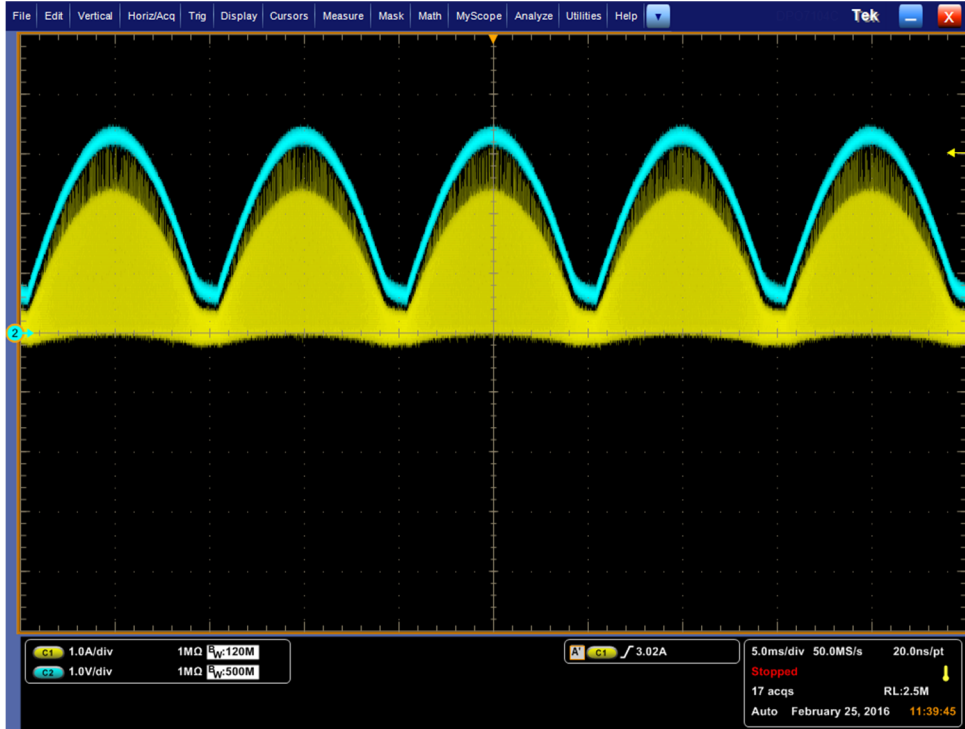
Şekil 3.5: Endüktans akımı (sarı) ve MOSFET anahtarlama (mavi) dalga şekilleri (ölçekler: 1A/div, 20V/div, 5µs/div)



Şekil 3.6: Endüktans akımı (sarı) ve MOSFET üzerindeki (drain) gerilim (mavi) dalga şekilleri (ölçekler: 1A/div, 100V/div, 2µs/div)



**Şekil 3.7:** Endüktans akımı (sarı) ve DC/DC yükseltici dönüştürücü çıkış gerilim (mavi) dalga şekilleri (ölçekler: 1A/div, 50V/div, 5ms/div)



**Şekil 3.8:** Endüktans akımı (sarı) ve DC/DC yükseltici dönüştürücü giriş gerilim (mavi) dalga şekilleri (ölçekler: 1A/div, 100V/div, 5ms/div)

Şekil 3.8’de ise DC/DC yükseltici dönüştürücünün giriş gerilimi verilmiştir ve görüldüğü üzere kontrol edilen akımın şekli giriş gerilimine benzetilmiştir. Bu sayede toplam harmonik bozunum değeri düşürülmüş (yaklaşık %8) ve güç faktörü değeri yükseltilmiştir (yaklaşık 0,97).

Bu bölümde LED sürücü devresinin giriş katı olan güç faktörü düzeltici (PFC) yükseltici (boost) DC/DC dönüştürücünün çalışma ilkeleri ve analizi anlatılmış, tasarımı ve gerçekleştirilmesi yapılmış ve deneysel sonuçları gösterilmiştir.

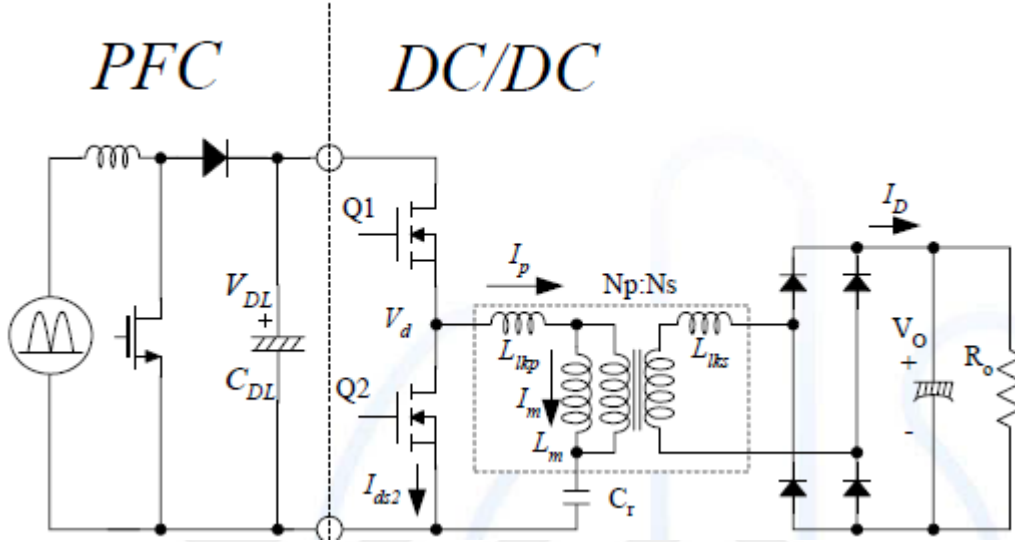
### **3.2 SERİ REZONANT (LLC) VE TRAFİO TASARIMI**

Tasarım için DC karakteristiklerden sonra güç tarafı için parametrelere ihtiyaç vardır.

- Trafo tur oranı ( $n$ )
- Seri Rezonant Endüktansı ( $L_r$ )
- Rezonant kapasitesi ( $C_r$ )
- Rezonant Endüktans Oranı ( $L_m/L_r$ )

### 3.2.1 Sistem Özelliklerinin Belirlenmesi

#### 3.2.1.1 Gerilim Ve Güç Karakterlerinin Belirlenmesi



Şekil 3.9: PFC ve LLC rezonant şeması[12]

- Giriş Voltajı: 380V ( $V_{out,PFC}$ )
- Çıkış: 42 V/3,5 A, 150W
- Hold-up zamanı: 15ms
- PFC Bulk Kapasitesi: 54uF
- $P_{in} = 150W / 0.95 = 157.89W$
- $V_{out,PFC} = 380V$

Yukarıdaki parametreler kullanılarak eşitlik (3.1), (3.2) ve (3.3) kullanılarak  $V_{in,min}$ ,  $V_{in,max}$ , ve  $P_{in}$  hesaplanmıştır [12].

$$V_{in,min} = \sqrt{V_{out,pfc}^2 - \frac{2P_{in}Thu}{C_{dl}}} \quad (3.1)$$

$$V_{in,min} = \sqrt{380^2 - \frac{2.158.15.10^{-3}}{54.10^{-6}}} = 238V \quad (3.2)$$

- $V_{in,max} = V_{out,PFC} = 380V$

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} \quad (3.3)$$

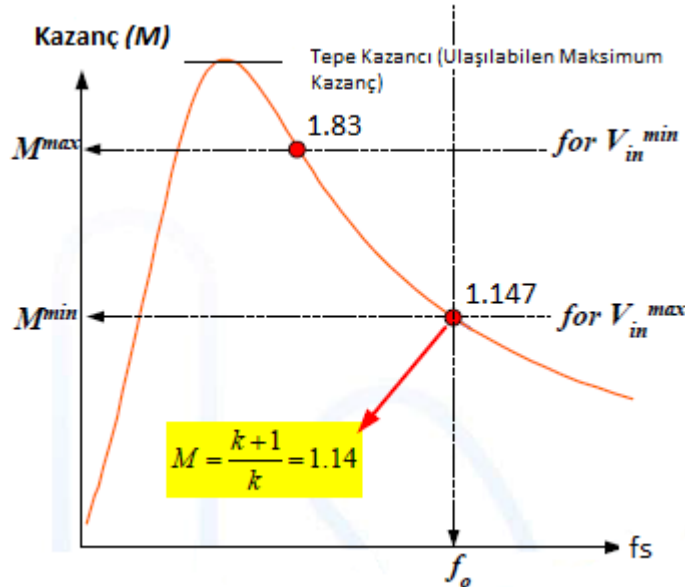
### 3.2.1.2 k Değerinin Seçimiyle Rezonant Minimum Ve Maksimum Voltaj Kazanç Noktasının Belirlenmesi

Kazanç (M), minimum ve maksimum değerleri için sırasıyla eşitlik (3.4) ve (3.5)'de hesaplanmıştır [12].

$$M^{\min} = \frac{V_{RO}}{\frac{V_{in}^{\max}}{2}} = \frac{L_m + n^2 L_{lks}}{L_m} = \frac{L_m + L_{lkp}}{L_m} = \frac{k+1}{k} \quad (3.4)$$

$$M^{\max} = \frac{V_{in}^{\max}}{V_{in}^{\min}} M^{\min} \quad (3.5)$$

- $k = L_m/L_{lkp} = 620\mu H/90\mu H = 6,8$
- $M_{min} = (k + 1) / k = 7,8 / 6,8 = 1,147$
- $M_{max} = (V_{in\_max} / V_{in\_min}) \times M_{min} = (380 / 238) \cdot 1,147 = 1,83$



Şekil 3.10: LLC Kazanç Grafiği [12]

### 3.2.1.3 Trafo Sarım Oranının Belirlenmesi ( $n=N_p/N_s$ )

Trafo sarım oranı eşitlik (3.6) kullanılarak hesaplanmıştır [12].

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{max}}{2 (V_o + V_F)} M^{min} \quad (3.6)$$

$$- n = [380 / (2 \times (42 + 0,7))] \times 1,147 = 5,1$$

### 3.2.1.4 Eşdeğer Yük Direncinin Hesaplanması ( $R_{ac}$ )

Eşdeğer yük direnci eşitlik (3.7) kullanılarak hesaplanmıştır [12].

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_o^2}{P_o} \quad (3.7)$$

$$- R_{ac} = (8 \times 5,1 \times 42^2) / (\pi^2 \times 150) = 248,18 \Omega$$

### 3.2.1.5 Rezonant kısmının belirlenmesi

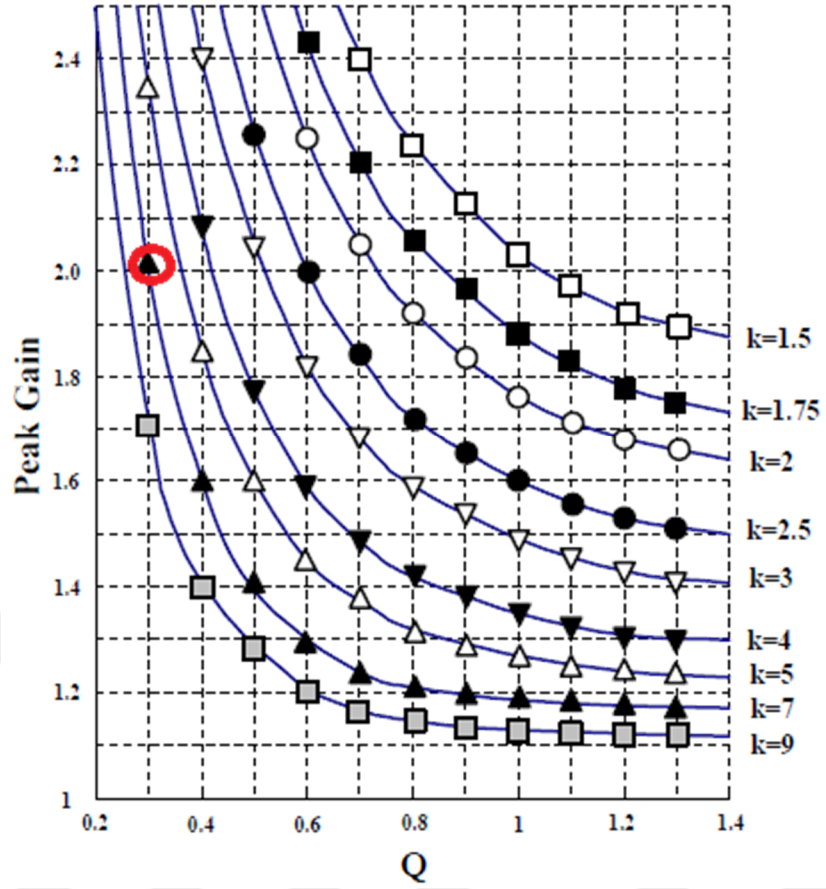
- $k = 6,8$  ,  $M_{max} = 1,83$ .  $M_{max}$  Şekil 3.11 kullanılarak bulunmuştur.  $M_{max}$ 'ın bulunduğu nokta Şekil 3.11'de işaretlenmiştir.
- Peak gain =  $1,83 \times 110\% = 2 = m$
- Q; yaklaşık 0,3
- Rezonant frekansını  $f_0 = 100$  kHz seçersek;

Rezonant kısmı için gerekli olan  $C_r$ ,  $L_1$  ve  $L_p$  parametreleri sırasıyla eşitlik (3.8), (3.9) ve (3.10) kullanılarak hesaplanmıştır [12].

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot Q \cdot f_0 \cdot R_{ac}} = 21 \text{ nF} \quad (3.8)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi \cdot f_0)^2 \cdot C_r} = 120 \mu\text{H} \quad (3.9)$$

$$L_p = \frac{(k+1)^2}{(2k+1)} \cdot L_r = 500 \mu\text{H} \quad (3.10)$$



Şekil 3.11: LLC Kazanç eğrisi ve Kalite Faktörü Grafiği [12]

### 3.2.1.6 Trafo Tasarımı

Trafo tasarımı için gerekli olan  $N_p^{\min}$  değeri eşitlik (3.11) kullanılarak hesaplanmıştır [12].

$$N_p^{\min} = \frac{n(V_o + V_F)}{2 f_s^{\min} \Delta B A_e} \quad (3.11)$$

- $N=5,1, f_s^{\min} = 70 \text{ khz}$  (kazanç eğrisine göre)
- $A_e = 173$  (ETD44 core tipi için)
- $N_p^{\min} = 24 t_s$
- $L_p$  gap uzunluğuyla belirlenir.  $L_r$  çok fazla etkilenmez.

**Tablo 3-3:** Trafo endüktans değerleri [22]

Gap length	$L_p$	$L_r$
0.0mm	2,295 $\mu$ H	123 $\mu$ H
0.05mm	943 $\mu$ H	122 $\mu$ H
<b>0.10mm</b>	<b>630<math>\mu</math>H</b>	<b>118<math>\mu</math>H</b>
0.15mm	488 $\mu$ H	117 $\mu$ H
0.20mm	419 $\mu$ H	115 $\mu$ H
0.25mm	366 $\mu$ H	114 $\mu$ H

### 3.2.1.7 Rezonant Kapasitesi Seçimi

$I_{Cr}$  ve  $V_{Cr}$  tepe değerleri hesaplanarak kullanılacak olan rezonant kapasitesinin özellikleri belirlenir.  $I_{Cr}$  ve  $V_{Cr}$  tepe değerleri sırasıyla eşitlik (3.12) ve (3.13) kullanılarak hesaplanabilir [12]. Yaklaşık  $I_{c\_pik}=1.8A$ ,  $V_{c\_max}=500V$  olarak bulunduğu için 630V film kapasite kullanıyoruz.

$$I_{Cr}^{RMS} \cong \sqrt{\left[ \frac{\pi I_o}{2\sqrt{2} n} \right]^2 + \left[ \frac{n(V_o+2V_F)}{4\sqrt{2} f_o L_m} \right]^2} \quad (3.12)$$

$$V_{Cr}^{max} \cong \frac{V_{in}^{max}}{2} + \frac{\sqrt{2} I_{Cr}^{RMS}}{2 \pi f_o C_r} \quad (3.13)$$

### 3.2.1.8 Sekonder diyotları belirlenmesi

Sekonder diyotlarının belirlenmesi için  $V_D$  ve  $I_D^{RMS}$  parametrelerinin bilinmesi gerekmektedir.  $V_D$  ve  $I_D^{RMS}$  sırasıyla eşitlik (3.14) ve (3.15) kullanılarak hesaplanabilir [22].

$$V_D = 2(V_o + V_F) \quad (3.14)$$

$$I_D^{RMS} = \frac{\pi}{4} I_o \quad (3.15)$$

- $V_d = 2 \times 42,7 = 85,4 V$
- $I_{drms} = 2,75 A$
- 150 V / 10 A schottky diyot ve senkron kontrollü MOSFET kullanılabilir.

### 3.2.1.9 Kontrol Devresi Tasarımı

IC özelliğine göre ; geribesleme pine bağlanır. (RT pini) direnç bölücü ile min ve maks. anahtarlama frekansları belirlenir. FSFR serisi için aşağıdaki formüller kullanılır [22].

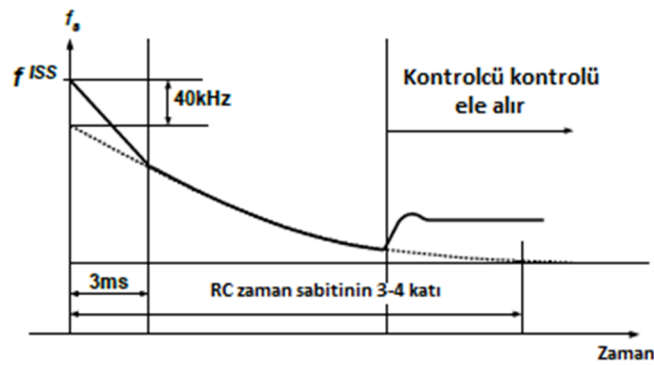
$$f_{\min} = \frac{5,2 \text{ k}\Omega}{R_{\min}} 100 \text{ [kHz]} \quad (3.16)$$

$$f_{\max} = \left( \frac{5,2 \text{ k}\Omega}{R_{\min}} + \frac{4,68 \text{ k}\Omega}{R_{\max}} \right) 100 \text{ [kHz]} \quad (3.17)$$

### 3.2.1.10 Yumuşak Başlama (Soft Start)

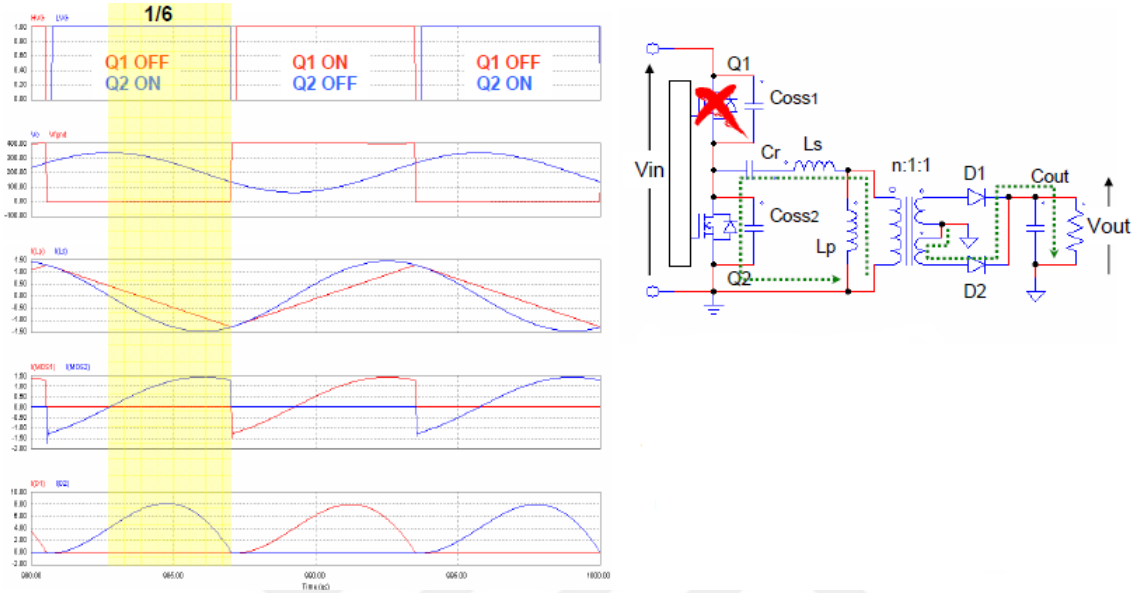
Açılış esnasında aşırı kaçak akımı ve çıkış voltajındaki ani yükselmeyi engellemek için kullanılır. FSFR serisinde RT pinine eklenen seri R ve C elamanlarıyla sağlanır [22].

$$f_{\text{ISS}} = \left( \frac{5,2 \text{ k}\Omega}{R_{\min}} + \frac{5,2 \text{ k}\Omega}{R_{\text{SS}}} \right) 100 + 40 \text{ [kHz]} \quad (3.18)$$



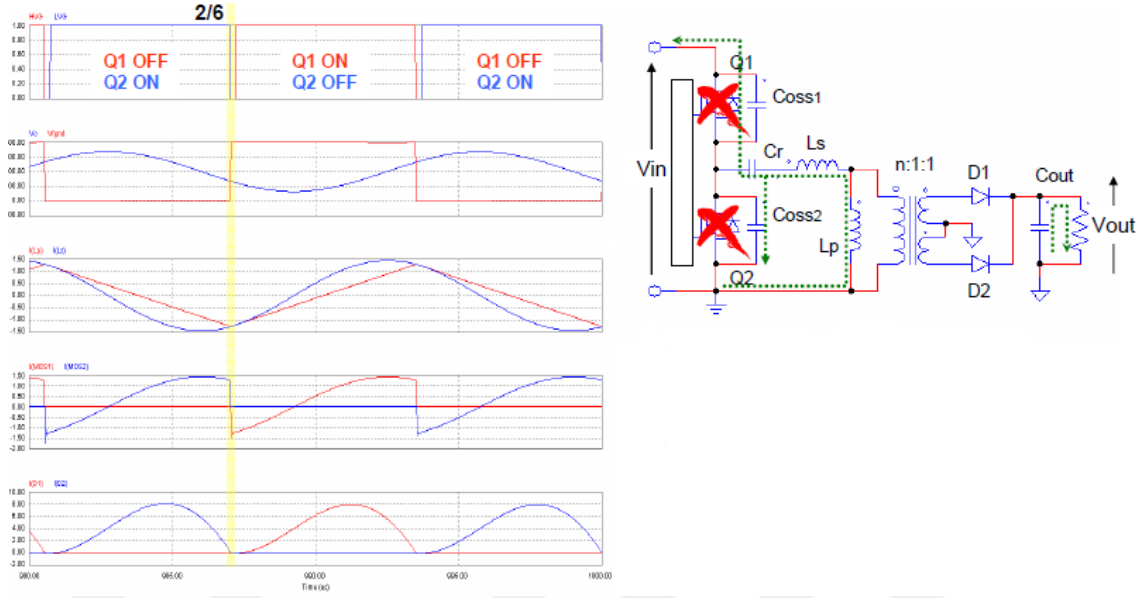
Şekil 3.12: Yumuşak Başlangıçta Frekans [22]

### 3.2.2 Seri Rezonant (LLC) DA-DA Dönüştürücü Devresinin Dalga Simülasyonu (Rezonant Frekansında)



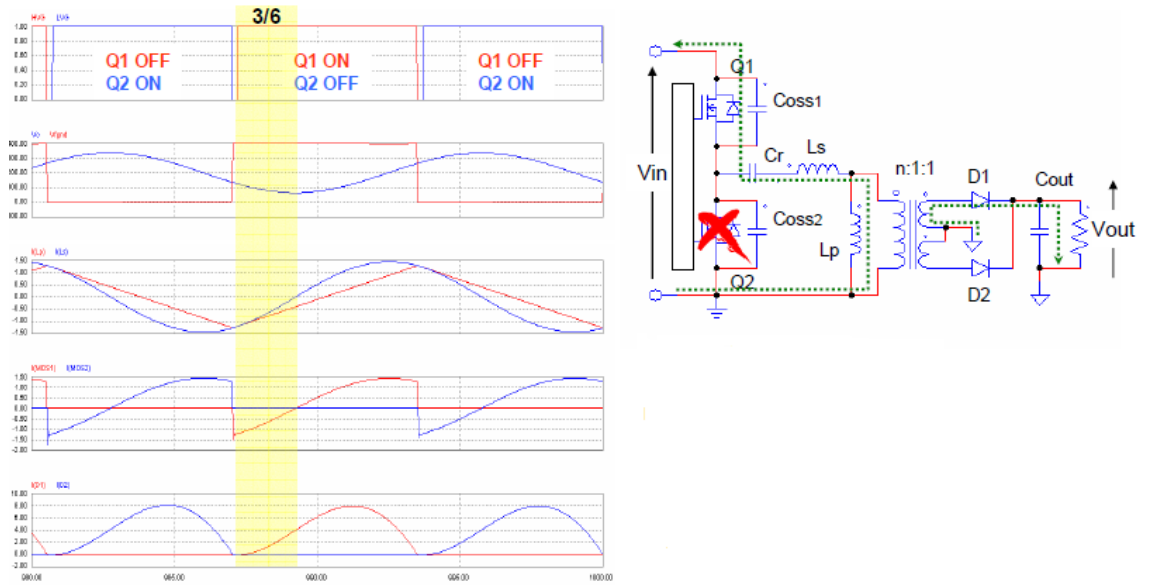
Şekil 3.13: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23]

- Q1 kesimde, Q2 iletimde
- D1 kesimde, D2 iletimde,  $V(D1) = -2 \cdot V_{out}$
- $L_p$  kısadevre,  $V(L_p) = -n \cdot V_{out}$
- $C_r$ ,  $L_s$  ile rezonansa giriyor ve çıkış enerjisi oluşuyor
- Q2 kapandığı anda bu faz tamamlanır



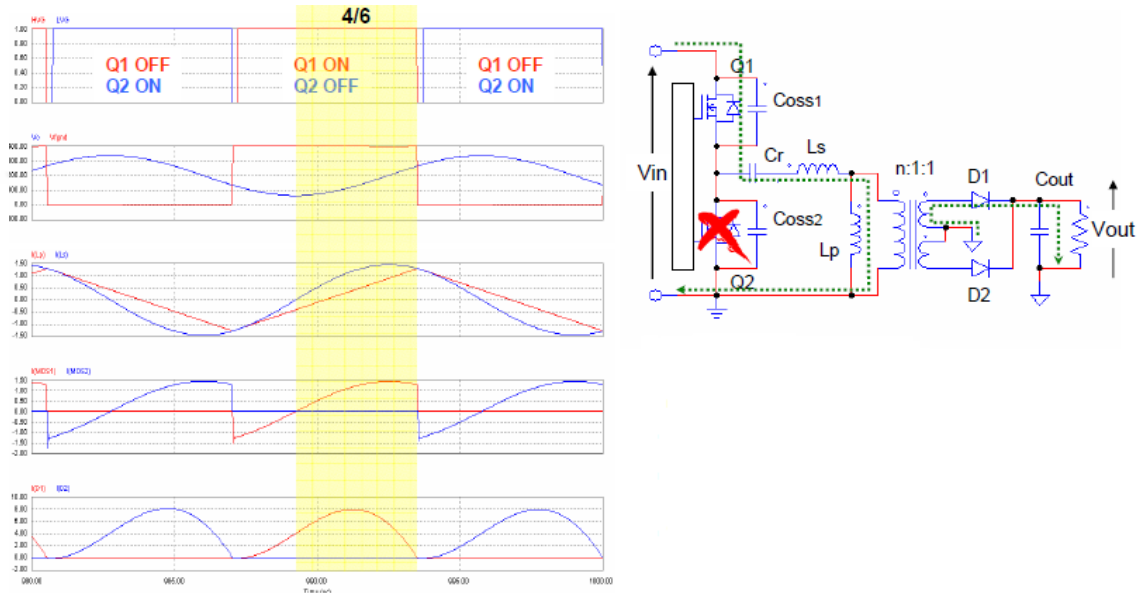
Şekil 3.14: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23]

- Q1 ve Q2 kesimde (dead-time)
- D1 ve D2 kesimde,  $V(D1)=V(D2)=0$ , Trafonun sekonderi açık devre
- $V(COSS2)=V_{in}$  sağlanana kadar  $I(Ls+Lp)$  Coss2'yi şarj, Coss1'i deşarj ediyor
- Q1 MOSFET'inin body diyotu iletme başlıyor, enerji  $V_{in}$ 'e doğru akıyor
- Q2 MOSFET'i kesimdeyken  $I(D2)$  sıfır oluyor
- Q1 iletme geçtiğinde bu faz bitiyor



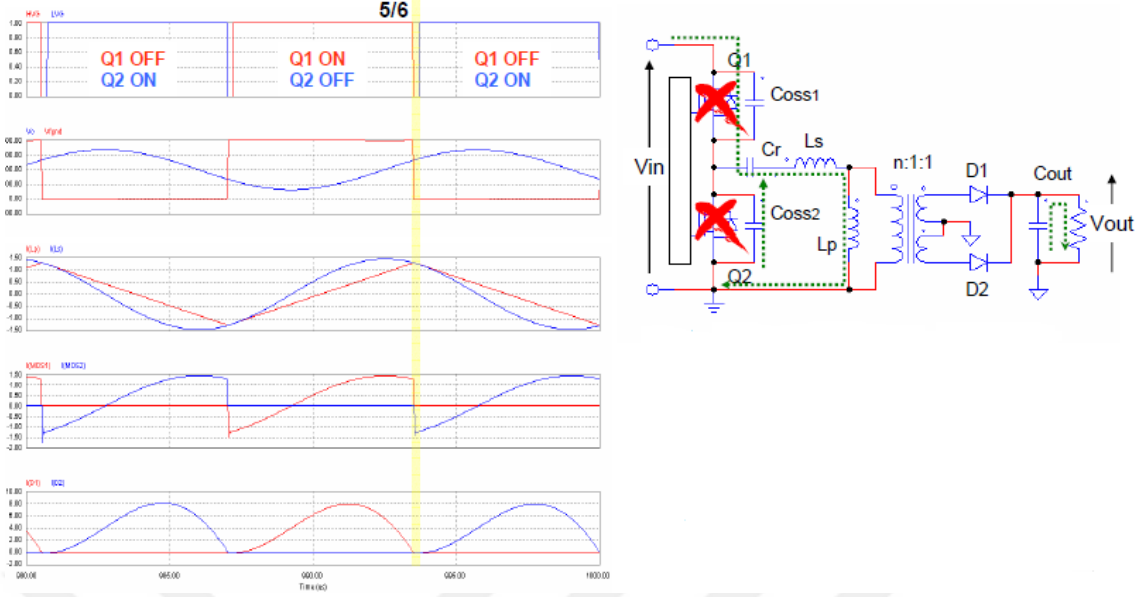
Şekil 3.15: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23]

- Q1 kesimde, Q2 iletimde
- D1 iletimde, D2 kesimde,  $V(D2)=-2 \cdot V_{out}$
- Lp kısadevre,  $V(Lp) = n \cdot V_{out}$
- Cr, Ls ile rezonanta girer
- I(Ls) akımı Q1 MOSFET'inin R<sub>dson</sub> üzerinden Vin'e doğru akar
- I(Ls)=0 olduğunda faz biter



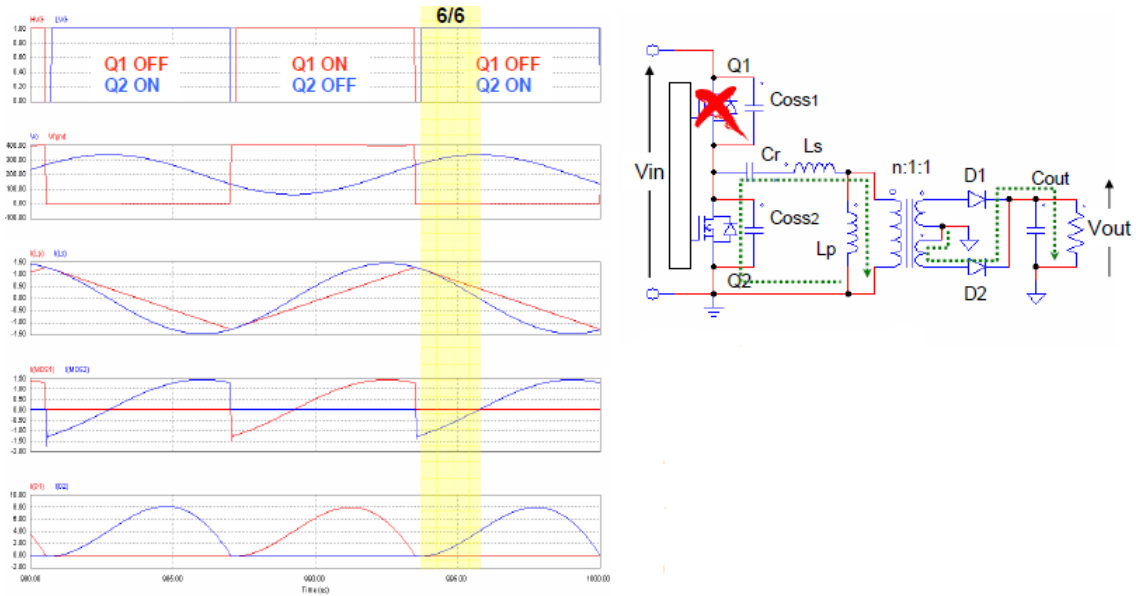
Şekil 3.16: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23]

- Q1 iletimde, Q2 kesimde
- D1 iletimde, D2 kesimde,  $V(D2)=-2 \cdot V_{out}$
- Lp kısadevre,  $V(Lp) = n \cdot V_{out}$
- Cr, Ls ile rezonanta girer
- I(Ls) akımı Q1 MOSFET'inin R<sub>dson</sub>'u üzerinden Vin'den topraka doğru akar
- Vin üzerinden gelen enerji Vout'a doğru transfer olur
- Q1 kesime girdiğinde faz biter



Şekil 3.17: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23]

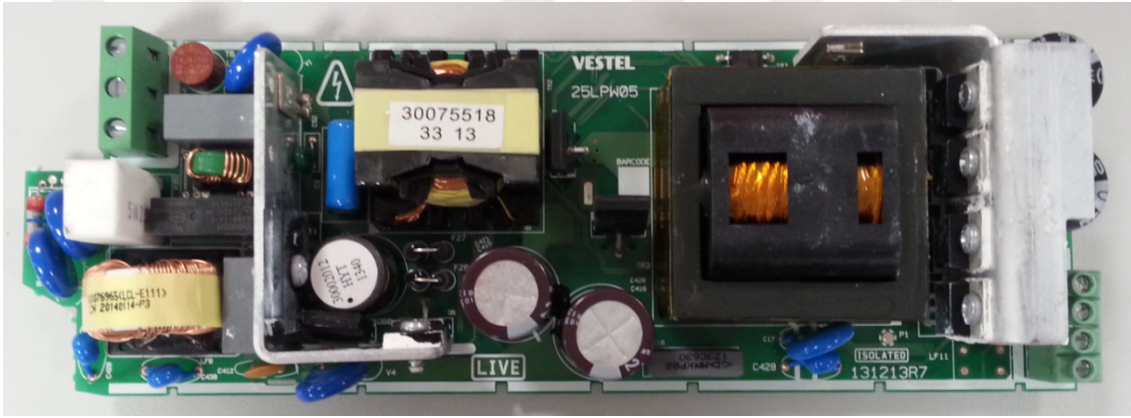
- Q1 ve Q2 kesimde
- D1 ve D2 kesimde,  $V(D1)=V(D2)=0$ , trafonun sekonderi açık devre
- $V(COSS2)=0$  olana kadar  $I(Ls+Lp)$  akımı  $Coss1$ 'i şarj,  $Coss2$ 'yi deşarj ediyor, Q2 MOSFET'inin body diyotu iletme geçiyor
- Q1 kesime girdiğinde  $I(D1)$  akımı sıfır
- Q2 iletme geçtiğinde faz bitiyor



Şekil 3.18: LLC Rezonant Çalışma Bölümleri [23]

- Q1 kesimde, Q2 iletimde
- D1 kesimde, D2 iletimde
- $L_p$  kısadevre,  $V(L_p) = -n \cdot V_{out}$
- $C_r$ ,  $L_s$  ile rezonanta girer
- $I(L_s)$ , Q2'nin  $R_{dson}$ 'u üzerinden akar
- Çıkış enerjisi  $C_r$  ve  $L_s$ 'den oluşur
- $I(L_s)=0$  olduğunda faz biter ve tekrar faz1 başlar

### 3.2.3 Seri Rezonant (LLC) DA-DA Dönüştürücü Devresinin Analizi



Şekil 3.19: Gerçekleşmiş LED Sürücü Kartı (LPW05)

- Fairchild FAN7631 Rezonant IC
- 42V/3.5A/150W çıkış
- Rezonant frekansı  $f_0=100\text{kHZ}$
- $L_p=650\mu\text{H}$ ,  $L_lk=100\mu\text{H}$ ,
- $C_r=12\text{nF}$

### 3.2.3.1 Rezonant Entegresi Pinlerinin Özellikleri ve Şeması

**Con pini;** MOSFET gate çıkışlarını açıp kapatmak için gerilimle kontrol sağlar.

**RT pini;** Anahtarlama frekansı ayarlanır. Geribesleme bu pine yapılır.

**SS pini;** Soft start zamanını ayarlamak için kullanılır.

**DT pini;** Ölü zamanı ayarlamamızı sağlar.(dead-time)

**FI pini;** 4V üzeri gerilim uygulandığında IC'nin latch moda geçmesini sağlar.

**SG pini;** Ground

**LS pini;** Giriş voltajını algılar,(line under voltage lock out)

**CS pini;** MOSFET üzerinden geçen akımı algılar.

**PG pini;** Güç ground pini.Low-side MOSFET'in source'una bağlanır.

**LO pini;** Low side MOSFET gate sinyali

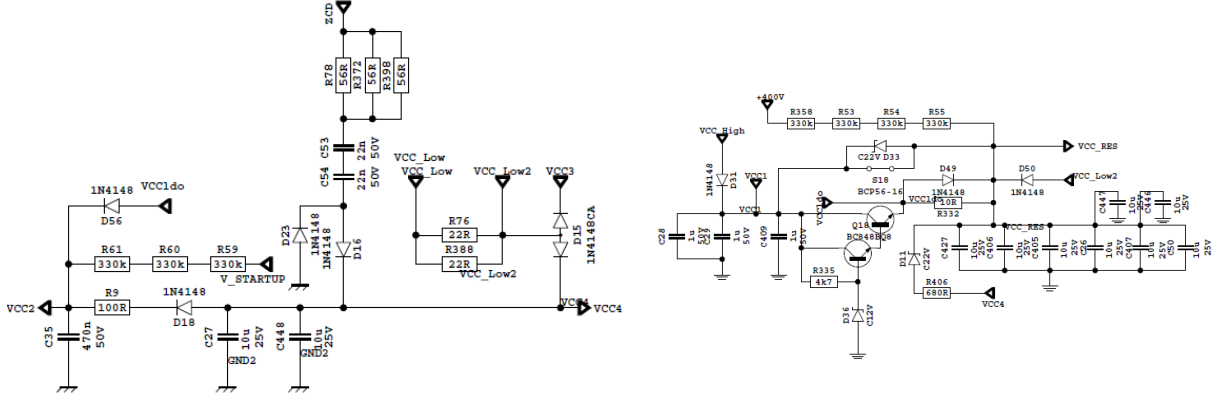
**LVcc pini;** IC besleme gerilimi (low side gate)

**CTR pini;** Low side MOSFET drainine bağlanır. Trafo da bu pine bağlanır.

**HO pini;** Hide side MOSFET gate sinyal pini

**HVCC pini;** High side MOSFET besleme voltaj pini





Şekil 3.22: Vcc Bloğu

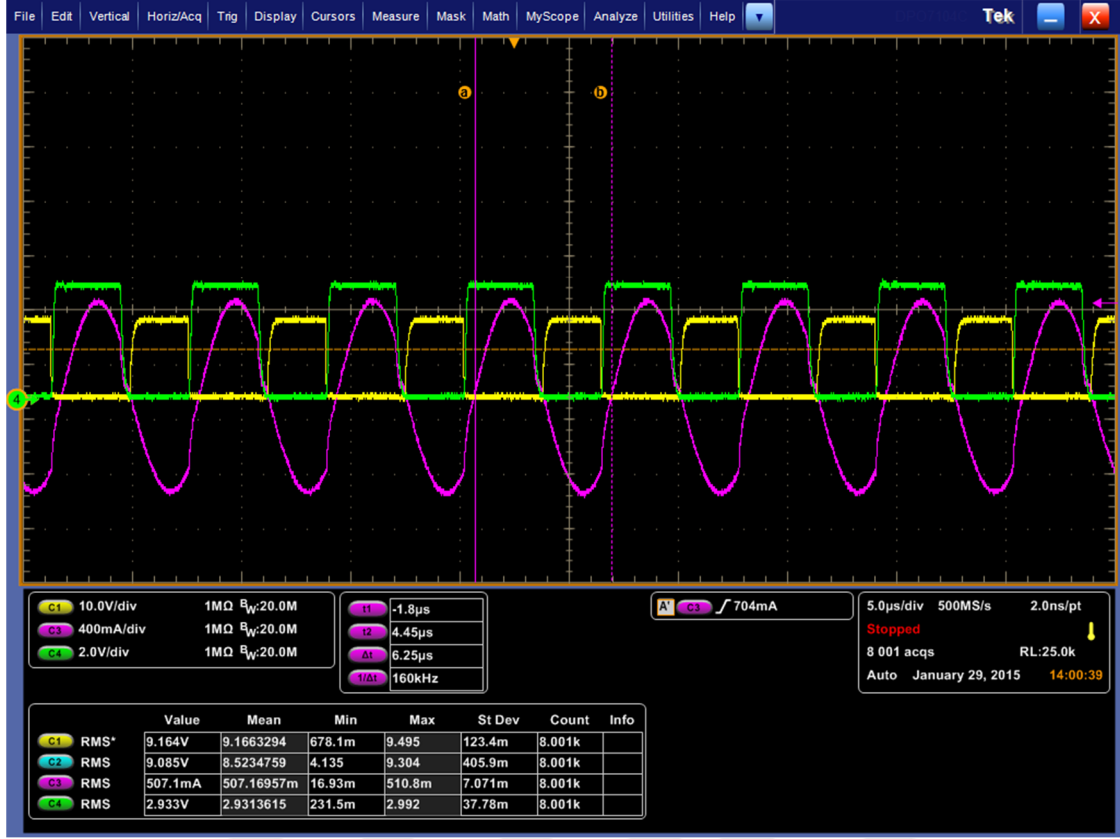
### 3.2.3.2 LPW05 Dalga Şekilleri



Şekil 3.23: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 40V

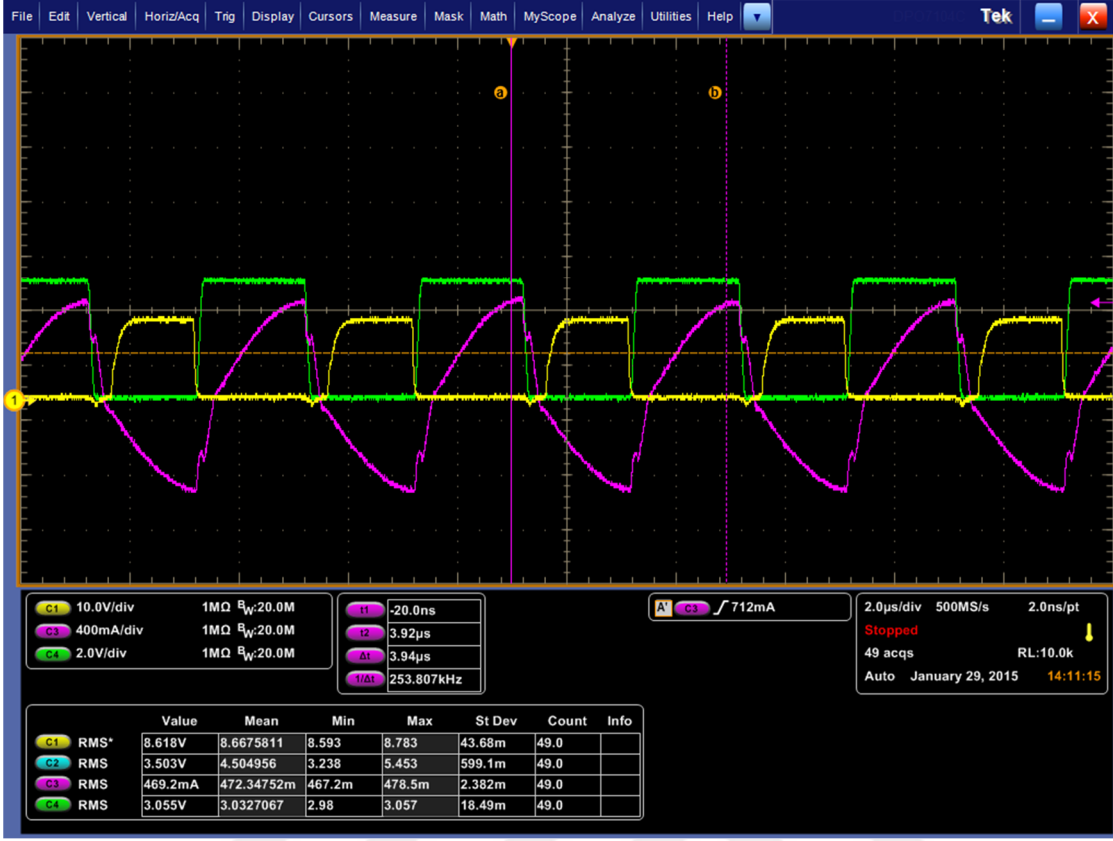
-  $V_{in}=220V$   $V_{out}=40V$   $I_{out}=3.5A$   $f=98kHz$

- CH 1; Vgate (Sarı), CH 3 ; Ictr (Mor), CH 4 ; Vctr (Yeşil)



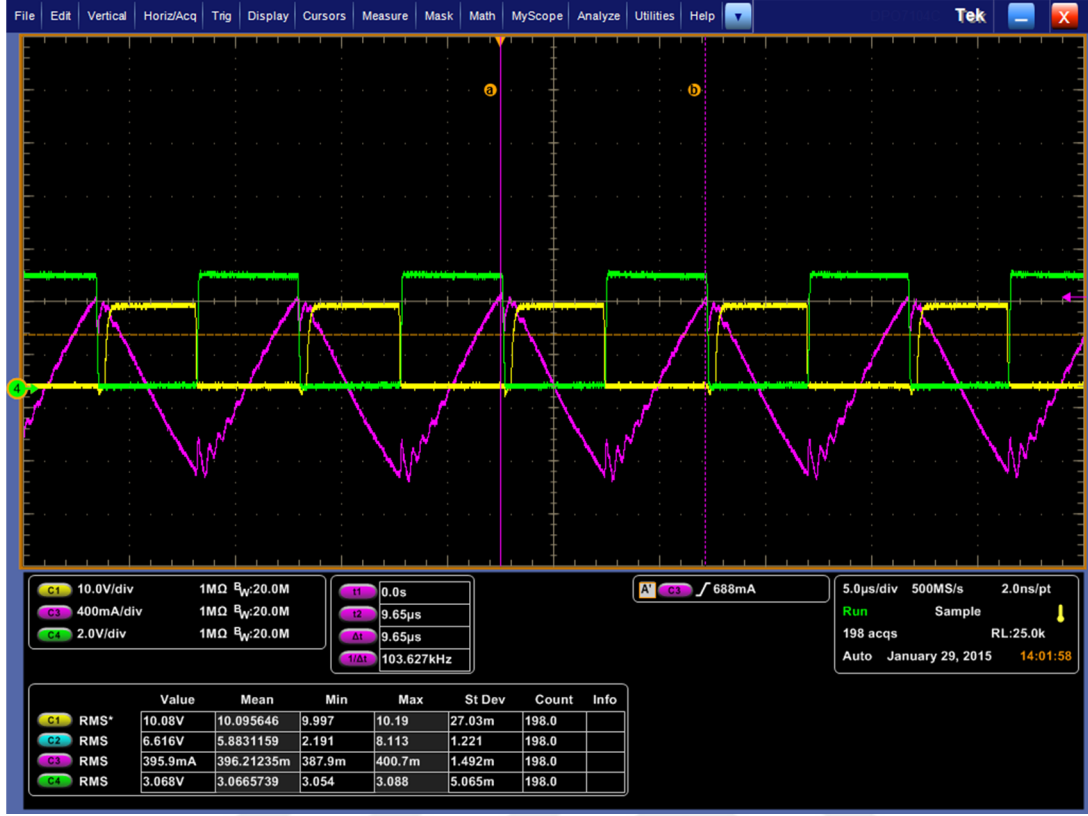
Şekil 3.24: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 30V

-  $V_{in}=220V$   $V_{out}=30V$   $I_{out}=3.5A$   $f=158kHz$

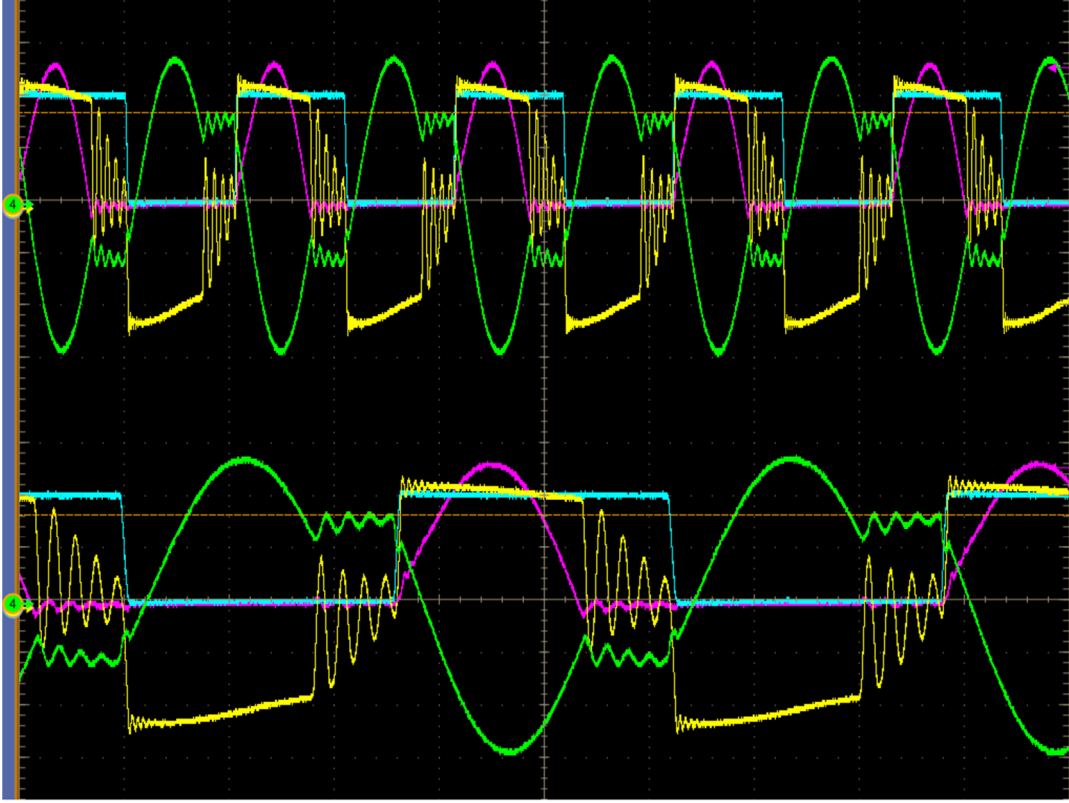


Şekil 3.25: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 26V

-  $V_{in}=220V$   $V_{out}=26V$   $I_{out}=3.45A$   $f=253kHz$



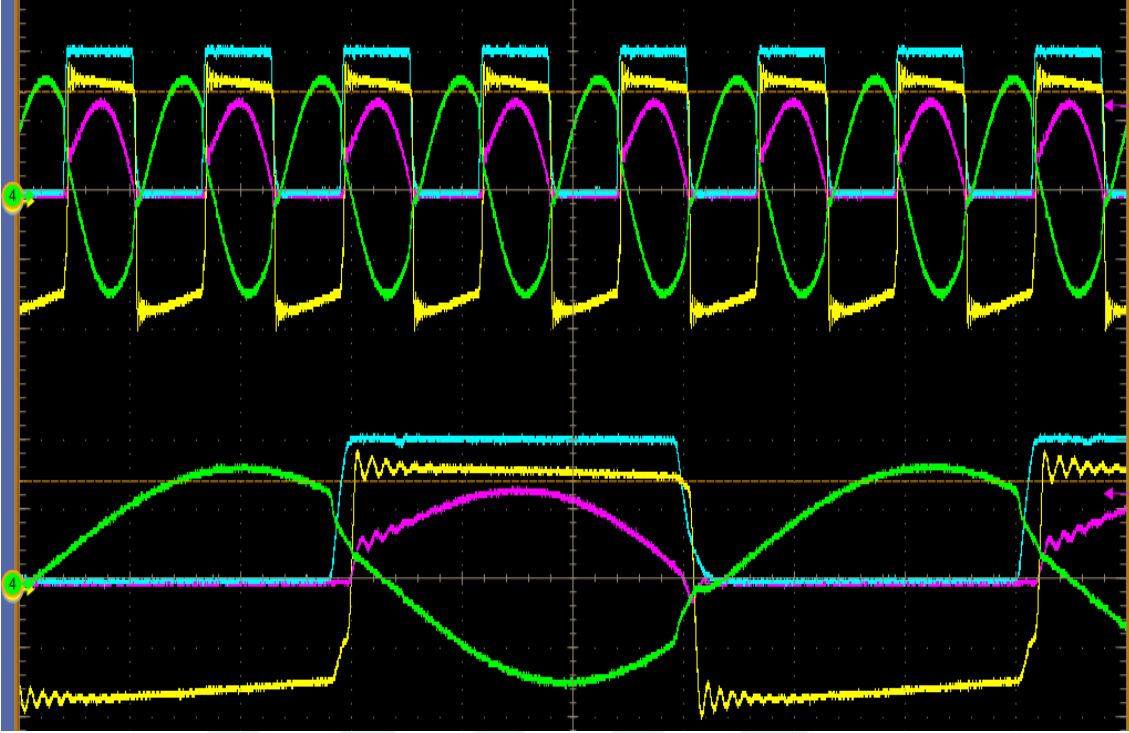
Şekil 3.26: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri, Yüksüz  
-  $V_{in}=220V$  Yüksüz  $f=100kHz$



Şekil 3.27: LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 40V

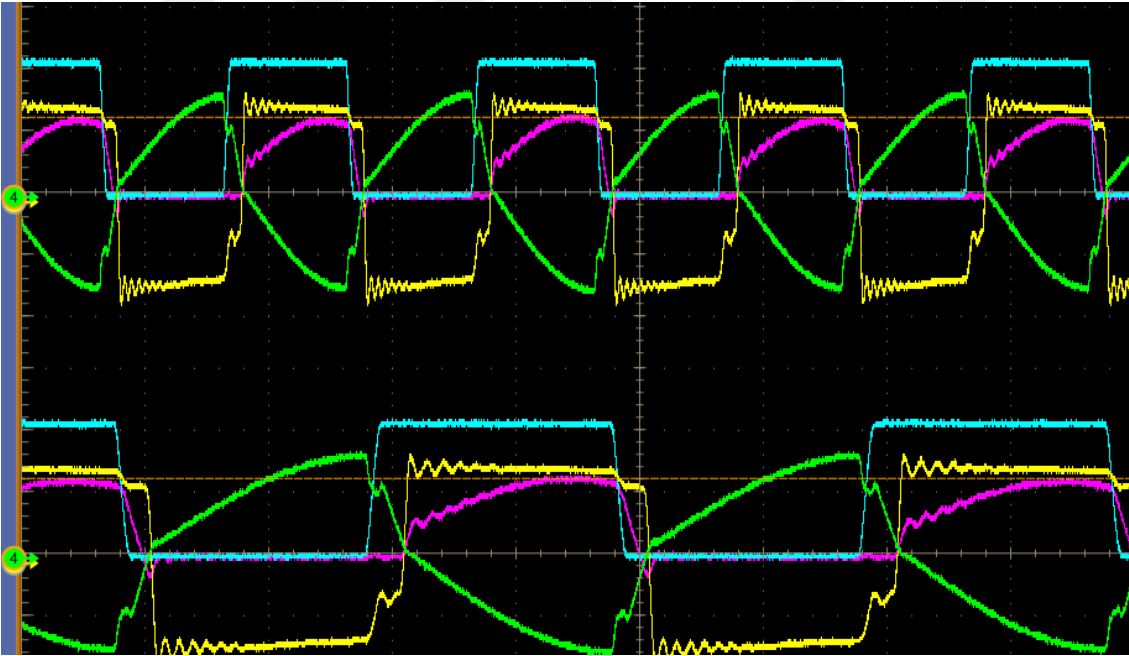
-  $V_{in}=220V$   $V_{out}=40V$   $I_{out}=3.5A$   $f=98kHz$

- CH 1;  $V_d$  (Sarı), CH 2;  $V_{ctr}$  (Mavi), CH 3;  $I_d$  (Mor), CH 4;  $I_{ctr}$  (Yeşil)



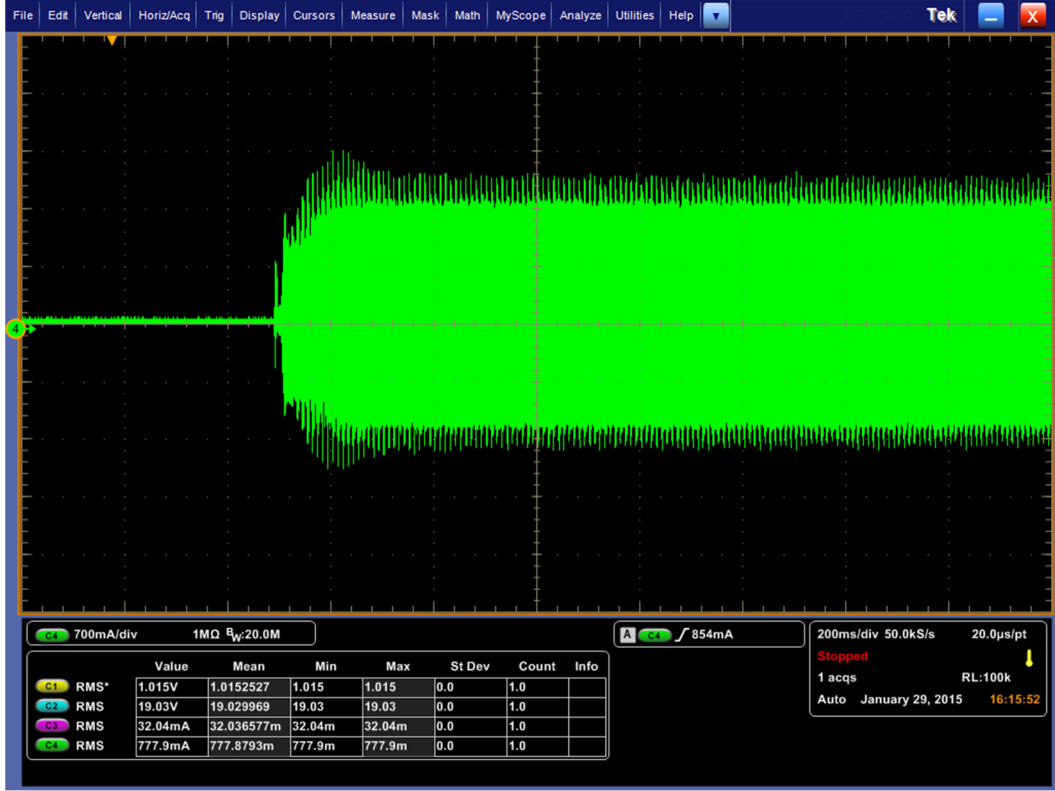
**Şekil 3.28:** LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 30V

-  $V_{in}=220V$   $V_{out}=30V$   $I_{out}=3.5A$   $f=158kHz$



**Şekil 3.29:** LED Sürücü Kartı (LPW05) Elektriksel Sinyalleri 26V

-  $V_{in}=220V$   $V_{out}=26V$   $I_{out}=3.45A$   $f=253kHz$



Şekil 3.30: Soft Start Akım grafiği



Şekil 3.31: Soft Start Akım grafiği (yaklaştırılmış görüntü)  $f_s=420\text{kHz}$



Şekil 3.32: Soft Start Akım grafiği (yaklaştırılmış görüntü)  $f_s=310\text{kHz}$



Şekil 3.33: Soft Start Akım grafiği (yaklaştırılmış görüntü)  $f_s=265\text{kHz}$



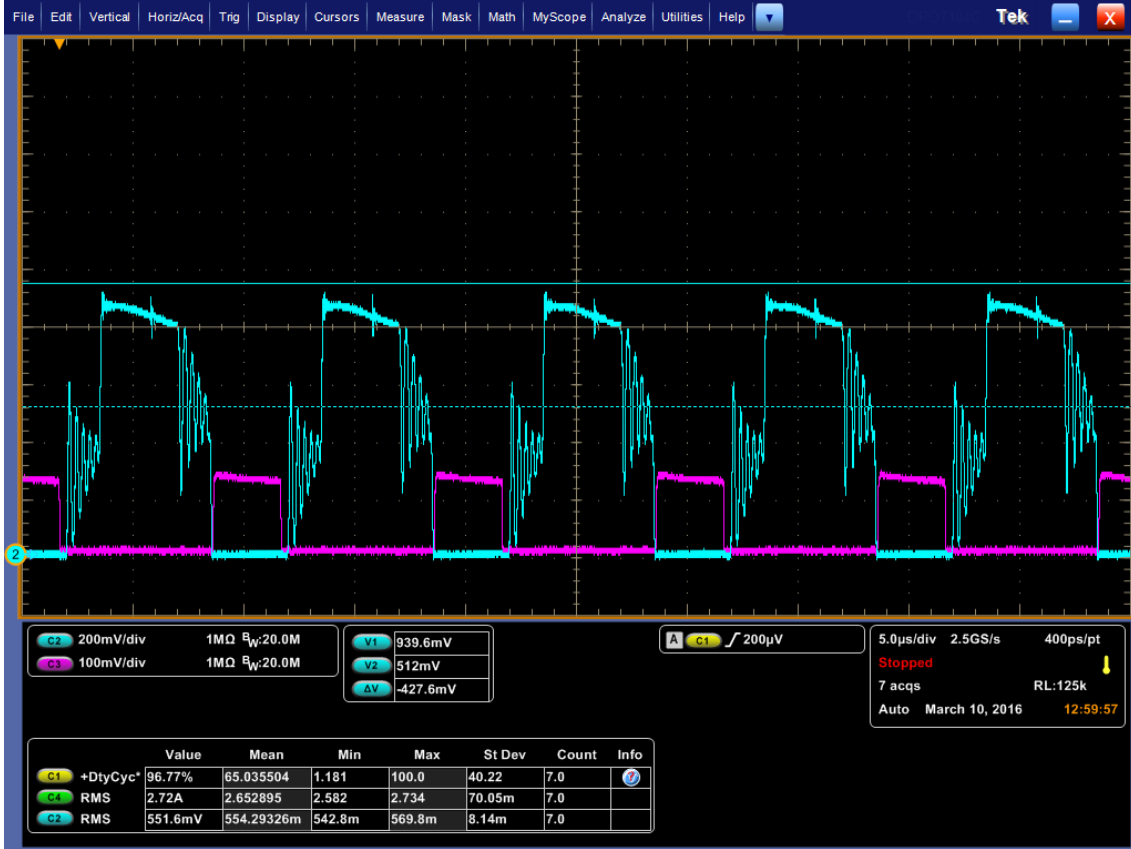
Şekil 3.34: Soft Start Akım grafiği (yaklaştırılmış görüntü)  $f_s=128\text{kHz}$



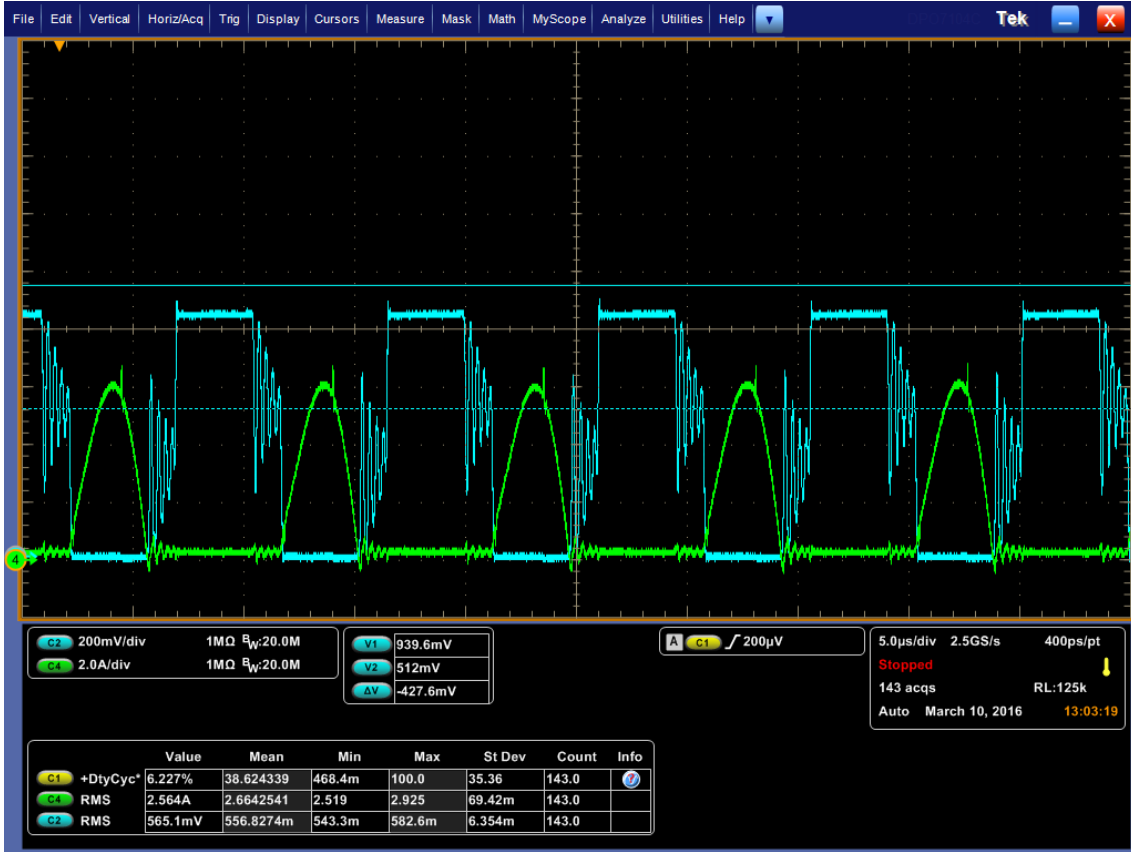
Şekil 3.35: Soft Start Akım grafiği (yaklaştırılmış görüntü)  $f_s=97\text{kHz}$

### 3.3 SENKRON DOĞRULTUCU GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE DENEYSEL SONUÇLAR

Çalışmamızda senkron doğrultmada Onsemi firmasının NCP4304 IC sini kullandık. Senkron doğrultma kısmına ait sinyaller aşağıdadır.



Şekil 3.36: Senkron Doğrultma MOSFET'in Drain-Source (Mavi) ve Gate-Source Gerilimi (Pembe)



Şekil 3.37: Senkron Doğrultma MOSFET'in Drain-Source Gerilimi (Mavi) ve Drain- Source Akımı (Yeşil)



Şekil 3.38: Primerdeki Rezonans Akımı (Pembe) ve Sekonderdeki Senkron Doğrultma Akımı (Yeşil)

## 4. SONUÇLAR VE GELECEKTEKİ ÇALIŞMALAR

### 4.1 SONUÇLAR

Bu tezde günümüzde gelişmekte olan LED aydınlatma çözümlerinin önemli bir parçası olan güç devresi tasarım kriterleri çözümleri üzerinde durulmuştur.

LED aydınlatma geniş bir yelpazeyi kapsadığı için bu yelpazede ömür, güvenilirlik ve verim değişkenlerinin en önemli olduğu M2 ve M3 yol aydınlatma ürün grubu seçilmiştir. Tasarlanan güç devresinde LED'lerin çalıştırılmasında önemli bir değişken olan akım değişkenine göre regülasyon yapılmıştır. Bu sayede 30-42V aralığında çalışabilen ve 3,5 A çıkış akımında LED'leri sürebilecek yapı oluşturulmuştur.

Verimliliği arttırmak için girişe ilk enerji verildiğinde oluşan yığılma akımının sınırlayan sabit direnç (NTC ve PTC de olabilir) röle ile baypas edilmiştir. Bu aynı zamanda kısa süreli enerji kesilmelerinde sistem üzerindeki oluşan yığılma akımlarını da azaltmıştır.

PFC devresi olarak "Quasiy rezonant" devresi tercih edilmiştir. Burada sürücü olarak On semi firmasının NCP 1608'i tercih edilmiştir. Uygulama devresine ek olarak THD'yi %10'nun altına düşürmek için CT pinine (on zamanını ayarlayan) AC akım bilgisi direnç bölücü ile uygulanmıştır.

LLC sürücü olarak Fairchild firmasının FAN 7631'i seçilmiştir. Bu sürücü "Surge testlerinde" akım koruma devresine farklı seviyeler uygulayarak besleme devresinin sorunsuz çalışmasını sağlamaktadır. Aynı zamanda dışarıdan kontrol edilen koruma pin'leri sayesinde çift faz koruma özelliği kazandırılmıştır.

Çıkış katında doğrultma yarı iletkenleri olarak; verimlilik için; MOSFET tercih edilmiş, sürücü devresi olarak da NCP 4304 kullanılmıştır. NCP 4304 ayarlanabilir minimum on ve off özelliklerinden dolayı tercih edilmiş ve sistem verimliliğine ciddi katkılarda bulunmuştur.

Yapılan uygulamanın verimliliği Şekil 4.1'de verilen ölçüm verileri ve eşitlik (4.1) kullanılarak hesaplanmıştır. Eşitlik (4.2)'de görüldüğü üzere uygulamanın verimi %94,7 hesaplanmıştır.

$$\text{Verim} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{V_{\text{out}} \times I_{\text{out}}}{V_{\text{in}} \times I_{\text{in}} \times \text{pf}} \quad (4.1)$$

$$\text{Verim} = \frac{43.2 \times 3.768}{229.7 \times 0.759 \times 0.985} = \frac{162.78}{171.73} = 0.9478 \quad (4.2)$$



**Şekil 4.1:** Gerçekleştirilen sürücünün verimlilik ölçümü ve değerleri



**Şekil 4.2:** Gerçekleştirilen sürücünün kullanıldığı son ürün

## 4.2 GELECEKTEKİ ÇALIŞMALAR

Mevcut çalışmada anahtarlama elemanları olarak MOSFET seçilmiştir. Günümüzdeki son teknolojik gelişmeler Silikon Carbide ve GAN yarı iletkenlerinin ticari olarak bulunmasını kolaylaştırmıştır.

Gelecekte boyut küçültme ve verimlilik için GAN kullanımıyla daha yüksek verimlilikler elde edilebilir.





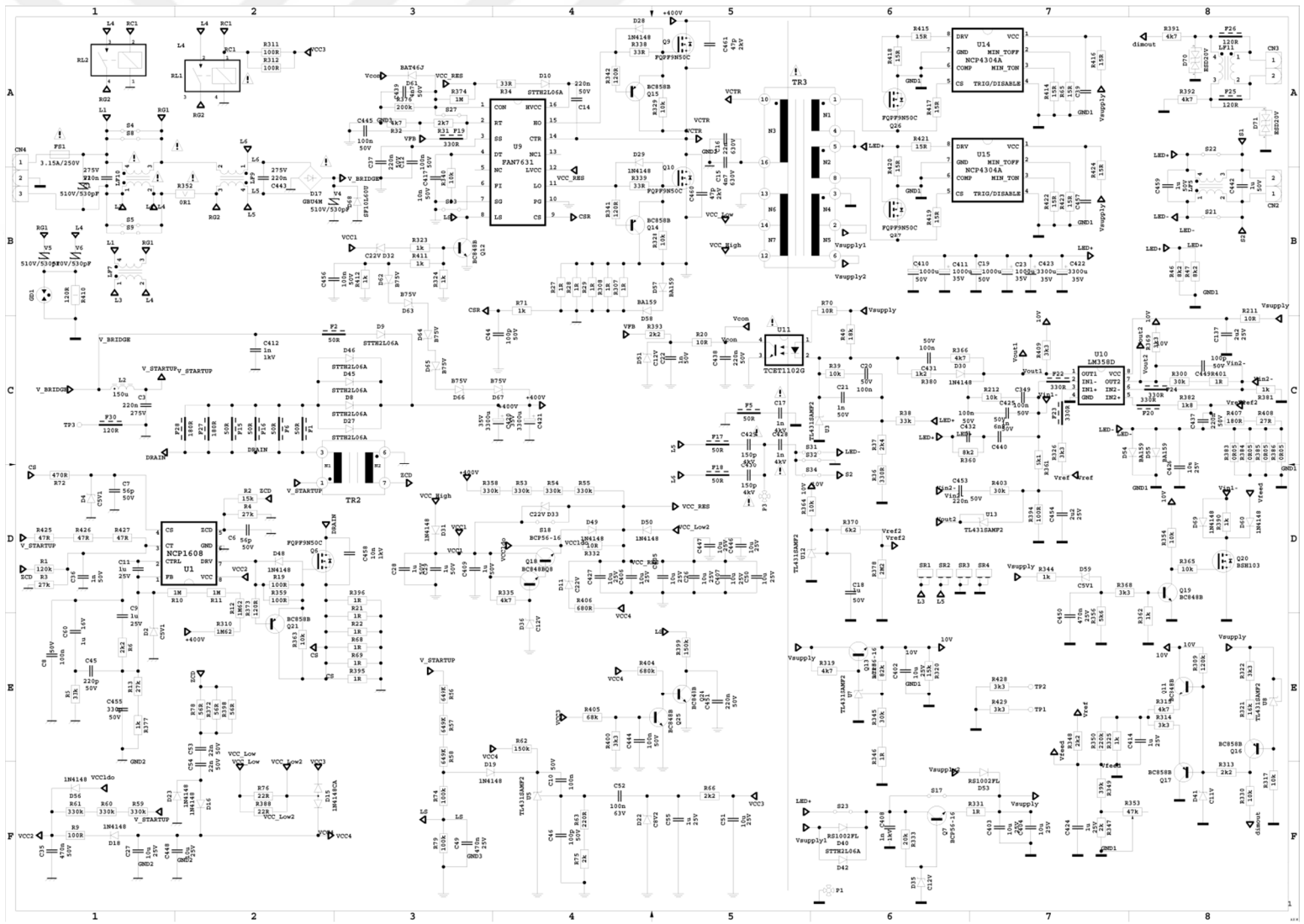
## KAYNAKLAR

- [1] Available: <http://www.meanwell.com/>
- [2] M. C. KAYA, "Design, Implementation, and Control of a Two-Stage ACDC Isolated Power Supply with High Input Power Factor and High Efficiency," Master of Science, MIDDLE EAST TECHNICAL UNIVERSITY (METU - ODTÜ), 2008.
- [3] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design: Wiley; 3 edition (October 10, 2002), 1989.
- [4] "NCP1608 Critical Conduction Mode PFC Controller Utilizing a Transconductance Error Amplifier," ed.
- [5] "Design Consideration for Boundary Conduction Mode Power Factor Correction (PFC) Using FAN7930," ed.
- [6] L. Rozenblat, "SWITCHING MODE POWER SUPPLY (SMPS) TOPOLOGIES OVERVIEW, COMPARISON AND SELECTION GUIDE."
- [7] R. A. N. Mohan, E. Persson, "Soft-Switching in DC-DC Converters: Principles, Practical Topologies, Design Techniques, Latest Developments," 2002.
- [8] "The PI33xx: Zero-voltage switching applied to buck regulation," ed: Vicor, 2012.
- [9] ST, "AN2644 Application Note - An Introduction to LLC Resonant Half Bridge Converter," ed, 2008.
- [10] F. E. Sykes, "Resonant-mode power supplies: a primer," IEEE Spectrum, vol. 26, pp. 36-39, 1989.
- [11] ST, "AN2450 LLC resonant half-bridge converter design guideline," ed, 2014.
- [12] C. Hangseok, "Application Note - Design Considerations for an LLC Resonant Converter," 2007.
- [13] A. P. M. Boztepe, "Resonant Lecture Notes," ed.
- [14] Fairchild, "AN-9730 Application Note - LED Application Design Guide Using Half-Bridge LLC Resonant Converter for 160W Street Lighting," 2011.
- [15] Y. Liu, "High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range," Master of Science, Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2007.
- [16] NXP, "AN10954 - GreenChip SR TEA1795T dual synchronous rectification driver IC (Application Note)," 2010.
- [17] V. S. Sinow, "Integrated Circuit Control of Resonant and Hard Switched dc/dc Converters for Industrial and Educational Applications," Master of Engineering, Massachusetts Institute of Technology, 2009.

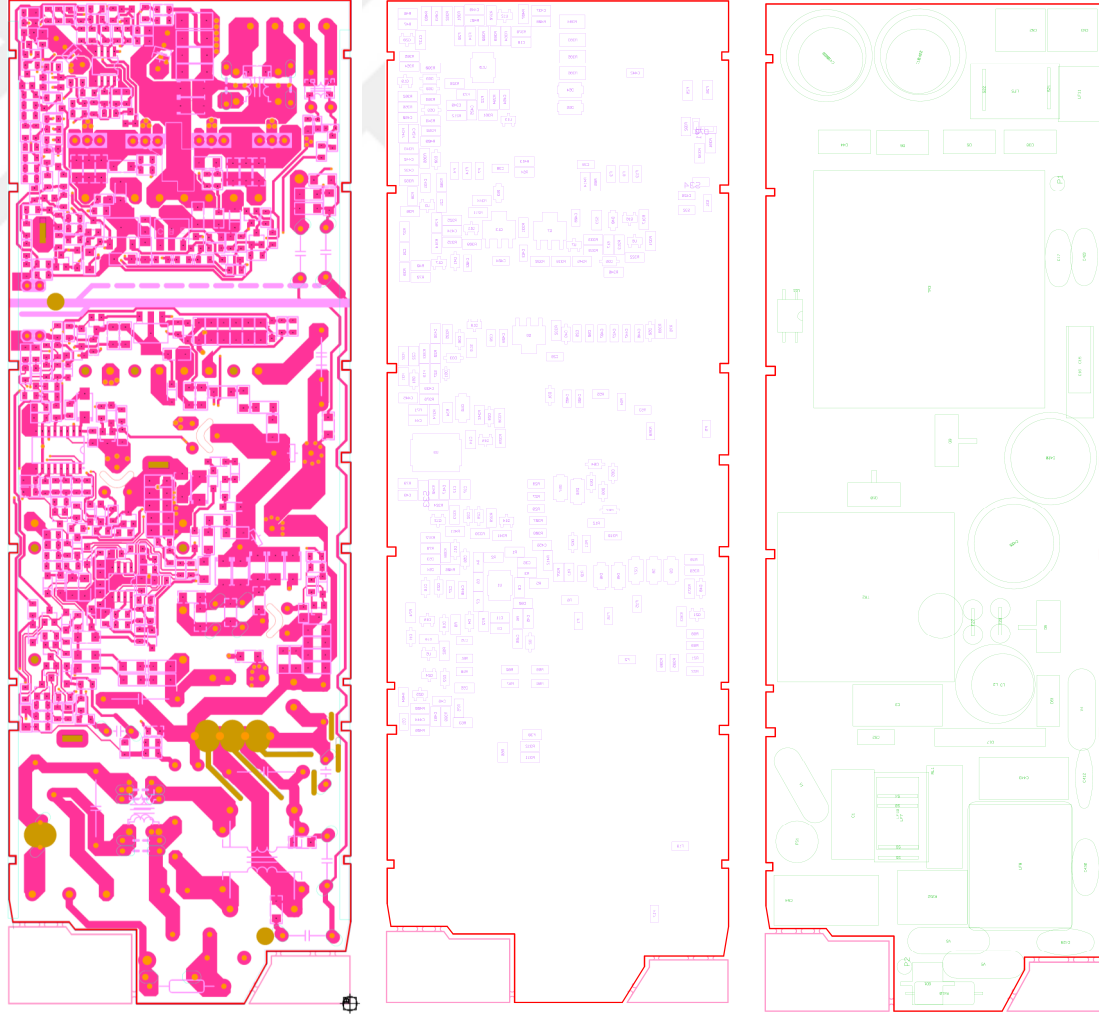
- [18] A. L. Maurizio Salato, Marco Soldano, "AN-1087 Design of Secondary Side Rectification using IR1167 SmartRectifier™ Control IC (Application Note)," 2006.
- [19] NXP, "TEA1792TS - GreenChip synchronous rectifier controller," 2014.
- [20] Fairchild, "FAN6208 Secondary-Side Synchronous Rectifier Controller for LLC Topology (Application Note)," 2014.
- [21] O. Semi, "NCP4304 Secondary Side Synchronous Rectification Driver for High Efficiency SMPS Topologies," 2014.
- [22] Fairchild, "AN-4151 Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-Series Fairchild Power Switch (FPS™) (Application Note)."
- [23] ST, Simplified Analysis and Design of Series-resonant LLC Half-bridge Converters (Application Note).



# EK-1. Gerçeklenen karta ait devre şeması



## EK-2. .Baskı Devre Tasarımı



## ÖZGEÇMİŞ

<b>Doğum tarihi</b>	23.04.1971	
<b>Doğum yeri</b>	Bolu	
<b>Lise</b>	1985-1988	Cumhuriyet Meslek Lisesi (Elektronik)
<b>Lisans</b>	1988-1993	Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik Öğretmenliği
<b>Çalıştığı kurum</b>	1994-1997	Maraş Endüstri Meslek Lisesi Elektronik Böl.
	1997-Halen	Vestel Elektronik- Senior Sistem Tasarım Mimarı