

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

**YARIM KÖPRÜ REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI**  
**VE UYGULAMASI**

**Mustafa ÇAĞLAR**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Danışman  
Dr.Öğretim Üyesi Burak AKIN

Şubat, 2022

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

**YARIM KÖPRÜ REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE UYGULAMASI**

Mustafa ÇAĞLAR tarafından hazırlanan tez çalışması 23.02.2022 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektronikliği Yüksek Lisans Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Dr. Öğretim Üyesi Burak AKIN  
Yıldız Teknik Üniversitesi  
Danışman

**Jüri Üyeleri**

Dr. Öğretim Üyesi Burak AKIN, Danışman  
Yıldız Teknik Üniversitesi

\_\_\_\_\_

Dr. Öğretim Üyesi Erdem AKBOY, Üye  
Yıldız Teknik Üniversitesi

\_\_\_\_\_

Prof. Dr. Emre ARSLAN, Üye  
Aksaray Üniversitesi

\_\_\_\_\_

Danışmanım Dr. Öğretim Üyesi Burak AKIN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Yarım Köprü Rezonanslı Dönüştürücünün Tasarımı ve Uygulaması başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Mustafa ÇAĞLAR

İmza



*Aileme,*

## TEŞEKKÜR

---

Tez çalışmalarım boyunca teorik bilgi konusunda ve süreç konusunda benden desteğini esirgemeyen danışmanım Dr. Öğretim Üyesi Burak AKIN'a teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmamın tasarım ve deney kısmında bana destek olan ve esneklik sunan Arçelik Elektronik İşletmesi Donanım Tasarım Ekibine başta Çağlar HENDEN olmak üzere teşekkürü borç bilirim.

Hayatım boyunca beni her konuda destekleyen ve her zaman arkamda olduklarını hissettiren, tez süreci boyunca bana büyük manevi destek sağlayan aileme sonsuz sevgilerimi sunuyorum.

Mustafa ÇAĞLAR

# İÇİNDEKİLER

|                                                                              |              |
|------------------------------------------------------------------------------|--------------|
| <b>SİMGE LİSTESİ</b>                                                         | <b>viii</b>  |
| <b>KISALTMA LİSTESİ</b>                                                      | <b>xi</b>    |
| <b>ŞEKİL LİSTESİ</b>                                                         | <b>xii</b>   |
| <b>TABLO LİSTESİ</b>                                                         | <b>xv</b>    |
| <b>ÖZET</b>                                                                  | <b>xvi</b>   |
| <b>ABSTRACT</b>                                                              | <b>xviii</b> |
| <b>1 GİRİŞ</b>                                                               | <b>1</b>     |
| 1.1 Literatür Özeti                                                          | 1            |
| 1.2 Tezin Amacı                                                              | 3            |
| 1.3 Hipotez                                                                  | 3            |
| <b>2 DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER</b>                                                | <b>5</b>     |
| 2.1 Darbe Genişlik Modülasyonlu DC-DC Dönüştürücüler                         | 5            |
| 2.1.1 Düşürücü Dönüştürücü                                                   | 7            |
| 2.1.2 Yükseltici Dönüştürücü                                                 | 7            |
| 2.1.3 Düşürücü-yükseltici Dönüştürücü                                        | 8            |
| 2.2 Darbe Frekans Modülasyonlu Rezonanslı DC-DC Dönüştürücüler               | 9            |
| <b>3 YARIM KÖPRÜ REZONANSLI LLC DÖNÜŞTÜRÜCÜ</b>                              | <b>10</b>    |
| 3.1 Yarım Köprü Rezonanslı LLC Dönüştürücünün Yapısı                         | 10           |
| 3.2 Yarım Köprü Rezonanslı LLC Dönüştürücünün Çalışma Prensipleri            | 11           |
| 3.2.1 Çıkış Gerilimi Denklemi ve Bileşenleri                                 | 13           |
| 3.2.2 Toplam Primer Endüktansın Rezonans Endüktansına Oranı ve Etkileri      | 15           |
| 3.2.3 Rezonans Altı ve Rezonans Üstü Endüktif Bölgelerde Çalışma ve Etkileri | 16           |
| 3.2.4 Yarım Köprü Seri Rezonanslı LLC Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları      | 17           |

|                                                                                              |           |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>4 YARIM KÖPRÜ REZONANSLI LLC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI .....</b>                            | <b>36</b> |
| 4.1 Transformatör Tasarımı.....                                                              | 36        |
| 4.1.1 Transformatör Dönüştürme Oranı Hesabı.....                                             | 36        |
| 4.1.2 Minimum Tur Sayısı Hesabı.....                                                         | 38        |
| 4.1.3 Transformatör Kaçak Endüktans Hesabı.....                                              | 39        |
| 4.2 LLC Tank Parametrelerinin Tasarımı.....                                                  | 39        |
| 4.3 Gerekli Ölü Zaman Hesabı.....                                                            | 41        |
| <b>5 GAN TRANSİSTÖRLERİN SERİ REZONANSLI LLC DÖNÜŞTÜRÜCÜYE SAĞLAYABİLECEĞİ FAYDALAR.....</b> | <b>44</b> |
| 5.1 Tasarımda Kullanılan GaN Transistörün Temel Özellikleri.....                             | 44        |
| 5.2 GaN Transistörlerin Daha Düşük Kapı Şarj Değerleri.....                                  | 45        |
| 5.2.1 GaN Transistörlerin Düşük Qgd Şarj Değerinin Anahtarlama Kaybına Etkisi.....           | 47        |
| 5.2.2 GaN Transistörlerin Düşük Qtot Şarj Değerinin Sürme Kaybına Etkisi                     | 48        |
| 5.3 GaN Transistörlerin Daha Düşük Parazitik Çıkış Kapasitörü Değeri .....                   | 49        |
| 5.4 Tasarımda Kullanılan GaN Transistör ve MOSFET'in Boyut ve Maliyet Karşılaştırması .....  | 51        |
| <b>6 DENEY SONUÇLARI.....</b>                                                                | <b>54</b> |
| 6.1 Dönüştürücü Parametreleri .....                                                          | 54        |
| 6.2 LLC Tank Parametreleri .....                                                             | 54        |
| 6.3 Simülasyon Sonuçları .....                                                               | 56        |
| 6.4 Dönüştürücü Verim Karşılaştırması Simülasyon Sonucu GaN Transistör-MOSFET.....           | 70        |
| <b>7 SONUÇ VE ÖNERİLER.....</b>                                                              | <b>72</b> |
| <b>KAYNAKÇA .....</b>                                                                        | <b>75</b> |
| <b>TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR .....</b>                                                       | <b>77</b> |

## SİMGE LİSTESİ

|                   |                                 |
|-------------------|---------------------------------|
| $B_{sat}$         | Akı yoğunluğu doyum değeri      |
| $I$               | Akım                            |
| $I_{rms}$         | Akımın RMS değeri               |
| $A$               | Amper                           |
| $f_{anahtarlama}$ | Anahtarlama frekansı            |
| $P_{anahtarlama}$ | Anahtarlama kaybı               |
| $T_{anahtarlama}$ | Anahtarlama süresi              |
| $P_{bakır}$       | Bakır kaybı                     |
| $V_{o\_ac}$       | Çıkış AC gerilimi               |
| $R$               | Direnç                          |
| $D$               | Diyot                           |
| $\lambda$         | Doluluk oranı                   |
| $I_D$             | Drain Akımı                     |
| $V_{DS}$          | Drain-source gerilimi           |
| $LC$              | Endüktans ve kapasitör          |
| $GaN$             | Galyum Nitrit                   |
| $V_{gs}$          | Gate-source gerilimi            |
| $V$               | Gerilim (Volt)                  |
| $V_{in\_ac}$      | Giriş AC gerilimi               |
| $P_{Kayıp}$       | Güç kaybı                       |
| $P$               | Güç (Watt)                      |
| $P_{iletim}$      | İletim kaybı                    |
| $P_{ON}$          | İletime girme anahtarlama kaybı |
| $Q$               | Kalite faktörü                  |
| $C$               | Kapasitör                       |
| $P_{OFF}$         | Kesime girme anahtarlama kaybı  |
| $kHz$             | Kilo Hertz                      |
| $V_{giriş-maks}$  | Maksimum giriş gerilimi         |
| $L_m$             | Mıknatıslanma endüktansı        |
| $I_{Lm}$          | Mıknatıslanma endüktansı akımı  |



|                 |                                                                                           |
|-----------------|-------------------------------------------------------------------------------------------|
| $f_0$           | Mıknatıslanma endüktansı, rezonans endüktansı ve rezonans kapasitörünün rezonans frekansı |
| $\mu H$         | Mikro Henry değeri                                                                        |
| $mA$            | Mili Amper                                                                                |
| $m\Omega$       | Mili Ohm                                                                                  |
| $mT$            | Mili Tesla                                                                                |
| $mV$            | Mili Volt                                                                                 |
| $V_{giriş-min}$ | Minimum giriş gerilimi                                                                    |
| NMOS            | N kanal MOSFET                                                                            |
| $nC$            | Nano coulomb                                                                              |
| $ns$            | Nano saniye                                                                               |
| $I_{çıkış}$     | Nominal çıkış akımı                                                                       |
| $V_{çıkış}$     | Nominal çıkış gerilimi                                                                    |
| $P_{çıkış}$     | Nominal çıkış gücü                                                                        |
| $V_{giriş}$     | Nominal giriş gerilimi                                                                    |
| $M_{nom}$       | Nominal kazanç değeri                                                                     |
| $t_{ölü}$       | Ölü zaman                                                                                 |
| $I_{Prms}$      | Primer sargı akımı RMS değeri                                                             |
| $N_P$           | Primer sargı sayısı                                                                       |
| $I_{Lr}$        | Rezonans Akımı                                                                            |
| $L_r$           | Rezonans endüktansı                                                                       |
| LLC             | Rezonans endüktansları ve kapasitörü                                                      |
| $f_r$           | Rezonans frekansı                                                                         |
| $C_r$           | Rezonans kapasitörü                                                                       |
| $M_{res}$       | Rezonans tankı kazancı                                                                    |
| $L_s$           | Sekonder endüktans                                                                        |
| $I_{srms}$      | Sekonder sargı akımı RMS değeri                                                           |
| $N_s$           | Sekonder sargı sayısı                                                                     |
| $P_{sürme}$     | Sürme kaybı                                                                               |
| $P_{RR}$        | Ters toparlanma kaybı                                                                     |
| $L_p$           | Toplam primer endüktans                                                                   |
| $m$             | Toplam primer endüktansın rezonans endüktansına oranı                                     |
| $A_e$           | Transformatör çekirdeği efektif akı alanı                                                 |
| $\alpha$        | Transformatör dönüştürme oranı                                                            |

|              |                                                             |
|--------------|-------------------------------------------------------------|
| $R_{Psargı}$ | Transformatör primer sargı direnci                          |
| $R_{Ssargı}$ | Transformatör sekonder sargı direnci                        |
| T            | Transistör                                                  |
| $Q_g$        | Transistör $C_{iss}$ şarjı                                  |
| $Q_{gd}$     | Transistör $C_{gd}$ şarjı                                   |
| $Q_g$        | Transistör $C_{iss}$ toplam şarj değeri                     |
| $C_{O(TR)}$  | Transistör çıkış parazitik kapasitörü zamana bağlı değeri   |
| $C_{O(ER)}$  | Transistör çıkış parazitik kapasitörü enerjiye bağlı değeri |
| $R_{DS(ON)}$ | Transistör drain-source iletim eşdeğer direnç değeri        |
| DT           | Transistör gövde diyotu                                     |
| $C_{oss}$    | Transistör parazitik çıkış kapasitörü                       |
| $P_{oss}$    | Transistör parazitik çıkış kapasitörüdeşarjı kaybı          |
| CT           | Transistör parazitik çıkış kapasitörü devre görseli         |
| $C_{gd}$     | Transistör parazitik gate-drain kapasitörü                  |
| $C_{iss}$    | Transistör parazitik giriş kapasitörü                       |
| $C_{rss}$    | Transistör parazitik ters transfer kapasitörü               |
| W            | Watt                                                        |
| $R_o$        | Yük direnci                                                 |
| $R_{yük}$    | Yük direnci devre sembolü                                   |
| $R_{ac}$     | Yük direncinin primer tarafa indirgenmiş halidir            |

## KISALTMA LİSTESİ

---

|        |                                                      |
|--------|------------------------------------------------------|
| AC     | Alternatif Akım                                      |
| DFM    | Darbe Frekans Modülasyonu                            |
| DGM    | Darbe Genişlik Modülasyonu                           |
| DC     | Doğru Akım                                           |
| GFD    | Güç Faktörü Düzeltme                                 |
| LED    | Işık Yayan Diyot                                     |
| RMS    | Karekök Ortalama                                     |
| MOSFET | Metal Oksit Yarı-İletken Alan Etkili Transistör      |
| ZCS    | Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)    |
| ZVS    | Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching) |
| TV     | Televizyon                                           |

## ŞEKİL LİSTESİ

|                                                                                                                                                                              |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 2.1 Bir transistörün sert anahtarlama anındaki gerilim ve akım değerleri .....                                                                                         | 6  |
| Şekil 2.2 Düşürücü dönüştürücü temel devre yapısı .....                                                                                                                      | 7  |
| Şekil 2.3 Yükseltici dönüştürücü temel devre yapısı .....                                                                                                                    | 8  |
| Şekil 2.4 Düşürücü-yükseltici dönüştürücü temel devre yapısı .....                                                                                                           | 9  |
| Şekil 3.1 Yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücü temel devre şeması .....                                                                                                    | 10 |
| Şekil 3.2 LLC tankı kazanç eğrisi.....                                                                                                                                       | 13 |
| Şekil 3.3 Eşdeğer rezonans devresi [8] .....                                                                                                                                 | 14 |
| Şekil 3.4 Rezonans tankı kazanç eğrisinin m değeri ile değişimi [8] .....                                                                                                    | 16 |
| Şekil 3.5 LLC rezonans tankı rezonans akımı ve mıknatıslanma akımı eğrileri,<br>rezonans üstü bölgede çalışma için (a) ve rezonans altı bölgede çalışma<br>için (b) [8]..... | 16 |
| Şekil 3.6 Yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücü .....                                                                                                                  | 17 |
| Şekil 3.7 Yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün kararlı haldeki çalışma<br>aralıkları.....                                                                          | 18 |
| Şekil 3.8 Birinci çalışma aralığı akım yönleri .....                                                                                                                         | 19 |
| Şekil 3.9 Birinci çalışma aralığı dalga şekilleri .....                                                                                                                      | 19 |
| Şekil 3.10 İkinci çalışma aralığı akım yönleri .....                                                                                                                         | 20 |
| Şekil 3.11 İkinci çalışma aralığı dalga şekilleri .....                                                                                                                      | 21 |
| Şekil 3.12 Üçüncü çalışma aralığı dalga şekilleri.....                                                                                                                       | 22 |
| Şekil 3.13 Üçüncü çalışma aralığı akım yönleri .....                                                                                                                         | 22 |
| Şekil 3.14 Dördüncü çalışma aralığı dalga şekilleri.....                                                                                                                     | 23 |
| Şekil 3.15 Dördüncü çalışma aralığı akım yönleri .....                                                                                                                       | 24 |
| Şekil 3.16 Beşinci çalışma aralığı akım yönleri.....                                                                                                                         | 24 |
| Şekil 3.17 Beşinci çalışma aralığı dalga şekilleri .....                                                                                                                     | 25 |
| Şekil 3.18 Altıncı çalışma aralığı akım yönleri .....                                                                                                                        | 25 |
| Şekil 3.19 Altıncı aralık dalga şekilleri .....                                                                                                                              | 26 |
| Şekil 3.20 Yedinci çalışma aralığı akım yönleri.....                                                                                                                         | 27 |
| Şekil 3.21 Yedinci çalışma aralığı dalga şekilleri.....                                                                                                                      | 27 |
| Şekil 3.22 Sekizinci çalışma aralığı dalga şekilleri.....                                                                                                                    | 28 |
| Şekil 3.23 Sekizinci çalışma aralığı akım yönleri.....                                                                                                                       | 29 |
| Şekil 3.24 Dokuzuncu çalışma aralığı akım yönleri.....                                                                                                                       | 29 |

|                                                                                                                                                                |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Şekil 3.25</b> Dokuzuncu çalışma aralığı dalga şekilleri .....                                                                                              | 30 |
| <b>Şekil 3.26</b> Onuncu çalışma aralığı akım yönleri .....                                                                                                    | 30 |
| <b>Şekil 3.27</b> Onuncu çalışma aralığı dalga şekilleri .....                                                                                                 | 31 |
| <b>Şekil 3.28</b> On birinci çalışma aralığı akım yönleri.....                                                                                                 | 32 |
| <b>Şekil 3.29</b> On birinci çalışma aralığı dalga şekilleri.....                                                                                              | 33 |
| <b>Şekil 3.30</b> On ikinci çalışma aralığı dalga şekilleri.....                                                                                               | 34 |
| <b>Şekil 3.31</b> On ikinci çalışma aralığı akım yönleri.....                                                                                                  | 35 |
| <b>Şekil 4.1</b> LLC tank kazanç eğrilerinin frekansa ve yüke bağlı değişimi .....                                                                             | 40 |
| <b>Şekil 4.2</b> Bir ölü zaman aralığı durumu .....                                                                                                            | 42 |
| <b>Şekil 4.3</b> Ölü zaman aralıkları dalga şekli.....                                                                                                         | 42 |
| <b>Şekil 5.1</b> GS-065-011-1-L parça numaralı GaN transistörü görseli.....                                                                                    | 44 |
| <b>Şekil 5.2</b> GS-065-011-1-L transistörü bazı mutlak maksimum değerleri .....                                                                               | 45 |
| <b>Şekil 5.3</b> GS-065-011-1-L transistörü iletim eşdeğer direnç değeri .....                                                                                 | 45 |
| <b>Şekil 5.4</b> GS-065-011-1-L transistörü datasheet gate gerilim-şarj karakteristiği ..                                                                      | 46 |
| <b>Şekil 5.5</b> NTMT190N65S3H MOSFET'i ve GS-065-011-1-L GaN transistörü<br>datasheet Qg grafikleri karşılaştırması.....                                      | 47 |
| <b>Şekil 5.6</b> GS-065-011-1-L GaN transistörünün datasheet görseli, parazitik<br>kapasitanslarının VDS eğrisi .....                                          | 49 |
| <b>Şekil 5.7</b> GS-065-011-1-L GaN transistörünün datasheet görseli – enerjiye bağlı<br>çıkış kapasitörü değeri ve zamana bağlı çıkış kapasitörü değeri ..... | 50 |
| <b>Şekil 5.8</b> NTMT190N65S3H MOSFET'inin datasheet görseli – enerjiye bağlı çıkış<br>kapasitörü değeri ve zamana bağlı çıkış kapasitörü değeri.....          | 50 |
| <b>Şekil 5.9</b> GaN transistör (GS-065-011-1-L) datasheet görseli yüzey alanı ölçüleri                                                                        | 52 |
| <b>Şekil 5.10</b> MOSFET (NTMT190N65S3H) datasheet görseli yüzey alanı ölçüleri....                                                                            | 52 |
| <b>Şekil 6.1</b> Dönüştürücü rezonans tankı kazanç-frekans grafiği.....                                                                                        | 55 |
| <b>Şekil 6.2</b> GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış<br>akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu .....                         | 56 |
| <b>Şekil 6.3</b> GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış<br>akımında çıkış gerilimi salınım değeri simülasyon sonucu .....          | 57 |
| <b>Şekil 6.4</b> GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 10A çıkış<br>akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu .....                         | 57 |
| <b>Şekil 6.5</b> GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 10A çıkış<br>akımında çıkış gerilimi salınım değeri simülasyon sonucu .....          | 58 |
| <b>Şekil 6.6</b> GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 5mA(yüksüz)<br>çıkış akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu .....                 | 59 |

|                                                                                                                                                                                         |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Şekil 6.7</b> GaN transistörlü dönüştürücü - minimum giriş geriliminde 20A çıkış akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu .....                                                     | 59 |
| <b>Şekil 6.8</b> GaN transistörlü dönüştürücü - minimum giriş geriliminde 20A çıkış akımında çıkış gerilimi salınım değeri simülasyon sonucu .....                                      | 60 |
| <b>Şekil 6.9</b> GaN transistörlü dönüştürücü - maksimum giriş geriliminde 5mA(yüksüz) çıkış akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu .....                                            | 61 |
| <b>Şekil 6.10</b> GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında rezonans endüktansı akımı dalga şekli simülasyon sonucu .....                             | 61 |
| <b>Şekil 6.11</b> GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında mıknatıslanma akımı dalga şekli simülasyon sonucu .....                                   | 62 |
| <b>Şekil 6.12</b> GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında ana transistör akımları dalga şekli simülasyon sonucu .....                               | 63 |
| <b>Şekil 6.13</b> GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında ana diyot akımları dalga şekli simülasyon sonucu .....                                    | 63 |
| <b>Şekil 6.14</b> GaN transistörlü dönüştürücü - GaN transistör gate sinyalleri dalga şekli simülasyon sonucu.....                                                                      | 64 |
| <b>Şekil 6.15</b> GaN transistörlü dönüştürücü - transistör gate sinyalleri ölü zaman aralığı dalga şekli simülasyon sonucu .....                                                       | 64 |
| <b>Şekil 6.16</b> MOSFET'li dönüştürücü - transistör gate sinyalleri ölü zaman aralığı dalga şekli simülasyon sonucu .....                                                              | 65 |
| <b>Şekil 6.17</b> GaN transistörlü dönüştürücü - 2A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu .....                                               | 66 |
| <b>Şekil 6.18</b> GaN transistörlü dönüştürücü - 10A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu.....                                               | 66 |
| <b>Şekil 6.19</b> GaN transistörlü dönüştürücü 20A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu .....                                                | 67 |
| <b>Şekil 6.20</b> MOSFET'li dönüştürücü 2A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu .....                                                        | 68 |
| <b>Şekil 6.21</b> MOSFET'li dönüştürücü 10A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu .....                                                       | 69 |
| <b>Şekil 6.22</b> MOSFET'li dönüştürücü 20A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu .....                                                       | 70 |
| <b>Şekil 6.23</b> GaN (GS-065-011-1-L) transistör ve MOSFET (NTMT190N65S3H) ile gerçekleştirilen yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücülerin verim-yük karşılaştırma grafiği ..... | 71 |

## TABLO LİSTESİ

---

|                                                 |    |
|-------------------------------------------------|----|
| <b>Tablo 4.1</b> Örnek parametreler .....       | 37 |
| <b>Tablo 6.1</b> Dönüştürücü parametreleri..... | 54 |
| <b>Tablo 6.2</b> LLC tank parametreleri .....   | 55 |



## **Yarım Köprü Rezonanslı Dönüştürücünün Tasarımı ve Uygulaması**

Mustafa ÇAĞLAR

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Dr. Öğretim Üyesi Burak AKIN

Avrupa Birliği enerji komisyonu tarafından yayınlanan yeni mevzuat düzenlemeleri ile buzdolabı, bulaşık makinesi, çamaşır makinesi ve televizyon gibi ürünlerde enerji etiketlerinde değişikliğe gidilmiştir. Bu değişiklik ile ürünlerin genelinde ürünün enerji sınıfı seviyesi yeni ölçüm yöntemleri nedeniyle düşmüştür. Bu sebeple endüstride güç elektroniği devrelerinin verimini artırmaya yönelik çalışmalar yürütmek için yeni bir sebep doğmuştur. Enerji verimliliği ve düşük komponent sayısı açılarından alternatifleriyle karşılaştırıldığında öne çıkan yarım köprü seri rezonanslı LLC (rezonans endüktansları ve kapasitörü) dönüştürücü anahtarlamalı güç kaynağı topolojisi olarak sıklıkla tercih edilmektedir. Endüstride sıklıkla kullanılmasından ve önemli avantajlara sahip olmasından dolayı yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücü bu çalışmanın konusu dahilindedir. Yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün çalışma prensibi, çalışma aralıkları ve tasarım kriterleri incelenmiştir. GaN (Galyum Nitrit) transistörlerin bu dönüştürücü ile uyumu analiz edilmiş ve GaN transistörlerin bu dönüştürücüye sağlayabileceği avantajlar değerlendirilmiştir. Yeni mevzuat düzenlemeleri için daha yüksek verimli



bir televizyon güç kaynağı tasarımı gerçekleştirmek amacıyla girişinde 400V çıkış gerilimine sahip bir güç faktörü düzeltme devresi olduğu varsayılan yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücü tasarımı GaN transistörler ile simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir, farklı çalışma koşulları için önemli dalga şekillerinin simülasyon sonuçları sunulmuştur. İkinci bir dönüştürücü simülasyon ortamında aynı devre yapısı ile sadece sürme devresi uyarlanarak MOSFET'ler ile kurulmuştur ve GaN transistörlerle kurulan dönüştürücü ile arasında yüke bağlı verim karşılaştırması yapılmıştır. Simülasyonun doğruluğunu arttırmak amacıyla GaN transistör, MOSFET'ler, sürme devresi ve kontrol devresi gibi çoğu komponent için üreticilerden sağlanan simülasyon modelleri kullanılmıştır. İki dönüştürücü için de farklı yük koşullarında sıfır gerilimde anahtarlama sağlandığı gösterilmiştir. GaN transistörler kullanılan yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücünün MOSFET kullanılan yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücüye kıyasla farklı yük koşullarında %2-%3 daha yüksek verim ile çalıştığı sonucuna varılmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Anahtarlama güç kaynakları, rezonanslı dönüştürücüler, yumuşak anahtarlama, GaN transistörler.

# Design and Application of Half Bridge Resonant Converter

Mustafa ÇAĞLAR

Department of Electrical Engineering

Master of Science Thesis

Advisor: Assist. Prof. Dr Burak AKIN

With the new legislative regulations published by the European Union energy commission, changes were made in the energy labels of products such as refrigerators, dishwashers, washing machines and televisions. Hence, the energy class level has decreased for most of the products due to the new measurement methods. As a result of this, a new reason has emerged to carry out studies to increase the efficiency of power electronic circuits in the industry. Compared to other alternative topologies half bridge resonant LLC (resonant inductors and capacitor) converter performs better in terms of energy efficiency and low component count and frequently preferred as a switch mode power supply topology. Half-bridge series resonant LLC converter is within the scope of this study because it is frequently used in industry and has significant advantages. Working principle, working ranges and design criteria of half-bridge series resonant LLC converter are investigated. The compatibility of GaN (Gallium nitride) transistors with this converter is analyzed and the advantages that GaN transistors could provide to this converter is evaluated. In order to design a higher efficiency television power supply for new legislative regulations, half-bridge series resonant LLC converter design, which is assumed to have a power factor correction circuit

with 400V output voltage at the input, is designed with GaN transistors in a simulation environment, simulation results of important waveforms for different operating conditions are presented. A second converter is built with MOSFETs by adapting only the drive circuit with the same circuit structure in the simulation environment, and a load-dependent efficiency comparison is made with the converter built with GaN transistors. Simulation models provided by the manufacturers are used for most of the components such as GaN transistor, MOSFETs, drive circuit and control circuit to increase accuracy of the simulation. For both converters zero voltage switching is demonstrated under different load conditions. It is concluded that the half-bridge resonant LLC converter using GaN transistors has 2%-3% higher efficiency compared to the half-bridge resonant LLC converter using MOSFETs overall in different load conditions.

**Keywords:** Switching mode power supply, Resonant converters, Soft switching, GaN transistors.

### 1.1 Literatür Özeti

Günümüzde güç elektroniği enerjinin üretilmesi, iletilmesi, dağıtılması ve son kullanıcının kullandığı ürünlere kadar birçok alanda kritik önem taşımaktadır. Yenilenebilir enerjiye yönelimin her geçen yıl artması ve yenilenebilir enerji sistemlerinde güç elektroniği devrelerinin sıkça kullanılması, dünya genelinde enerji tüketiminin artması ve elektronik cihazların giderek yaygınlaşması gibi sebeplerle güç elektroniğinin önemi giderek artmaktadır. Transistör ve entegre devre teknolojilerindeki gelişmelerle birlikte güç elektroniği devreleri yıllar içerisinde daha verimli ve daha kompakt hale gelmişlerdir, bu durum güç elektroniği devrelerine duyulan güveni arttırmıştır.

Enerji verimliliği ve sürdürülebilirlik konularına giderek artan ilgi sebebiyle güç elektroniği devrelerinin verimi önemli hale gelmiştir. Avrupa Birliği enerji komisyonu tarafından yayınlanan yeni mevzuat düzenlemeleri ile buzdolabı, bulaşık makinesi, çamaşır makinesi ve televizyon gibi ürünlerde enerji etiketlerinde değişikliğe gidilmiştir [1]. Bu değişiklik ile ürünlerin genelinde ürünün enerji sınıfı seviyesi yeni ölçüm yöntemleri nedeniyle düşmüştür. Bunun sonucu olarak endüstride güç elektroniği devrelerinin verimini arttırmaya yönelik çalışmalar yürütmek için yeni bir sebep doğmuştur.

Tüketicilerin kullandığı televizyon, bilgisayar, telefon gibi birçok elektronik cihaz doğru akım (DC) ile çalışmaktadır. Fakat şehir şebekesi alternatif akım (AC) kaynağıdır. Bu sebeple bu gibi elektronik cihazları kullanabilmek için AC-DC dönüştürücülere ihtiyaç duyulmaktadır. AC-DC dönüştürücüler genellikle girişinde bir diyot köprüsü ve kapasitör bulunan DC-DC dönüştürücülerden oluşmaktadırlar.

DC-DC dönüştürücüler için en çok kullanılan devreler lineer regülatör ve anahtarlamalı güç kaynağı devreleridir. Lineer regülatör devreleri kolay çözümler sunsalar da düşük verim ve sadece giriş geriliminden düşük çıkış gerilimi

verebilmeleri gibi özellikleri sebebiyle kullanımları sınırlıdır. Anahtarlama güç kaynağı olan DC-DC dönüştürücüler ise daha kompleks yapılara sahip olsalar da yüksek verim ve istenilen çıkış gerilimine göre devre tasarlanabilmesi gibi özellikleri sebebiyle DC-DC dönüştürücülerde tercih sebebi olmaktadır.

Anahtarlama güç kaynakları en az bir transistör, bir diyot ve bir endüktanstan oluşmaktadır. Dönüştürücünün girişindeki kaynaktan her an akım çekmeyecek, transistörün veya transistörlerin sürekli olarak anahtarlama yapmasıyla çalışırlar ve çıkış regülasyonunu sağlarlar. Bir periyotta transistörün iletimde kaldığı sürenin periyodun toplam süresine oranına doluluk oranı denir.

Anahtarlama güç kaynakları darbe genişlik modülasyonlu anahtarlama güç kaynakları ve rezonanslı anahtarlama güç kaynakları olarak kategorilere ayrılabilirler. Darbe genişlik modülasyonlu dönüştürücülerde transistörler sabit frekans ile anahtarlama yaparlar. Transistörlerin doluluk oranını değiştirerek çıkış regülasyonunu sağlarlar. Darbe genişlik modülasyonlu dönüştürücüler genellikle sert anahtarlama dönüştürücülerdir. Rezonanslı dönüştürücüler ise rezonans frekansına göre kazancı değişen rezonans devrelerine sahiptirler. Doluluk oranı sabittir ve anahtarlama frekansını değiştirerek rezonans frekansına müdahale ederler. Rezonans devresinin rezonans frekansının değişmesiyle değişen kazanç değeri ile regülasyonu sağlarlar. Rezonanslı dönüştürücüler genellikle yumuşak anahtarlama dönüştürücülerdir.

Seri rezonanslı LLC dönüştürücü yüksek verim ve düşük komponent sayısı avantajları sebebiyle endüstride sıklıkla kullanılan bir rezonanslı dönüştürücüdür. Seri rezonanslı LLC dönüştürücü bir yarım köprü veya tam köprü devresi, transformatörü ile entegre bir LLC rezonans tank devresi ve çıkış doğrultucularından oluşur. Ana transistörlerinin sıfır gerilimde anahtarlama ile iletme girmesi özelliği sebebiyle transistörlerin iletme girme anahtarlama kaybı sıfıra iner. Rezonans tankında endüktans kullanmak yerine transformatörün kaçak endüktansının kullanılabilmesi özelliği sayesinde ise düşük komponent sayısı avantajı sunmaktadır.

Literatürde seri rezonanslı LLC dönüştürücüyle ilgili GaN transistörler ile çalışmalar yapılmıştır. GaN transistörlerin MOSFET'lere göre daha lineer olan  $C_{oss}$  (parazitik

çıkış kapasitörü) eğrilerinden ve bunun rezonanslı uygulamalar için uygunluğundan bahsedilmiştir [2]. Ayrıca GaN transistörlerin  $C_{o(TR)}$  (zamana bağlı parazitik çıkış kapasitörü) değerlerinin MOSFET'lere göre çok daha küçük olduğundan ve bunun seri rezonanslı LLC dönüştürücüde mıknatıslanma akımını azaltarak verim avantajı sağlayabileceğinden bahsedilmiştir [3].

## 1.2 Tezin Amacı

Bu çalışmada, darbe genişlik modülasyonlu DC-DC dönüştürücülerin ve rezonanslı DC-DC dönüştürücülerin temel özelliklerinden bahsedilmiştir. Yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücünün yapısı, çalışma prensipleri ve çalışma aralıkları devre şemalarıyla ve simülasyon dalga şekilleriyle anlatılmıştır. Yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücünün tasarım kriterlerinden ve hesaplamalarından, görsellerle ve formüllerle bahsedilmiştir. GaN transistörlerin seri rezonanslı LLC dönüştürücüye sağlayabileceği faydalar ve MOSFET ile karşılaştırılması datasheet görselleri ile anlatılmıştır. Avrupa Birliği enerji komisyonu tarafından yayınlanan ve televizyonları da kapsayan yeni mevzuat düzenlemeleri [1] için daha yüksek verimli bir televizyon güç kaynağı tasarımı gerçekleştirmek amacıyla girişinde 400V çıkış gerilimine sahip bir güç faktörü düzeltme devresi olduğu varsayılan yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücü tasarımı GaN transistörler ile simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir, farklı çalışma koşulları için önemli dalga şekillerinin simülasyon sonuçları sunulmuştur. İkinci bir dönüştürücü simülasyon ortamında aynı devre yapısı ile sadece sürme devresi uyarlanarak MOSFET'ler ile kurulmuştur ve GaN transistörlerle kurulan dönüştürücü ile arasında yüke bağlı verim karşılaştırması yapılmıştır. İki dönüştürücü için de farklı yük koşullarında sıfır gerilimde anahtarlama sağlandığı gösterilmiştir. Simülasyonda gerçekçiliği arttırmak amacıyla GaN transistör, MOSFET'ler, sürme devresi ve kontrol devresi gibi çoğu komponent için üreticiden sağlanan simülasyon modelleri kullanılmıştır.

## 1.3 Hipotez

Girişinde güç faktörü düzeltme devresi bulunan bir televizyon güç kaynağının verimi GaN transistörler ile tasarlanan yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücü ile arttırılmaya çalışılmıştır. Aynı dönüştürücü MOSFET'ler ile de

tasarlanmıştır ve iki dönüştürücü arasında yüke bağlı verim karşılaştırılması yapılmıştır. GaN transistörler ile tasarlanan yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün veriminin daha yüksek olması beklenmektedir.



DC-DC dönüştürücüler girişlerine uygulanan DC gerilimi başka bir DC gerilime veya DC akıma dönüştürebilen anahtarlama güç kaynaklarıdır. DC-DC dönüştürücüler hem endüstride hem de tüketici elektroniğinde sıklıkla tercih edilmektedir. Yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu özellikleri sebebiyle DC-DC dönüştürücüler lineer regülatörlere göre daha ön plana çıkmaktadırlar [4].

DC-DC dönüştürücüler girişlerine uygulanan DC gerilimi başka bir DC çıkış gerilimine dönüştürmek için anahtarlama elemanlarıyla birlikte bir bobini veya transformatörü şarj ve deşarj etme çalışma prensibini uygularlar. Bir DC-DC dönüştürücü en az bir bobin, bir transistör, bir diyot ve bir kontrol devresinden oluşmaktadır. Kontrol devresi üzerinden modülasyon ayarı geri besleme ile yapılarak çıkış geriliminde veya akımında regülasyon sağlanır [4]. DC-DC dönüştürücüler modülasyon çeşitlerine göre darbe genişlik modülasyonlu (DGM) DC-DC dönüştürücüler ve darbe frekans modülasyonlu (DFM) DC-DC dönüştürücüler olarak iki farklı şekilde incelenebilir.

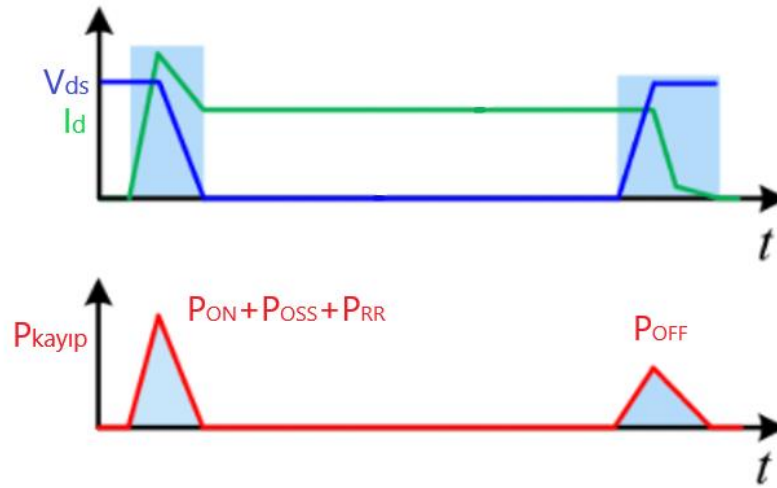
### **2.1 Darbe Genişlik Modülasyonlu DC-DC Dönüştürücüler**

Darbe genişlik modülasyonlu dönüştürücüler darbe frekans modülasyonlu dönüştürücülere göre daha yaygın olarak kullanılırlar. Bunun asıl sebebi darbe genişlik modülasyonu yöntemini uygulamanın daha kolay olmasıdır. Bunun dışında darbe genişlik modülasyonun darbe frekans modülasyonuna göre daha hızlı tepki süresi ve frekansın yüke bağlı olmaması gibi avantajları da vardır.

Darbe genişlik modülasyonunda regülasyon DC-DC dönüştürücüdeki ana transistörün veya transistörlerin periyot içerisindeki iletimde kalma sürelerinin değiştirilmesi ile elde edilir. Kontrol devresi alınan geri besleme sinyaline göre, ana transistörün ya da transistörlerin kapı sinyallerindeki darbe genişliğini arttırarak ya da azaltarak çıkışa aktarılacak istenen enerji miktarını ayarlar [4].



Darbe genişlik modülasyonlu dönüştürücülerde anahtarlama sert ve yüksek kayıplı olarak gerçekleşir. Bu sebeple yüksek frekanslı uygulamalarda anahtarlama kaybı çok artmakta ve verim düşmektedir. Anahtarlamanın yüksek kayıplı olarak gerçekleşmesinin sebebi anahtarlama anında anahtarlama elemanının üzerinde gerilim ve akım bileşenlerinin aynı anda bulunmasıdır [4]. Sert anahtarlama ile anahtarlanan bir transistörün anahtarlama anındaki gerilim ve akım değerleri temsili olarak Şekil 2.1’de gösterilmektedir.



**Şekil 2.1** Bir transistörün sert anahtarlama anındaki gerilim ve akım değerleri

Güç kaybı gerilim ve akımın ani değerlerinin çarpımı ile ifade edildiği için, sert anahtarlama anında yüksek güç kaybı değerleri oluşmaktadır. Güç ifadesi denklemi (2.1)’de verilmiştir [5].

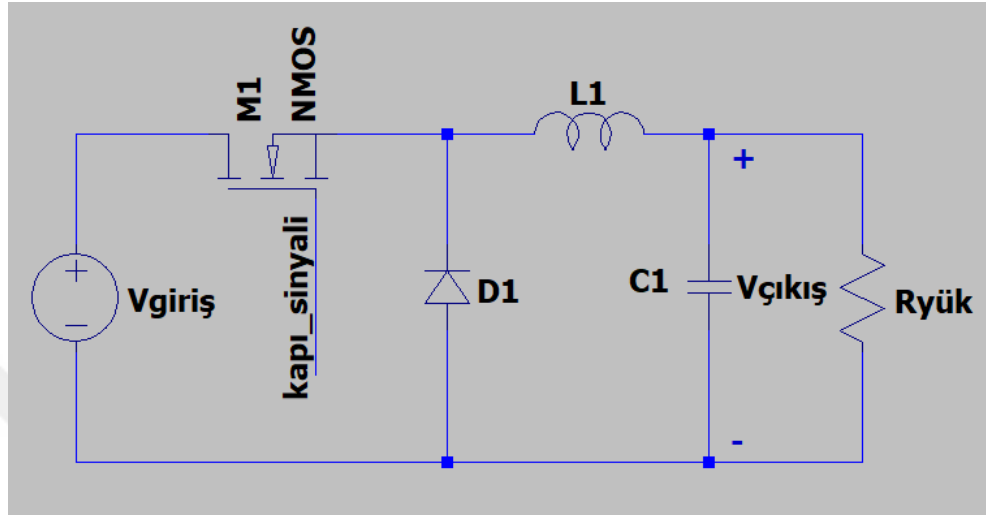
$$P = I \cdot V \quad (2.1)$$

Anahtarlama her periyotta gerçekleştiği için frekans arttıkça frekansla doğru oranda anahtarlama kaybı da artmaktadır.

Temel DC-DC dönüştürücüler Düşürücü dönüştürücü, yükseltici dönüştürücü ve düşürücü-yükseltici dönüştürücüdür.

### 2.1.1 Düşürücü Dönüştürücü

Düşürücü dönüştürücü girişindeki DC gerilimi daha düşük seviyedeki bir DC gerilime indirir. Düşürücü dönüştürücünün temel devre yapısı Şekil 2.2’de görülmektedir [4].



Şekil 2.2 Düşürücü dönüştürücü temel devre yapısı

Düşürücü dönüştürücünün çıkış gerilimi formülü (2.2)’de verilmiştir [4].

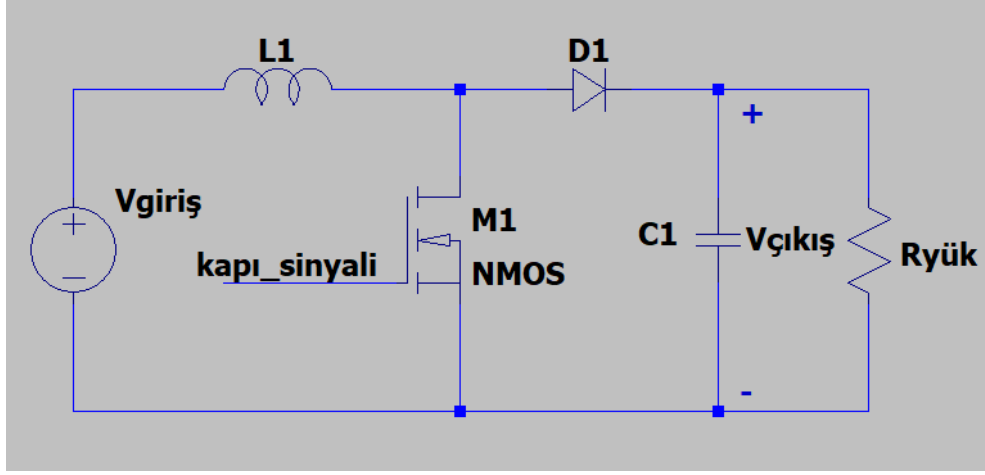
$$V_{\text{çıkış}} = V_{\text{giriş}} \cdot \lambda \quad (2.2)$$

Burada “ $\lambda$ ” doluluk oranını ifade etmektedir ve ana transistörün bir periyot içerisindeki iletimde kalma oranına eşittir. Düşürücü dönüştürücünün çıkış gerilimi aralığı (2.3)’de verilmiştir [4].

$$0 \leq V_{\text{çıkış}} \leq V_{\text{giriş}} \quad (2.3)$$

### 2.1.2 Yükseltici Dönüştürücü

Yükseltici dönüştürücü girişindeki DC gerilimi daha yüksek seviyedeki bir DC gerilime yükseltir. Yükseltici dönüştürücünün temel devre yapısı Şekil 2.3’te görülmektedir [4].



**Şekil 2.3** Yükseltici dönüştürücü temel devre yapısı

Yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi formülü (2.4)'de verilmiştir [4].

$$V_{\text{çıkış}} = V_{\text{giriş}} \cdot \frac{1}{1 - \lambda} \quad (2.4)$$

Yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi aralığı (2.5)'de verilmiştir [4].

$$V_{\text{giriş}} \leq V_{\text{çıkış}} \leq \infty \quad (2.5)$$

### 2.1.3 Düşürücü-yükseltici Dönüştürücü

Düşürücü-yükseltici dönüştürücü girişindeki DC gerilimi daha düşük ya da daha yüksek seviyedeki bir DC gerilime dönüştürür. Düşürücü-yükseltici dönüştürücünün temel devre yapısı Şekil 2.4'te görülmektedir [4].

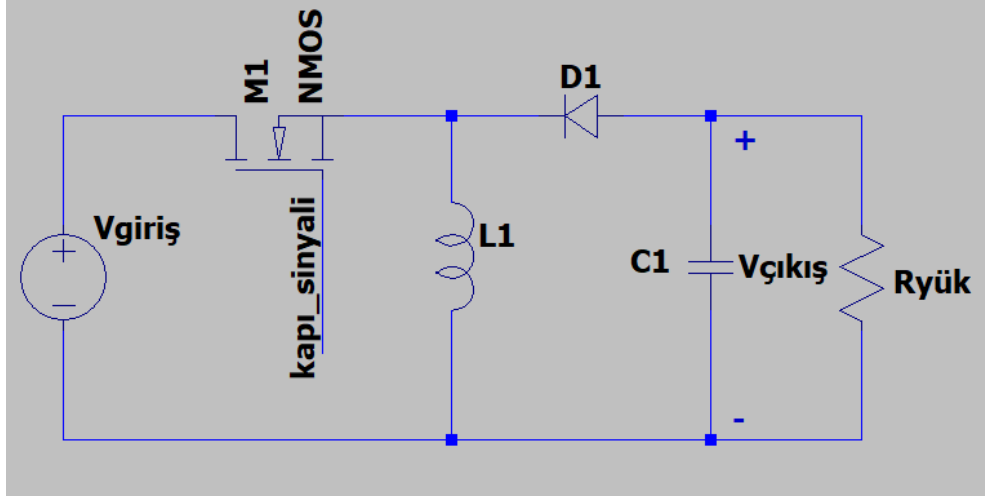
Düşürücü-yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi formülü (2.6)'de verilmiştir [4].

$$V_{\text{çıkış}} = V_{\text{giriş}} \cdot \frac{\lambda}{1 - \lambda} \quad (2.6)$$

Düşürücü dönüştürücünün çıkış gerilimi aralığı (2.7)'de verilmiştir [4].

$$0 \leq V_{\text{çıkış}} \leq \infty \quad (2.7)$$

Düşürücü-yükseltici dönüştürücü ile ilgili bir dezavantaj çıkış geriliminin ters olarak üretilmesidir [4].



**Şekil 2.4** Düşürücü-yükseltici dönüştürücü temel devre yapısı

## 2.2 Darbe Frekans Modülasyonlu Rezonanslı DC-DC Dönüştürücüler

Darbe frekans modülasyonlu dönüştürücülerin kontrolü darbe genişlik modülasyonlu dönüştürücülerin kontrolünden çok daha zordur. Bunun sebebi rezonanslı dönüştürücülerin çıkış gerilimi kazançlarının yüke bağlı olarak değişmesidir. Bu durum dönüştürücünün tasarımını darbe genişlik modülasyonlu dönüştürücülere göre oldukça zorlaştırır. Fakat rezonanslı dönüştürücülerin yumuşak anahtarlama özelliği daha yüksek verime ve daha yüksek güç yoğunluğuna sahip dönüştürücülerin tasarımına imkân tanımaktadır.

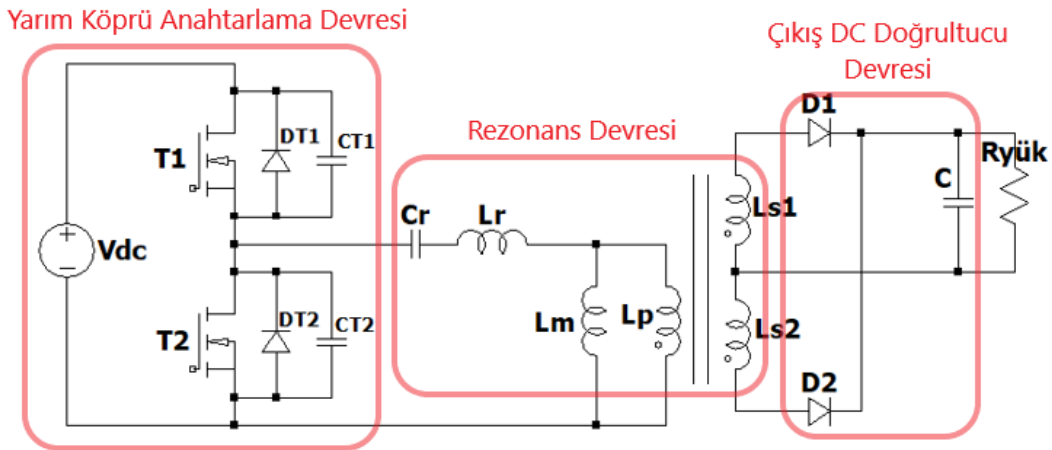
Rezonanslı dönüştürücüler aynı zamanda yumuşak anahtarlama dönüştürücüler olarak da tanınırlar. Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve sıfır akımda anahtarlama (ZCS) temel yumuşak anahtarlama yöntemleridir. Sıfır gerilimde anahtarlama ana transistörün paralel parazitik kapasitörünün iletme girmeden önce boşaltılması ile sağlanabilir. Sıfır akımda anahtarlama ise iletimde olan bir doğrultucu veya bir senkron doğrultucu anahtarın üzerinden geçen akım sıfıra düştükten sonra kesime götürecek olan sinyalin uygulanması ile sağlanabilir.

Rezonans tank devreleri arasında en çok tercih edilenlerden birisi frekans kazanç eğrisinin uygunluğu sebebi ile LLC rezonans tank devresidir.

## YARIM KÖPRÜ REZONANSLI LLC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

### 3.1 Yarım Köprü Rezonanslı LLC Dönüştürücünün Yapısı

Yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücünün temel devre şeması Şekil 3.1'de verilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere dönüştürücü üç bölümden oluşmaktadır. Yarım köprü anahtarlama devresi, LLC rezonans tank devresi ve çıkış doğrultucu devresi.  $C_r$  kapasitörü rezonans kapasitansını,  $L_r$  endüktansı rezonans endüktansını  $L_m$  endüktansı mıknatıslanma endüktansını temsil etmektedir [6].



Şekil 3.1 Yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücü temel devre şeması

Yarım köprü anahtarlama devresi LLC tank devresine farklı frekanslarda gerilim uygular. Rezonanslı LLC dönüştürücü DFM modlu bir dönüştürücü olduğu için kontrol devresi anahtarları değişken doluluk oranı ile değil %50 sabit doluluk oranı ile asenkron bir şekilde sürer. Kontrol devresi doluluk oranını değiştirmek yerine anahtarlama frekansını değiştirerek rezonans tank devresine uygulanan kare dalga geriliminin frekansını yönetir [6]. Yarım köprü devresi düşük konumdaki T2 transistörü ve yüksek konumdaki T1 transistörlerinden oluşmaktadır. Yüksek konumdaki T1 transistörünü sürebilmek için bir yüksek konum sürücü devresi gerekmektedir.

Rezonans tank devresi rezonans kapasitesi, rezonans endüktansı ve transformatörden oluşmaktadır. Ancak çoğu uygulamada harici bir endüktans koymak yerine rezonans endüktansı olarak transformatörün kaçak endüktansı istenilen değere ayarlanmakta ve kullanılmaktadır. Rezonans tankında rezonans kapasitesi ve rezonans endüktansı arasında her periyotta rezonans gerçekleşmektedir. Bu rezonans sayesinde transistörlerin paralel parazitik kapasitörleri boşaltılarak ve doldurularak anahtarlama anından önce sıfır gerilimde anahtarlama koşulu sağlanmaktadır [7].

Rezonans tank devresinin empedansı ve çıkışa aktarılan güç kazancı frekansa bağlıdır. Kontrol devresi transistörleri daha hızlı ya da daha yavaş anahtarlayarak rezonans tank devresine uygulanan kare dalganın frekansını değiştirir. Böylece rezonans tank devresinin kazancını regülasyonu sağlamak için değiştirebilmektedir [6].

Çıkış doğrultucu devresinin işlevi transformatörün sekonder uçlarındaki AC gerilimi DC gerilime doğrultarak çıkışa aktarmaktır. 2 yerine 4 doğrultuculu devre yapısı da tercih edilebilir. Çıkışta genel olarak bir LC filtre devresi kullanılmaktadır [6].

### **3.2 Yarım Köprü Rezonanslı LLC Dönüştürücünün Çalışma Prensibi**

Yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücünün çalışma prensibinin temeli rezonans tankının farklı frekanslarda farklı kazanç ve empedans değerlerine sahip olmasıdır. Kontrol devresi çıkış gerilimini ölçer ve bir hata amplifikatörü ile hata gerilimi oluşturur. Oluşturulan hata gerilimi değeri sonraki periyotlarda anahtarlara uygulanacak olan frekansın değerini etkiler. Frekans azaldıkça rezonans tankının kazancı artar ve çıkışa daha çok enerji aktarılır, frekans arttıkça rezonans tankının kazancı düşer ve çıkışa daha az enerji aktarılır [6]. Yani kontrol devresi hata gerilimi büyüdükçe anahtarlama frekansını azaltmakta, hata gerilimi küçüldükçe anahtarlama frekansını arttırmaktadır.

Anahtarlardan birisi iletimdeyken rezonans endüktansı ve rezonans kapasitesi arasında rezonans gerçekleşmeye başlar, rezonans akımı sinüzoidal bir şekilde

artar ve rezonans kapasitesi şarj olur. Anahtarın kapanması ile rezonans kapasitesinin şarj olması son bulur ve diğer anahtar açılmadan önce ölü zaman aralığı gerçekleşir [8].

Ölü zaman aralığı genellikle tüm periyodun %5'inden kısa olur. Ölü zaman aralığında sekonder tarafa enerji aktarımı duraklar ve primer taraftaki komponentler üzerinden yalnızca mıknatıslanma akımı akmaya devam eder. Ölü zaman aralığında rezonansa mıknatıslanma endüktansı da katılır. Mıknatıslanma endüktansı genellikle rezonans endüktansının birkaç katı endüktans değerinde olduğu için ölü zaman aralığında mıknatıslanma akımı değeri çok fazla değişmez.

Ölü zaman aralığında mıknatıslanma akımı ile sıradaki ilettime girecek olan transistörün paralel parazitik kapasitörü 0 volta deşarj olur ve diğer transistörün paralel parazitik kapasitörü giriş gerilimine şarj olur. İlettime girecek olan transistörün paralel parazitik kapasitörü üzerindeki gerilim deşarj edildiği için transistör sıfır gerilimde anahtarlama ile ilettime girmek için hazır konuma gelir. Burada dikkat edilmesi gereken konu, mıknatıslanma akımının ve ölü zaman süresinin transistörlerin paralel parazitik kapasitörlerini şarj ve deşarj edebilmek için yeterli olmasıdır [7].

Ölü zamanın sona ermesiyle birlikte bir sonraki anahtar sıfır gerilimde anahtarlama ile ilettime geçer. Bu kez rezonans, rezonans kapasitesinde depolanan enerji ile devam eder. Rezonans akımı sinüzoidal bir şekilde artmaya başlar ve rezonans kapasitesi deşarj olur. Bu sırada sekondere enerji aktarımı devam eder. Anahtarın kesime girmesiyle birlikte kapasitör tamamen deşarj olur ve rezonans tamamlanır. Bir sonraki anahtar ilettime girmeden önce tekrar ölü zaman aralığı gerçekleşir ve sekondere enerji aktarımı duraklar [8].

Rezonans tankında rezonans gerçekleşmesi sırasında transformatöre AC akım uygulanmış olur ve transformatör bu akımı dönüştürme oranına göre dönüştürerek sekondere aktarır. Sekonderdeki doğrultucu diyotlar transformatörün sekonder sargılarındaki AC gerilimi doğrultarak DC gerilime dönüştürürler [6].

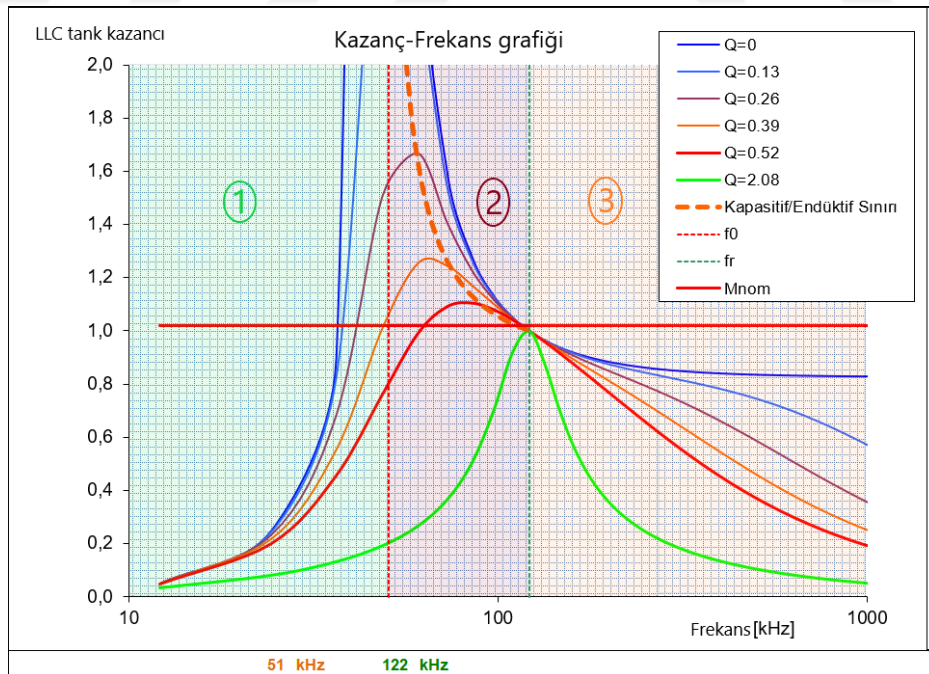
### 3.2.1 Çıkış Gerilimi Denklemi ve Bileşenleri

Yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücünün çıkış gerilimi formülü (3.1)'de verilmiştir [6].

$$\frac{V_{\text{çıkış}}}{V_{\text{giriş}}} = \frac{1}{2} \cdot M_{\text{res}} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (3.1)$$

Burada 1/2 ifadesi yarım köprü devresinin kazancıdır. Yarım köprü yerine tam köprü devresi kullanılması durumunda bu değer 1 olmaktadır.  $M_{\text{res}}$  ifadesi rezonans tankının kazancını temsil etmektedir.  $N_S/N_P$  ifadesi ise transformatörün dönüştürme oranıdır [6].

Yarım köprü devresinin ve transformatörün kazançları değişken değildir. Burada dönüştürücü istenilen çıkış gerilimini rezonans tankı kazancını değiştirerek sağlamaktadır. Rezonans tankının kazancı kalite faktörüne, anahtarlama frekansına ve mıknatıslanma endüktansı ile rezonans endüktansının oranına bağlı olarak değişmektedir. Rezonans tankı kazancının birçok parametreye bağlı olarak değişmesi tasarımı zorlaştırmaktadır. Örnek bir rezonans tankı kazancının frekansa ve kalite faktörüne bağlı olarak değişimi Şekil 3.2'de verilmiştir [6][9].



Şekil 3.2 LLC tankı kazanç eğrisi



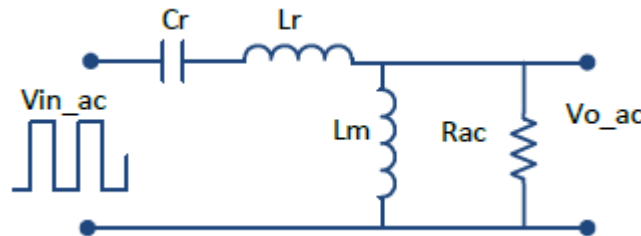
Şekil 3.2’de her eğri farklı kalite faktörü değerini göstermektedir. Kalite faktörü çıkış gücü ile orantılı olarak değişmektedir. Çıkış gücü değeri arttıkça kalite faktörü artar, kalite faktörü arttıkça LLC tankının kazancı azalır. Kalite faktörü değerinin formülü (3.2) denkleminde verilmiştir [9][10].

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} \quad (3.2)$$

(3.2) denkleminde ifade edilen  $R_{ac}$  değeri yükün primer tarafa indirgenmiş halidir ve (3.3) denkleminde formülü görülmektedir. Burada  $N_p$  transformatör primer tur sayısını,  $N_s$  transformatör sekonder tur sayısını,  $R_o$  ise çıkıştaki yükü ifade etmektedir. (3.2) ve (3.3) denklemlerinden anlaşılabacağı üzere kalite faktörü yük ile birlikte değişmektedir [6][8][11].

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot R_o \quad (3.3)$$

Şekil 3.3’te çıkış yükünün primer tarafa indirgendiği eşdeğer rezonans devresi görülmektedir [6].



**Şekil 3.3** Eşdeğer rezonans devresi [8]

Şekil 3.2’de “1” ile gösterilen bölge kapasitif çalışma bölgesi, “2” ile gösterilen bölge rezonans altı endüktif çalışma bölgesi ve “3” ile gösterilen bölge rezonans üstü endüktif çalışma bölgesidir [6]. Dönüştürücünün kapasitif çalışma bölgesinde çalışması hiçbir zaman istenmez. Bunun temel nedenleri sıfır gerilimde anahtarlamamanın sadece endüktif bölgede gerçekleşmesi ve kapasitif bölgeye geçişte kazancın azalmasıdır. LLC rezonanslı dönüştürücünün tasarımı ve transistör seçimleri yumuşak anahtarlama göre gerçekleştirildiği için sert anahtarlama durumunda transistörler hasar görebilir. Endüktif bölgeden kapasitif bölgeye

geçtikten sonra kazancın azalması da regülasyonu bozabilmektedir. Çünkü kontrol devresi kazancı arttırmak için frekansı azaltacaktır fakat kapasitif bölgeye geçtikten sonra frekans azaldıkça kazanç azalacaktır, bunun neticesinde hata gerilimi giderek artacak ve regülasyon bozulacaktır.

Şekil 3.2’de  $f_r$  ile gösterilen frekans rezonans frekansıdır. Rezonans endüktansı ve rezonans kapasitesi arasında oluşan rezonansın frekansını göstermektedir. Rezonans frekansında rezonans tankının kazancı bütün kalite faktörü değerleri için 1’dir. Rezonans frekansı çalışma noktası dönüştürücünün veriminin en yüksek olduğu bölgedir. Rezonans frekansı (3.4) formülü yardımı ile bulunabilir [12][13][14].

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r C_r}} \quad (3.4)$$

Şekil 3.2’de  $f_0$  ile gösterilen frekans rezonans endüktansı, rezonans kapasitesi ve mıknatıslanma endüktası arasında oluşan rezonansın frekansını göstermektedir. Formülü (3.5) denkleminde verilmiştir [6][15].

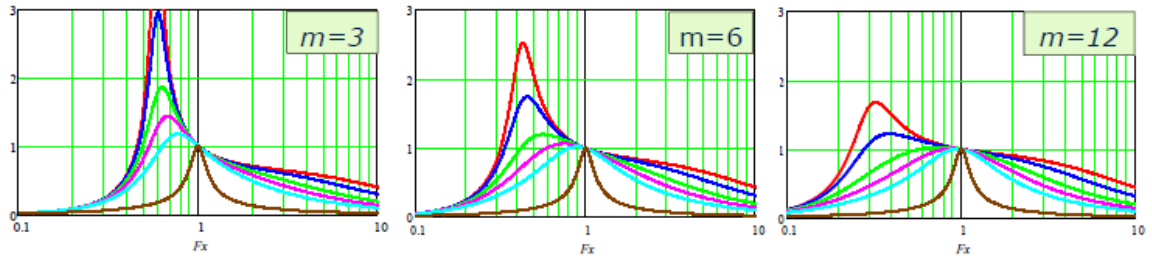
$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(L_r + L_m) C_r}} \quad (3.5)$$

### 3.2.2 Toplam Primer Endüktansın Rezonans Endüktansına Oranı ve Etkileri

LLC rezonans tank devresinde toplam primer endüktansın rezonans endüktansına oranı genellikle “m” ile ifade edilir. LLC rezonans devresinin kazanç eğrisini m değeri doğrudan etkiler. Denklem (3.6)’da m değerinin formülü verilmiştir [16][17].

$$m = \frac{L_p}{L_r} = \frac{L_m + L_r}{L_r} \quad (3.6)$$

Farklı m değerleri için örnek rezonans tankı kazanç grafikleri Şekil 3.4’de verilmiştir. M değeri arttıkça kazanç eğrisi daha geniş bir frekans aralığına yayılır ve genel kazanç miktarı düşer, m değeri azaldıkça kazanç eğrisi daha dar bir frekans aralığında daha yüksek kazanç değişimleri sunabilmektedir ve genel olarak kazanç miktarı artar [8].

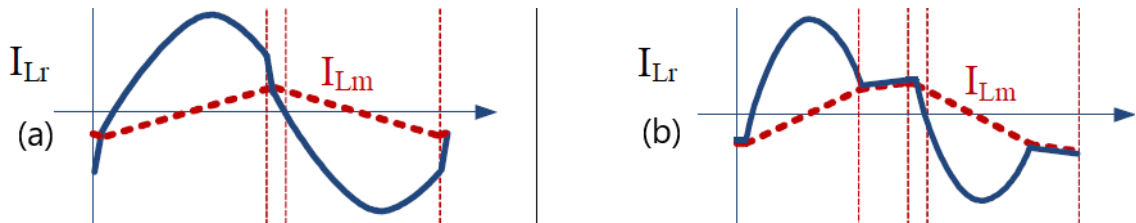


**Şekil 3.4** Rezonans tankı kazanç eğrisinin  $m$  değeri ile değişimi [8]

Yüksek  $m$  değerli LLC seri rezonans devresinde mıknatıslanma endüktansı daha büyük olacağı için daha düşük mıknatıslanma akımı devre komponentleri üzerinden akacaktır. Bu da transistörlerin iletim kaybını, kesime girme kaybını ve transformatörün primer sargılarındaki bakır kaybını doğrudan azaltır ve daha yüksek verim değerleri elde edilebilir. Düşük  $m$  değerli LLC seri rezonans devresinin kazanç değerinde daha dar frekans aralığında daha yüksek değişimler elde edilebilir ve kazanç değerleri daha yüksektir. Bu da dönüştürücüye daha geniş giriş gerilimi aralığı, daha geniş çıkış gerilimi aralığı ve daha dar frekans kontrol aralığı gibi tasarım esnekliği sağlar [8].

### 3.2.3 Rezonans Altı ve Rezonans Üstü Endüktif Bölgelerde Çalışma ve Etkileri

Rezonans akımı ve mıknatıslanma akımı eğrileri rezonans altı endüktif bölgede çalışma için ve rezonans üstü endüktif bölgede çalışma için Şekil 3.5'te verilmiştir [8]. Burada  $I_{Lm}$  mıknatıslanma endüktansı akımı ve  $I_{Lr}$  rezonans endüktansı akımını ifade etmektedir.



**Şekil 3.5** LLC rezonans tankı rezonans akımı ve mıknatıslanma akımı eğrileri, rezonans üstü bölgede çalışma için (a) ve rezonans altı bölgede çalışma için (b) [8]

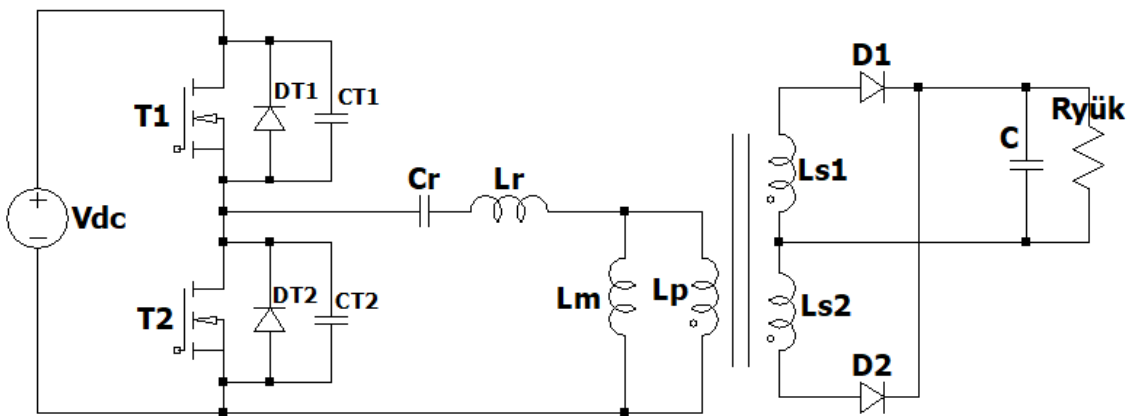
Rezonans altı endüktif bölgede çalışırken anahtarlama frekansı rezonans frekansından küçüktür ve kazanç değeri 1'den büyüktür. Bu bölgede çalışırken dönüştürücü her yarım anahtarlama periyodunda yarım rezonansı tamamlar. Rezonans endüktansı akımı mıknatıslanma akımına ulaşır. Yarım rezonans

tamamlandıktan sonra diğer anahtar iletime girene kadar mıknatıslanma akımı devre üzerinde dolanmaya devam eder. Bu da primer taraftaki iletim kayıplarını artırır [8].

Rezonans üstü endüktif bölgede çalışırken anahtarlama frekansı rezonans frekansından büyüktür ve kazanç değeri 1'den küçüktür. Bu bölgede çalışırken dönüştürücü yarım anahtarlama periyodunda yarım rezonansı tamamlayamaz ve yarım rezonans tamamlanmadan anahtar kesime girer. Bu durum primer transistörlerin kesime girme kaybını artırır ve doğrultucu diyotlar akımları sıfıra inmeden kesime girecekleri için sert komütasyon ile kesime girerler [8].

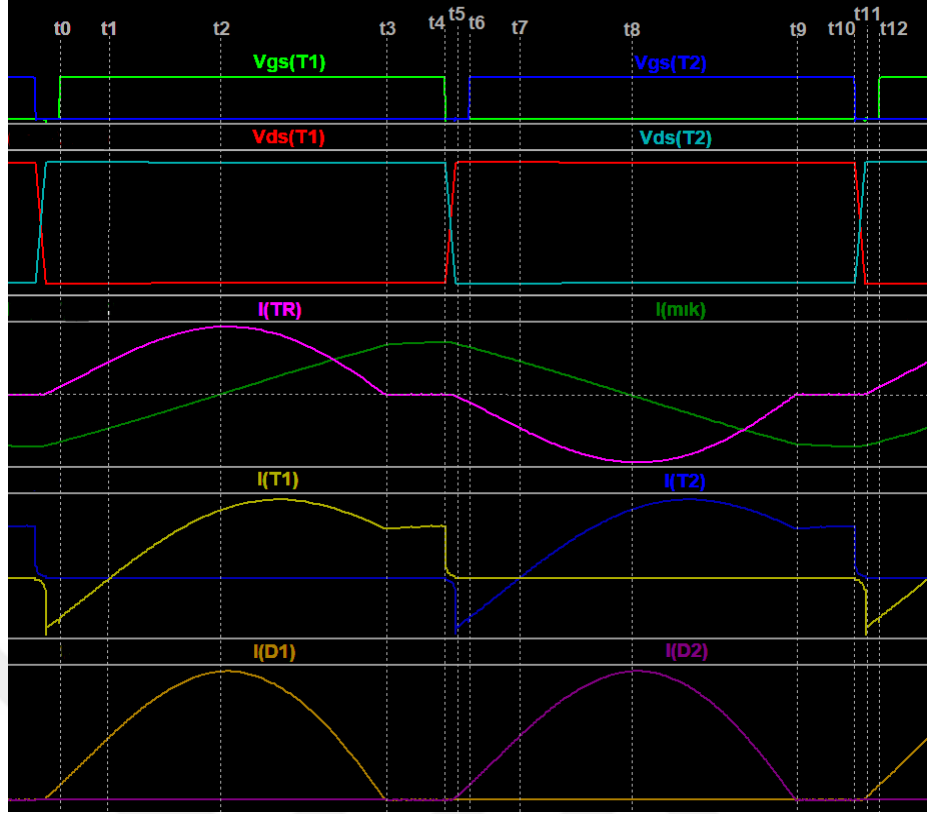
### 3.2.4 Yarım Köprü Seri Rezonanslı LLC Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları

Bu bölümde yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün çalışma aralıkları incelenmiş ve analiz edilmiştir. Dönüştürücünün nasıl çalıştığı, çıkışa nasıl enerji aktardığı ve nasıl sıfır gerilimde anahtarlama sağladığı anlatılmıştır.



**Şekil 3.6** Yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücü

Şekil 3.6'da yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün temel devre şeması verilmiştir. Burada DT1 ve DT2 komponentleri transistörlerin gövde diyotlarını, CT1 ve CT2 komponentleri transistörlerin parazitik çıkış kapasitörlerini, Lm transformatörün mıknatıslanma endüktansını, Lr rezonans endüktansını ve Cr rezonans kapasitansını temsil etmektedir.

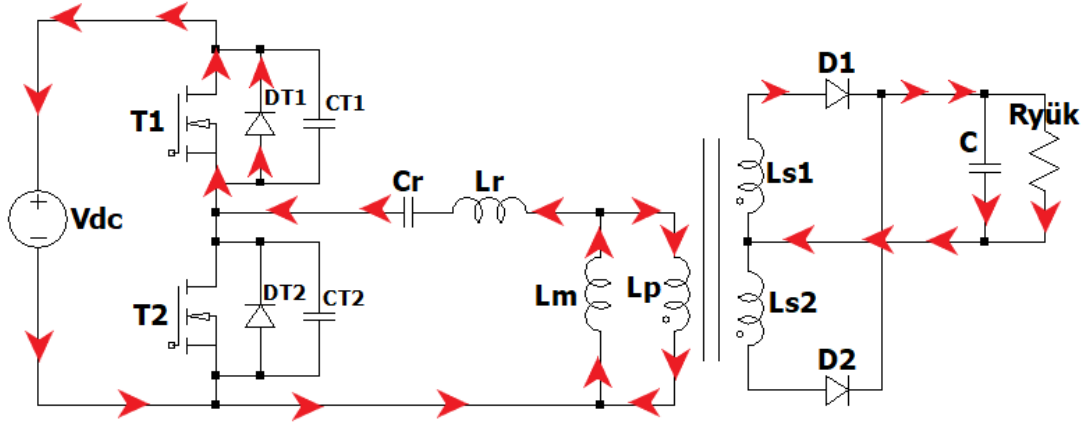


**Şekil 3.7** Yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün kararlı haldeki çalışma aralıkları

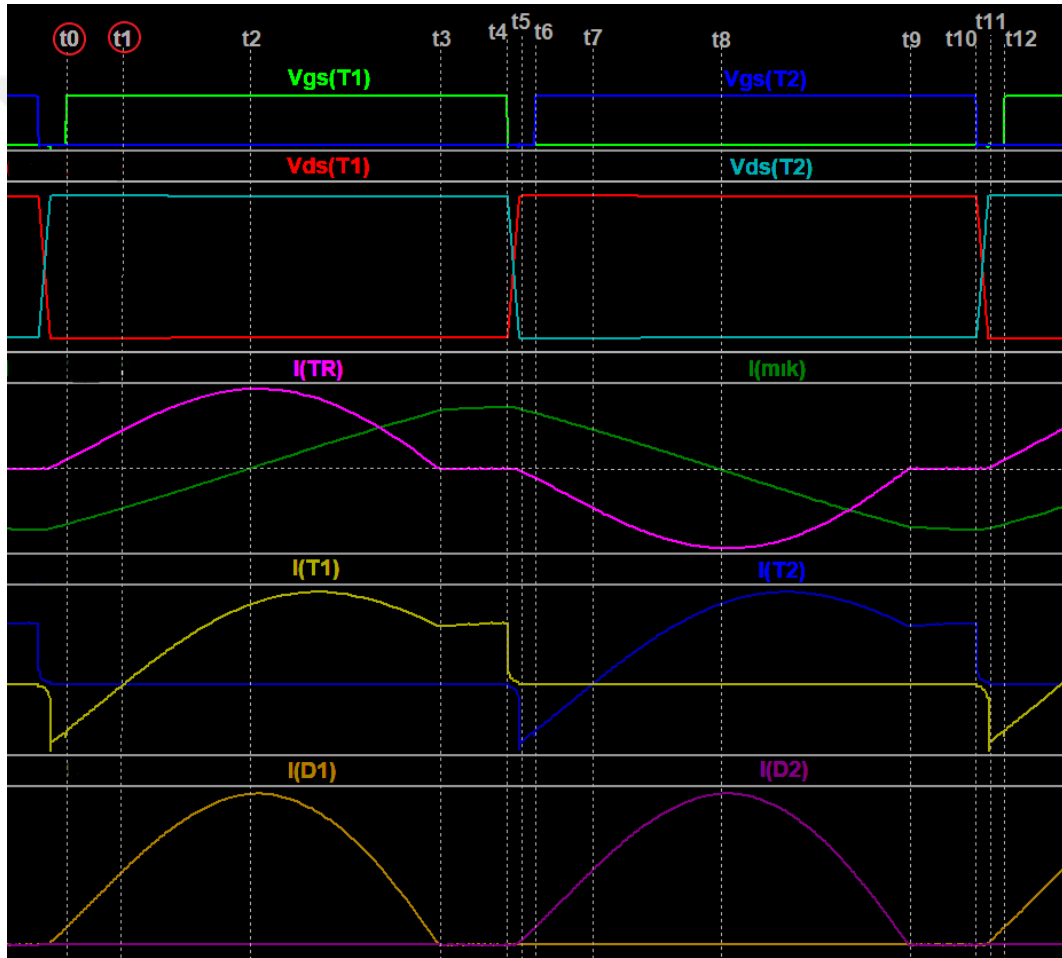
Şekil 3.7’de yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün kararlı haldeki çalışma aralıkları verilmiştir. Bu bölümde dönüştürücünün çalışması  $t_0$ ’dan  $t_{12}$ ’ye kadar 12 aralıkta teker teker incelenmiştir. Burada  $V_{gs}$  transistör gate-source sinyallerini,  $V_{ds}$  transistör drain-source gerilimlerini,  $I(T1)$  ve  $I(T2)$  transistör drain akımlarını,  $I(D1)$  ve  $I(D2)$  diyot akımlarını,  $I(mık)$  mıknatıslanma akımını ve  $I(TR)$  rezonans akımından mıknatıslanma akımının çıkartılmış halini temsil etmektedir.

#### 3.2.4.1 Birinci Çalışma Aralığı

Birinci çalışma aralığı  $t_0$ - $t_1$  zaman aralığında gerçekleşmektedir. Birinci çalışma aralığındaki akım yönleri Şekil 3.8’de, önemli dalga şekilleri Şekil 3.9’da gösterilmiştir.



Şekil 3.8 Birinci çalışma aralığı akım yönleri



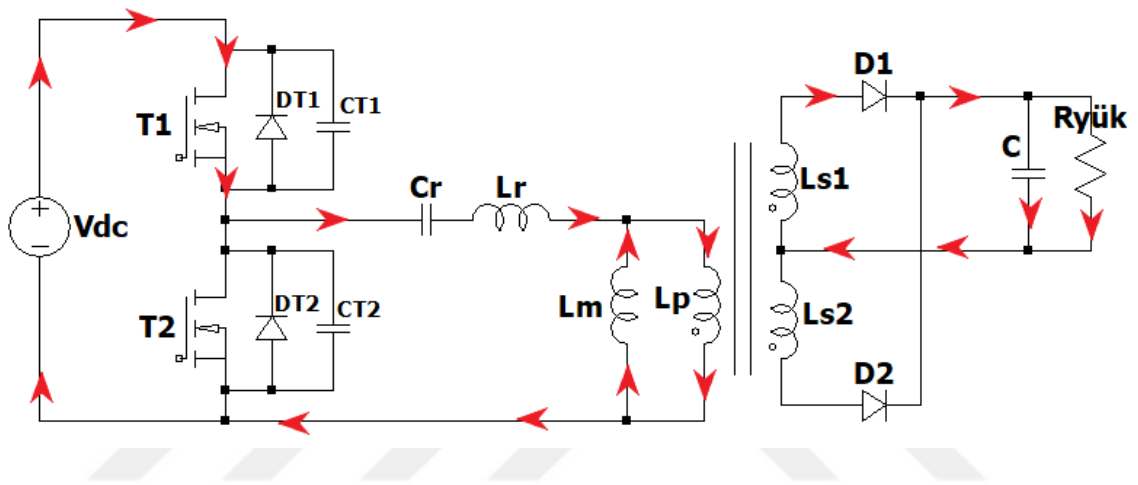
Şekil 3.9 Birinci çalışma aralığı dalga şekilleri

Bu aralıkta  $t_0$  anında T1'e iletime geçme sinyali verilir ve T1 transistörünün parazitik diyotu DT1 iletimde olduğu için T1 anahtarı sıfır gerilimde anahtarlama ile hiç anahtarlama kaybı oluşmadan iletime girer.  $L_r$  ve  $C_r$  arasında rezonans devam

etmektedir,  $L_p$ 'nin noktasız ucu pozitif kutuplanmıştır, D1 diyotu iletimdedir ve sekonder tarafa enerji aktarımı gerçekleşmektedir. Aynı zamanda mıknatıslanma akımı T1 transistörü üzerinden akmaya devam eder ve akım değeri lineer olarak artar [9].

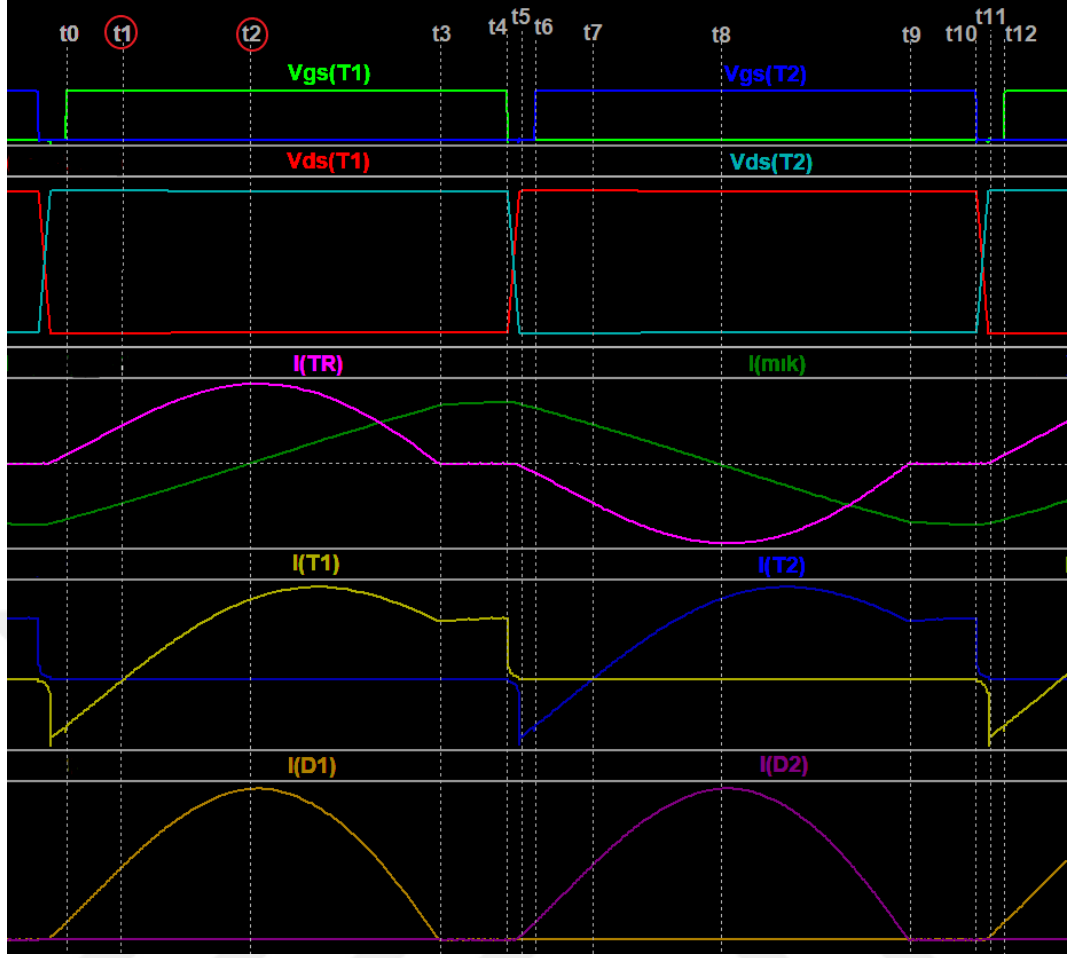
#### 3.2.4.2 İkinci Çalışma Aralığı

İkinci çalışma aralığı  $t_1$ - $t_2$  zaman aralığında gerçekleşmektedir. İkinci çalışma aralığındaki akım yönleri Şekil 3.10'da önemli dalga şekilleri Şekil 3.11'de gösterilmiştir.



**Şekil 3.10** İkinci çalışma aralığı akım yönleri

Bu aralıkta sekonder tarafa enerji aktarımı D1 diyodu üzerinden devam eder,  $t_2$  anında mıknatıslanma akımının yönü değişir.



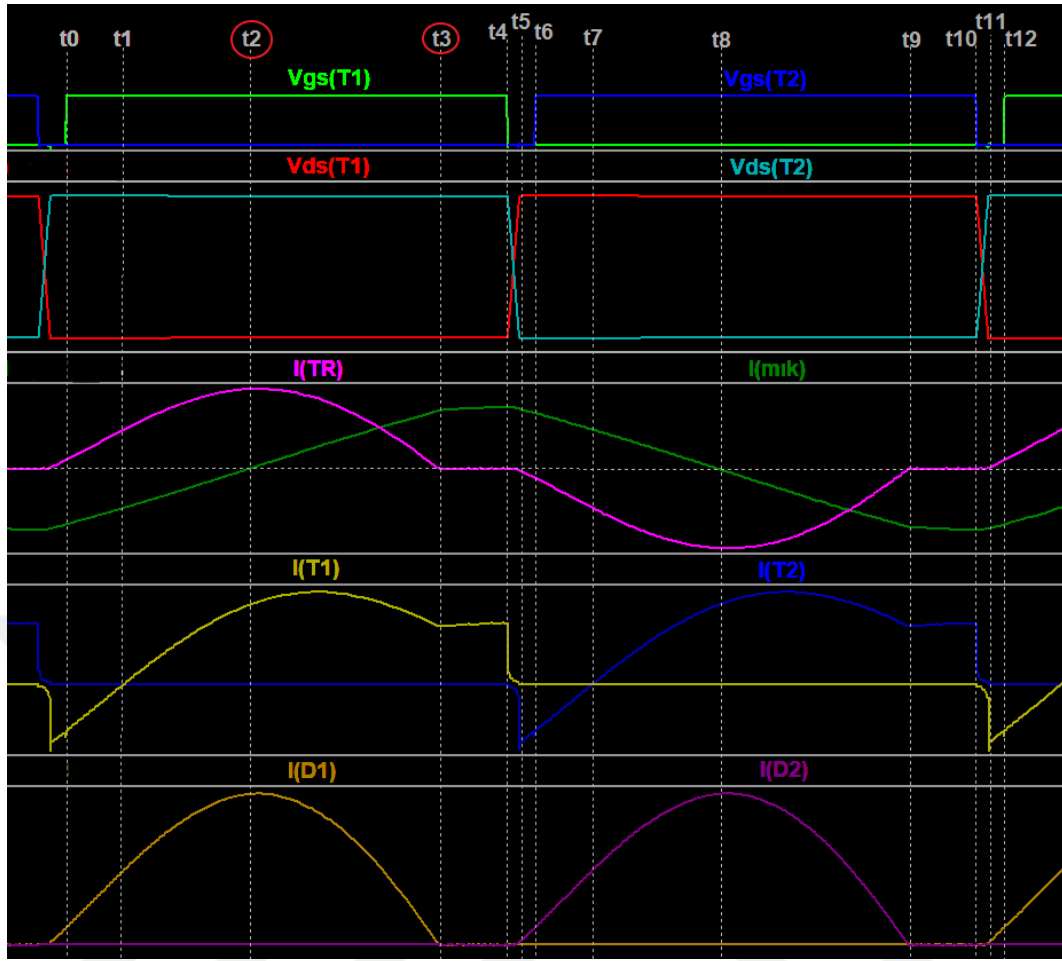
Şekil 3.11 İkinci çalışma aralığı dalga şekilleri

#### 3.2.4.3 Üçüncü Çalışma Aralığı

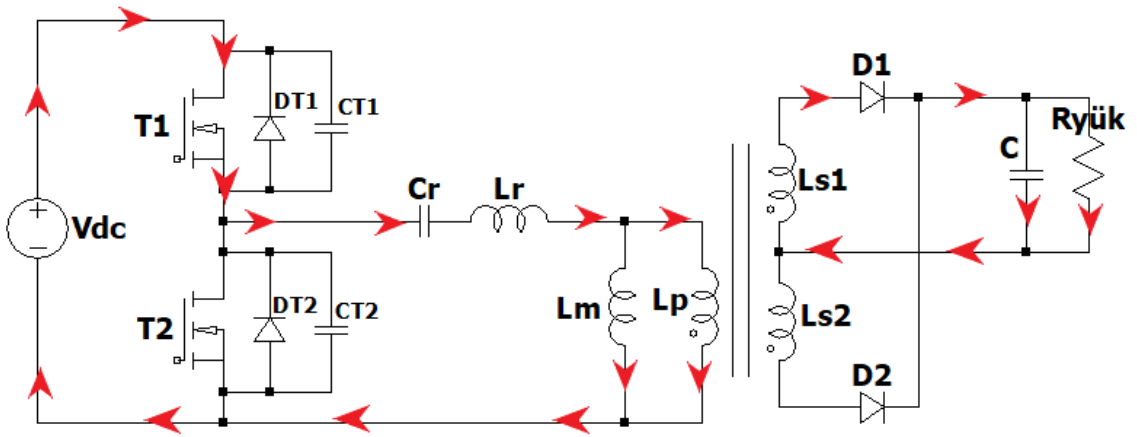
Üçüncü çalışma aralığı  $t_2$ - $t_3$  zaman aralığında gerçekleşmektedir. Şekil 3.12’de önemli dalga şekilleri, Şekil 3.13’te akım yönleri gösterilmiştir.

Bu aralıkta  $t_3$  anında  $L_r$  ve  $C_r$  arasındaki yarım rezonans tamamlanır ve D1 diyotu akımı sıfır olur. Sekondere enerji aktarımı duraklar [9].





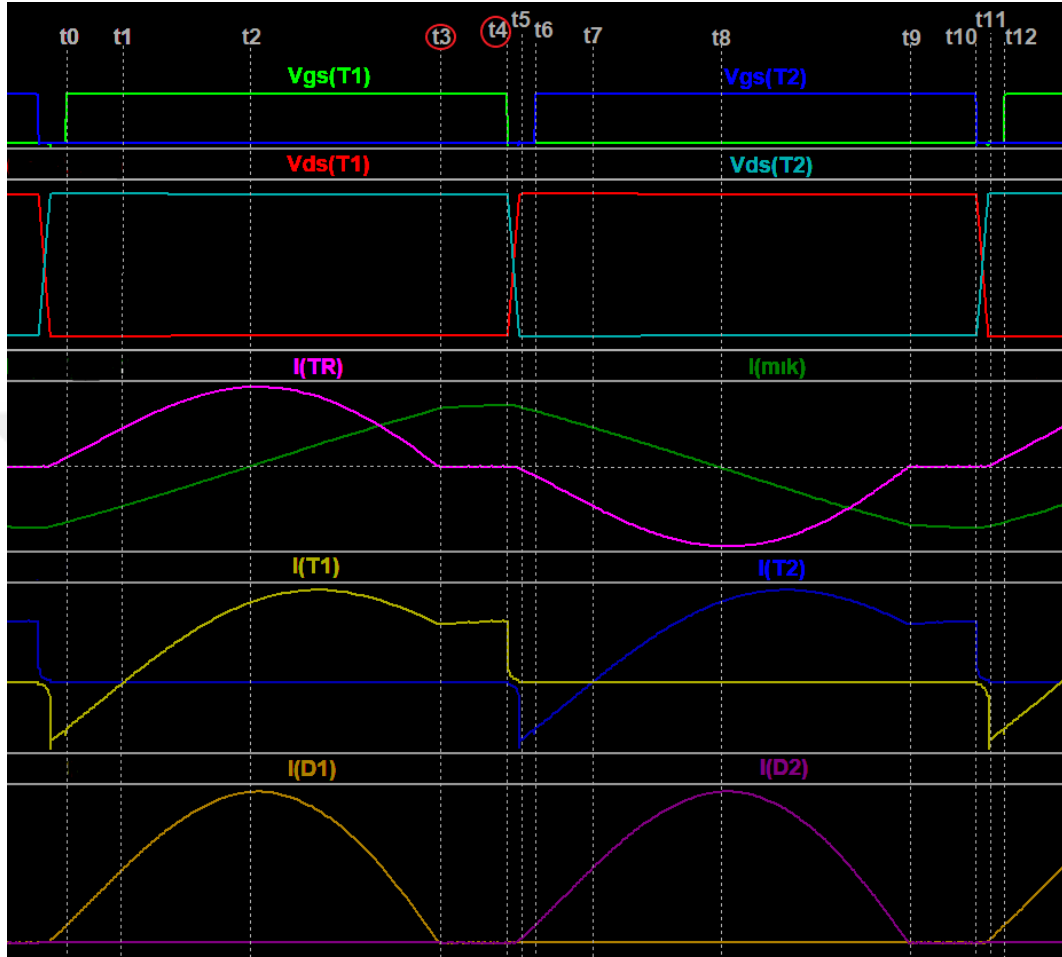
Şekil 3.12 Üçüncü çalışma aralığı dalga şekilleri



Şekil 3.13 Üçüncü çalışma aralığı akım yönleri

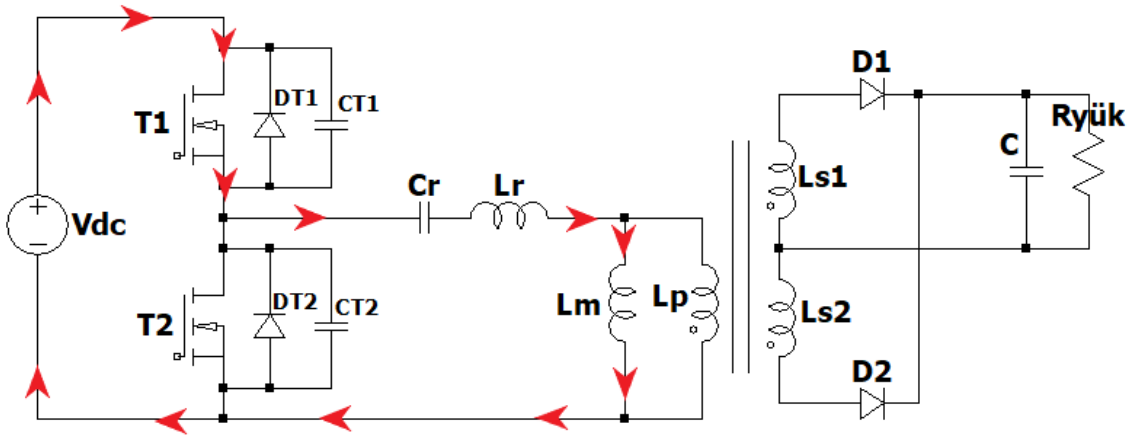
#### 3.2.4.4 Dördüncü Çalışma Aralığı

Dördüncü çalışma aralığı  $t_3$ - $t_4$  zaman aralığında gerçekleşmektedir. Şekil 3.14'te önemli dalga şekilleri, Şekil 3.15'te akım yönleri gösterilmiştir.



Şekil 3.14 Dördüncü çalışma aralığı dalga şekilleri

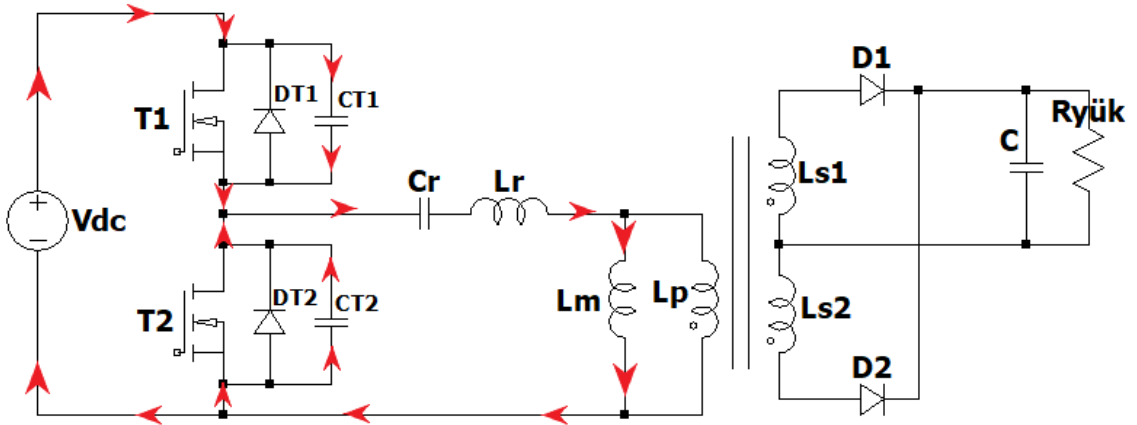
Bu aralıkta sekondere enerji aktarımı yoktur.  $L_m$ ,  $L_r$  ve  $C_r$  arasında rezonans oluşur ve sadece mıknatıslanma akımı akmaya devam eder. Mıknatıslanma akımı  $t_4$  anında tepe değerine ulaşır [9].



**Şekil 3.15** Dördüncü çalışma aralığı akım yönleri

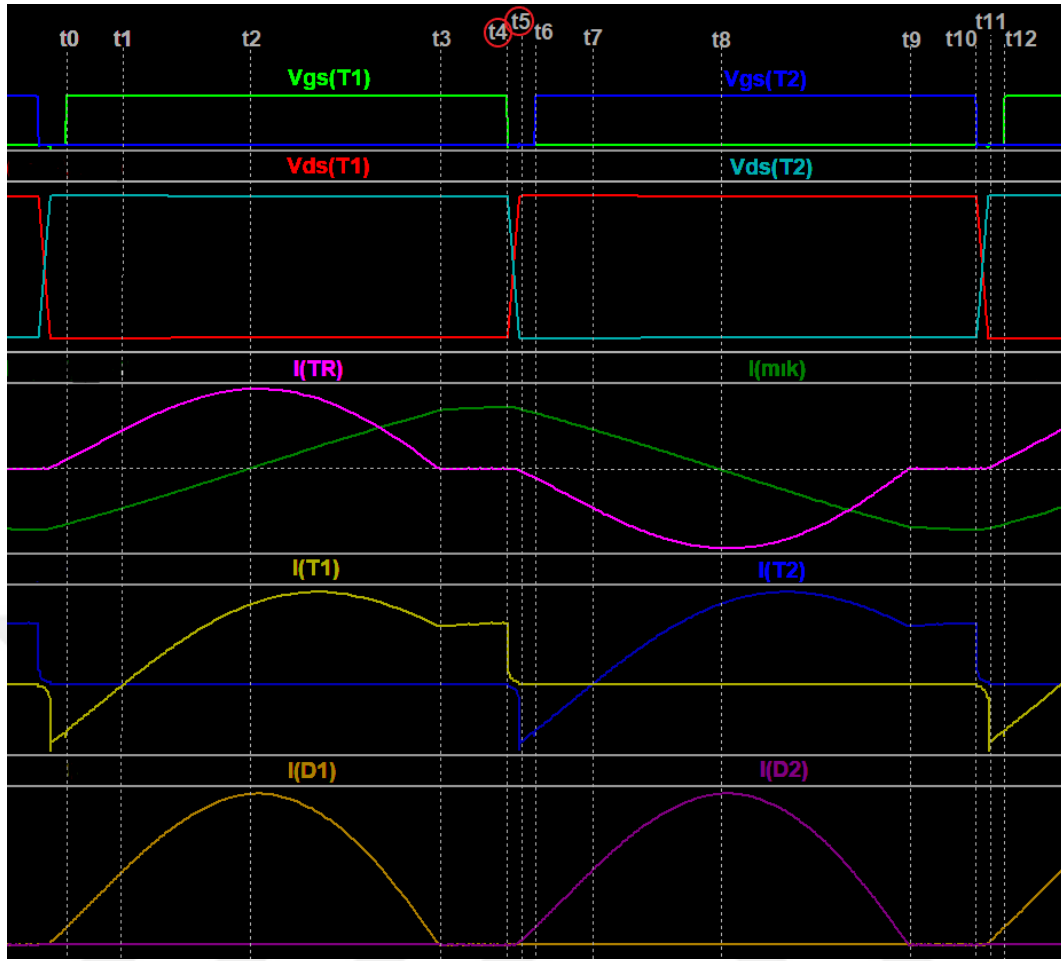
#### 3.2.4.5 Beşinci Çalışma Aralığı

Beşinci çalışma aralığı  $t_4$ - $t_5$  zaman aralığında gerçekleşmektedir. Şekil 3.16'da akım yönleri, Şekil 3.17'de önemli dalga şekilleri gösterilmiştir.



**Şekil 3.16** Beşinci çalışma aralığı akım yönleri

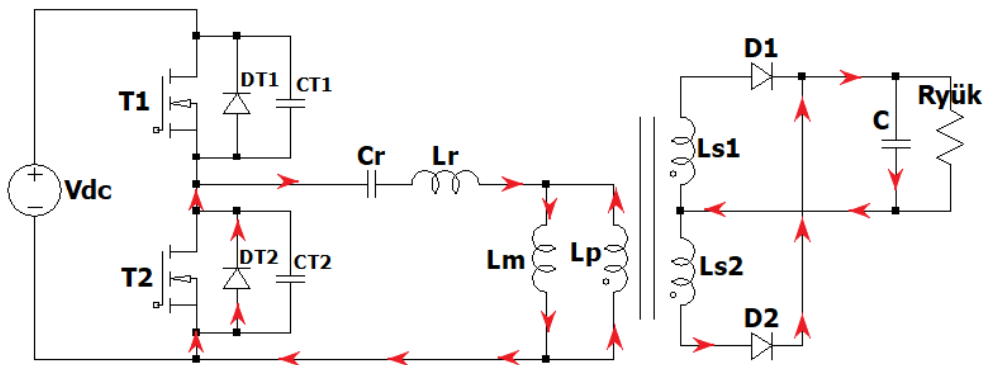
Bu aralık T1 anahtarının kapı sinyalinin  $t_4$  aralığında kesilmesi ile başlar. Bu aralık ölü zaman aralığıdır. Bu aralıkta CT1 giriş gerilimine şarj olur, CT2 ise sıfır volta deşarj olur. CT2'nin sıfır volta ulaşmasıyla T2 anahtarı için sıfır gerilimde anahtarlama hazırlığı yapılmış olur [18].



Şekil 3.17 Beşinci çalışma aralığı dalga şekilleri

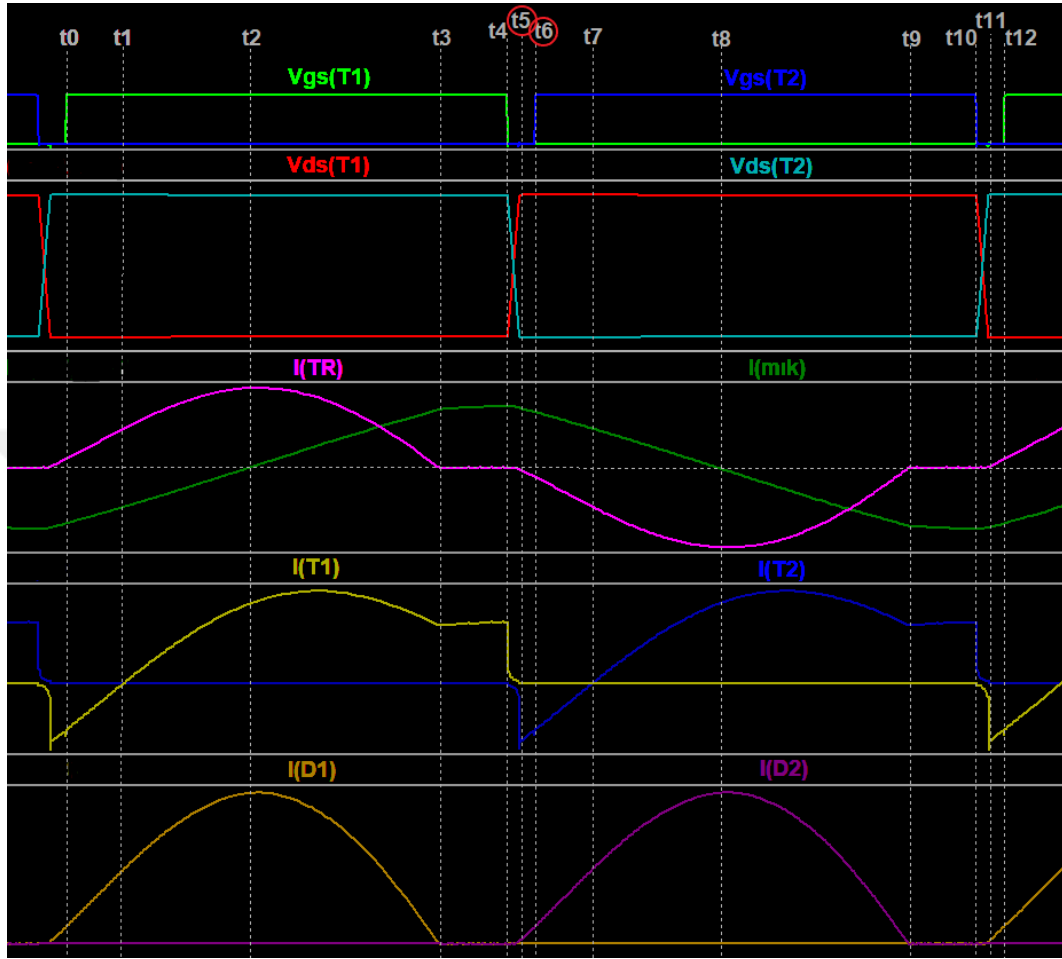
#### 3.2.4.6 Altıncı Çalışma Aralığı

Altıncı çalışma aralığı t5-t6 zaman aralığında gerçekleşmektedir. Şekil 3.18’de akım yönleri, Şekil 3.19’da önemli dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 3.18 Altıncı çalışma aralığı akım yönleri

Bu aralıkta t5 anında Cr'de biriken enerji ile DT2 iletime girer ve sekondere enerji aktarımı yeniden başlar. Mıknatıslanma akımı lineer olarak azalma eğilimine geçer. T2 anahtarına t6 anında iletime girme sinyali verilir.



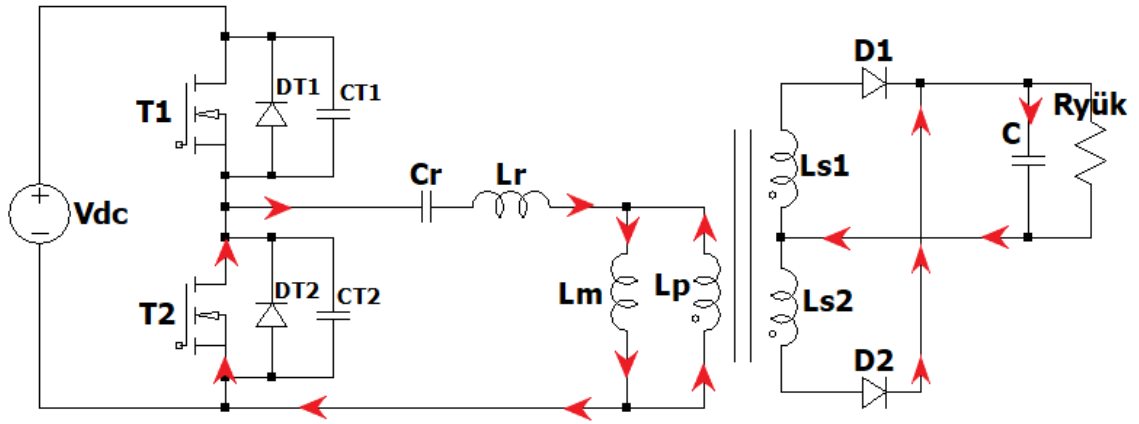
Şekil 3.19 Altıncı aralık dalga şekilleri

#### 3.2.4.7 Yedinci Çalışma Aralığı

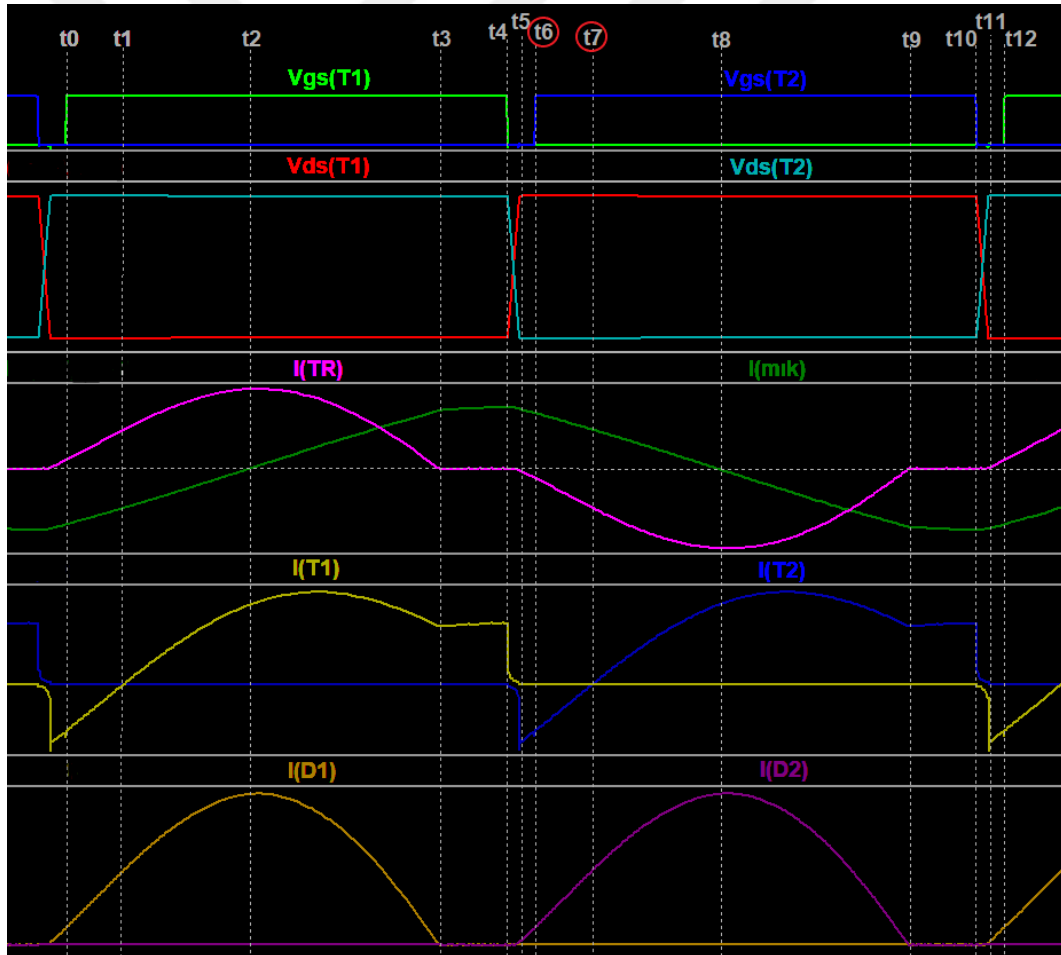
Yedinci çalışma aralığı t6-t7 zaman aralığında gerçekleşmektedir. Şekil 3.20'de akım yönleri, Şekil 3.21'de önemli dalga şekilleri gösterilmiştir.

Bu aralıkta t6 anında T2'ye iletime geçme sinyali verilir ve T2 transistörünün parazitik diyotu DT2 iletimde olduğu için T2 anahtarı sıfır gerilimde anahtarlama ile hiç anahtarlama kaybı oluşmadan iletime girer. Lr ve Cr arasında rezonans devam etmektedir, Lp'nin noktalı ucu pozitif kutuplanmıştır, D2 diyotu iletimdedir ve sekonder tarafa enerji aktarımı gerçekleşmektedir. Aynı zamanda mıknatıslanma

akımı T2 transistörü üzerinden akmaya devam eder ve akım değeri lineer olarak azalır [9].



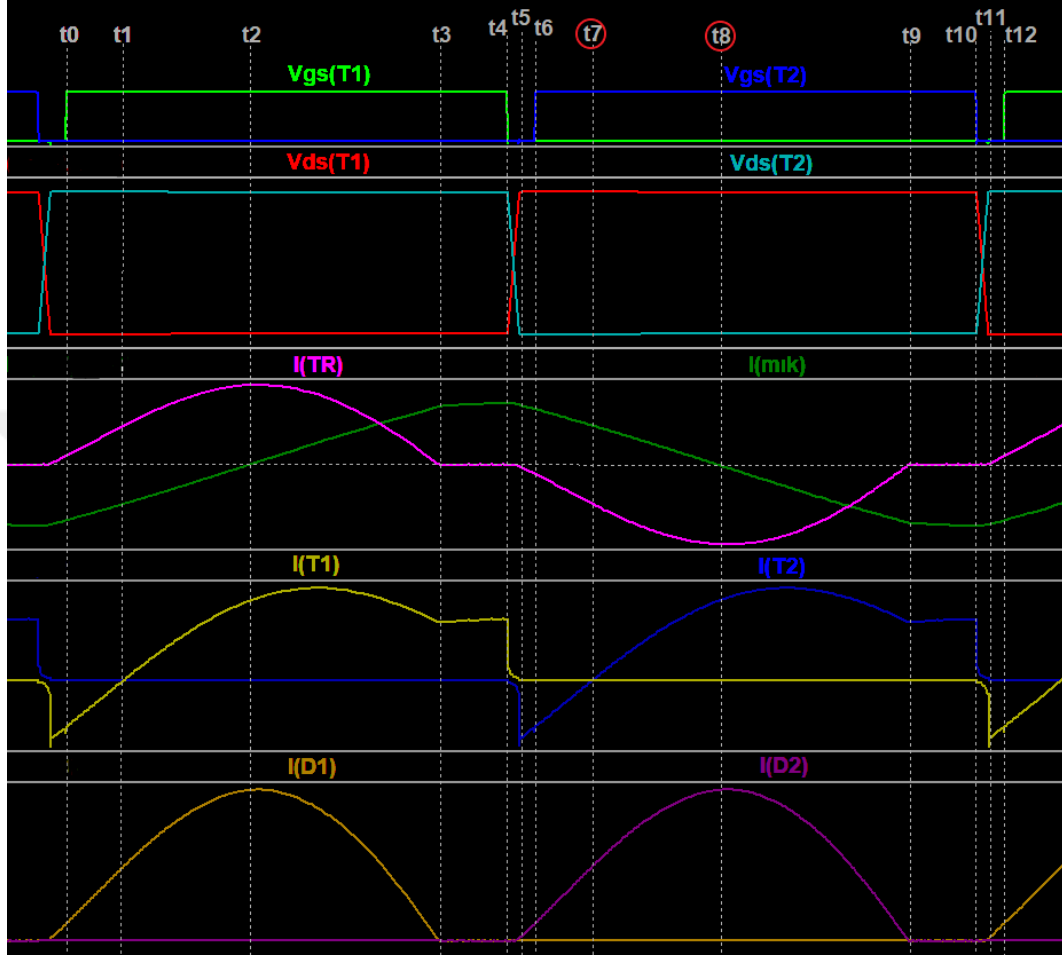
Şekil 3.20 Yedinci çalışma aralığı akım yönleri



Şekil 3.21 Yedinci çalışma aralığı dalga şekilleri

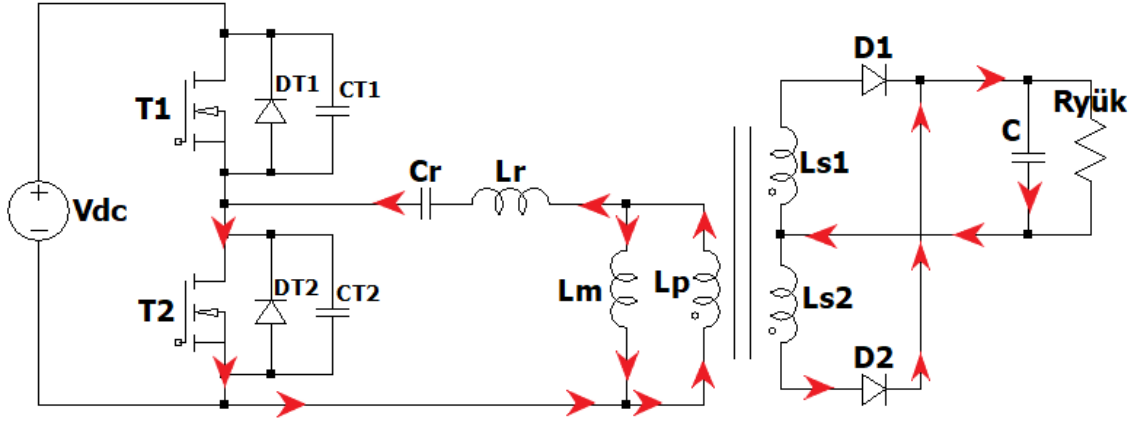
### 3.2.4.8 Sekizinci Çalışma Aralığı

Sekizinci çalışma aralığı t7-t8 zaman aralığında gerçekleşmektedir. Şekil 3.22’de önemli dalga şekilleri, Şekil 3.23’te akım yönleri gösterilmiştir.



Şekil 3.22 Sekizinci çalışma aralığı dalga şekilleri

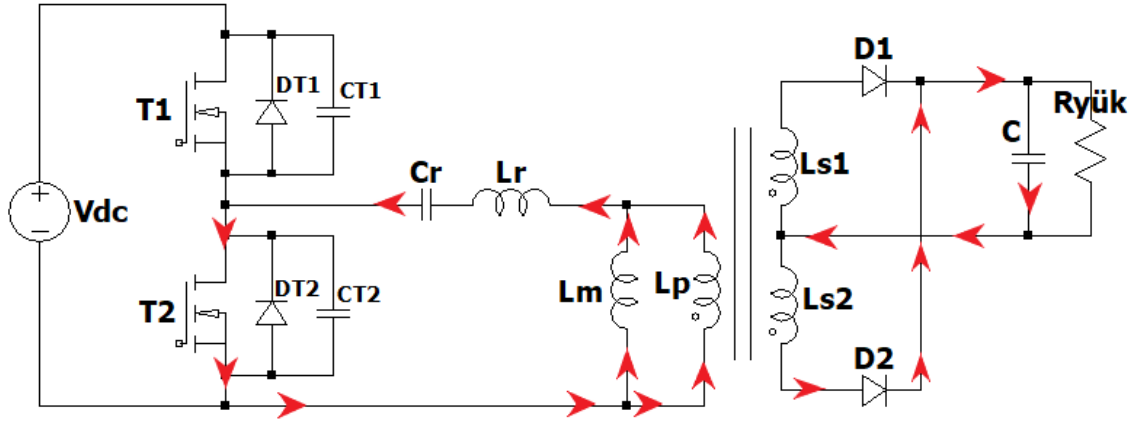
Bu aralıkta sekonder tarafa enerji aktarımı D2 diyotu üzerinden devam eder, t8 anında mıknatıslanma akımının yönü değişir.



**Şekil 3.23** Sekizinci çalışma aralığı akım yönleri

#### 3.2.4.9 Dokuzuncu Çalışma Aralığı

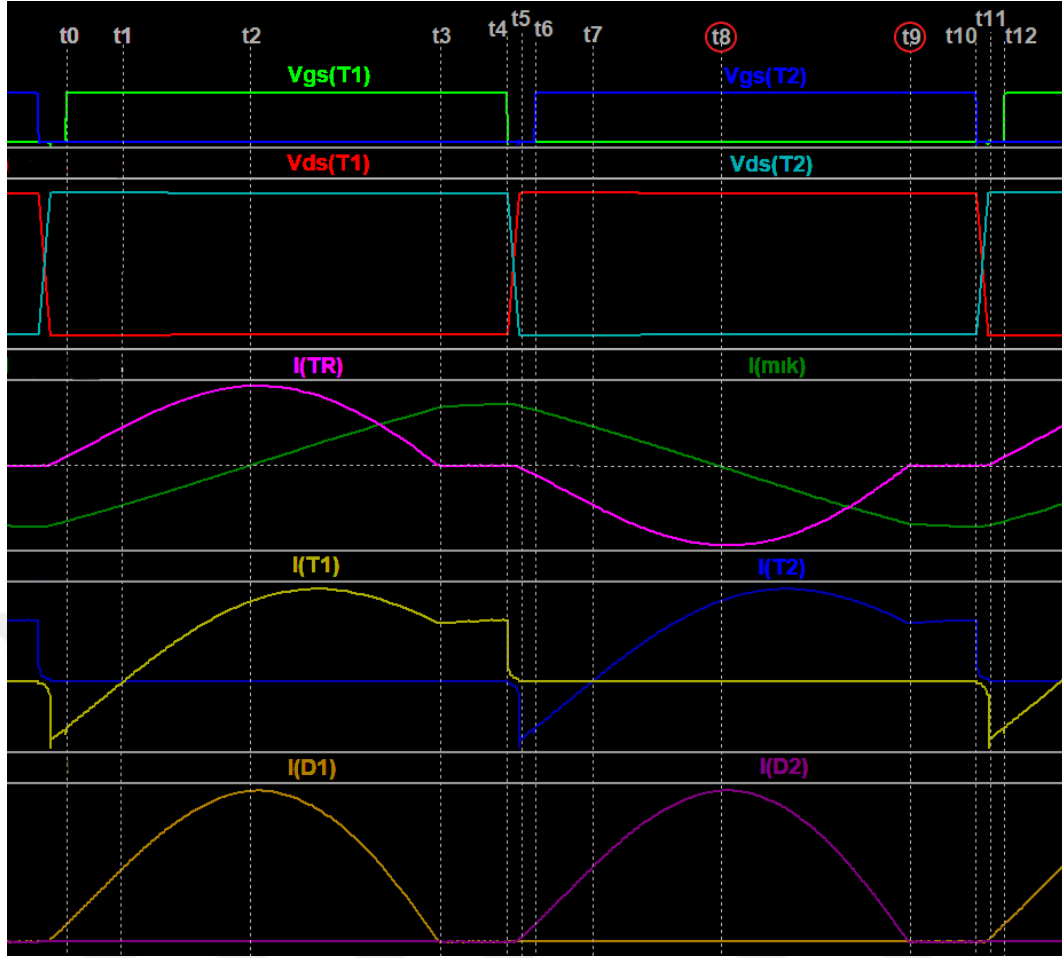
Dokuzuncu çalışma aralığı  $t_8$ - $t_9$  zaman aralığında gerçekleşmektedir. Şekil 3.24'te akım yönleri, Şekil 3.25'te önemli dalga şekilleri gösterilmiştir.



**Şekil 3.24** Dokuzuncu çalışma aralığı akım yönleri

Bu aralıkta  $t_9$  anında  $L_r$  ve  $C_r$  arasındaki rezonans tamamlanır ve  $D_2$  diyotu akımı sıfır olur. Sekondere enerji aktarımı duraklar [9].

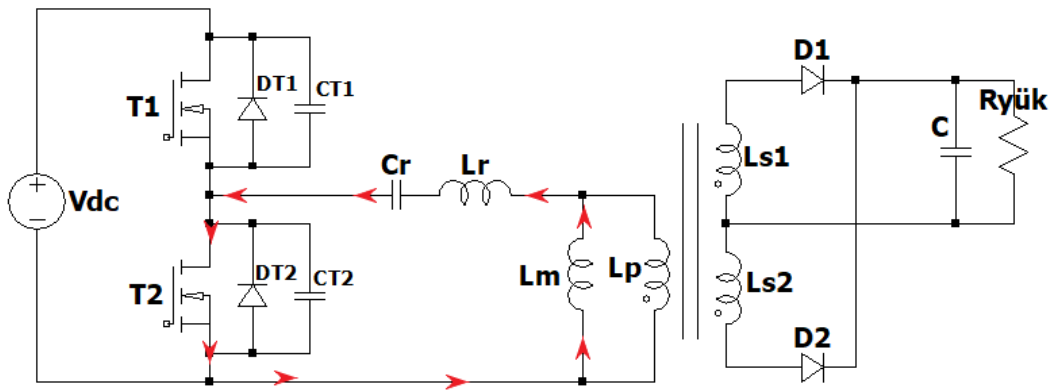




Şekil 3.25 Dokuzuncu çalışma aralığı dalga şekilleri

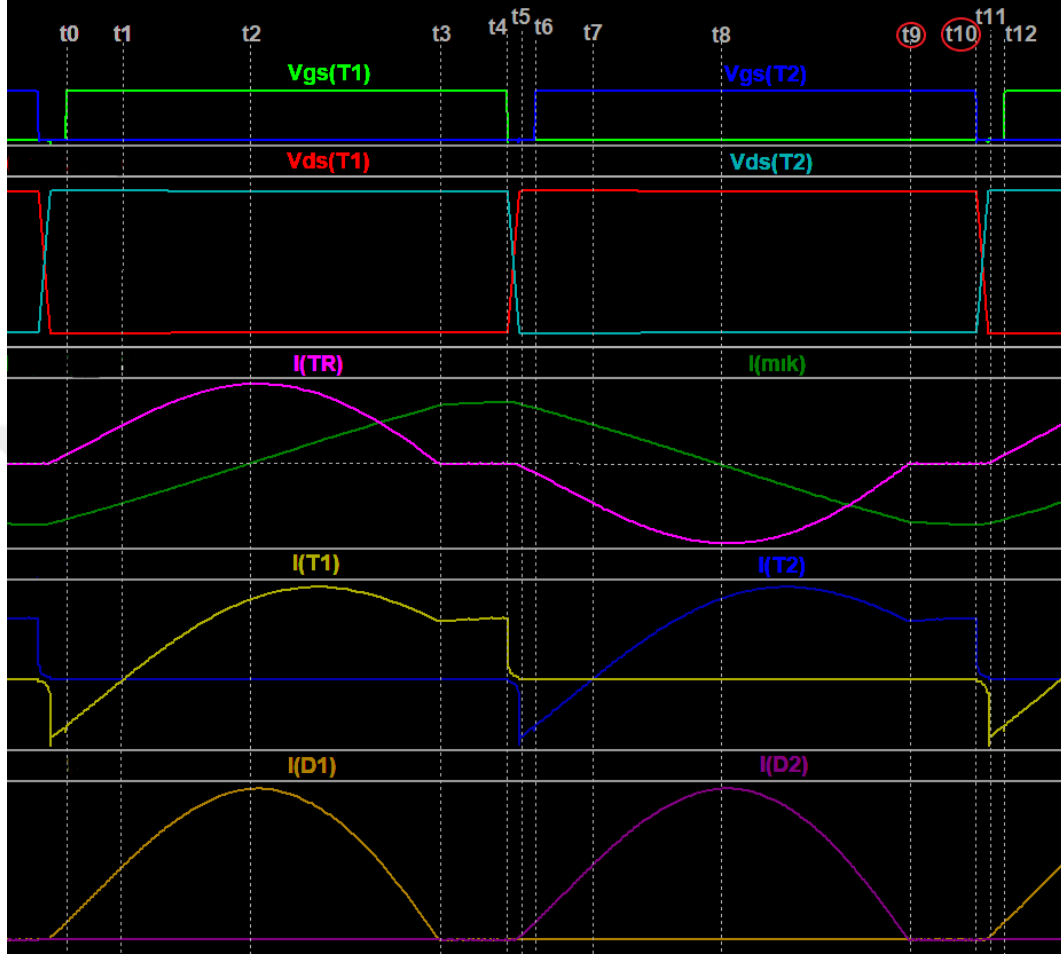
#### 3.2.4.10 Onuncu Çalışma Aralığı

Onuncu çalışma aralığı  $t_9$ - $t_{10}$  zaman aralığında gerçekleşmektedir. Şekil 3.26'da akım yönleri, Şekil 3.27'de önemli dalga şekilleri gösterilmiştir.



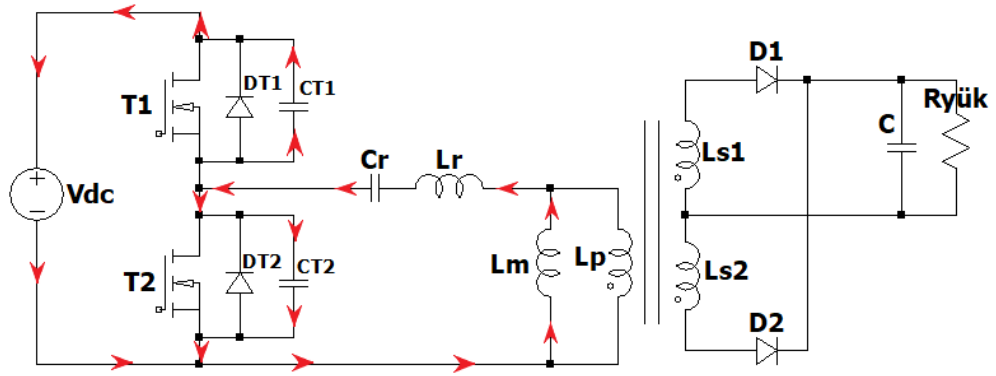
Şekil 3.26 Onuncu çalışma aralığı akım yönleri

Bu aralıkta sekondere enerji aktarımı yoktur.  $L_m$ ,  $L_r$  ve  $C_r$  arasında rezonans oluşur ve sadece mıknatıslanma akımı akmaya devam eder. Mıknatıslanma akımı  $t_{10}$  anında tepe değerine ulaşır [9].



Şekil 3.27 Onuncu çalışma aralığı dalga şekilleri

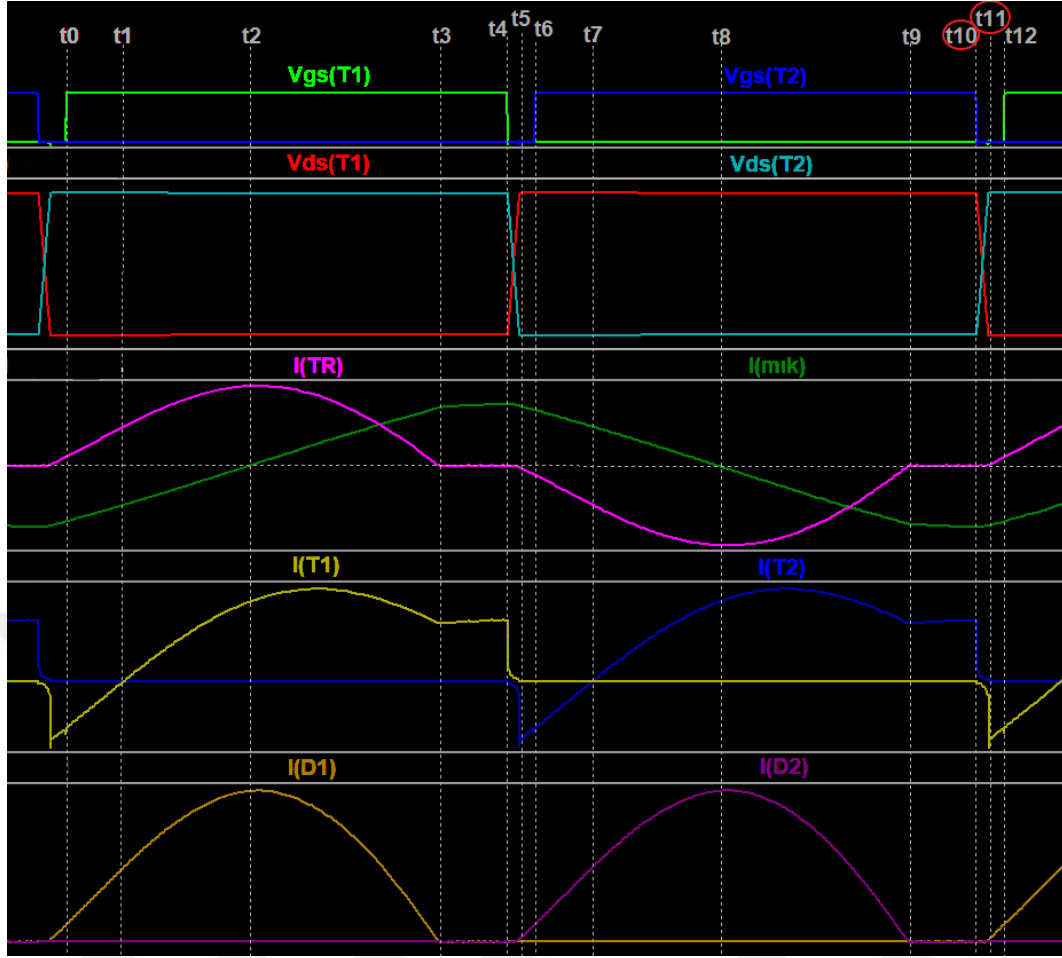
### 3.2.4.11 On birinci Çalışma Aralığı



**Şekil 3.28** On birinci çalışma aralığı akım yönleri

On birinci çalışma aralığı  $t_{10}$ - $t_{11}$  zaman aralığında gerçekleşmektedir. Şekil 3.28’de akım yönleri, Şekil 3.29’da önemli dalga şekilleri gösterilmiştir.

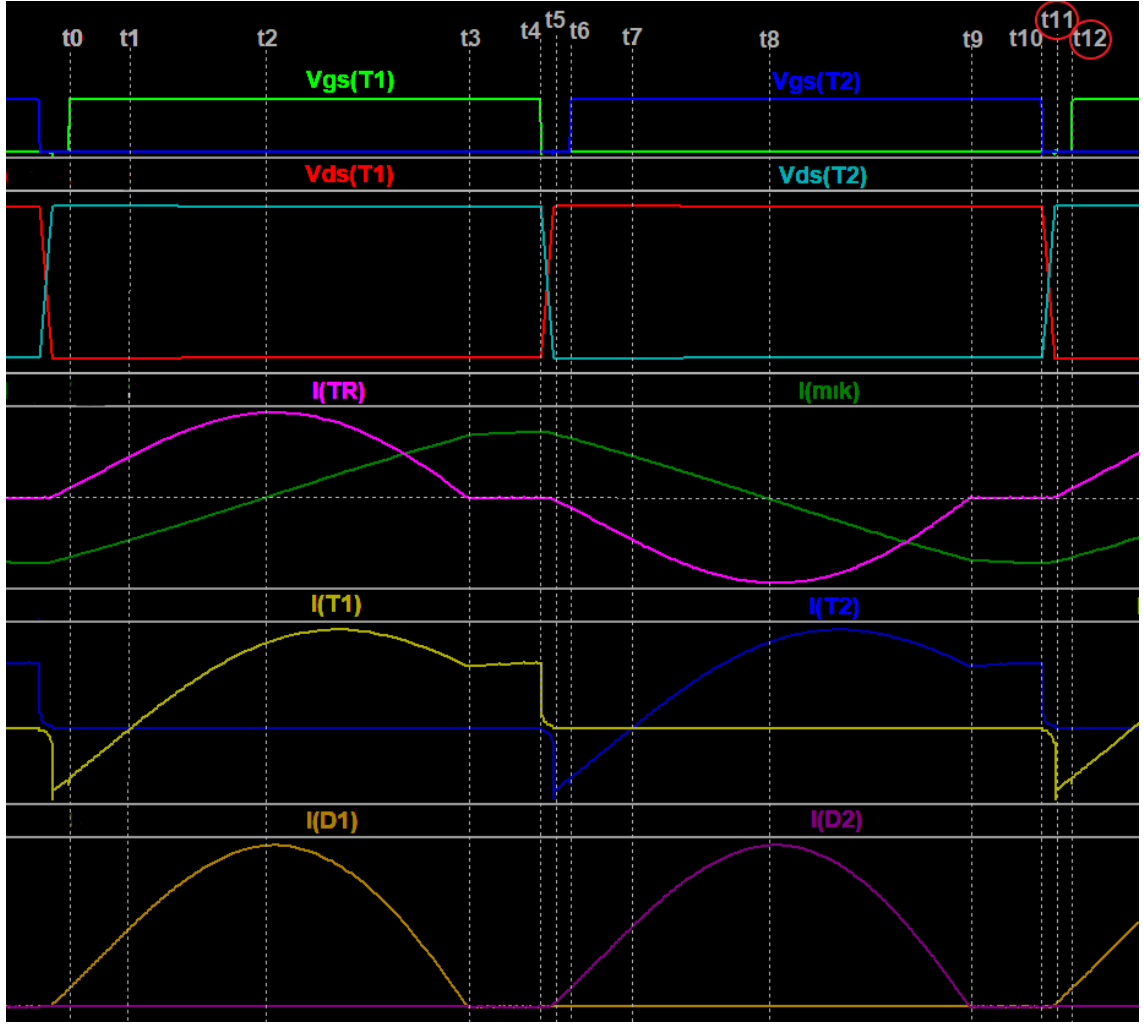
Bu aralık  $T2$  anahtarının kapı sinyalinin  $t_4$  aralığında kesilmesi ile başlar. Bu aralık ölü zaman aralığıdır. Bu aralıkta  $CT2$  giriş gerilimine şarj olur,  $CT1$  ise sıfır volta deşarj olur.  $CT1$ ’in sıfır volta ulaşmasıyla  $T1$  anahtarı için sıfır gerilimde anahtarlama hazırlığı yapılmış olur [18].



Şekil 3.29 On birinci çalışma aralığı dalga şekilleri

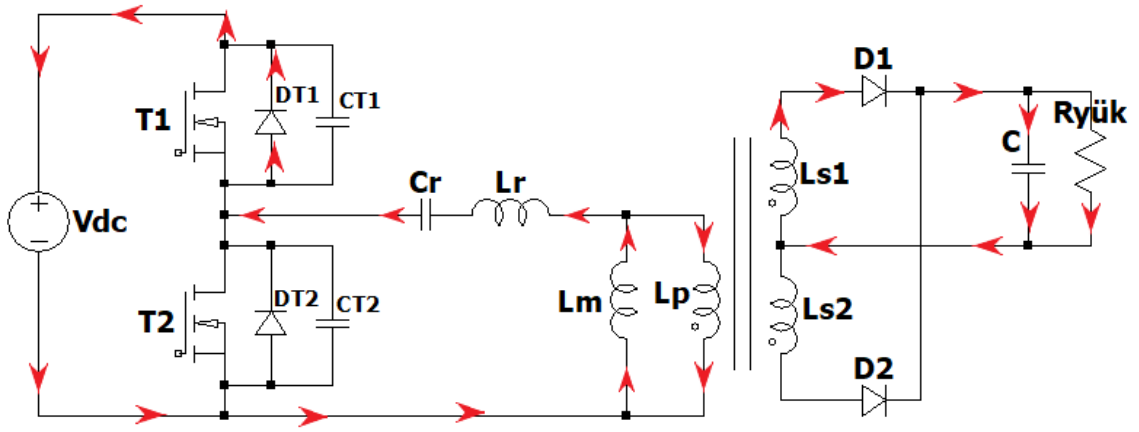
#### 3.2.4.12 On ikinci Çalışma Aralığı

On ikinci çalışma aralığı  $t_{11}$ - $t_{12}$  zaman aralığında gerçekleşmektedir. Şekil 3.30'da önemli dalga şekilleri, Şekil 3.31'de akım yönleri gösterilmiştir.



**Şekil 3.30** On ikinci çalışma aralığı dalga şekilleri

Bu aralıkta  $t_{11}$  anında DT1 ilettime girer ve sekondere enerji aktarımı yeniden başlar.  $L_r$  ve  $C_r$  arasında rezonans oluşur,  $C_r$  şarj olmaya başlar. Mıknatıslanma akımı lineer olarak artma eğilimine geçer. T1 anahtarına  $t_{12}(t_0)$  anında ilettime girme sinyali verilir. Bu şekilde periyot tamamlanmış olur.



Şekil 3.31 On ikinci çalışma aralığı akım yönleri

## YARIM KÖPRÜ REZONANSLI LLC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI

Bu bölümde yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün temel tasarım konuları anlatılmıştır ve önemli noktalara değinilmiştir.

### 4.1 Transformatör Tasarımı

Yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücüde transformatör tasarımı istenilen kazanç değerlerini elde edebilmek açısından hem transformatör dönüştürme oranını hem de mıknatıslanma endüktansının rezonans endüktansına oranını belirlediği için oldukça önemlidir. Seçilen transformatör parametreleri istenilen bütün çıkış değerleri ve istenilen bütün giriş değerleri için gerekli olan kazanç değerlerini sağlayabilir olmalıdır. Aynı zamanda seçilen transformatör parametrelerinin üretilebilir olmasına da dikkat edilmelidir. Özellikle seri rezonanslı LLC dönüştürücüde rezonans endüktansının transformatörün kaçak endüktansından elde edildiği uygulamalarda, üretilebilir bir kaçak endüktans değeri seçilmelidir.

#### 4.1.1 Transformatör Dönüştürme Oranı Hesabı

Transformatör dönüştürme oranını belirlerken verimin yüksek olduğu rezonans frekansı koşulunda nominal giriş ve nominal çıkış değerlerine göre hesap yapmak faydalı bir yaklaşımdır. Bu şekilde dönüştürücünün nominal değerlerinde yüksek verim elde edilen frekans bölgesinden faydalanılmış olur [19]. Giriş gerilimindeki değişimler ve çıkış gerilimindeki istenilen değişiklikler için gerekli olan kazanç değerleri ise frekansın değiştirilmesi ve rezonans tankının farklı kazanç değerlerine kayması ile sağlanır.

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{giriş}}{V_{çıkış}} \cdot M_{res} \quad (4.1)$$

Transformatör dönüştürme oranı formülü (4.1)'de verilmiştir [6]. Burada 1/2 yarım köprü kazancını,  $M_{res}$  ise rezonans tank kazancını ifade etmektedir. Rezonans

frekansında rezonans tank kazancının 1 olduğu düşünülürse  $M_{res}$  yerine 1 yazılarak formül (4.2)'deki gibi tekrar yazılabilir [19].

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{giriş}}{V_{çıkış}} \cdot 1 \quad (4.2)$$

Denklem (4.2)'de nominal giriş ve çıkış gerilimi değerleri yerine yazılırsa uygun olan transformatör dönüştürme oranı değeri bulunur [19].

**Tablo 4.1** Örnek parametreler

|                               |                                      |
|-------------------------------|--------------------------------------|
| <b>Nominal giriş gerilimi</b> | <b><math>V_{giriş} = 400V</math></b> |
| <b>Nominal çıkış gerilimi</b> | <b><math>V_{çıkış} = 12V</math></b>  |

Tablo 4.1'deki değerler ile örnek bir hesap (4.3)'de ve (4.4)'de yapılmıştır

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{400}{12} \cdot 1 \quad (4.3)$$

$$\frac{N_p}{N_s} = 16,6 \quad (4.4)$$

Denklem (4.4)'de görüldüğü gibi dönüştürme oranı değeri hesaplandığında tam sayı olmayan değerler elde edilebilir. Bu gibi durumlarda bir alt tam sayı değeri ya da bir üst tam sayı değeri seçilmelidir. Bölüm 3.2.3'te de bahsedildiği gibi rezonans altı bölgede çalışıldığı durumda sekonder doğrultucu diyotları sıfır akımda kesime girme işlemi gerçekleştirdikleri için genellikle daha yüksek verimli bir çalışma durumudur. Bu sebeple bu gibi durumlarda bir üst tam sayı değerini seçerek dönüştürücünün nominal çalışma koşulunda rezonans altı bölgede çalışması sağlanabilir.

$$\frac{N_p}{N_s} \cong 17 \quad (4.5)$$



Denklem (4.5)'deki gibi sonuç elde edilir.

#### 4.1.2 Minimum Tur Sayısı Hesabı

Transformatör minimum tur sayısı hesabı yapılırken transformatör çekirdeğinin akı yoğunluğunun doyum değerini geçmemesine dikkat edilir. DC-DC dönüştürücülerin çok büyük bir bölümünde transformatör çekirdek malzemesi olarak ferrite kullanılır. Ferrite malzemesinin yaklaşık akı yoğunluğu doyum değeri (4.6)'da verilmiştir. Fakat transformatör çekirdeğini çift yönlü kullanan topolojilerde akı iki yönde de oluşacağı için maksimum akı yoğunluğu değeri (4.6)'daki değerin iki katı olarak alınabilir [20].

$$B_{sat} = 320mT \quad (4.6)$$

Transformatör minimum sekonder tur sayısı hesabı denklem (4.7)'de verilmiştir. Primer tur sayısı değeri de transformatör dönüştürme oranı ile (4.8)'de verildiği gibi kolayca bulunabilir. Transformatör çekirdeği akı yoğunluğu doyum değerinin geçilmemesine dikkat edilse de tasarım hiçbir zaman doyum değerine göre yapılmamalıdır. Çünkü çekirdekteki akı miktarı çekirdeğin demir kaybı ile doğru orantılıdır ve akı miktarı ne kadar yüksek ise çekirdekteki güç kaybı o kadar yüksek olur ve çekirdek o kadar ısınır [20]. Akı yoğunluğu doyum değerine yakın değerlerde çekirdek sıcaklığı çok yüksek değerlere ulaştığı için doyum değerine göre tasarım yapılmamalıdır.

$$N_s = \frac{V_o}{4 \cdot f_r \cdot B_{sat} \cdot A_e} \quad (4.7)$$

$$N_s = \alpha \cdot N_p \quad (4.8)$$

Transformatörün minimum tur sayısı belirlenirken transformatör çekirdek kaybı ile transformatör bakır kaybı arasında bir optimizasyon yapılır. Minimum tur sayısı ikisini de önemli ölçüde etkiler. Denklem (4.9)'da görüleceği üzere minimum tur sayısı arttırıldıkça çekirdek akı yoğunluğu değeri azalacağı için çekirdek kaybı azalacaktır. Fakat toplam tur sayısı artacağı için toplam sargı uzunluğu artar ve bu da sargı direncinin artmasına sebep olur. Sargı direncinin artması transformatör

bakır kaybını arttırmaktadır. Transformatör bakır kaybı,  $R_{P_{sargı}}$  transformatör primer sargı direnç değeri ve  $R_{S_{sargı}}$  transformatör sekonder sargı direnç değeri olmak üzere (4.10)'daki gibi hesaplanabilir. Minimum tur sayısı değeri azaltıldıkça toplam tur sayısı değeri azalacağı için toplam sargı uzunluğu azalır ve çekirdek penceresinde boşluk açılır. Böylece hem sargı uzunluğu kısaltılmış olur hem de pencerede yer açıldığı için daha kalın sargı kullanılarak bakır kaybı azaltılabilir. Fakat tur sayısı azaltıldığı için çekirdekteki akı yoğunluğu artar ve çekirdek kaybı artar [20].

$$\Delta B = \frac{V_o}{4 \cdot f_r \cdot N_s \cdot A_e} \quad (4.9)$$

$$P_{bakır} = I_{P_{rms}} \cdot R_{P_{sargı}} + I_{S_{rms}} \cdot R_{S_{sargı}} \quad (4.10)$$

#### 4.1.3 Transformatör Kaçak Endüktans Hesabı

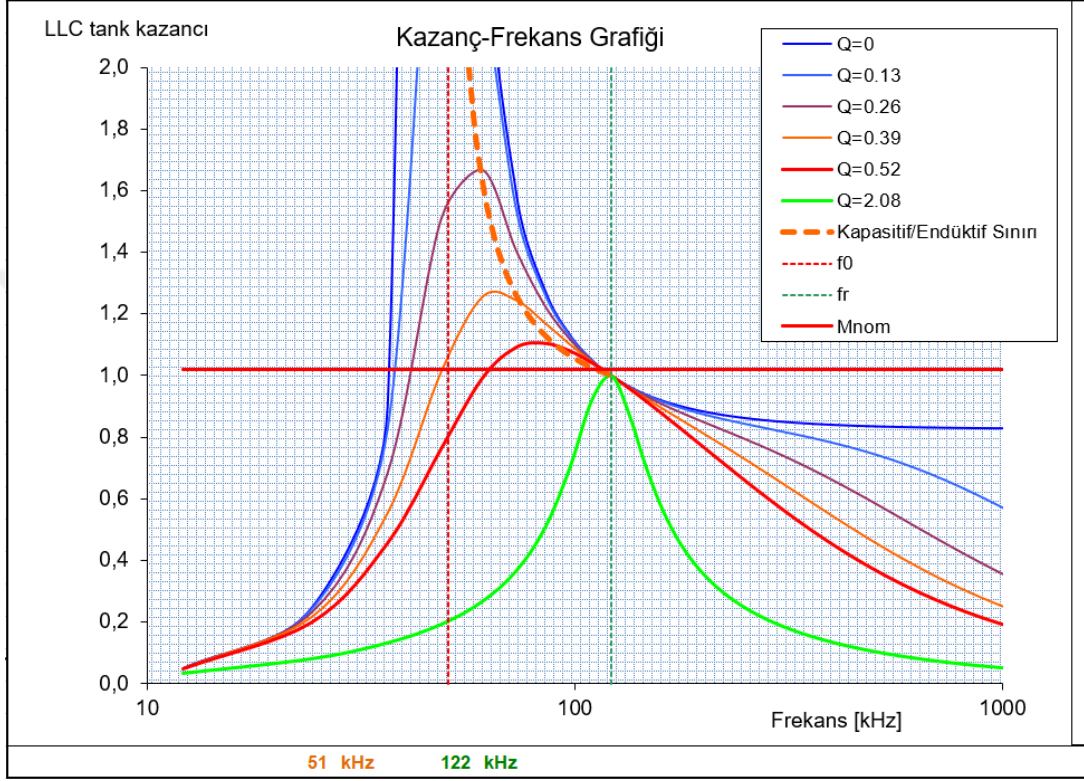
Seri rezonanslı LLC dönüştürücülerde rezonans endüktansı olarak transformatörün primer sargısının kaçak endüktansı kullanılmak istendiğinde bu değer hesaplanmalı ve belli değerler arasına sınırlandırılmalıdır. Transformatörün primer sargısının kaçak endüktans değerine etki eden parametreler çekirdek geometrisi, karkasın geometrisi ve primer sargı sayısıdır. Seçilen çekirdek ve karkas ikilisinin tur başına kaçak endüktans değeri üreticiden öğrenilebilir. Bu değer öğrenildikten sonra ayarlanan primer tur sayısı ile çarpılır ve yaklaşık primer kaçak endüktans değeri hesaplanır.

#### 4.2 LLC Tank Parametrelerinin Tasarımı

LLC tank parametreleri olan rezonans endüktansı  $L_r$ , rezonans kapasitesi  $C_r$  ve mıknatıslanma endüktansı  $L_m$  dönüştürücünün kazanç değerlerini ve güç miktarını doğrudan etkilemektedir. Transformatör dönüştürme oranı bulunduktan sonra ve rezonans frekansı belirlendikten sonra, rezonans endüktansı seçilen çekirdek ve karkas ikilisi ile birlikte tur sayısı yardımı ile bulunabilir. Rezonans kapasitesi değeri rezonans endüktansı belirlendikten sonra rezonans frekansı formülü ile bulunabilir, rezonans frekansı formülü (4.11)'de verilmiştir [12][13][14].

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (4.11)$$

Mıknatıslanma endüktansı değeri ihtiyaç duyulan kazanç değerlerine göre seçilir. Rezonans tankı kazanç – frekans eğrileri bir araç yardımıyla çizdirilir ve istenilen kazanç değerlerinin sağlanıp sağlanmadığı kontrol edilir.



**Şekil 4.1** LLC tank kazanç eğrilerinin frekansa ve yüke bağlı değişimi

Şekil 4.1’de farklı yük/kalite faktörü değerleri için LLC tank kazanç eğrileri görülmektedir. Şekilden anlaşılacağı üzere kalite faktörü arttıkça LLC tankının kazancı azalmaktadır. Bu sebeple kalite faktörü değerini düşük tutmak daha yüksek güç seviyelerinde daha yüksek kazanç elde etmek için önemlidir. Kalite faktörü formülü (4.12)’de görülmektedir [19].

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} \quad (4.12)$$

Burada  $R_{ac}$  yük direncinin primer tarafa indirgenmiş halidir ve (4.13)'de denklemini verilmiştir [6][8][11].

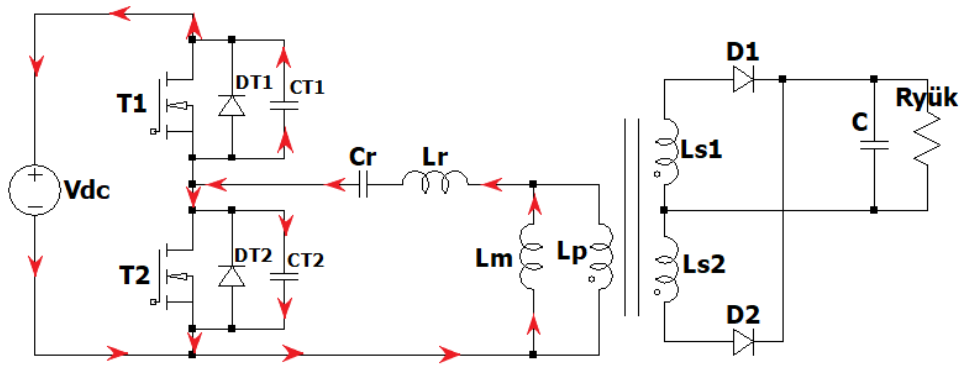
$$R_{ac} = \frac{8 \cdot n^2}{\pi^2} \cdot R_{yük} \quad (4.13)$$

Denklem (4.12) ve (4.13)'den anlaşılacağı üzere kalite faktörü yüke bağlı olarak değişmektedir. Denklem (4.12)'den görüleceği üzere aynı rezonans frekansı için  $L_r$ 'yi küçültüp  $C_r$ 'yi yükseltmek daha küçük kalite faktörü değerlerinin elde edilmesine haliyle daha yüksek kazanç ve güç değerleri elde edilmesini sağlar [19].

Transformatör ve LLC tank tasarımı için iterasyon yapmak gerekebilir. Transformatör dönüştürme oranı, tur sayısı ve rezonans frekansı belirlendikten sonra, bir çekirdek ve karkas ikilisi seçilir. Bu çekirdek ve karkas ikilisi ile belirlenen tur sayılarına göre  $L_r$  ve  $L_m$  hesap edilir ve bu değerler ile LLC tank kazanç eğrileri çizdirilir. Eğer çizdirilen eğrilerde istenilen güç değerleri için gerekli kazanç değerleri elde edilemiyor ise farklı çekirdek ve karkas ikilisi seçilerek iterasyon yapılabilir, yeni  $L_r$  ve  $L_m$  değerleri seçilebilir.

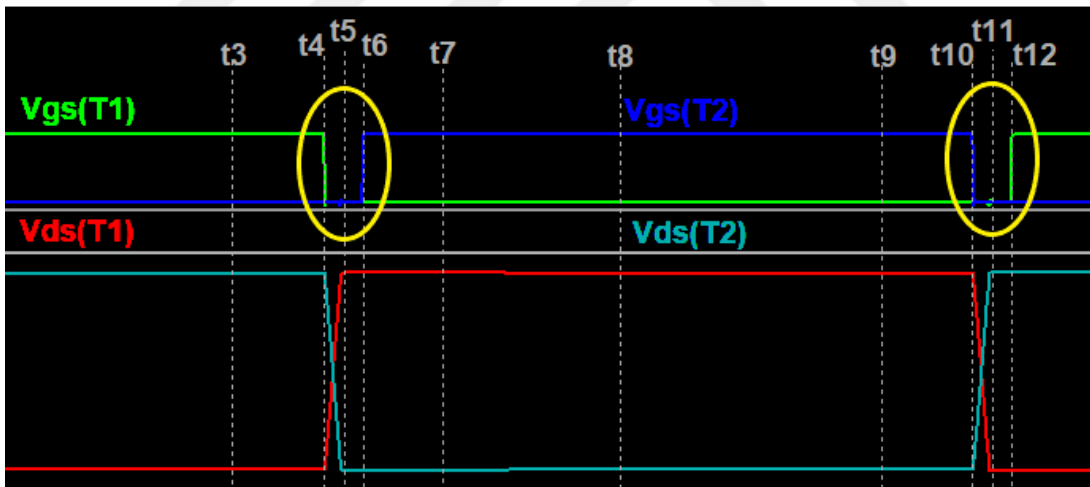
### 4.3 Gerekli Ölü Zaman Hesabı

Seri rezonanslı LLC dönüştürücünün en büyük avantajlarından biri olan sıfır gerilimde anahtarlama özelliğini sağlayabilmek için, bir sonraki ilettime girecek olan transistörün  $C_{oss}$  kapasitörünün tamamen deşarj edilmesi ve kesimde kalacak olan transistörün kapasitörünün tamamen şarj edilmesi gerekmektedir. Transistörlerin  $C_{oss}$  kapasitörlerinin şarj ve deşarjını sağlayabilmek için bir transistörün iletim süresi bittiğinde diğer transistör ilettime geçmeden önce iki transistörün de kesimde olduğu bir ölü zaman süresi bulunmalıdır. Yarım köprü ve tam köprü devrelerinde bir periyotta iki adet ölü zaman aralığı bulunur. Seri rezonanslı LLC dönüştürücünün bir ölü zaman aralığındaki durumu Şekil 4.2'de gösterilmiştir [18].



**Şekil 4.2** Bir ölü zaman aralığı durumu

Yarım köprü ve tam köprü devrelerinin hepsinde üst ve alt transistörlerin aynı anda ilettime geçmesi ile oluşabilecek olası bir kısa devre durumunun önüne geçmek için ölü zaman süresi hali hazırda kullanılmaktadır. Fakat seri rezonanslı LLC dönüştürücü devresinde ölü zaman süresinin uzunluğunun transistörlerin  $C_{oss}$  kapasitörlerinin şarj ve deşarjını sağlayabilmek için yeterli olup olmadığına ayrıca dikkat edilmelidir. Şekil 4.3'te bir periyottaki ölü zaman aralıkları ve transistörlerin  $C_{oss}$  kapasitörlerinin şarj ve deşarjı dalga şekli üzerinden gösterilmektedir.



**Şekil 4.3** Ölü zaman aralıkları dalga şekli

Gerekli ölü zaman ve mıknatıslanma akımı değerleri (4.14) formülünden faydalanarak hesaplanabilir. Burada  $t_{ölü}$  gerekli olan minimum ölü zaman süresini,  $C_{o(TR)}$  transistörlerin zamana bağlı çıkış parazitik kapasitör değerini,  $V_g$  devrenin giriş gerilimini ve  $I_{Lm}$  mıknatıslanma akımını temsil etmektedir [7].

$$t_{ölü} > \frac{2 \cdot C_{o(TR)} \cdot V_g}{I_{Lm}} \quad (4.14)$$

Formülünden anlaşılacağı üzere ölü zaman süresi ve mıknatıslanma akımı arasında ters orantı bulunmaktadır. Mıknatıslanma akımı arttırılarak ihtiyaç duyulan minimum ölü zaman süresi kısaltılabilir. Fakat mıknatıslanma akımını arttırmak transistörler üzerinden akan akımı arttıracığı için kayıpların artmasına sebep olacaktır. Bu sebeple burada en iyi sonuçları elde etmek için bir optimizasyon yapılabilir.

Mıknatıslanma akımı transformatörün mıknatıslanma endüktansına bağlı olarak değişmektedir. Yani mıknatıslanma endüktansı ayarlandıktan sonra değiştirmek için yeni bir trafo üretilmesi gerekmektedir. Ölü zaman süresi ise transistörleri süren kontrol devresi tarafından ayarlanabilir. Genellikle kontrol devrelerinde kullanılan entegre devrelerde kartın yeniden üretimine gerek duyulmadan ölü zaman süresi ayarlanabilmektedir.

## GAN TRANSİSTÖRLERİN SERİ REZONANSLI LLC DÖNÜŞTÜRÜCÜYE SAĞLAYABİLECEĞİ FAYDALAR

Bu bölümde GaN transistörlerin genel özellikleri ve seri rezonanslı LLC dönüştürücüye sağlayabilecekleri faydalar anlatılmıştır. GaN transistörlü tasarımda kullanılan GS-065-011-1-L transistörü ile MOSFET transistörlü tasarımda kullanılan NTMT190N65S3H transistörü datasheet bilgileri ile karşılaştırılmıştır.

### 5.1 Tasarımda Kullanılan GaN Transistörün Temel Özellikleri

Dönüştürücüde GaN Systems firmasının GS-065-011-1-L parça numaralı GaN transistörünün simülasyon modeli kullanılmıştır. Transistör görseli Şekil 5.1’de verilmiştir.



**Şekil 5.1** GS-065-011-1-L parça numaralı GaN transistörü görseli

GS-065-011-1-L transistörünün datasheet’inden alınan bazı mutlak maksimum değerleri Şekil 5.2’te verilmiştir. Şekilden görüleceği üzere transistörün drain-source gerilim dayanımı değeri 650V’dır. Gate-source uçları arasındaki gerilim dayanımı değeri ise +7V’a kadardır, transistör dönüştürücüde +6V ile sürülmektedir.

|                                              |                     |            |   |
|----------------------------------------------|---------------------|------------|---|
| Drain-to-Source Voltage                      | $V_{DS}$            | 650        | V |
| Drain-to-Source Voltage - transient (Note 1) | $V_{DS(transient)}$ | 850        | V |
| Gate-to-Source Voltage                       | $V_{GS}$            | -10 to +7  | V |
| Gate-to-Source Voltage - transient (Note 1)  | $V_{GS(transient)}$ | -20 to +10 | V |

**Şekil 5.2** GS-065-011-1-l transistörü bazı mutlak maksimum değerleri

Şekil 5.3'te GS-065-011-1-L transistörünün datasheet'inden alınan drain-source iletim eşdeğer direnç ( $R_{DS(on)}$ ) değeri görülmektedir. Bu değer iletim kayıplarını önemli derecede etkilemektedir.

|                               |              |     |     |    |                                                                         |
|-------------------------------|--------------|-----|-----|----|-------------------------------------------------------------------------|
| Drain-to-Source On Resistance | $R_{DS(on)}$ | 150 | 190 | mΩ | $V_{GS} = 6 \text{ V}, T_J = 25 \text{ °C}$<br>$I_{DS} = 3.2 \text{ A}$ |
|-------------------------------|--------------|-----|-----|----|-------------------------------------------------------------------------|

**Şekil 5.3** GS-065-011-1-L transistörü iletim eşdeğer direnç değeri

Transistörün drain-source iletim eşdeğer direnç değeri transistörün drain akım değerine göre ve transistörün jonksiyon sıcaklığına göre değişmektedir.

$$P_{iletim} \cong I_{rms}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (5.1)$$

Transistörün uygulamadaki jonksiyon sıcaklığına ve drain akımına göre drain-source iletim eşdeğer direnç değeri transistörün datasheet'inden öğrenilirse transistörün drain akımının RMS değeri ile birlikte transistörün iletim kaybı denklem (5.1) üzerinden bulunabilir [21].

## 5.2 GaN Transistörlerin Daha Düşük Kapı Şarj Değerleri

Transistörlerin anahtarlama kayıplarında anahtarlama süreleri önemli bir parametredir. Anahtarlama süresi kısaltıldıkça anahtarlama kayıpları önemli ölçüde azalır [21].



### Gate Charge, $Q_G$ Characteristics

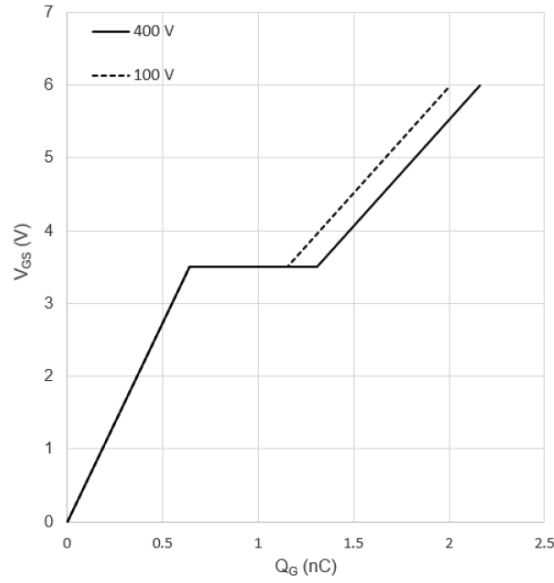
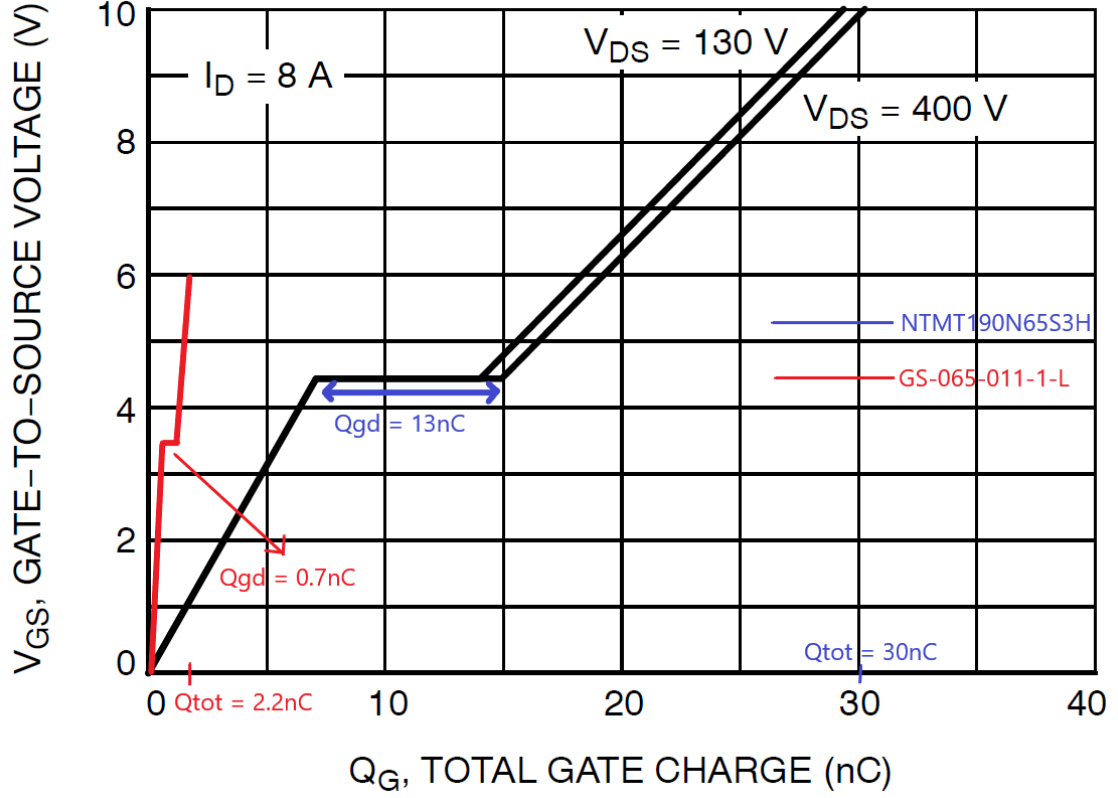


Figure 6: Typical  $V_{GS}$  vs.  $Q_G$  @  $V_{DS} = 100, 400$  V

#### Şekil 5.4 GS-065-011-1-L transistörü datasheet gate gerilim-şarj karakteristiği

Şekil 5.4'te GS-065-011-1-L GaN transistörünün gate gerilim-şarj karakteristiği verilmiştir. Burada transistörün ne kadar şarj (nC) değeri ile gate'inin şarj olduğu görülebilir. Bu değer alternatifi olan MOSFET transistörler ile karşılaştırıldığında oldukça küçüktür. Buradan bu transistörün alternatifi olan MOSFET transistörlere göre anahtarlama süresinin çok daha kısa olduğu ve anahtarlama kayıplarının daha düşük olduğu sonucuna varılabilir [22].

Şekil 5.5'de NTMT190N65S3H MOSFET'inin ve GS-065-011-1-L GaN transistörünün datasheet'lerinden alınan  $Q_g$  grafiklerinin karşılaştırılması görülmektedir. Grafiklerden GaN transistörün  $Q_{gd}$  ve  $Q_{tot}$  şarj ihtiyaçlarının çok daha küçük olduğu görülebilir. GaN transistörün  $Q_{gd}$  şarjı 0.7nC iken MOSFET'in  $Q_{gd}$  şarjı 13nC şeklindedir. GaN transistörün  $Q_{tot}$  şarjı 2.2nC iken MOSFET'in  $Q_{tot}$  şarjı 30nC'dir.



**Şekil 5.5** NTMT190N65S3H MOSFET'i ve GS-065-011-1-L GaN transistörü datasheet Qg grafikleri karşılaştırması

### 5.2.1 GaN Transistörlerin Düşük Qgd Şarj Değerinin Anahtarlama Kaybına Etkisi

Bir transistörde anahtarlama süresinin büyük bir bölümü transistörün gate'inin Qgd şarjı esnasında gerçekleşir [21]. Bir transistörün anahtarlama süresi ve anahtarlama kayıpları hakkında Qgd şarjına bakarak yorum yapılabilir. Qgd değeri azaldıkça anahtarlama süresi kısalmış ve anahtarlama kaybı azalmış [21].

Bir MOSFET veya GaN transistörün sadece akım ve gerilimin kesişiminden kaynaklanan anahtarlama kaybı denklem (5.2)'den bulunabilir [21]. Burada  $i_D$  drain akımının anahtarlama anındaki değerini,  $V_{DS}$  drain-source gerilimini,  $t_{anahtarlama}$  anahtarlama süresini,  $f_{anahtarlama}$  ise anahtarlama frekansını ifade etmektedir.

$$P_{anahtarlama} \cong \frac{i_D \cdot V_{DS} \cdot t_{anahtarlama}}{2} \cdot f_{anahtarlama} \quad (5.2)$$

Şekil 5.5'ten görüleceği üzere GaN transistör ve MOSFET arasında Qgd şarjı bakımından büyük bir fark vardır. Qgd değeri azaldıkça  $t_{anahtarlama}$ 'da büyük oranda azalacağı için denklem (5.2)'den GaN transistörün anahtarlama performansının daha iyi olduğu sonucuna varılabilir [22].

GaN transistörün MOSFET'e göre anahtarlama süresi konusundaki bu avantajı sert anahtarlama dönüştürücülerde hem iletme girme anında hem kesime girme anında fayda sağlamaktadır. Bir yumuşak anahtarlama dönüştürücü olan seri rezonanslı LLC dönüştürücülerde ana transistörler sıfır gerilimde anahtarlama ile iletme girse de kesime girmeleri sert anahtarlama ile gerçekleşir. GaN transistörlerin daha kısa anahtarlama süresi de LLC dönüştürücülerde kesime girme anındaki anahtarlama kayıplarını azaltabilir.

### 5.2.2 GaN Transistörlerin Düşük Q<sub>tot</sub> Şarj Değerinin Sürme Kaybına Etkisi

GaN transistörlerin MOSFET'lere göre öne çıktığı bir diğer özellik olarak Q<sub>tot</sub> şarjı değeri gösterilebilir. Q<sub>tot</sub> bir transistörün gate'ini belirli bir voltaj seviyesine kadar şarj etmek için gerekli olan toplam şarj seviyesini ifade etmektedir.

Q<sub>tot</sub> şarjı değeri bize transistör sürme kaybı hakkında bilgi verir. Transistör sürme kaybı değeri Q<sub>tot</sub> değeri ile birlikte doğru orantılı olarak artmaktadır. Denklem (5.3)'te transistör sürme kaybı formülü verilmiştir [22]. Burada  $V_{gs}$  şarj edilen gerilim seviyesini, Q<sub>tot</sub> transistörün toplam gate şarjı değerini,  $f_{anahtarlama}$  ise anahtarlama frekansını ifade etmektedir.

$$P_{sürme} \cong V_{gs} \cdot Q_{tot} \cdot f_{anahtarlama} \quad (5.3)$$

Şekil 5.5 üzerinden GaN transistör ve MOSFET'in Q<sub>tot</sub> şarj değerleri incelenirse arada yaklaşık 10 kattan fazla bir fark olduğu görülmektedir. Buradan GaN transistör MOSFET yerine kullanıldığı zaman çok daha düşük transistör sürme kayıpları elde edilebileceği yorumu yapılabilir [22].

Her ne kadar Q<sub>tot</sub> değerleri açısından arada büyük bir fark olsa da transistör sürme kayıpları birkaç yüz kHz anahtarlama frekansına sahip dönüştürücülerde toplam kaybın çok küçük bir bölümünü oluşturmaktadır.

### 5.3 GaN Transistörlerin Daha Düşük Parazitik Çıkış Kapasitörü Değeri

Şekil 5.6'da GS-065-011-1-L GaN transistörünün datasheet'indeki parazitik kapasitanslarının  $V_{DS}$ 'ye göre değişim eğrileri verilmiştir. Eğrilerden anlaşılacağı üzere parazitik kapasitörlerin değerleri sabit değildir ve lineer olarak değişmemektedir. Fakat GaN transistörlerin  $C_{oss}$  eğrileri MOSFET'lere göre daha lineer bir yapıya sahiptir [2].

Capacitance Characteristics

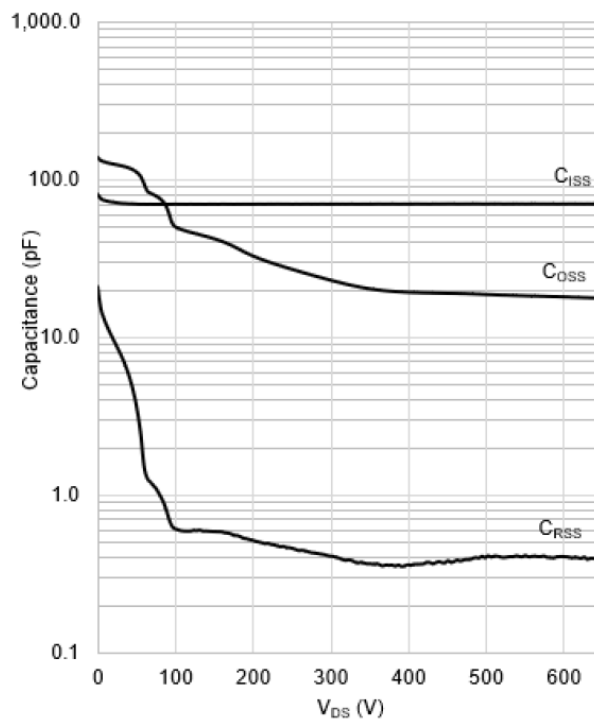


Figure 7: Typical  $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$ ,  $C_{rss}$  vs.  $V_{DS}$

**Şekil 5.6** GS-065-011-1-L GaN transistörünün datasheet görseli, parazitik kapasitanslarının  $V_{DS}$  eğrisi

Şekil 5.7'de GS-065-011-1-L GaN transistörünün datasheet görselindeki enerjiye bağlı çıkış kapasitörü değeri ve zamana bağlı çıkış kapasitörü değeri görülmektedir. Burada enerjiye bağlı çıkış kapasitörü değeri  $C_{o(ER)}$  ile zamana bağlı çıkış kapasitörü değeri  $C_{o(TR)}$  ile gösterilmektedir.

Datasheet’de açıklandığı gibi  $C_{o(ER)}$  değeri 0 V’den belirtilen  $V_{DS}$  değerine kadar şarj edildiğinde transistörün parazitik çıkış kapasitörü ile aynı depolanan enerji miktarını verecek sabit kapasitans değeridir.  $C_{o(TR)}$  değeri ise 0 V’den belirtilen  $V_{DS}$  değerine kadar şarj edilmesi transistörün parazitik çıkış kapasitörü ile aynı süreyi alacak sabit kapasitans değeridir.

|                                                       |             |  |    |  |    |                                                              |
|-------------------------------------------------------|-------------|--|----|--|----|--------------------------------------------------------------|
| Effective Output Capacitance, Energy Related (Note 4) | $C_{o(ER)}$ |  | 30 |  | pF | $V_{GS} = 0\text{ V}$<br>$V_{DS} = 0\text{ to }400\text{ V}$ |
| Effective Output Capacitance, Time Related (Note 5)   | $C_{o(TR)}$ |  | 47 |  | pF |                                                              |

(4)  $C_{o(ER)}$  is the fixed capacitance that would give the same stored energy as  $C_{OSS}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 V to the stated  $V_{DS}$ .

(5)  $C_{o(TR)}$  is the fixed capacitance that would give the same charging time as  $C_{OSS}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 V to the stated  $V_{DS}$ .

**Şekil 5.7** GS-065-011-1-L GaN transistörünün datasheet görseli – enerjiye bağlı çıkış kapasitörü değeri ve zamana bağlı çıkış kapasitörü değeri

Şekil 5.8’de NTMT190N65S3H MOSFET’inin datasheet görselindeki enerjiye bağlı çıkış kapasitörü değeri ve zamana bağlı çıkış kapasitörü değeri görülmektedir. MOSFET’in değerleri GaN transistörün değerleri ile karşılaştırılırsa;  $C_{o(ER)}$  değerlerinin yaklaşık aynı olduğu, fakat  $C_{o(TR)}$  değerleri arasında yaklaşık 6 kat fark olduğu görülebilir.

|                 |                                   |                                                            |  |     |  |    |
|-----------------|-----------------------------------|------------------------------------------------------------|--|-----|--|----|
| $C_{oss(eff.)}$ | Effective Output Capacitance      | $V_{DS} = 0\text{ V to }400\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$ |  | 292 |  | pF |
| $C_{oss(er.)}$  | Energy Related Output Capacitance | $V_{DS} = 0\text{ V to }400\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$ |  | 41  |  | pF |

**Şekil 5.8** NTMT190N65S3H MOSFET’inin datasheet görseli – enerjiye bağlı çıkış kapasitörü değeri ve zamana bağlı çıkış kapasitörü değeri

Sert anahtarlama bir dönüştürücüde çıkış kapasitöründe biriken enerji anahtar iletime girerken anahtar üzerinde harcanır. Bu durum dönüştürücünün verimini düşüren bir etmendir [23]. Fakat seri rezonanslı LLC dönüştürücü iletime girerken sıfır gerilimde anahtarlama ile parazitik çıkış kapasitörü deşarj edilmiş bir şekilde iletime girdiği için bu durum bir kayıp oluşturmaz. Bu sebeple seri rezonanslı LLC dönüştürücü için transistörün  $C_{o(ER)}$  değerinin bir önemi olduğu söylenemez.

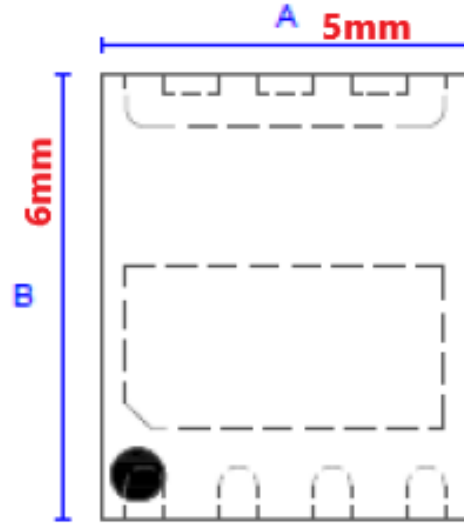
Fakat seri rezonanslı LLC dönüştürücüde sıfır gerilimde anahtarlama koşulunun sağlanabilmesi için transistörün çıkış kapasitörünün şarj edilmesi ve deşarj edilmesi gerekmektedir. Bu şarj ve deşarj süresi için gerekli olan ölü zaman süresi

hesaplanırken denklem (4.14)'den görülebileceği gibi transistörün  $C_{o(TR)}$  değeri dikkate alınır. Bu sebeple transistörün  $C_{o(TR)}$  değeri seri rezonanslı LLC dönüştürücü için önemli bir parametredir [3][22].

GaN transistör ve MOSFET arasındaki  $C_{o(TR)}$  değeri farkı dönüştürücüde birkaç farklı şekilde avantaja dönüştürülebilir.  $C_{o(TR)}$  değeri azaldığı için ölü zaman süresi kısaltılabilir. Ölü zaman süresi kısaltıldığında ölü zaman esnasındaki iletim kaybı azaltılmış olur ve aynı zamanda bir periyottaki enerji aktarımı gerçekleşen sürenin toplam periyoda oranı artar. Bu sebeple ölü zaman süresini kısaltarak verim arttırılabilir. Bir başka yöntem ise mıknatıslanma endüktansını arttırarak mıknatıslanma akımını ( $I_{Lm}$ ) azaltmak olabilir.  $C_{o(TR)}$  değeri azaldığı için daha düşük mıknatıslanma akımı kapasitörleri doldurup boşaltmak için yeterli olacaktır. Mıknatıslanma akımı sekonder tarafa aktarılan faydalı transformatör akımına ek olarak binen ve transistörlerin iletim kaybını, transformatörün primer sargılarının bakır kaybını arttıran bir etmendir. Aynı zamanda transistörler kesime girerken mıknatıslanma akımı tepe değerinde olduğu için kesime girme anahtarlama kaybını önemli ölçüde etkilemektedir. Özellikle rezonans altı çalışma bölgesinde yarım periyot bitmeden rezonans tamamlandığı için anahtarlar kesime girerken akımın neredeyse tamamını mıknatıslanma akımı oluşturmaktadır. Bu sebeplerden dolayı mıknatıslanma akımı azaltılarak transistörlerin iletim kaybı ve anahtarlama kaybı, transformatörün primer sargılarının bakır kaybı azaltılabilir ve verim arttırılabilir [3][22]. Tabiki mıknatıslanma endüktansını arttırmak için transformatör tasarımını değiştirmek gerekmektedir.

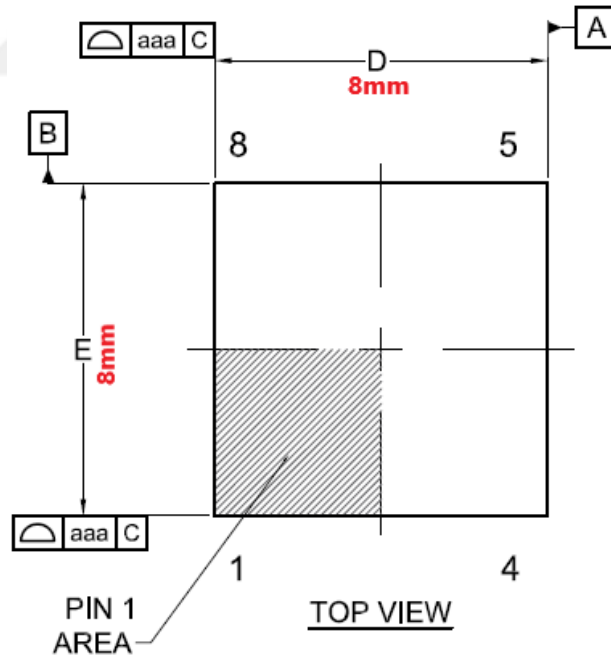
#### **5.4 Tasarımda Kullanılan GaN Transistör ve MOSFET'in Boyut ve Maliyet Karşılaştırması**

Şekil 5.9 GaN transistörün datasheet paket çizim görselini ve boyut bilgilerini içermektedir. Ürünün datasheet'inden paket yüzey alanı ölçülerinin yaklaşık 5mm x 6mm şeklinde olduğu görülmektedir. Buradan ürünün yüzey alanının yaklaşık 30mm<sup>2</sup> olduğu hesaplanabilir.



**Şekil 5.9** GaN transistör (GS-065-011-1-L) datasheet görseli yüzey alanı ölçüleri

Şekil 5.10 MOSFET'in datasheet paket çizim görselini ve boyut bilgilerini içermektedir. Ürünün datasheet'inden paket yüzey alanı ölçülerinin yaklaşık 8mm x 8mm şeklinde olduğu görülmektedir. Buradan ürünün yüzey alanının yaklaşık 64mm<sup>2</sup> olduğu hesaplanabilir.



**Şekil 5.10** MOSFET (NTMT190N65S3H) datasheet görseli yüzey alanı ölçüleri

GaN transistör ve MOSFET'in yüzey alanları karşılaştırıldığı zaman arada yaklaşık 2 kat yüzey alanı boyut farkı olduğu görülmektedir. Ürünlerin paketlerinin yükseklik bilgilerine bakıldığı zaman yaklaşık aynı olduğu görülebilir.

GS-065-011-1-L ve NTMT190N65S3H ürünlerinin maliyet karşılaştırması yapıldığı zaman, GS-065-011-1-L ürününün yaklaşık %60 daha pahalı olduğu görülebilir.





Bu bölümde GaN transistörler ve MOSFET ile ayrı ayrı tasarlanmış olan yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün tasarım parametreleri, LLC tank parametreleri, simülasyon sonuçları ve iki dönüştürücü arası verim karşılaştırması anlatılmıştır.

### 6.1 Dönüştürücü Parametreleri

Tablo 6.1’de dönüştürücü parametreleri verilmiştir. Dönüştürücü bir LED TV güç kaynağı olarak tasarlanmıştır. Dönüştürücünün girişinde bir GFD devresi olduğu düşünülerek devre parametreleri belirlenmiştir.

**Tablo 6.1** Dönüştürücü parametreleri

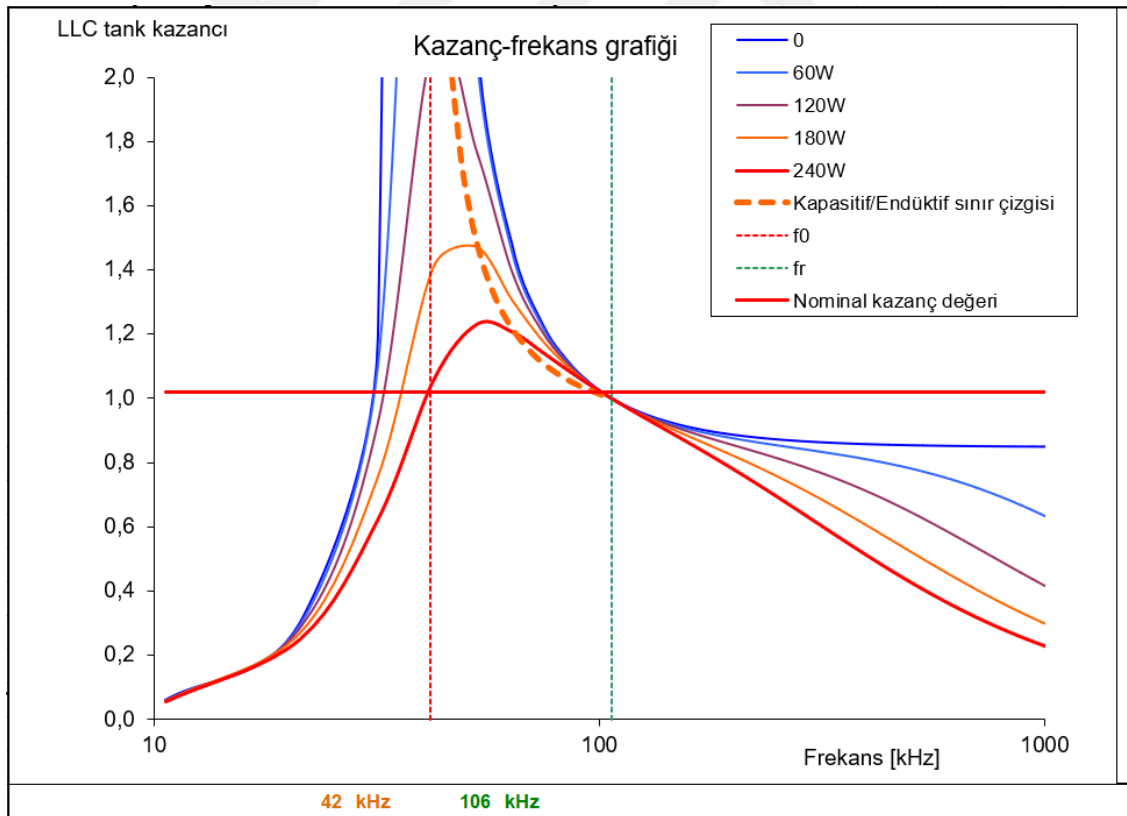
|                         |                           |
|-------------------------|---------------------------|
| Nominal çıkış gerilimi  | $V_{çıkış} = 12VDC$       |
| Nominal giriş gerilimi  | $V_{giriş} = 400VDC$      |
| Minimum giriş gerilimi  | $V_{giriş-min} = 350VDC$  |
| Maksimum giriş gerilimi | $V_{giriş-maks} = 420VDC$ |
| Nominal çıkış akımı     | $I_{çıkış} = 20A$         |
| Nominal çıkış gücü      | $P_{çıkış} = 240W$        |
| Rezonans frekansı       | $f_r = 106kHz$            |

### 6.2 LLC Tank Parametreleri

Dönüştürücünün LLC tank parametreleri Tablo 6.2’de verilmiştir. Rezonans endüktansı olarak transformatörün kaçak endüktansı kullanılmıştır.

**Tablo 6.2** LLC tank parametreleri

|                                |                        |
|--------------------------------|------------------------|
| Transformatör dönüştürme oranı | $\frac{N_p}{N_s} = 17$ |
| Primer sargı sayısı            | $N_p = 34 \text{ Tur}$ |
| Sekonder sargı sayısı          | $N_s = 2 \text{ Tur}$  |
| Toplam primer sargı endüktansı | $L_p = 520 \mu H$      |
| Rezonans endüktansı            | $L_r = 80 \mu H$       |
| Mıknatıslanma endüktansı       | $L_m = 440 \mu H$      |
| Rezonans kapasitansı           | $C_r = 28 nF$          |

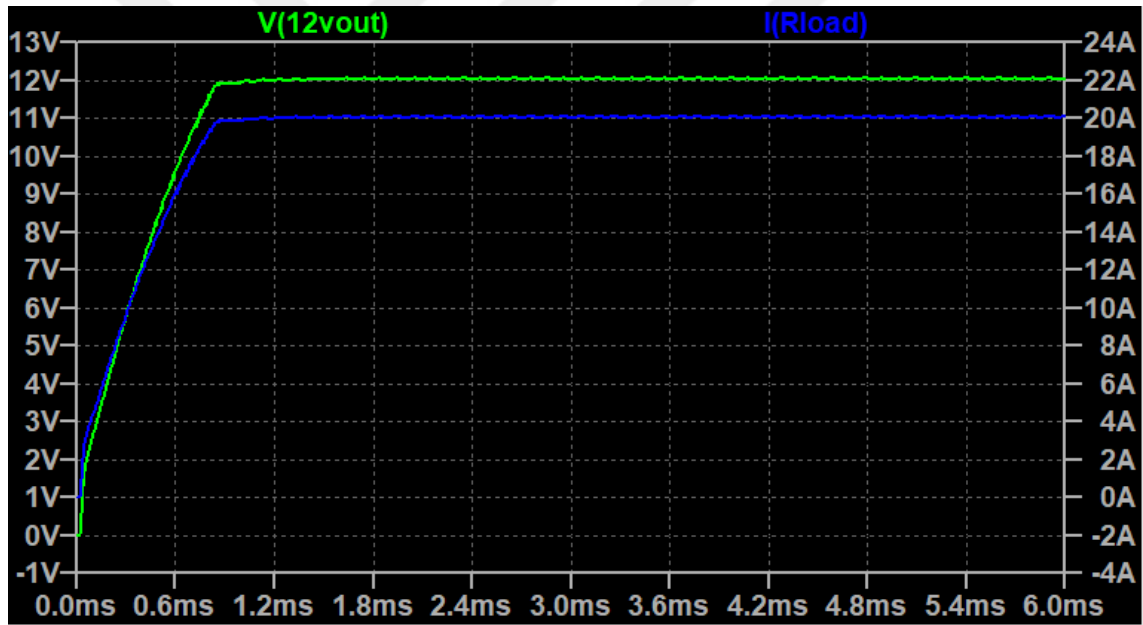


**Şekil 6.1** Dönüştürücü rezonans tankı kazanç-frekans grafiği

Şekil 6.1’de dönüştürücünün farklı çıkış gücü değerleri için rezonans tankı kazanç-frekans eğrileri görülmektedir. Kapasitif çalışma – endüktif çalışma sınır çizgisi de grafik üzerinde gösterilmiştir. Burada  $f_r$  değeri rezonans endüktansı ve rezonans kapasitansının rezonans frekansını,  $f_0$  değeri ise mıknatıslanma endüktansı, rezonans endüktansı ve rezonans kapasitansının rezonans frekansını belirtmektedir. Dönüştürücünün anahtarlama frekansı kontrol devresi yardımıyla 64,5kHz ile 142kHz arasında sınırlandırılmaktadır.

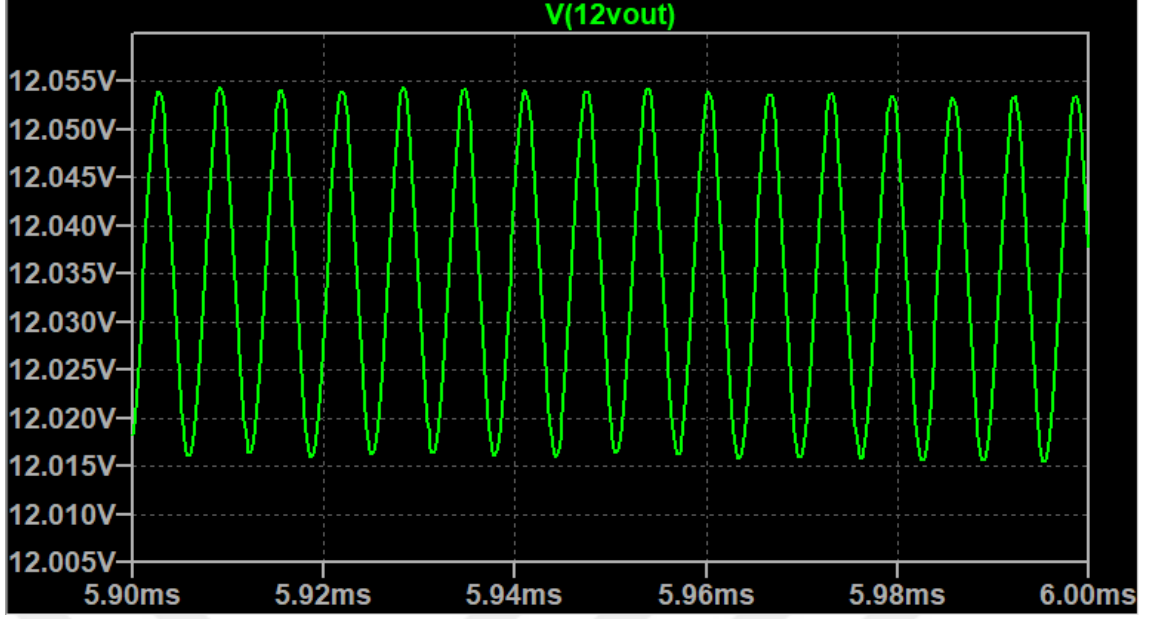
### 6.3 Simülasyon Sonuçları

Bu kısımda GS-065-011-1-L parça numaralı GaN transistörün modeli ile oluşturulan yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücünün LTspice simülasyonunun sonuçları ve NTMT190N65S3H parça numaralı MOSFET’in modeli ile oluşturulan yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücünün LTspice simülasyon sonuçları bulunmaktadır.



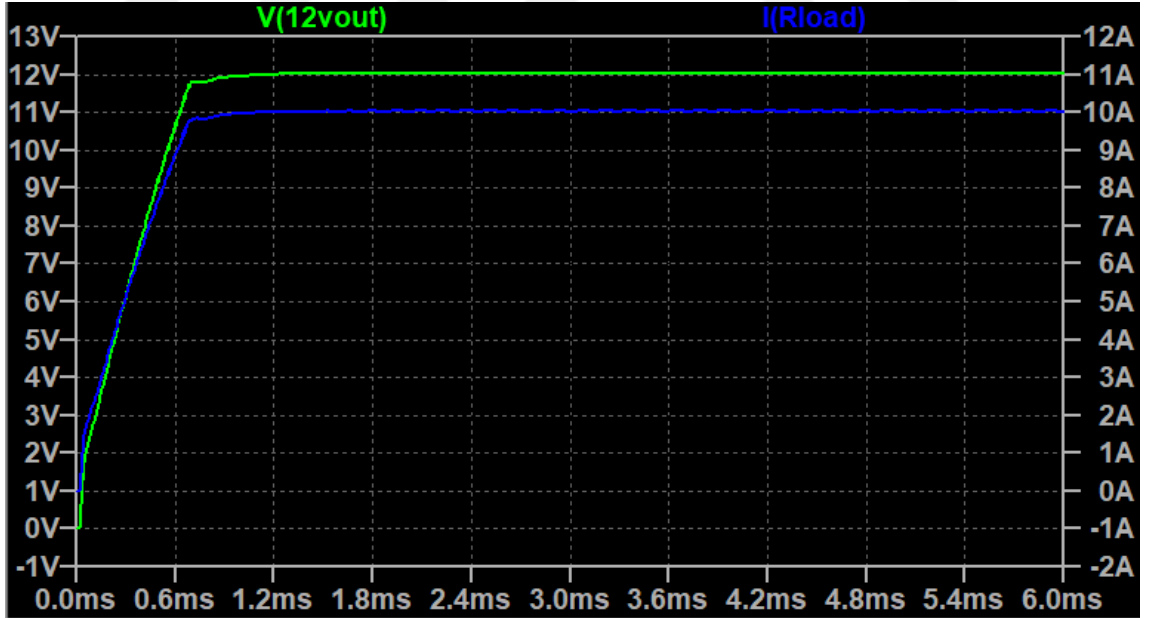
**Şekil 6.2** GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu

Şekil 6.2’de görüldüğü gibi dönüştürücü 20A çıkış akımı değerinde 12V çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamıştır. Çıkış gerilimi 12V değerine ulaşırken istenilen değeri aşmamıştır ve bir aşırı salınım gözlemlenmemiştir.



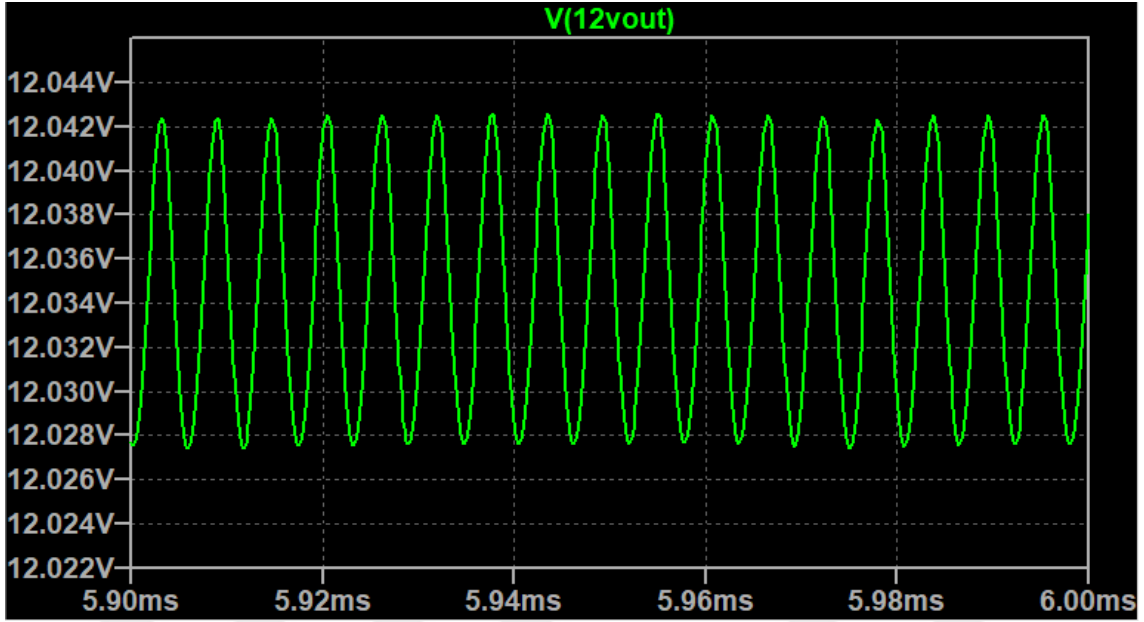
**Şekil 6.3** GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında çıkış gerilimi salınım değeri simülasyon sonucu

Şekil 6.3' de 20A çıkış akımı için nominal giriş geriliminde çıkış gerilimi salınım değerleri görülmektedir. Dalga şeklinden anlaşılacağı üzere çıkış geriliminde yaklaşık 40mV'luk bir salınım mevcuttur.



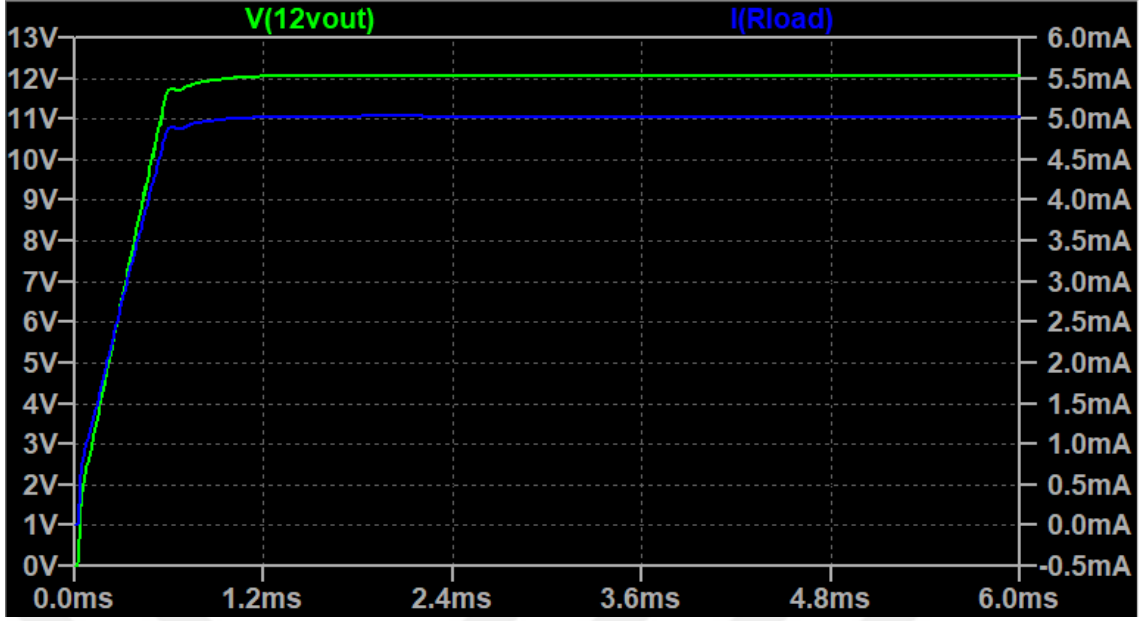
**Şekil 6.4** GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 10A çıkış akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu

Şekil 6.4'te nominal giriş geriliminde 10A çıkış akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu görülmektedir. TV'lerde %50 yük değerleri verim hesaplarında ve enerji sınıfı belirlemede önemli etkiye sahiptir. Görüldüğü gibi dönüştürücü 10A çıkış akımı değerinde 12V çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamıştır. Çıkış gerilimi 12V değerine ulaşırken istenilen değeri aşmamıştır ve bir aşırı salınım gözlemlenmemiştir.



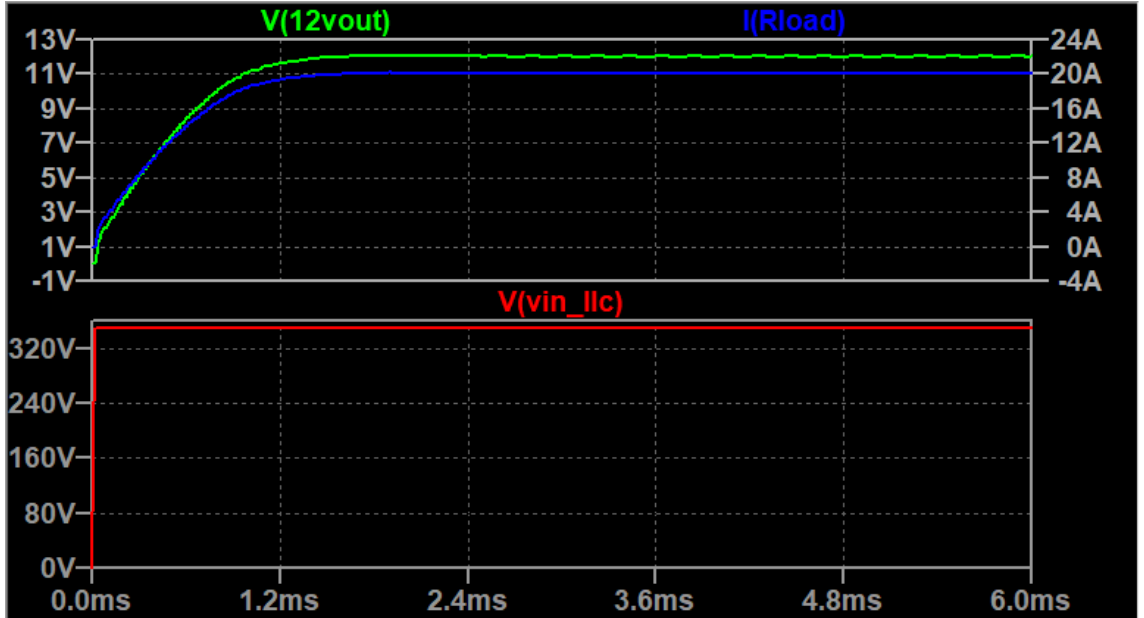
**Şekil 6.5** GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 10A çıkış akımında çıkış gerilimi salınım değeri simülasyon sonucu

Şekil 6.5'te 10A çıkış akımı için nominal giriş geriliminde çıkış gerilimi salınım değerleri görülmektedir. Dalga şeklinden anlaşılacağı üzere çıkış geriliminde yaklaşık 20mV'luk bir salınım mevcuttur.



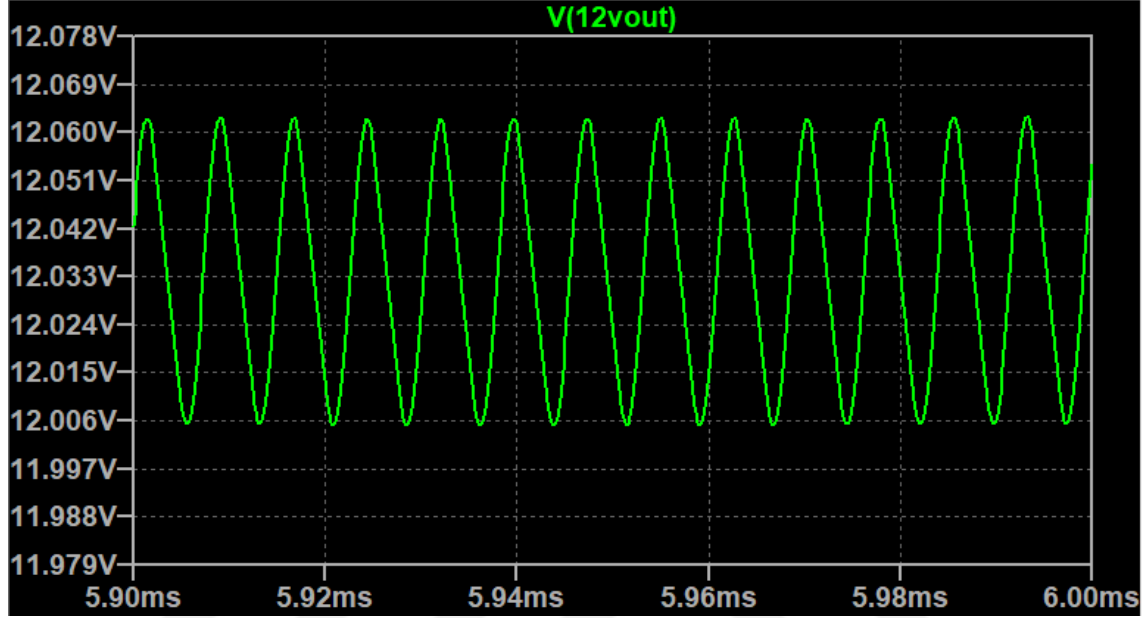
**Şekil 6.6** GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 5mA(yüksüz) çıkış akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu

Şekil 6.6'da görüldüğü gibi dönüştürücü 5mA çıkış akımı değerinde, yani yüksüz çalışma koşulunda 12V çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamıştır. Çıkış gerilimi 12V değerine ulaşırken istenilen değeri aşmamıştır ve bir aşırı salınım gözlemlenmemiştir.



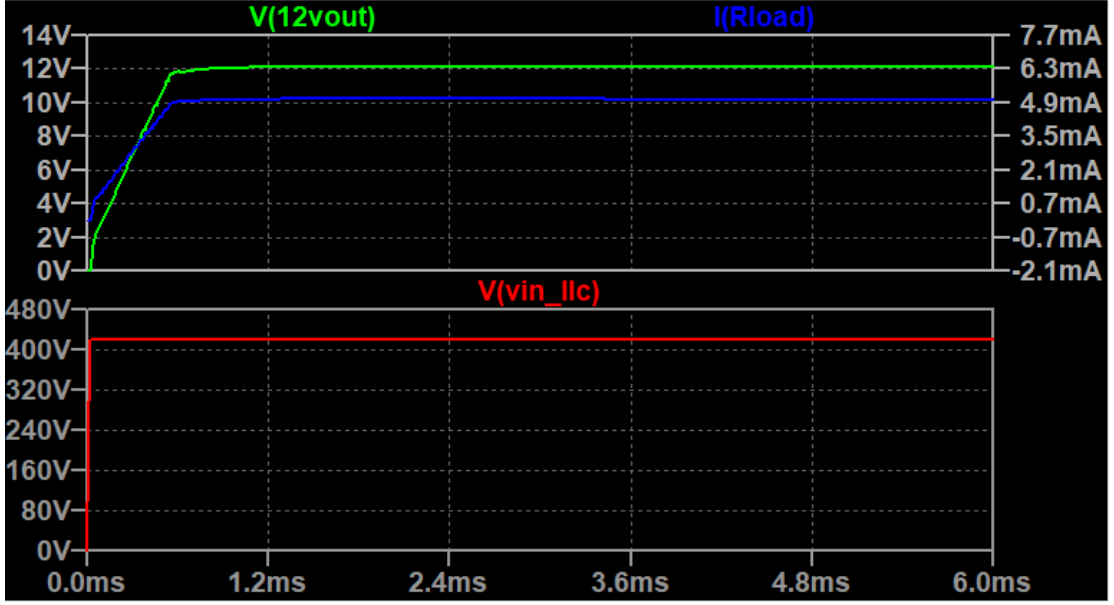
**Şekil 6.7** GaN transistörlü dönüştürücü - minimum giriş geriliminde 20A çıkış akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu

Şekil 6.7’de görüldüğü gibi dönüştürücü minimum giriş gerilimi koşulu olan 350V giriş geriliminde, 20A çıkış akımı değerinde 12V çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamıştır. Bu çalışma koşulu dönüştürücünün rezonans tankının en yüksek kazançta çalıştığı koşuldur. Çıkış gerilimi 12V değerine ulaşırken istenilen değeri aşmamıştır ve bir aşırı salınım gözlemlenmemiştir.



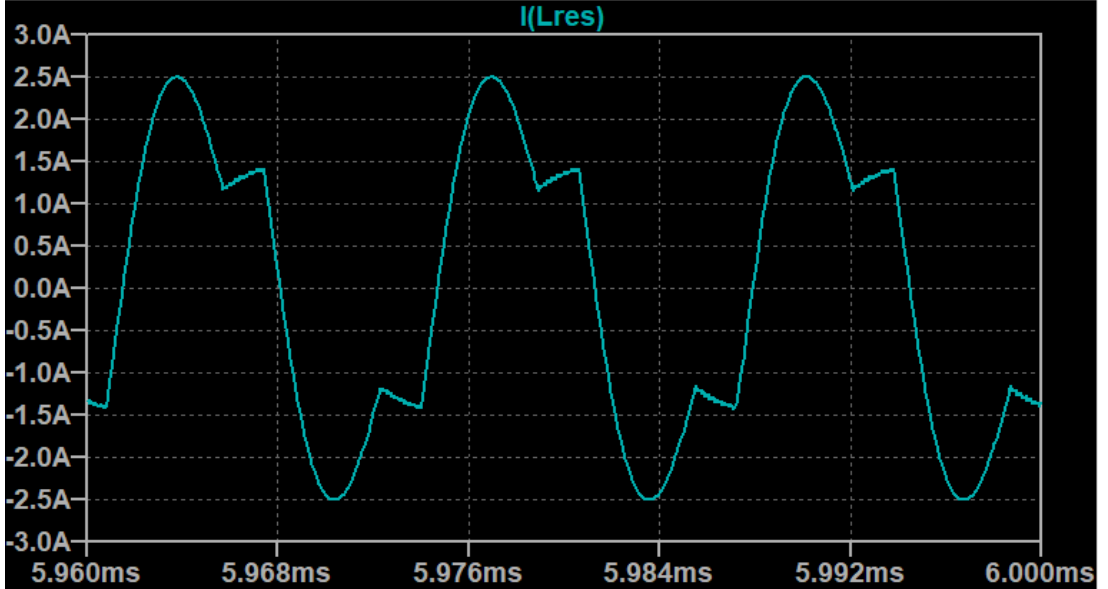
**Şekil 6.8** GaN transistörlü dönüştürücü - minimum giriş geriliminde 20A çıkış akımında çıkış gerilimi salınım değeri simülasyon sonucu

Şekil 6.8’de 20A çıkış akımı için minimum giriş geriliminde çıkış gerilimi salınım değerleri görülmektedir. Çıkış gerilimi ortalama değeri 12.03V olarak görülmektedir. Bu çalışma koşulu dönüştürücünün en zorlandığı koşuldur, LLC tank kazancı en yüksek değerine ulaşır. Dalga şeklinden anlaşılacağı üzere çıkış geriliminde yaklaşık 65mV’luk bir salınım mevcuttur.



**Şekil 6.9** GaN transistörlü dönüştürücü - maksimum giriş geriliminde 5mA(yüksüz) çıkış akımında çıkış gerilimi simülasyon sonucu

Şekil 6.9'da görüldüğü gibi dönüştürücü maksimum giriş gerilimi koşulu olan 420V giriş geriliminde, 5mA çıkış akımı değerinde yani yüksüz çalışma durumunda 12V çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamıştır. Bu çalışma koşulu dönüştürücünün rezonans tankının en düşük kazançta çalıştığı koşuldur. Çıkış gerilimi 12V değerine ulaşırken istenilen değeri aşmamıştır ve bir aşırı salınım gözlemlenmemiştir.



**Şekil 6.10** GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında rezonans endüktansı akımı dalga şekli simülasyon sonucu



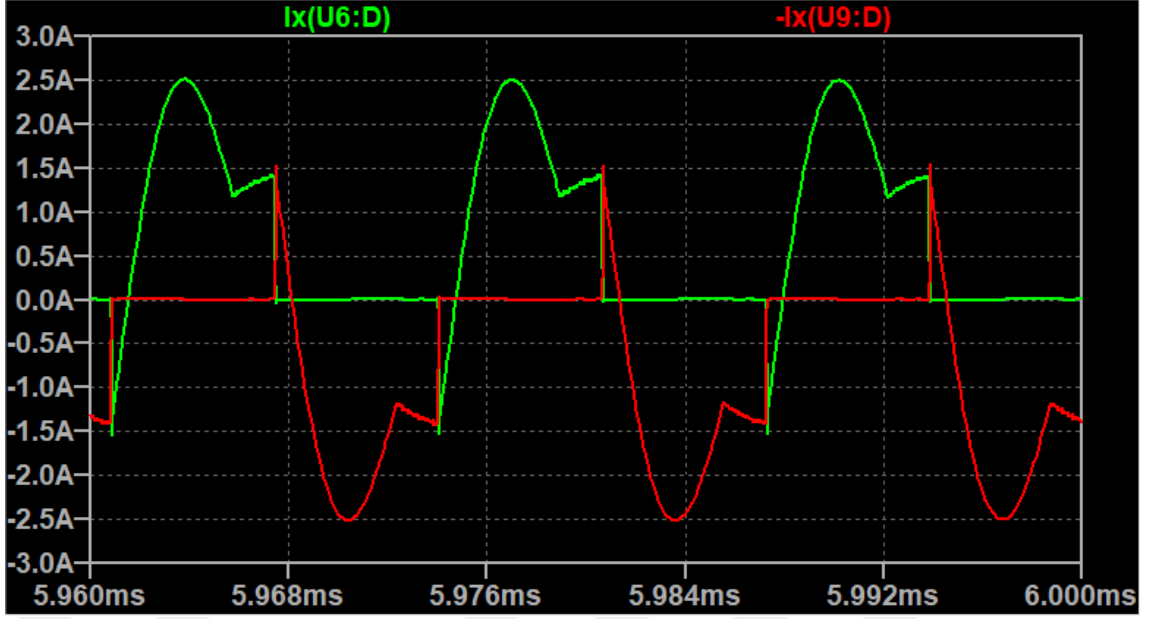
Şekil 6.10'da nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında rezonans endüktansı akımı dalga şekli simülasyon sonucu görülmektedir. Bu akım aynı zamanda rezonans tankı akımıdır. Dalga şeklinden görüleceği üzere akımın tepe değerleri 2.5A ve -2.5A şeklindedir.



**Şekil 6.11** GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında mıknatıslanma akımı dalga şekli simülasyon sonucu

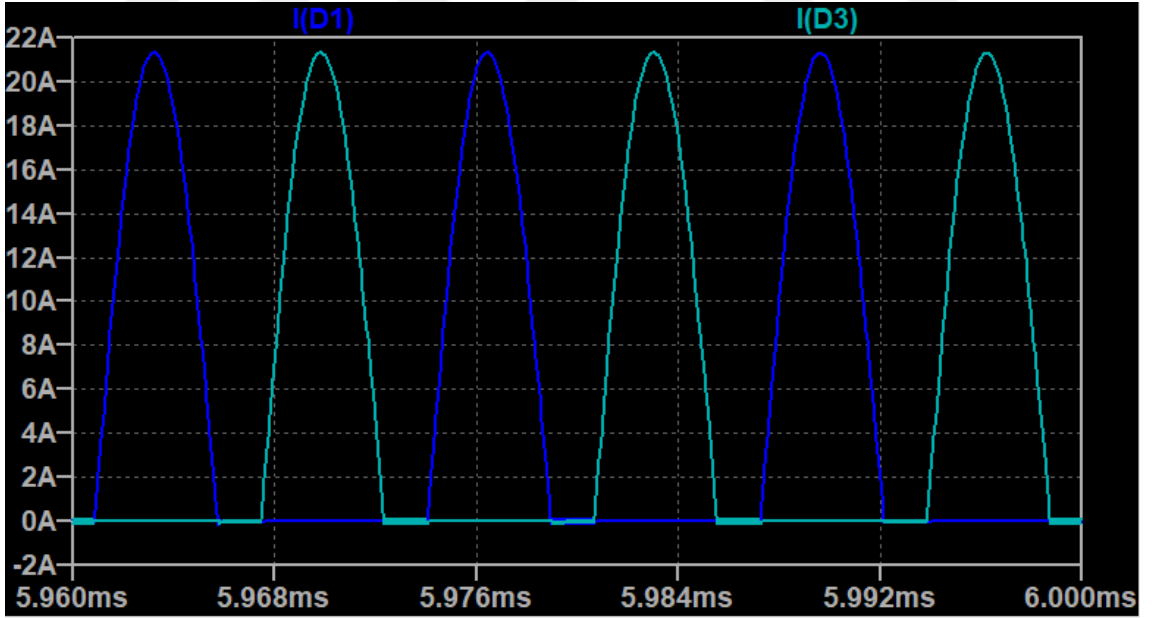
Şekil 6.11'de mıknatıslanma akımı dalga şekli rezonans akımı dalga şekli ile verilmiştir. Mıknatıslanma akımı tepe değeri bu çalışma koşullarında yaklaşık 1.4A olarak görülmektedir.

Şekil 6.12'de dönüştürücünün ana transistörlerinin akım dalga şekilleri görülmektedir. Akım dalga şekilleri transistörlerin parazitik diyotlarının akımları dahil olarak verilmiştir. Dalga şekillerinden anlaşılabileceği üzere yarım periyot bitmeden rezonans tamamlanmaktadır, buradan dönüştürücünün bu çalışma koşulunda rezonans altı bölgede çalıştığı anlaşılmaktadır.

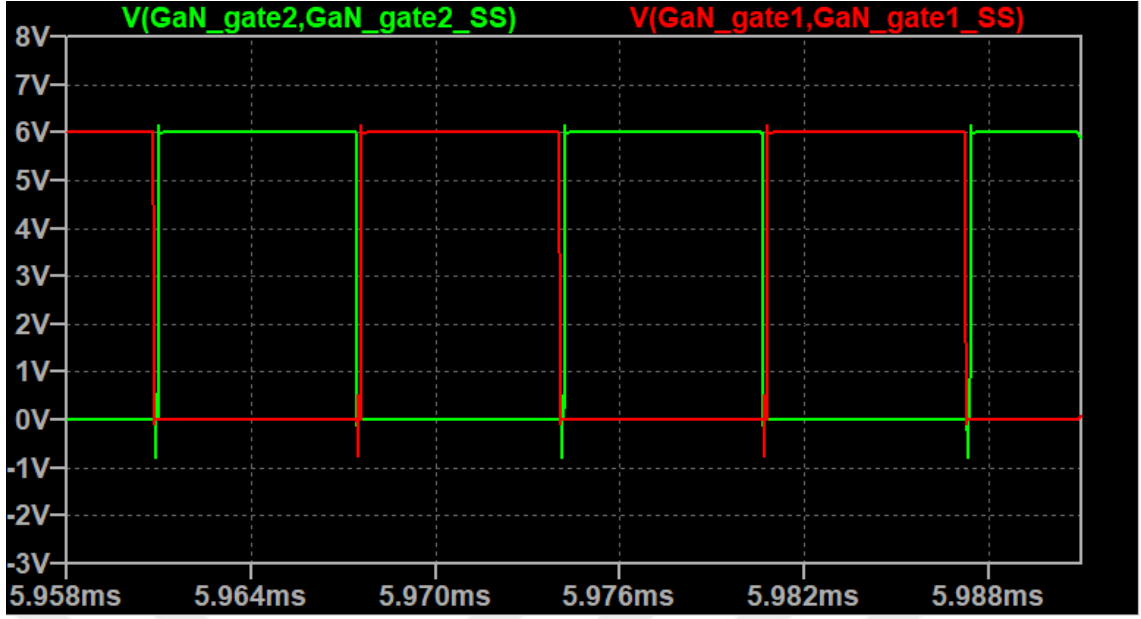


**Şekil 6.12** GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında ana transistör akımları dalga şekli simülasyon sonucu

Şekil 6.13'te sekonder ana diyotlarının akım dalga şekilleri görülmektedir. Dönüştürücüde paralel 2 diyot kullanılmıştır. Bu sebeple dalga şekillerinde görülen akım değerleri sekonder sargı akım değerlerinin yarısı kadardır.

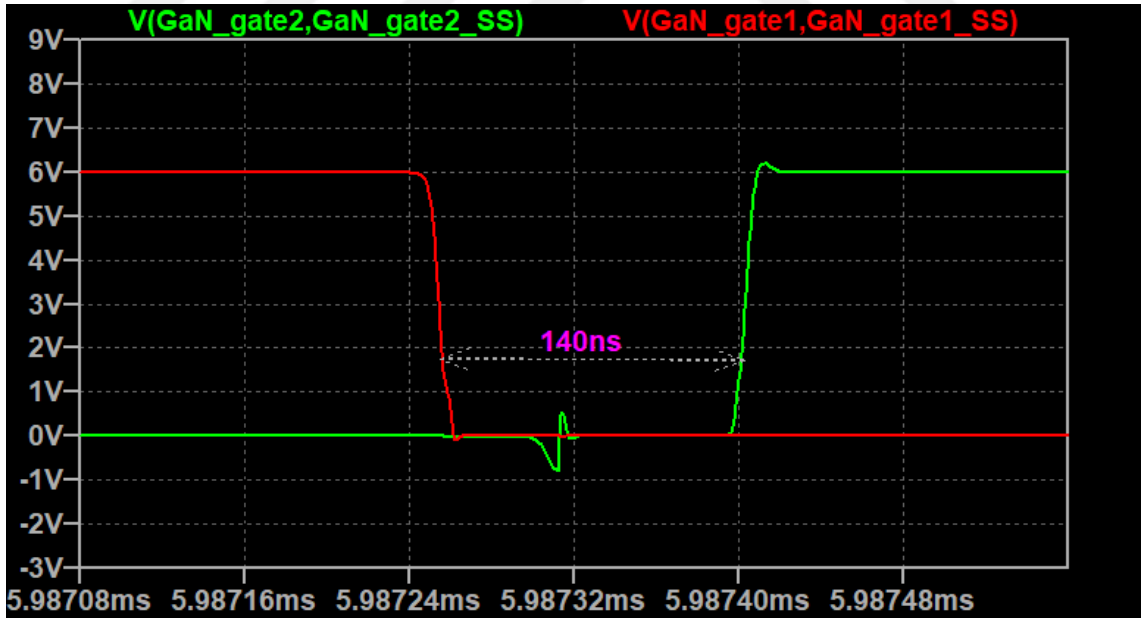


**Şekil 6.13** GaN transistörlü dönüştürücü - nominal giriş geriliminde 20A çıkış akımında ana diyot akımları dalga şekli simülasyon sonucu



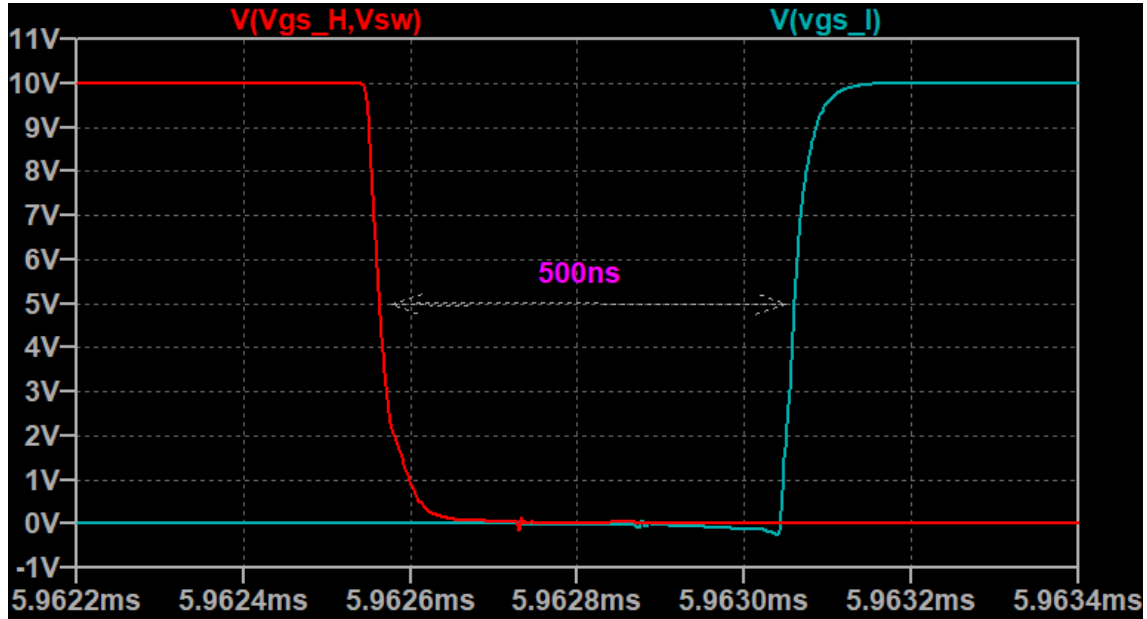
**Şekil 6.14** GaN transistörlü dönüştürücü - GaN transistör gate sinyalleri dalga şekli simülasyon sonucu

Şekil 6.14'te GaN transistörlerin gate-source sinyalleri dalga şekilleri verilmiştir. Transistörler 6V ile sürülmektedir, buradan GaN transistörlerin MOSFET transistörlerden daha düşük gerilim değeri ile sürüldüğü görülebilmektedir.



**Şekil 6.15** GaN transistörlü dönüştürücü - transistör gate sinyalleri ölü zaman aralığı dalga şekli simülasyon sonucu

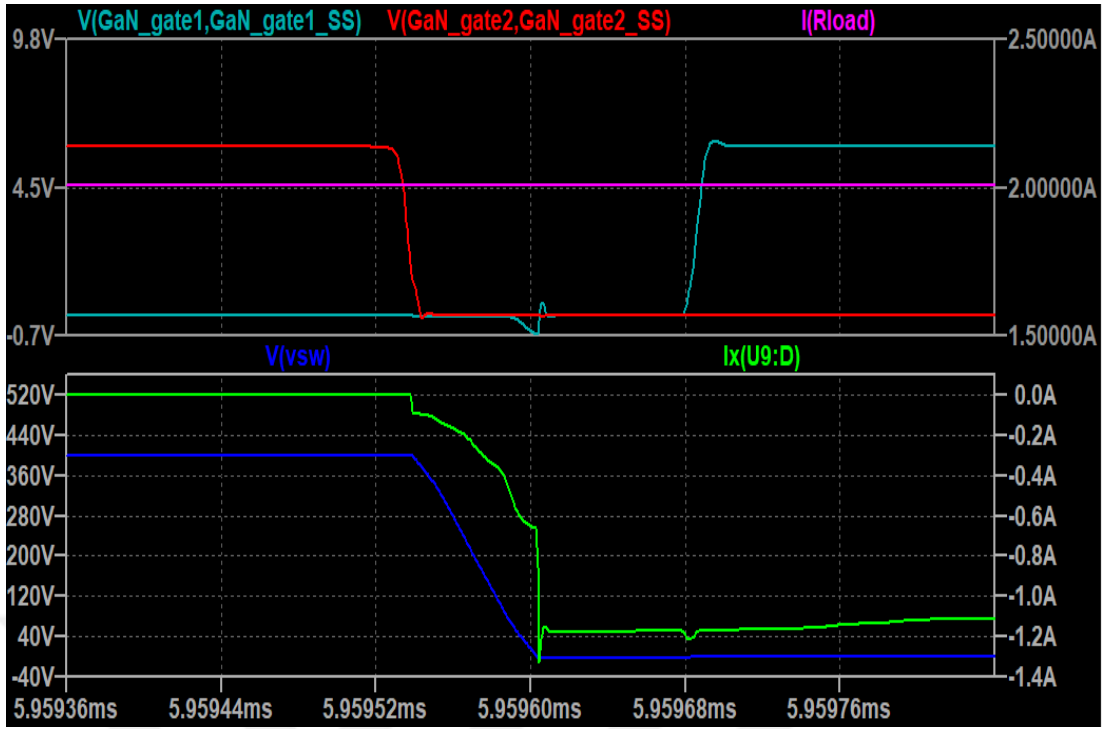
Şekil 6.15'te GaN transistörlere uygulanan kapı sinyalleri arasındaki ölü zaman aralığı görülebilmektedir. Ölü zaman aralığı süresinin 140ns olduğu zaman ekseninden anlaşılabilir.



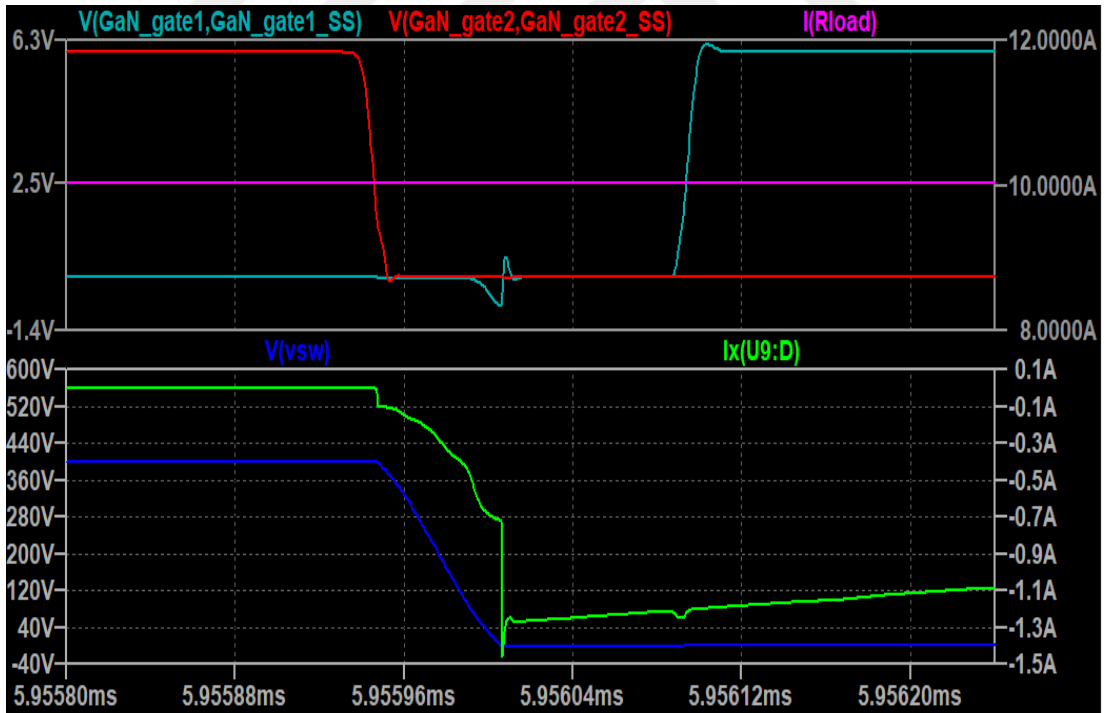
**Şekil 6.16** MOSFET’li dönüştürücü - transistör gate sinyalleri ölü zaman aralığı dalga şekli simülasyon sonucu

Şekil 6.16’da MOSFET gate sinyalleri arasındaki ölü zaman aralığı görülebilmektedir. Ölü zaman aralığı süresinin 500ns olduğu zaman ekseninden anlaşılabilir.

Şekil 6.17’de GaN transistörlü dönüştürücünün 2A çıkış akımı koşulunda GaN transistör kapı sinyalleri, çıkış akımı,  $V_{DS}$  gerilimi ve  $I_D$  akımı dalga şekilleri görülmektedir. Bu görselden  $V_{DS}$  gerilimi sıfıra indikten sonra anahtarlama sinyalinin uygulandığı anlaşılabilmektedir. GaN transistörlü dönüştürücü 2A çıkış akımında yani %10 yük koşulunda sıfır gerilimde anahtarlamaı sağlamıştır.

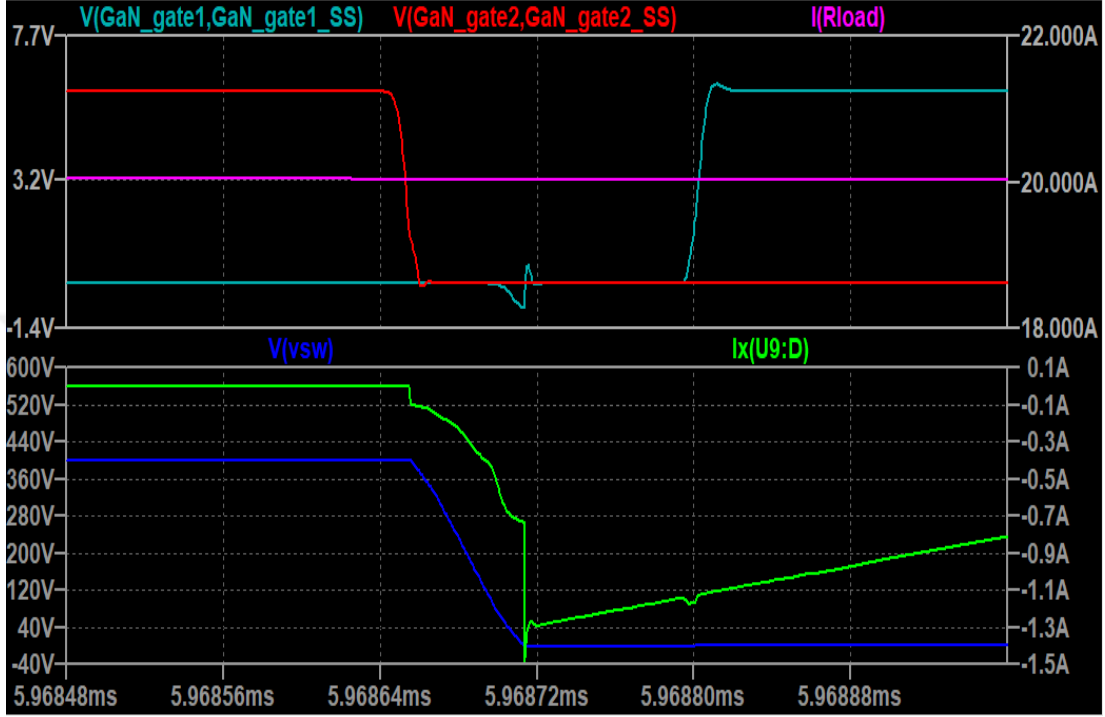


**Şekil 6.17** GaN transistörlü dönüştürücü - 2A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu



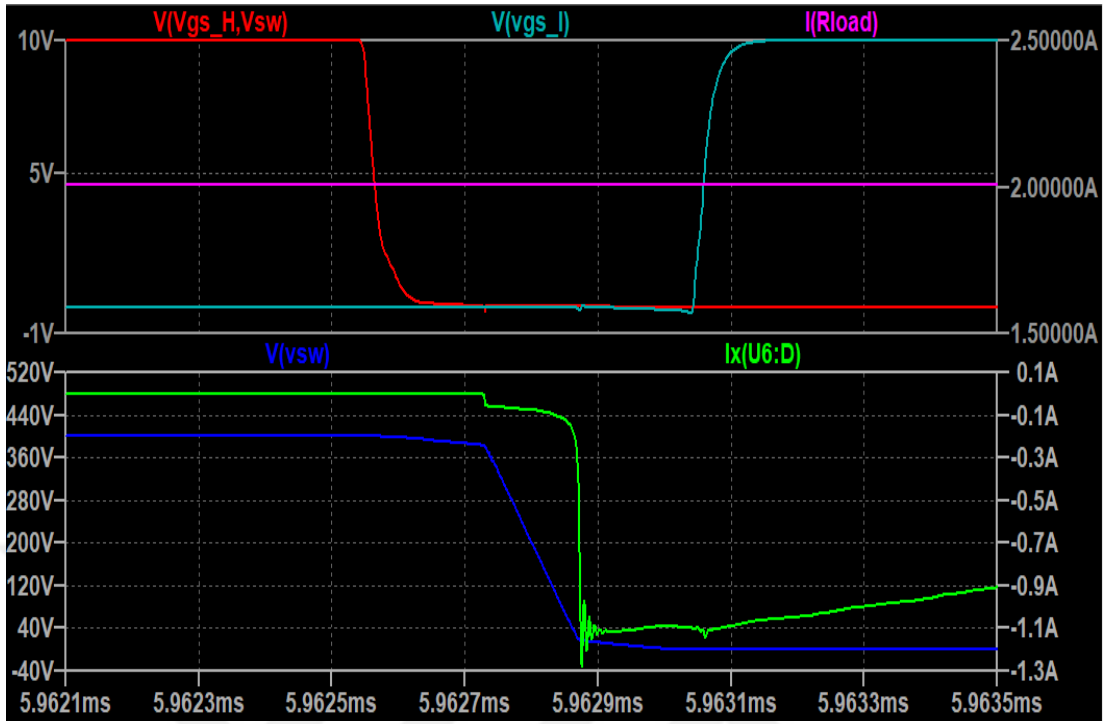
**Şekil 6.18** GaN transistörlü dönüştürücü - 10A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu

Şekil 6.18’de GaN transistörlü dönüştürücünün 10A çıkış akımı koşulu için GaN transistörleri kapı sinyalleri, çıkış akımı,  $V_{DS}$  gerilimi ve  $I_D$  akımı dalga şekilleri görülmektedir. Bu görselden  $V_{DS}$  gerilimi sıfıra indikten sonra anahtarlama sinyalinin uygulandığı anlaşılabilmektedir. GaN transistörlü dönüştürücü 10A çıkış akımında yani %50 yük koşulunda sıfır gerilimde anahtarlamaı sağlamıştır.



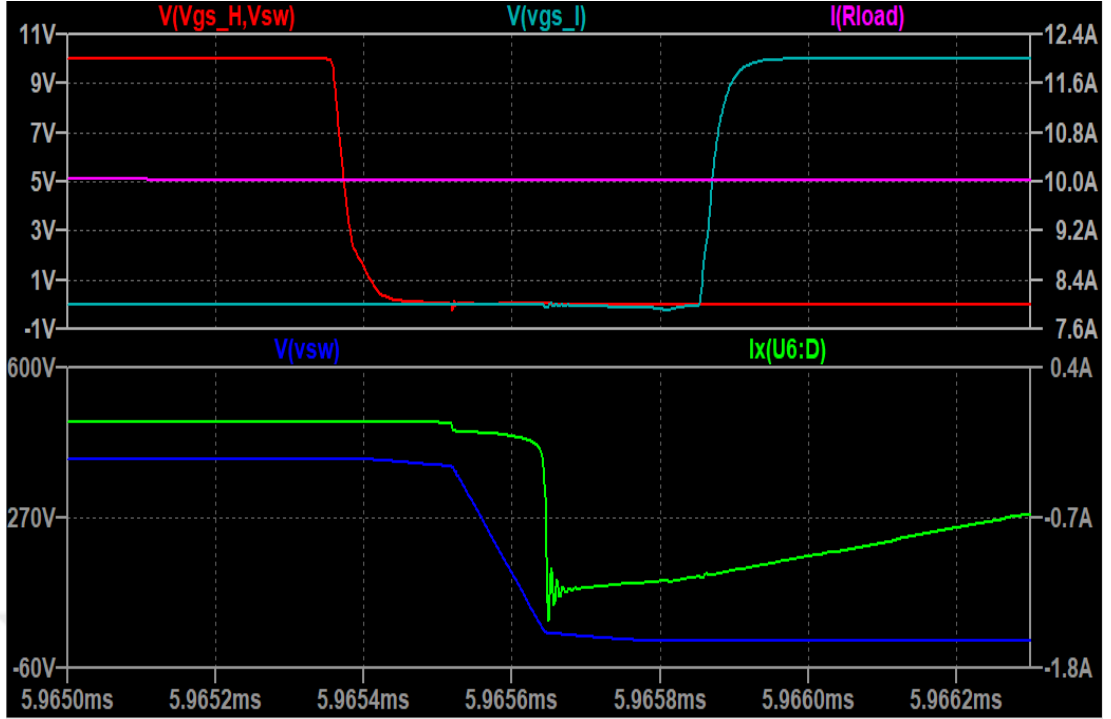
**Şekil 6.19** GaN transistörlü dönüştürücü 20A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu

Şekil 6.19’da GaN transistörlü dönüştürücünün 20A çıkış akımı koşulunda GaN transistör gate sinyalleri, çıkış akımı,  $V_{DS}$  gerilimi ve  $I_D$  akımı dalga şekilleri görülmektedir. Bu görselden  $V_{DS}$  gerilimi sıfıra indikten sonra anahtarlama sinyalinin uygulandığı anlaşılabilmektedir. GaN transistörlü dönüştürücü 20A çıkış akımında yani %100 yük koşulunda sıfır gerilimde anahtarlamaı sağlamıştır.



**Şekil 6.20** MOSFET’li dönüştürücü 2A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu

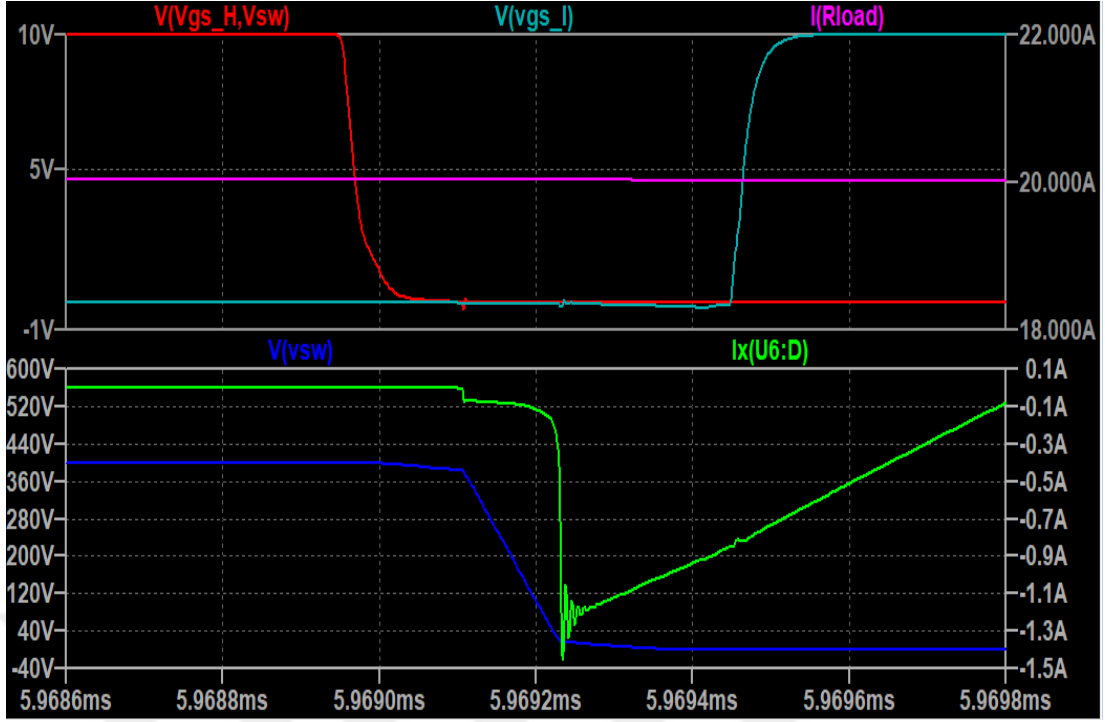
Şekil 6.20’de MOSFET’li dönüştürücünün 2A çıkış akımı koşulunda MOSFET gate sinyalleri, çıkış akımı,  $V_{DS}$  gerilimi ve  $I_D$  akımı dalga şekilleri görülmektedir. Bu görselden  $V_{DS}$  gerilimi sıfıra indikten sonra anahtarlama sinyalinin uygulandığı anlaşılabilmektedir. MOSFET’li dönüştürücü 2A çıkış akımında yani %10 yük koşulunda sıfır gerilimde anahtarlamaı sağlamıştır.



**Şekil 6.21** MOSFET’li dönüştürücü 10A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu

Şekil 6.21’de MOSFET’li dönüştürücünün 10A çıkış akımı koşulunda MOSFET gate sinyalleri, çıkış akımı,  $V_{DS}$  gerilimi ve  $I_D$  akımı dalga şekilleri görülmektedir. Bu görselden  $V_{DS}$  gerilimi sıfıra indikten sonra anahtarlama sinyalinin uygulandığı anlaşılabilmektedir. MOSFET’li dönüştürücü 10A çıkış akımında yani %50 yük koşulunda sıfır gerilimde anahtarlamaı sağlamıştır.





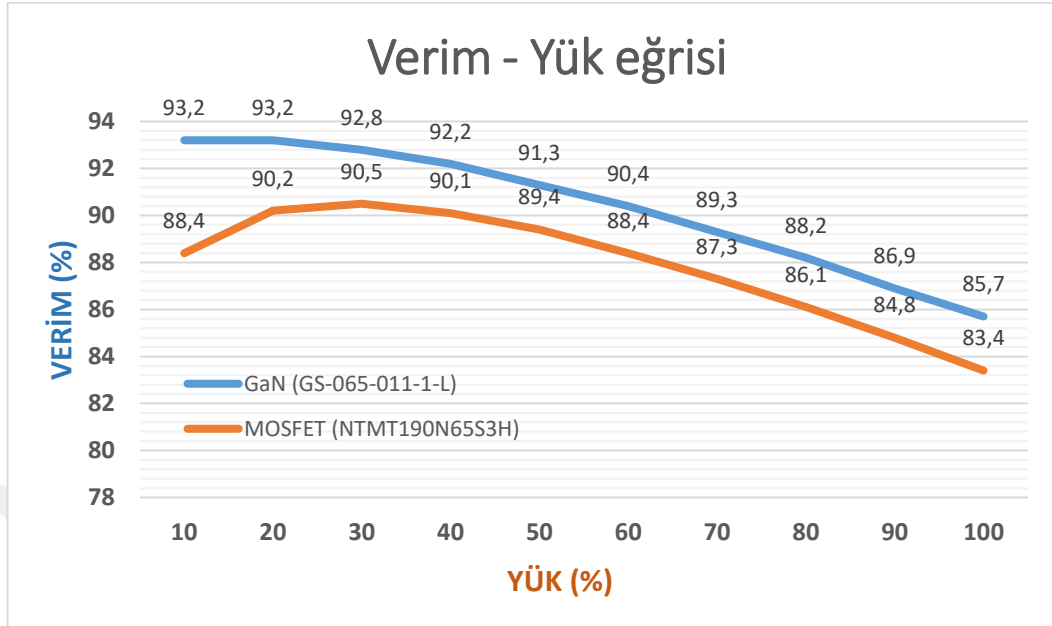
**Şekil 6.22** MOSFET’li dönüştürücü 20A çıkış akımı koşulunda sıfır gerilimde anahtarlama dalga şekli simülasyon sonucu

Şekil 6.22’de MOSFET’li dönüştürücünün 20A çıkış akımı koşulunda MOSFET gate sinyalleri, çıkış akımı,  $V_{DS}$  gerilimi ve  $I_D$  akımı dalga şekilleri görülmektedir. Bu görselden  $V_{DS}$  gerilimi sıfıra indikten sonra anahtarlama sinyalinin uygulandığı anlaşılabilmektedir. MOSFET’li dönüştürücü 20A çıkış akımında yani %100 yük koşulunda sıfır gerilimde anahtarlamaı sağlamıştır.

#### 6.4 Dönüştürücü Verim Karşılaştırması Simülasyon Sonucu GaN Transistör-MOSFET

Tasarımı LTspice simülasyon ortamında gerçekleştirilen yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücü GaN (GS-065-011-1-L) transistör ve MOSFET (NTMT190N65S3H) ile ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir ve verim karşılaştırması yapılmıştır. Yaklaşık olarak aynı iletim eşdeğer direnç değerlerine sahip transistörler seçilmiştir. Karşılaştırma yapılırken aynı transformatör ve LLC rezonans tank tasarımları kullanılmıştır. Sürme devrelerinde GaN transistör 6V ile sürülmüştür MOSFET 10V ile sürülmüştür. GaN transistörlü dönüştürücüde 140ns ölü zaman süresi kullanılmıştır, MOSFET’li dönüştürücüde ise 500ns ölü zaman

süresi kullanılmıştır. Dönüştürücüler arasında bunun dışında herhangi bir fark bulunmamaktadır.



**Şekil 6.23** GaN (GS-065-011-1-L) transistör ve MOSFET (NTMT190N65S3H) ile gerçekleştirilen yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücülerin verim-yük karşılaştırma grafiği

Şekil 6.23'te GS-065-011-1-L parça numaralı GaN transistör ve NTMT190N65S3H parça numaralı MOSFET ile gerçekleştirilen yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücülerin verim-yük karşılaştırma grafiği görülmektedir. Grafikten görüleceği üzere GaN transistör ile tasarlanan dönüştürücünün %10 yük koşulunda %4,5 daha fazla, %50 ve %100 yük koşullarında yaklaşık %2 daha fazla verime sahip olduğu anlaşılmaktadır.

Bu çalışmada başlangıç olarak güç elektroniği devrelerinin öneminden ve kullanım alanlarından bahsedilmiştir. Günlük hayatta kullandığımız elektronik cihazlarda DC-DC dönüştürücülerin yaygın bir şekilde kullanılmasından ve endüstride DC-DC dönüştürücülerin giderek yaygınlaşmasından bahsedilmiştir.

DC-DC dönüştürücü olan lineer regülatörlerin ve anahtarlama güç kaynaklarının özelliklerinden kısaca bahsedilmiştir. Anahtarlama güç kaynaklarının avantajları vurgulanmıştır ve anahtarlama güç kaynaklarının temel özelliklerinden bahsedilmiştir.

DC-DC anahtarlama güç kaynakları darbe genişlik modülasyonlu DC-DC dönüştürücüler ve darbe frekans modülasyonlu rezonanslı DC-DC dönüştürücüler olarak iki kategoride incelenmiştir. Bu dönüştürücülerin özelliklerinden bahsedilmiştir, darbe genişlik modülasyonlu temel DC-DC dönüştürücüler anlatılmıştır ve rezonanslı darbe frekans modülasyonlu DC-DC dönüştürücü olarak da seri rezonanslı LLC dönüştürücü anlatılmıştır.

Yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün avantajları anlatılmıştır. Yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün sıfır gerilimde anahtarlama ile ilettime girmesi ve rezonans altı bölgede çalışırken sekonder diyotlarının sıfır akımda kesime girmesi özellikleri sebebiyle yumuşak anahtarlama, yüksek verimli yapısından bahsedilmiştir. Rezonans endüktansı yerine transformatörün kaçak endüktansının kullanılabildiği ve genel olarak alternatiflerine göre düşük komponent sayısına sahip olduğu anlatılmıştır.

Yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün yapısı, temel devre diyagramı ve çalışma prensibi görseller ve formüller ile anlatılmıştır. Çalışma aralıkları akım yönlerinin gösterildiği devre şemaları ve dalga şekilleri ile açıklanmıştır.

Yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün temel tasarım kriterleri anlatılmıştır. Tasarımda kullanılan formüllerin bir kısmı verilmiştir ve görsellerle açıklanmıştır.

GaN transistörlerin temel özelliklerinden ve sürme kriterlerinden bahsedilmiştir. GaN transistörlerin MOSFET'lere göre daha düşük kapı şarj değerlerinden ve daha düşük zamana bağlı çıkış parazitik kapasitansı değerlerinden bahsedilmiştir. GaN transistörün bu özelliklerinin seri rezonanslı LLC dönüştürücüye sağlayabileceği verim avantajları analiz edilmiştir.

Avrupa Birliği enerji komisyonu tarafından yayınlanan ve televizyonları da kapsayan yeni mevzuat düzenlemeleri için daha yüksek verimli bir televizyon güç kaynağı tasarımı gerçekleştirmek amacıyla girişinde 400V çıkış gerilimine sahip bir güç faktörü düzeltme devresi olduğu varsayılan yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücü tasarımı GaN transistörler ile simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Simülasyonda gerçekçiliği arttırmak için GaN transistör, sürme devresi ve kontrol devresi gibi çoğu komponent için üreticiden sağlanan simülasyon modelleri kullanılmıştır. Dönüştürücünün farklı çalışma koşullarındaki önemli dalga şekillerinin simülasyon sonuçları sunulmuş ve dönüştürücünün yüke bağlı verim grafiği oluşturulmuştur.

İkinci bir dönüştürücü aynı devre parametreleri ve LLC tank parametreleri kullanılarak yaklaşık aynı  $R_{DS(on)}$  değerine sahip bir MOSFET'in üreticiden sağlanan simülasyon modeliyle kurulmuştur. İki dönüştürücünün de farklı yük koşullarında sıfır gerilimde anahtarlama sağladığı simülasyon sonuçları ile gösterilmiştir.

GaN transistör kullanılan yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücü ile MOSFET kullanılan yarım köprü rezonanslı LLC dönüştürücü arasında yüke bağlı verim karşılaştırması yapılmıştır ve karşılaştırma grafiği oluşturulmuştur. Karşılaştırma sonucunda yük koşullarının genelinde GaN transistörlü yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücünün MOSFET transistörlü yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücüye göre yaklaşık %2 daha yüksek verim ile çalıştığı sonucu elde edilmiştir. Düşük yük koşullarında ise %2'den daha yüksek verim farkı ile çalıştığı gözlemlenmiştir.

Yapılan çalışma sonucunda bir LED TV güç kaynağı olarak tasarlanan, giriş kısmında dönüştürücüye 400V giriş gerilimi üreten bir güç faktörü düzeltme devresi bulunduğu varsayılan yarım köprü seri rezonanslı LLC dönüştürücü devresinin MOSFET'ler yerine GaN transistörler ile tasarlandığı zaman yaklaşık %2-%3 verim artışı sağlanabileceği, GaN transistör ve MOSFET'ler dahil olmak üzere komponentlerin çoğu için üreticilerden sağlanan simülasyon modellerinin kullanıldığı simülasyon ortamında gerçekleştirilen tasarım ile gösterilmiştir.



- [1] Europe Comission, New EU energy labels applicable from 1 March 2021, [https://ec.europa.eu/commission/presscorner/detail/en/IP\\_21\\_818](https://ec.europa.eu/commission/presscorner/detail/en/IP_21_818), Mart 2021.
- [2] G. Deboy, O. Haeberlen and M. Treu, "Perspective of Loss Mechanisms for Silicon and Wide Band-Gap Power Devices", CPSS Transactions on Power Electronics And Applications, vol. 2, no. 2, Haziran 2017.
- [3] M. D. Seeman, "GaN Devices in Resonant LLC Converters", IEEE Power Electronics Magazine, Mart 2015.
- [4] H. Bodur, *Güç elektroniği*. Birsen Yayınevi, 2012.
- [5] R. W. Erickson D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [6] H. Huang, "Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter", Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SLUP263, Texas Instruments Incorporated, 2010.
- [7] Sheng-Yang Yu, Runruo Chen and Ananthakrishnan Viswanathan, "Survey of Resonant Converter Topologies", Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SLUP376, Texas Instruments Incorporated, 2018.
- [8] Sam Abdel-Rahman, "Resonant LLC Converter: Operation and Design", Application Note AN2012-09 V1.0, Infineon Technologies North America (IFNA) Corp., Eylül 2012.
- [9] Jee-hoon Jung and Joong-gi Kwon, "Theoretical Analysis and Optimal Design of LLC Resonant Converter", SAMSUNG Electronics Co., Ltd./Digital Printing Division.
- [10] Hangseok Choi, "Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer" APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Mayıs 2007.
- [11] E. Khoobroo and M. Akhbari, "Optimal Design of LLC Series Resonant Converter with Enhanced Controllability Characteristic" Electrical Power Eng. Dept., Faculty of Engineering, Shahed University, Tehran, Iran, 2012.
- [12] Jee-Hoon Jung, Jong-Moon Choi and Joong-Gi Kwon, "Design Methodology for Transformers Including Integrated and Center-tapped Structures for LLC Resonant Converters" JPE-9-2-10, Advanced R&D Group, Digital Printing Division, DM Business, Samsung Electronics Co., Ltd., Korea, Mart 2009.
- [13] Moon-Young Kim, Bong-Chul Kim, Ki-Bum Park and Gun-Woo Moon "LLC Series Resonant Converter with Auxiliary Hold-Up Time Compensation Circuit", WeA1-5, 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Mayıs 30-Haziran 3, 2011.

- [14] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna and G. Gattavari, "Analysis Of Multi-Phase Llc Resonant Converters", 2009 Brazilian Power Electronics Conference, Aralık 2009.
- [15] B. Yang, F.C. Lee, A.J. Zhang and G. Huang, "LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion" APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335), Ağustos 2002.
- [16] S. Alois, D. D. Francesco, C. Johnald and S. Franz, "600 W Half Bridge LLC Evaluation Board with 600 V CoolMOS™ C7", Infineon Application Note, Haziran 2015.
- [17] Anders Lind, "LLC Converter Design Note, "Application Note AN2013-03 V1.0, Infineon Technologies, Mart 2013.
- [18] B. R. Lin, P. L. Chen and C. L. Huang, "Analysis of LLC Converter with Series-Parallel Connection", 2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Temmuz 2010.
- [19] Sheng-Yang Yu, "Power Tips: Get to know LLC series resonant converter design", Texas instruments Power Tips, Eylül 2014. [Online]. Available: [https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/powerhouse/posts/powerlab-notes-get-to-know-llc-series-resonant-converter-design](https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/posts/powerlab-notes-get-to-know-llc-series-resonant-converter-design) [Accessed: 19-Ocak-2022].
- [20] W. G. Hurley and W. H.Wölflé, *Transformers And Inductors For Power Electronics*, John Wiley & Sons LTD. Publication, 2013.
- [21] Dušan Graovac , Marco Pürschel and Andreas Kiep, "MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters", Infineon Application Note V1.1, Temmuz 2006.
- [22] Jimmy Liu, "GaN Performance Advantage in Totem Pole PFC and LLC Converters", GaN Systems Inc. Webinar, Nisan 2020.
- [23] M. Guacci, M. Heller, D. Neumayr, D. Bortis, J. W. Kolar, G. Deboy, C. Ostermaier and O. Häberlen, "On the Origin of the Coss-Losses in Soft-Switching GaN-on-Si Power HEMTs", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 7, No. 2, pp. 679-694, Haziran 2019

### Konferans Bildirileri

1. M. Çağlar ve B. Akın, “Yarım Köprü Rezonanslı Dönüştürücünün Analizi ve Çalışma Prensibinin İncelenmesi” 6. Uluslararası Mühendislik, Mimarlık ve Tasarım Kongresi, pp. 583, 2020

