

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ÇOK ÇIKIŞLI LLC REZONANS ÇEVİRİCİLERDE TRANSFORMATÖR
DEĞİŞKENLERİNİN DEVRENİN VERİMİNE ETKİSİNİN TESPİTİNE
KATKILAR**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mustafa KÜÇÜKKURU

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı

HAZİRAN 2019



İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ÇOK ÇIKIŞLI LLC REZONANS ÇEVİRİCİLERDE TRANSFORMATÖR
DEĞİŞKENLERİNİN DEVRENİN VERİMİNE ETKİSİNİN TESPİTİNE
KATKILAR**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Mustafa KÜÇÜKKURU
504151081**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Derya Ahmet Kocabaş

HAZİRAN 2019



İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504151081 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Mustafa KÜÇÜKKURU, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “ÇOK ÇIKIŞLI LLC REZONANS ÇEVİRİCİLERDE TRANSFORMATÖR DEĞİŞKENLERİNİN DEVRENİN VERİMİNE ETKİSİNİN TESPİTİNE KATKILAR” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Dr. Öğr. Üyesi Derya Ahmet Kocabaş**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç.Dr. Özgür Üstün**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Kamuran Nur Bekiroğlu
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **3 Mayıs 2019**
Savunma Tarihi : **12 Haziran 2019**





Eşime ve aileme,



ÖNSÖZ

Lisansüstü eğitimim ve tez çalışmam süresinde bana her zaman destek olan danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Derya Ahmet KOCABAŞ'a teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmalarım sırasında bana hertürlü desteği ve esnekliği sağlayan Arçelik Elektronik İşletmesi Donanım Tasarım Ekibi'nin yönetim kadrosuna ve bütün çalışanlarına teşekkür ederim. Bu zorlu süreçte her zaman yanımda olan en yakın mesai arkadaşlarım Sevim Selin Haznedaroğlu ÖZEN'e ve Çağatay ÖZÇELİK'e de teşekkürü bir borç bilirim.

Bana bilginin değerli olduğunu ve öğrenmenin en büyük başarı olduğunu öğreten annem EMİNE KÜÇÜKKURU'ya ve babam NACİ KÜÇÜKKURU'ya sonsuz sevgilerimi sunuyorum.

Beni her zaman destekleyen ve başarılı olmam için teşvik eden eşim Ezgi Tezcan KÜÇÜKKURU'ya bu zorlu süreçte anlayışı ve koşulsuz desteği için sevgilerimi sunuyorum.

Mayıs 2019

Mustafa Küçükkuru
(Elektrik Mühendisi)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

| | |
|---|-----------|
| ÖNSÖZ | vii |
| İÇİNDEKİLER | ix |
| KISALTMALAR | xi |
| SEMBOLLER | xiii |
| ÇİZELGE LİSTESİ | xv |
| ŞEKİL LİSTESİ | xvii |
| ÖZET | xxi |
| SUMMARY | xxiii |
| 1. GİRİŞ | 1 |
| 1.1 Tezin Amacı | 1 |
| 1.2 Literatür Araştırması | 2 |
| 1.3 Hipotez | 7 |
| 2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI | 9 |
| 2.1 Darbe Genişlik Modülasyonlu Anahtarmalı Gerilim Kaynakları | 10 |
| 2.2 Rezonans Tank Tipi Anahtarlama Güç Kaynakları | 11 |
| 2.2.1 Seri ve Paralel Rezonans Çeviriciler | 12 |
| 2.2.2 LLC Rezonans Çevirici | 12 |
| 3. YARIM-KÖPRÜ LLC REZONANS ÇEVİRİCİNİN ANALİZİ | 15 |
| 3.1 Yarım-Köprü LLC Rezonans Çeviricinin Çalışma Prensipleri | 15 |
| 3.1.1 Birincil Harmonik Yaklaşımı ve Transformator Sarım Oranı | 16 |
| 3.1.2 Rezonans Frekansları ve Rezonans Tank Elemanları | 18 |
| 3.1.3 Tank Parametreleri ve Sıfır Gerilimde Anahtarlama Koşulu | 20 |
| 3.2 Yarım Köprü LLC Rezonans Çeviricinin Çalışma Aralıkları | 21 |
| 3.2.1 Birinci Çalışma Aralığı ($t_1 - t_2$ zaman aralığı) | 22 |
| 3.2.2 İkinci Çalışma Aralığı ($t_2 - t_3$ zaman aralığı) | 23 |
| 3.2.3 Üçüncü Çalışma Aralığı ($t_3 - t_4$ zaman aralığı) | 24 |
| 3.2.4 Dördüncü Çalışma Aralığı ($t_4 - t_5$ zaman aralığı) | 26 |
| 3.2.5 Beşinci Çalışma Aralığı ($t_5 - t_6$ zaman aralığı) | 27 |
| 3.2.6 Altıncı Çalışma Aralığı ($t_6 - t_7$ zaman aralığı) | 28 |
| 4. YARIM KÖPRÜ LLC REZONANS ÇEVİRİCİNİN TASARIMI | 29 |
| 4.1 Pratik Tasarımda Kullanılacak Kazanç Denklemi Elde Edilmesi | 30 |
| 4.2 Transformator ve Rezonans Tank Parametrelerinin Belirlenmesi | 33 |
| 4.3 LLC Rezonans Çevirici Transformatorünün Tasarımı ve Gerçeklenmesi | 38 |
| 4.4 LLC Rezonans Çevirici Yarı-İletken Seçimleri | 43 |
| 4.5 LLC Rezonans Çevirici Tümlü Kontrol Devresi | 46 |
| 5. BENZETİM VE DENEY SONUÇLARI | 47 |
| 5.1 LLC Rezonans Çeviricinin Benzetimi | 47 |
| 5.2 LLC Rezonans Çeviricinin Deney Sonuçları | 52 |
| 5.2.1 Birinci Transformator için Deney Sonuçları | 53 |
| 5.2.2 İkinci Transformator için Deney Sonuçları | 59 |

| | |
|---|-----------|
| 5.2.3 Üçüncü Transformatör için Deney Sonuçları..... | 64 |
| 5.2.4 Dördüncü Transformatör için Deney Sonuçları | 70 |
| 5.2.5 Beşinci Transformatör için Deney Sonuçları | 74 |
| 5.2.6 Altıncı Transformatör için Deney Sonuçları | 78 |
| 5.2.7 Rezonans Kapasitesinin Değişiminin Etkisinin İncelenmesi | 82 |
| 5.2.7.1 Beşinci Transformatör ve 12nF Rezonans Kapasitesi ile Deney Sonuçları..... | 82 |
| 5.2.7.2 Beşinci Transformatör ve 36nF Rezonans Kapasitesi ile Deney Sonuçları..... | 84 |
| 5.3 Sonuçların Karşılaştırılması | 86 |
| 6. SONUÇ VE ÖNERİLER..... | 89 |
| KAYNAKLAR..... | 93 |
| ÖZGEÇMİŞ..... | 97 |



KISALTMALAR

| | |
|------------------|---|
| AGK | : Anahtarlama Gerilim Kaynağı |
| BJT | : Bipolar Jonksiyonlu Transistör |
| CRT | : Kathod Ray Tüp |
| DC | : Doğru Akım |
| DA | : Doğru Akım |
| DGM | : Darbe Genişlik Modülasyonu |
| EUROSTATS | : Avrupa İstatistik Kurumu |
| FHA | : Birinci Harmonik Yaklaşımı |
| IGBT | : Kapısı İzole Edilmiş Bipolar Transistör |
| LCD | : Sıvı Kristal Ekran |
| LLC | : Endüktans-Endüktans-Kapasitör |
| Mn-Zn | : Mangan - Çinko |
| MOSFET | : Metal Oksit Yarı-İletken Alan Etkili Transistör |
| OLED | : Organik Işık Yayan Diyot |
| PCB | : Baskılı Devre Kartı |
| RMS | : Karesel Ortalama |
| SAA | : Sıfır Akımda Anahtarlama |
| SGA | : Sıfır Gerilimde Anahtarlama |
| TV | : Televizyon |
| ZVS | : Sıfır Gerilimde Anahtarlama |



SEMBOLLER

| | |
|------------------------|---|
| $^{\circ}\text{C}$ | : Celsius Degree / Selsius Derecesi |
| Ae | : Transformator Çekirdeği Efektif Akı Alanı |
| C_{ds} | : MOSFET Çıkış Kapasitesi |
| D | : Doluluk Oranı |
| f_{co} | : Birinci Rezonans Frekansı |
| f_0 | : Açık Devre Birinci Rezonans Frekansı |
| I_{Lm} | : Manyetizasyon Akımı |
| k | : Birincil Anahtar Bloğu Kazanç Sabiti |
| kHz | : kiloHertz |
| kV | : kiloVolt |
| L_p | : Transformatorün Birincil Endüktansı |
| L_r | : Rezonans Endüktansı / Kaçak Endüktans |
| m | : Endüktans Oranı |
| Mg | : Rezonans Tank Kazancı |
| mT | : miliTesla |
| $\text{m}\Omega$ | : mili Ohm |
| n | : Transformator Sarım Oranı |
| nF | : nanoFarad |
| N_p | : Transformator Birincil Sargısı |
| N_s | : Transformator İkincil Sargısı |
| pF | : pikoFarad |
| Q | : Kalite Faktörü |
| t_0 | : Ölü zaman |
| uH | : mikroHenri |
| V | : Gerilim |
| V_{ds} | : MOSFET Kaynak-Savak Gerilimi |
| V_{F} | : Diyot İletim Gerilimi |
| V_{g} | : Giriş Gerilimi |
| V_{i} | : Giriş Gerilimi |
| V_{o} | : Çıkış Gerilimi |

| | |
|---------------------------------|--------------------------------|
| W | : Watt |
| Ω | : Ohm |
| B_m | : Akı Yoğunluğu |
| C_r | : Rezonans Kapasitesi |
| I_{Lm_max} | : Maksimum Manyetizasyon Akımı |
| L_m | : Manyetizasyon Endüktansı |
| M_s | : Sanal Kazanç |
| R_e | : Eşdeğer Yük |
| $R_{yük}$ | : Yük Direnci |
| f_r | : İkinci Rezonans Frekansı |
| f_s | : Anahtarlama Frekansı |
| f_x | : Normalize Frekans |

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

| | |
|--|----|
| Çizelge 2.1: Bazı DGM çeviricilerin özellikleri..... | 10 |
| Çizelge 4.1: Led TV güç kaynağı gereksinimleri..... | 29 |
| Çizelge 4.2: Transformator çevirme oranı..... | 33 |
| Çizelge 4.3 : Giriş geriliminin tolerans aralığında gerekli rezonans tank kazancı. ... | 33 |
| Çizelge 4.4: Farklı m değerleri için seçilebilecek en yüksek kalite faktörü değerleri | 34 |
| Çizelge 4.5: İkincil sarım sayılarına göre minimum Ae değeri..... | 40 |
| Çizelge 4.6: Tasarımda kullanılacak transformator çekirdekleri..... | 40 |
| Çizelge 4.7: Transformator çekirdeklerinin Şekil 4.14'e göre detaylı boyutları..... | 41 |
| Çizelge 4.8: Tur başına yaklaşık kaçak endüktans değerleri..... | 41 |
| Çizelge 4.9: IPD60R600P7S MOSFET'ine ait özet bilgi..... | 44 |
| Çizelge 4.10: MBRD10150CT diyoduna ait genel bilgi..... | 45 |
| Çizelge 4.11: MBRD2045CT ve SK34A-T diyotlarına ait özet bilgi..... | 45 |
| Çizelge 4.12: TEA19161 tümleşik kontrol entegresi özellikleri..... | 46 |
| Çizelge 5.1: Deneylerde kullanılacak transformatorlerin özellikleri..... | 53 |
| Çizelge 5.2: Bir numaralı transformatorün ölçülen değerleri..... | 53 |
| Çizelge 5.3: Transformator No:1 ile test edilen devrenin yarı-iletken sıcaklıkları.. | 58 |
| Çizelge 5.4: Transformator No:2 özellikleri..... | 59 |
| Çizelge 5.5: Transformator No:2 ölçülen değerler..... | 60 |
| Çizelge 5.6: Transformator No:2 ile test edilen devrenin yarı-iletken sıcaklıkları. ... | 62 |
| Çizelge 5.7: Transformator No:3 özellikleri..... | 64 |
| Çizelge 5.8: Transformator No:3 için ölçülen değerler..... | 65 |
| Çizelge 5.9: Transformator No:1 ve No:3 kaçak endüktans karşılaştırması..... | 66 |
| Çizelge 5.10: Transformator No:3 ile yarı-iletken sıcaklıkları..... | 68 |
| Çizelge 5.11: Transformator No:4 özellikleri..... | 70 |
| Çizelge 5.12: Transformator No:4 için ölçülen değerler..... | 71 |
| Çizelge 5.13: Transformator No:4 ile yarı-iletken sıcaklıkları..... | 73 |
| Çizelge 5.14: Transformator No:5 için genel özellikler..... | 74 |
| Çizelge 5.15: Transformator No:4 ve No:5 ölçülen değerleri..... | 75 |
| Çizelge 5.16: Transformator No:5 ile yarı-iletken sıcaklıkları..... | 77 |
| Çizelge 5.17: Transformator No:6 özellikleri..... | 78 |
| Çizelge 5.18: Transformator No:6 ölçülen değerler..... | 79 |
| Çizelge 5.19: Transformator No:6 ile yarı-iletken sıcaklıkları..... | 81 |
| Çizelge 5.20: 12nF rezonans kapasitesi ile yarı iletken sıcaklıkları..... | 83 |
| Çizelge 5.21: 36nF rezonans kapasitesi ile yarı-iletken sıcaklıkları..... | 85 |
| Çizelge 5.22: Çalışmada kullanılan transformator ve rezonans tank parametreleri.. | 86 |



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

| | |
|---|----|
| Şekil 1.1: Çalışmanın süreç adımları. | 2 |
| Şekil 2.1: Anahtarlamalı gerilim kaynağı blok şeması. | 9 |
| Şekil 2.2: Sert anahtarlama davranışı. | 10 |
| Şekil 2.3: Sözde rezonans tipi anahtarlama davranışı. | 11 |
| Şekil 2.4: (a) Seri rezonans çevirici kazanç eğrisi (b) paralel rezonans çevirici kazanç eğrisi. | 12 |
| Şekil 2.5: LLC rezonans çevirici çalışma bölgeleri. | 13 |
| Şekil 2.6: Rezonans altı endüktif bölgede çalışmada manyetizasyon akımı (a) LLC giriş akımı (b) rezonans tank akımı (c). | 13 |
| Şekil 2.7: Manyetizasyon akımı (a) rezonans üstü endüktif bölgede çalışmada LLC giriş akımı (b) rezonans tank akımı (c). | 14 |
| Şekil 3.1: LLC kazanç grafiği. | 15 |
| Şekil 3.2: Sinüzoidal yaklaşım ile LLC rezonans çevirici modeli. | 15 |
| Şekil 3.3: Yarım-köprü ve tam-köprü giriş gerilimleri. | 16 |
| Şekil 3.4: Tam rezonans çalışmada LLC rezonans çevirici eşdeğer devresi. | 17 |
| Şekil 3.5: LLC rezonans çevirici eşdeğer devresi. | 18 |
| Şekil 3.6: Kalite faktörü ve m değerinin kazanç etkisi. | 19 |
| Şekil 3.7: Kazanç eğrisinin m değerine göre değişimi. | 20 |
| Şekil 3.8: Yarım köprü LLC rezonans çevirici. | 21 |
| Şekil 3.9: LLC rezonans çevirici çalışma zaman aralıkları. | 21 |
| Şekil 3.10: Birincil modda akım dalga şekilleri. | 22 |
| Şekil 3.11: Birincil modda devrede akım yönleri. | 22 |
| Şekil 3.12: İkinci çalışma aralığında devrede akım yönleri. | 23 |
| Şekil 3.13: İkinci çalışma aralığında dalga şekilleri. | 23 |
| Şekil 3.14: Üçüncü çalışma aralığında akım dalga şekilleri. | 24 |
| Şekil 3.15: Üçüncü çalışma aralığında devre akım yönleri. | 24 |
| Şekil 3.16: Üçüncü çalışma aralığında gövde diyodu iletim durumunda devre. | 25 |
| Şekil 3.17: Akım dalga şekilleri. | 26 |
| Şekil 3.18: Akım yönleri. | 26 |
| Şekil 3.19: Beşinci çalışma aralığında devrede akım yönleri. | 27 |
| Şekil 3.20: Beşinci çalışma aralığında akım dalga şekilleri. | 27 |
| Şekil 3.21: Altıncı çalışma aralığı. | 28 |
| Şekil 3.22: Anahtar parasitik kapasitelerinin boşalması sırasında akım yönleri. | 28 |
| Şekil 3.23: Diyot iletimdeyken akım yönleri. | 28 |
| Şekil 4.1: Led TV güç kaynağı blok şeması. | 29 |
| Şekil 4.2: Tümüleşik transformatör. | 30 |
| Şekil 4.3: Entegre transformatör ile LLC modeli. | 30 |
| Şekil 4.4: Entegre transformatör ile indirgenmiş LLC modeli. | 31 |
| Şekil 4.5: Sanal kazancın eklenmesiyle indirgenmiş LLC rezonans çevirici modeli. | 31 |
| Şekil 4.6: Çok çıkışlı LLC rezonans çevirici için indirgenmiş model. | 32 |
| Şekil 4.7: Kalite faktörü ve m değerine göre en yüksek kazanç grafiği. | 34 |

| | |
|--|----|
| Şekil 4.8: $m=4$ için LLC rezonans çevirici kazanç grafiği | 35 |
| Şekil 4.9: $m=5$ için LLC rezonans çevirici kazanç grafiği | 35 |
| Şekil 4.10: $m=5$ için LLC rezonans çevirici kazanç grafiği | 36 |
| Şekil 4.11: $m=5$ için LLC rezonans çevirici kazanç grafiği | 36 |
| Şekil 4.12: JPP-95 ferrit malzemesinin karşılaştırmalı çekirdek kaybı. | 38 |
| Şekil 4.13: Ferrit çekirdek kaybı grafiği. | 39 |
| Şekil 4.14: Seçilen transformatör çekirdeklerinin detaylı çizimleri. | 41 |
| Şekil 4.15: LLC Rezonans çevirici tasarım aracı görüntüsü. | 42 |
| Şekil 4.16: Üretilen transformatörün değerleriyle LLC kazanç grafiği. | 43 |
| Şekil 4.17: Üç çıkışlı LLC rezonans çevirici devre şeması. | 43 |
| Şekil 5.1: LTSpice programında kurulan benzetime ait şema. | 47 |
| Şekil 5.2: Nominal yük ve giriş geriliminde tank akımı ve rezonans kapasitesinin gerilimi. | 48 |
| Şekil 5.3: Nominal yük ve giriş geriliminde MOSFET dalga şekilleri. | 48 |
| Şekil 5.4: Nominal yük ve giriş geriliminde D1, D4 ve D5 çıkış diyotlarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri. | 49 |
| Şekil 5.5: %50 yük ve nominal giriş geriliminde tank akımı ve rezonans kapasitesinin gerilimi. | 49 |
| Şekil 5.6: %25 yük ve nominal giriş geriliminde tank akımı ve rezonans kapasitesinin gerilimi. | 50 |
| Şekil 5.7: %25 yük ve nominal giriş geriliminde mosfet dalga şekilleri. | 50 |
| Şekil 5.8: Maksimum yük ve nominal giriş geriliminde tank akımı ve rezonans kapasitesinin gerilimi. | 51 |
| Şekil 5.9: Maksimum yük ve minimum giriş geriliminde tank akımı ve rezonans kapasitesinin gerilimi. | 51 |
| Şekil 5.10: LLC rezonans çeviricili tv güç kaynağı. | 52 |
| Şekil 5.11: Nominal yükte tank akımı. | 54 |
| Şekil 5.12: Nominal yükte T2 MOSFET Vds ve anahtar işareti. | 54 |
| Şekil 5.13: %50 yükte tank akımı. | 55 |
| Şekil 5.14: %25 yükte tank akımı. | 55 |
| Şekil 5.15: %25 yükte T2 MOSFET Vds gerilimi ve anahtar işareti. | 55 |
| Şekil 5.16: Nominal yükte D1 diyoduna ait akım ve gerilim ölçümü. | 56 |
| Şekil 5.17: Nominal yükte D5 diyoduna ait akım ve gerilim dalga şekli. | 56 |
| Şekil 5.18: Maksimum yükte tank akımı. | 57 |
| Şekil 5.19: Transformatör No:1 sıcaklık sonucu. | 57 |
| Şekil 5.20: Transformatör No:1 ile LLC rezonans çevirici verim grafiği. | 58 |
| Şekil 5.21: Transformatör No:2 hesaplanan değerler. | 59 |
| Şekil 5.22: Transformatör No:2 için benzetim sonucu nominal yükte tank akımı. ... | 60 |
| Şekil 5.23: Transformatör No:2 nominal giriş gerilimi ve yükte akım dalga şekli. .. | 60 |
| Şekil 5.24: Transformatör No:2 için nominal yükte T2 MOSFET dalga şekilleri. ... | 61 |
| Şekil 5.25: Transformatör No:2 maksimum yükte akım dalga şekli. | 61 |
| Şekil 5.26: Transformatör No:2 için %25 yükte akım dalga şekli. | 61 |
| Şekil 5.27: Transformatör No:2 sıcaklık sonucu. | 62 |
| Şekil 5.28: Transformatör No:2 ile devrenin verim grafiği. | 63 |
| Şekil 5.29: Transformatör No:1 ve No:2 için devrenin karşılaştırmalı verim grafiği. | 63 |
| Şekil 5.30: Transformatör No:3 hesaplanan değerler. | 64 |
| Şekil 5.31: Transformatör No:3 için nominal giriş geriliminde benzetim sonucu. ... | 65 |
| Şekil 5.32: EE44/12.7 tipi transformatör ile TV güç kaynağı. | 65 |
| Şekil 5.33: Transformatör No:3 nominal yükte tank akımı. | 66 |

| | |
|---|-----------|
| Şekil 5.34: Transformatör No:3 için %25 yükte MOSFET gerilim ve tank akımı dalga şekilleri. | 67 |
| Şekil 5.35: Transformatör No:3 için maksimum yük ve nominal giriş geriliminde tank akımı..... | 67 |
| Şekil 5.36: Transformatör No:3 için sıcaklık sonucu. | 68 |
| Şekil 5.37: Transformatör No:3 ile LLC bloğu ve TV güç kaynağı verimi. | 69 |
| Şekil 5.38: Transformatör No:1 ve No:3 için devrenin karşılaştırmalı verim grafiği. | 69 |
| Şekil 5.39: Transformatör No:4 için hesaplanan değerler. | 70 |
| Şekil 5.40: Transformatör No:4 için nominal yükte tank akımı benzetim sonucu. ... | 71 |
| Şekil 5.41: Transformatör No:4 ile nominal yükte tank akımı. | 71 |
| Şekil 5.42: Transformatör No:4 ile maksimum yükte tank akımı. | 72 |
| Şekil 5.43: Transformatör No:4 için %25 yükte tank akımı..... | 72 |
| Şekil 5.44: Transformatör No:4 sıcaklık ölçümü sonucu. | 73 |
| Şekil 5.45: Transformatör No:4 ile LLC bloğu ve TV güç kaynağı verimi. | 74 |
| Şekil 5.46: Transformatör No:3 ve No:4 için devrenin karşılaştırmalı verim grafiği. | 74 |
| Şekil 5.47: Transformatör No:5 nominal yükte tank akımı. | 75 |
| Şekil 5.48: Transformatör No:5 ile maksimum yükte tank akımı. | 76 |
| Şekil 5.49: Transformatör No:5 ile %25 yükte tank akımı..... | 76 |
| Şekil 5.50: Transformatör No:5 sıcaklık ölçümü sonucu. | 76 |
| Şekil 5.51: Transformatör No:5 için devrenin verim eğrisi. | 77 |
| Şekil 5.52: Transformatör No:4 ve No:5 için devrenin karşılaştırmalı verim eğrisi. . | 77 |
| Şekil 5.53: Transformatör No:6 için hesaplanan değerler. | 78 |
| Şekil 5.54: Transformatör No:6 nominal giriş gerilimi ve yükte akım dalga şekli. .. | 79 |
| Şekil 5.55: Transformatör No:6 nominal giriş gerilimi ve maksimum yükte akım dalga şekli. | 79 |
| Şekil 5.56: Transformatör No:6 %25 yükte tank akımı..... | 80 |
| Şekil 5.57: Transformatör No:6 sıcaklık sonucu. | 80 |
| Şekil 5.58: Transformatör No:6 için devrenin verim grafiği. | 81 |
| Şekil 5.59: Transformatör No:5 ve No:6 için devrenin karşılaştırmalı verim grafiği. | 81 |
| Şekil 5.60: 12nF rezonans kapasitesi ile nominal yükte tank akımı..... | 82 |
| Şekil 5.61: 12nF rezonans kapasitesi ile maksimum yükte tank akımı. | 82 |
| Şekil 5.62: 12nF rezonans kapasitesi ile %25 yükte tank akımı..... | 83 |
| Şekil 5.63: 12nF rezonans kapasitesi ile transformatör sıcaklığı. | 83 |
| Şekil 5.64: Transformatör No:5 için 12nF ve 24nF ile verim eğrileri. | 84 |
| Şekil 5.65: 36nF rezonans kapasitesi ile nominal yükte tank akımı..... | 84 |
| Şekil 5.66: 36nF rezonans kapasitesi ile maksimum yükte tank akımı. | 84 |
| Şekil 5.67: 36nF rezonans kapasitesi ile %25 yükte tank akımı..... | 85 |
| Şekil 5.68: 36nF rezonans kapasitesi ile transformatör No:5 sıcaklık sonucu. | 85 |
| Şekil 5.69: 24nF ve 36nF ile transformatör No:5 verim eğrileri. | 86 |
| Şekil 5.70: Deney sonuçlarına göre LLC rezonans çevirici verim eğrileri. | 87 |
| Şekil 5.71: Deney sonuçlarına göre TV güç kaynağı verim eğrileri. | 87 |



ÇOK ÇIKIŞLI REZONANS ÇEVİRİCİLERDE TRANSFORMATÖR DEĞİŞKENLERİNİN DEVRENİN VERİMİNE ETKİSİNİN TESPİTİNE KATKILAR

ÖZET

Ekran teknolojileri geçtiğimiz 20 yıl içerisinde katot tüplü ekranlardan, önce sıvı kristal ekran teknolojisine (LCD) ve son dönemde de organik ışık yayan diyot (OLED) ekran teknolojisine evrilmiştir. Tüketici elektroniği ürünlerinde son yıllarda yükselen daha ince tasarım ve enerji kaynaklarının verimli kullanımı beklentisi bir araya getirildiğinde güç kaynakları tasarımında daha yüksek verimli ve yüksek güç yoğunluğuna sahip tasarımların yapılması ihtiyacı artmaktadır. Tüketici elektroniği ürünlerinde güç yoğunluğu ve verim talebinin en yüksek olduğu ürünlerden birisi de televizyondur.

Televizyon teknolojilerinde güç ve kontrol ihtiyacının artması güç elektroniği devrelerinin ön plana çıkmasını sağlamıştır. Güç elektroniğinde darbe genişlik modülasyonlu çeviriciler, tasarımlarının basitliği ve tümleşik kontrol devrelerinin yaygın olarak piyasada bulunabilmesi sebebiyle sıklıkla tercih edilmektedirler. DGM çeviriciler genel olarak yarı-iletken anahtarlar üzerinde akım veya gerilim stresi varken anahtarlama yapmaktadırlar. Bu anahtarlama türüne sert anahtarlama adı verilmektedir. Sert anahtarlama güç kaynaklarında anahtarlamanın akım veya gerilim stresi altında yapılmasından kaynaklı kayıplar ve anahtarlama anında oluşan yüksek frekanslı salınımlar belirli güç seviyelerinin üzerindeki endüstriyel uygulamalarda zorluklar çıkartmaktadır. DGM çeviricilerde bilinen zorluklar ve güç kaynaklarında güç yoğunluğunun artırılması gerekliliği rezonanslı güç elektroniği çeviricilerinin önem kazanmasına neden olmuştur. Rezonanslı çeviricilerin en önemli avantajı anahtar olarak kullanılan yarı-iletkenlerde sıfır gerilimde ve sıfır akımda anahtarlama koşullarını sağlaması ve anahtarlama kayıplarının azalmasına katkıda bulunmasıdır. Yumuşak anahtarlama adı da verilen bu tür anahtarlama yarı-iletken elemanlar üzerinde kayıpların daha düşük olmasını ve yarı-iletken anahtarların sert anahtarlamaından kaynaklanan yüksek frekanslı salınımların oluşmasını engelleyerek endüstriyel ürünlerde elektromanyetik uyumluluk kriterlerinin sağlanmasını da kolaylaştırmaktadır.

TV güç kaynağı tasarımı gerekliliklerinden bir tanesi de pazarda talep gören, ince gövdeye sahip TV üretimi için güç kaynağı tasarımının TV'nin geometrik boyut kısıtı altında gerçekleştirilmesidir. TV'nin kalınlık kısıtı, devre bileşenlerinin yüksekliğinin sınırlandırılmasını gerektirmekte olup bu kısıtın tasarımında zorluklar yarattığı en önemli devre elemanları da güç elektroniği çeviricilerinin kalbi durumunda bulunan elektromanyetik elemanlar olan transformatörler ve endüktanslardır. Güç elektroniği sistemlerinde kullanılan yüksek frekanslı elektromanyetik elemanlar genellikle ferrit çekirdeğe sahip olan ve güç kaynağının verimini belirleyen en önemli elemanlardır.

Bu çalışma kapsamında yükseklik ve sıcaklık kısıtı altında çok çıkışlı TV güç kaynağı olarak tasarlanan LLC rezonans çeviricinin çalışması ve başarımı incelenmiştir.

Gerçekleştirilen analizde verilen denklem ve ifadeler üzerinden LLC rezonans çeviricinin tasarımı için literatürde bilinen yöntemler üzerinden bir hesaplama aracı oluşturulmuştur. LLC rezonans çeviricilerin tasarımında önemli bir kriter olan çeviricinin transfer fonksiyonunun kazancı da bu hesaplama aracına eklenen bir grafik arayüzü üzerinden tasarım görsel olarak desteklenmiştir. Oluşturulan hesaplama aracı yardımıyla gerçekleştirilen tasarım, devre benzetim programı olan LTSpice programı yardımıyla bilgisayar ortamında çalıştırılmış ve devrenin başarımı bilgisayar ortamında görülebilir hale getirilmiştir.

Tasarlanan TV güç kaynağı, endüstriyel TV güç kaynakları için önemli kriterler olan sıcaklık ve en büyük eleman yüksekliği kriterlerine uygun olarak tasarlanmıştır. Devrenin tasarımında referans alınan seri üretime yönelik TV güç kaynağı sıcaklık kısıtları, endüstriyel TV üreticileri tarafından kullanılan malzemelerin dayanımları da göz önüne alınarak 25°C ortam sıcaklığında nominal yükte çalışmada yarı-iletken ve ferrit çekirdekli transformatörün çekirdeği için 70°C, transformatör sargıları için 85°C olarak belirlenmiştir. Endüstriyel TV üreticileri malzeme teknolojisinin kısıtlarını ve tüketici taleplerini de göz önüne alarak 12 – 15mm aralığında malzeme yüksekliği kısıtlarını kullanmaktadırlar. Bu sebeple boyut kısıtı devre üzerinde 13.5mm'den yüksek malzeme olmayacak şekilde seçilmiştir. Buna yönelik olarak bir LLC rezonans çevirici tasarımı yapılmış, baskı devresi çizilerek üretilmiş ve bu devre ile farklı devre elemanları ile devrenin başarım farklılığı deneysel olarak elde edilmiştir.

Üretilen TV güç kaynağının belirlenen elektriksel çıkış gücü kriterleri altında çalışması deneysel olarak incelenmiş ve gerçekleştirilen benzetim sonuçlarıyla uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. Üretilen TV güç kaynağının aynı zamanda sıcaklık ve verim testleri gerçekleştirilmiştir. Bu sonuçlara göre sıcaklık ve verim değerlerinin iyileştirilmesi için transformatör tasarımında değişiklikler gerçekleştirilmiştir. Üretilen ilk tasarım sonrasında devrenin verimini ve sıcaklık davranışını iyileştirmek için transformatör parametrelerinde yapılan değişiklikler aynı kriterler altında test edilmiş ve sonuçları karşılaştırmalı olarak elde edilmiştir. Yapılan çalışmanın sonucunda transformatör parametrelerinin LLC rezonans çevirici verimine önemli bir etkisi olduğu ve transformatör tasarımının iyileştirilmesinin devrenin başarımına, verimine ve sıcaklık davranışına olumlu katkı sağladığı gözlemlenmiştir. Çalışmada maliyet bazında bir kısıt kullanılmamıştır.

Bu çalışmada gerçekleştirilen iyileştirmeler sonucunda 200W'lık ticari TV güç kaynağının tüketimi nominal yükte 8W ve %10 yük koşulunda 4W düşürülmüş ve devrenin verimi anma yükünde %90.61'den %92.97'ye yükselmiştir. Dünyada enerji kaynaklarının sınırlı olduğu ve ülkemizin enerji ithalatçısı bir ülke durumunda olduğu düşünüldüğünde yalnızca transformatör parametreleriyle yapılan bu iyileştirmenin evlerimizde hergün kullandığımız ürünler olan televizyonların ve tüketiciye uygun maliyetli ve yüksek enerji verimliliğine sahip ürünler ulaştırılması ve nihayetinde enerji tüketimimizi düşürmesi açısından katkısı olacaktır.

CONTRIBUTIONS TO DETERMINING THE EFFECT OF TRANSFORMER PARAMETERS ON EFFICIENCY OF MULTI-OUTPUT RESONANT CONVERTERS

SUMMARY

Over the last two decades display technologies have evolved from cathode ray tube (CRT) displays to liquid crystal display (LCD) technology and recently to organic light emitting diode (OLED) technology. The demand for thinner design and energy-efficient products in the consumer electronics market requires high efficiency and high-power density power supply designs. Television is one of the consumer electronics product that has highest energy efficiency and power density demand in the market.

Pulse-width modulated DC-DC converter topologies cannot meet this demand over a certain power level because of the well-known problems about high switching losses and electromagnetic interference issues. In recent years, resonance converters have gained importance due to their potential to meet this demand. The most important feature of resonance converter is that they provide switching conditions at zero voltage and zero current in the semiconductors and contribute to the reduction of switching losses. Furthermore, switching at zero voltage and zero current also contributes to the reduction of electromagnetic interference.

Designing power supply for thin TVs requires the design to be made according to the specified maximum component height criteria. Designing electromagnetic components under height constraint is challenging. However, electromagnetic elements are critical elements that effect the operation and efficiency of the power supply. Especially, designing integrated magnetics to be used in resonance converters need special effort for utilizing parasitic components of magnetics.

Within the scope of this study, an LLC resonance converter's efficiency was investigated according to transformer parameters. An 200W multi-output TV power supply with 12V/4A, 24V/0.7A and 72V/1.8A is analyzed and designed for experimental study. TV power supply design criteria for temperature and height is maximum component height need to be under 13.5mm, semiconductor package temperature and ferrite core temperature need to be below 70°C and transformer winding temperature need to be below 85°C under 25°C ambient temperature condition. These criteria used for design as reference.

In the introduction of this study, a brief comparison was made about pulse-width modulated converters. Hard switching behavior of semiconductor device and limitations of pulse-width modulated converters was discussed. A brief introduction to resonance converter was also presented. And gain curves of most popular resonance converters that are series, parallel and series-parallel resonant converters were given. Role of parasitics of magnetics in soft switching behavior and advantages of soft switching were also discussed comparatively with hard switching behavior.

In the analysis part of study, simplified model of LLC resonance converter is discussed according to first harmonic approximation (FHA). Because of the first harmonic approximation assumes converter is working near to serial resonance frequency and leakage inductance of transformer is only exist in primary side, additional gain terms were added to converter's transfer function for correction of secondary side leakage inductance effect on transfer function. Resulting corrected transfer function was used for preparing a calculation tool combining equations of essential parameters of LLC resonance converter as leakage and magnetizing inductance, magnetizing current, transformer turn ratio, quality factor and inductance ratio of transformer etc. Operation modes of LLC resonance converter was also discussed in analysis part of the study. During the examination of operation modes of LLC resonance converter, zero voltage and zero current switching behavior of semiconductor switches was explained and circuit and component's parasitics effect on soft switching behavior was discussed. Essential physical parameters of LLC resonance converter was examined like magnetizing and resonance inductance and resonance capacitor values an their effect on other virtual circuit parameters like resonance frequencies, gain etc. and converter operation.

In the design part of study, LLC resonance converter parameters were determined according to first harmonic approximation method and transformer turn ratio was calculated. As a second step expected operating frequency was selected as resonance frequency for determination of resonance inductance and capacitor. Equivalent load to primary side of transformer was calculated from TV power supply specification and maximum quality factor was determined for required gain. Through these parameters resonance inductance and capacitor value were calculated. With the help of calculation tool that was created in analysis part of study, transfer function of converter with calculated values were checked and magnetizing inductance selection was made according to required peak gain criteria. After determination of these parameters, two transformer core material and two type transformer core selected according to power supply's required mechanical dimension, electrical output specification and thermal specification and exact achievable component values were confirmed. As a last part of design progress, semiconductor devices were selected according to zero voltage switching criteria and TV power supply output power specification.

In the simulation part of study, prepared model in analysis phase of study was implemented to SPICE based simulation circuit with secondary leakage effect on gain. Simulation ran with produced transformer data and results in different input voltage and output load were obtained. Obtained data was interpreted with the comparison of calculation tool results.

In the experimental part of study, eight different experimental setups were prepared. Transformer parameters were changed according to last transformer experimental results with the purpose of improving circuit thermal performance and efficiency. In the first experimental setup, circuit has run with produced transformer that was designed in design phase of study and experimental efficiency and thermal performance result of transformer and semiconductor devices. According to efficiency test results, first prototype of LLC resonance converter reach %94.83 efficiency. However, transformer core temperature reached 96°C. In the second experiment transformer turn ratio reduced slightly and transformer turn numbers increased for decreasing transformer operating flux density. Second transformer was produced and experimental tests were applied. According to test results, even if there was a efficiency improvement via decreasing flux density and core temperature decreased to

80°C increasing winding turn numbers affect copper losses dramatically and winding temperature reached to 91°C. So, TV power supply thermal specification was not fulfilled. In the third step of improving transformer, bigger transformer core was used with similar inductance value of first transformer. According to test results that efficiency has reached to %93 at nominal load and transformer temperature reduced to 70°C. As forth step, transformer primary winding turn number increased slightly for observing transformer turn number effect on efficiency and thermal performance. According to experimental results, %95 efficiency was reached and thermal result slightly increased to 71°C. For decreasing transformer temperature winding thickness was increased for fifth transformer with same inductance values of forth transformer. According to test results, transformer temperature decreased to 61°C and efficiency reach to %96. As sixth transformer design, magnetizing inductance value of transformer increased for observing effect of magnetizing current on efficiency and minimizing secondary leakage inductance effect of converter gain curve. According to test result, increasing magnetizing inductance was effective to both issues. Converter reached to %96.63 efficiency. With the purpose of observing resonance capacitor effect on efficiency and temperature seventh and eighth experiments were made with 24nF to 12nF and 24nF to 36nF capacitor changing. According to test results, original 24nF had better efficiency and thermal performance.

In conclusion, efficiency and thermal improvement was observed via optimizing transformer parameters. In the scope of efficiency, results efficiency for LLC resonance converter increased from %94.83 to %95.55 at nominal output power. Temperature result was also decreased from 96°C to 60°C. As a result, hypothesis of this thesis was fulfilled, and LLC resonance converter efficiency and temperature performance improved via transformer parameters.



1. GİRİŞ

1990'lı yıllardan itibaren teknolojik gelişmelerin hızlanması, internetin yaygınlaşması elektrik enerjisi tüketimini ve dolayısıyla üretimini artırmıştır. Dünya Bankası verilerine göre Türkiye'de 2000 -2014 yılları arasında elektrik enerjisi tüketimi %75 artış göstermiştir. Avrupa Birliği İstatistik Kurumu – EUROSTATS'ın verilerine 2000-2016 yılları arasında Avrupa Birliği ülkelerinde elektrik enerjisi üretimi %10 yükselmiştir. 2008-2009 yıllarındaki küresel ekonomik krizin de bu dönemde gerçekleştiği göz önüne alınırsa bu artışın önemli bir artış olduğu söylenebilir. Elektrik Mühendisleri Odası'nın 28 Şubat 2019 tarihli “Enerji İstatistikleri” raporuna göre Türkiye'de tüketilen toplam elektrik enerjisinin yaklaşık %24'ü meskenler tarafından tüketilmektedir. EUROSTATS verilerine göre 2016 yılında bu değer Avrupa Birliği'nde %26 olarak gerçekleşmiştir.

Bugün televizyonlarda uygulanmakta olan enerji verimliliği etiketi kriterleri Avrupa Birliği Komisyonu'nun 12 Mart 2009 tarihli televizyonlarda enerji etiketi kriterlerine göre uygulanmaktadır [1]. Avrupa Komisyonu tarafından Kasım 2014'te anlaşmaya varılan “İklim ve Enerji için 2030 Çerçevesi” kararlarına göre 2030 yılına kadar enerji verimliliğinin %27 artırılması ön görülmektedir [2].

1.1 Tezin Amacı

Sıklaştırılan enerji verimliliği düzenlemeleri ve TV pazarında talebin, TV kalınlıklarının düşmesi yönünde olması TV güç kaynaklarında enerji verimliliği ve güç yoğunluğu yüksek güç kaynaklarının tasarımlarının yapılması ihtiyacını ortaya çıkarmıştır. Bu çalışma kapsamında belirli bir TV güç kaynağı isterleri göz önüne alınarak TV güç kaynaklarında sıklıkla kullanılan LLC rezonans çeviricinin veriminin transformatör ve rezonans tank parametrelerinin değişimiyle artırılması amaçlanmıştır. Çalışmanın birinci adımında TV güç kaynağı olarak yükseklik kısıtları altında bir LLC rezonans çevirici analizi , tasarımı yapılmış ve tasarımı yapılan devrenin benzetimi yapılmıştır. Benzetimi yapılan çeviricinin tasarlanan transformatörü ve baskılı devre üretimi gerçekleştirilerek çalıştırılmış ve TV güç

kaynağı kriterlerine göre testler gerçekleştirilmiştir. İkinci adımda ise birinci adımda gerçekleştirilen LLC rezonans çeviricinin transformatör değişkenlerinden devrenin çalışma modunu ve frekansını etkileyen kaçak endüktans, manyetizasyon endüktası, sarım sayısı , sarım oranı ve transformatör çekirdeği gibi değişkenlerde yapılacak değişiklikler adım adım uygulanarak devrenin veriminin yükseltilmesi amaçlanmıştır. Bu hedefle gerçekleştirilen devrelerde sıcaklık ölçümleri, elektriksel ölçümler ve verim analizi ile kayıpların ağırlığı belirlenerek uygun transformatör değişkenlerinin iyileştirilmesi amaçlanmıştır. Veriminin artırılması için farklı deney tasarımları gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Şekil 1.1 çalışmanın süreç adımlarını göstermektedir.



Şekil 1.1: Çalışmanın süreç adımları.

1.2 Literatür Araştırması

1982 yılında V.Voperian ve S.Cuk tarafından yapılan çalışmanın yayımlandığı “A Complete DC Analysis of Series Resonant Converter” makalesinde seri rezonans çeviricinin analizin kalite faktörü ve rezonans frekansına göre normalize edilmiş çalışma frekansına bağlı olarak yapılmıştır. Seri rezonans çeviricinin DC karakteristiğinin yalnızca iki parametreye bağlı olarak verildiği çalışmada çeviricinin kesintili ve sürekli akım modunda çalışma ve mod sınırları da incelenmektedir [3].

Robert L.Steigerwald tarafından yazılan “High-Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters” isimli makale rezonans çeviricilerin tam kontrollü anahtarlarla uygulandığı ilk örneklerden bir tanesidir. Steigerwald bu çalışmasında daha önce tristör yarı-iletkenlerle tasarlanan rezonans çeviricilerde tristör komutasyonundan kaynaklanan kısıtların, transistor anahtar kullanılmasıyla aşılabileceğini belirtmiştir. Komutasyon kısıtlarının aşılmasıyla rezonans çeviricilerin hem yükseltilen hem de alçaltan çevirici olarak kullanılabilmesi belirtilen çalışmanın sonucunda anahtarlama

kayıpları azalmış ve seri rezonans çeviricinin birkaç yüz kilohertz mertebelerinde çalışmasına olanak sağlanmıştır [4].

A.F.Vitulski ve R.W.Erickson tarafından gerçekleştirilen çalışmanın yayınlandığı “Design of Series Resonant Converter for Minimum Component Stress” isimli makale, seri rezonans çeviricilerin optimizasyonu konusunda yapılmış önemli yayınlardan biridir. Bu çalışma kapsamında seri rezonans çevirici parametrelerinin seçiminin malzemeler üzerindeki gerilim ve akım stresine etkisi incelenmiştir. Bu çalışma sonucunda seri rezonans çevirici tasarımının belirlenen isterlere göre optimize edilmesi durumunda daha basit bir tasarım sürecinin ve hem yarı iletkenler hem de pasif rezonans malzemeler ile daha düşük gerilim ve akım stresine ulaşılabileceği belirtilmiştir [5].

Robert L.Steigerwald [4]’deki çalışmasının ardından 1988’de yayınladığı “A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies” makalesinde yarım köprü seri, paralel ve seri-paralel rezonans çeviricilerin karşılaştırmalı analizini yapmıştır. Bu çalışma sonucunda seri-paralel rezonans çevirici ile, seri ve paralel rezonans çeviricilerin olumsuzluklarının giderildiği ve geniş giriş gerilimi ve geniş çıkış yükü aralığında çalışma ve yüksek verim avantajı sağladığı görülmüştür [6].

Literatürde seri rezonans çeviriciye ek bir endüktans ekleyerek, çeviricinin karakteristiğindeki olumsuzlukları gidermeyi amaçlayan ilk çalışmalardan birisi R.Liu ve C.Q.Lee tarafından yayınlanan “Analysis and Design of LLC-Type Series Resonant Converter” isimli makaledir. Bu makale kapsamında araştırmacılar seri rezonans çeviricinin rezonans kapasitesine paralel bir endüktans ekleyerek kazanç eğrisinin daha dik olmasını; bu sayede çeviricinin kontrolünün kolaylaşmasını ve malzemeler üzerindeki stresin azaltılmasını sağlamışlardır [7].

R.Liu ve C.Q.Lee [7]’deki çalışmalarının ardından yayınladıkları “The LLC-Type Series Resonant Converter – Variable Switching Frequency Control” isimli makalelerinde daha önce önerdikleri yeni LLC tipi seri rezonans çeviricinin değişken frekans kontrolü ile detaylı kontrol karakteristiği analizini ve deneysel gerçekleştirmesini yapmışlardır. Çalışma sonucunda gerçekleştirilen deney sonuçları LLC-tipi seri rezonans çeviricinin verim ve malzemelerin gördüğü elektriksel stres açısından avantaj sağladığını göstermekte ve yapılan teorik çalışmayı doğrulamaktadır [8].

G.Huang, A.J.Zhang ve Y.Gu tarafından 2002 yılında Amerikan Patent Enstitüsü'nden Delta Electronics, Inc adına alınan "LLC Series Resonant DC-to-DC Converter" bu tez kapsamında incelenen daha yüksek verimli, geniş çalışma aralıklı gelişmiş yumuşak anahtarlama özelliği sağlayan rezonans çevirici topolojisine ait patenttir. LLC rezonans çeviricisinin ve rezonans tankının tasarımında sıklıkla kullanılan analitik ifadelerde bu patent içerisinde yer almaktadır [9].

Yeni LLC seri rezonans çeviricinin literatürdeki ilk uygulamalarından birisi B.Yang, F.C.Lee , A.J.Zhang ve G.Huang tarafından yayımlanan "LLC Resonant Converter for Frontend DC/DC Conversion" isimli makaledir. Bu çalışmada araştırmacılar LLC seri rezonans çeviricinin bütün yük koşullarında MOSFET anahtarlar için sıfır gerilimde açılma ve düşük akımda kapanma özelliğini sağladığını, anahtarlama kayıpları azaldığı için çeviricinin görece yüksek frekanslarda çalışmaya uygun olduğunu belirtmektedirler. Aynı zamanda bu çeviricide kullanılacak iki adet endüktansın tek bir transformatörün kaçak endüktansı ve manyetizasyon endüktansı olarak gerçekleşmesi gerçekleştirilecek tasarımın malzeme sayısını da düşürecektir. Yapılan deneysel çalışmaların sonucunda LLC rezonans çevirici, asimetrik yarım-köprü DGM çevirici ile karşılaştırmalı olarak analiz edilmekte ve LLC rezonans çevirici veriminin DGM çeviriciden daha üstün olduğu belirtilmektedir [10].

B.Yang, R.Chen ve F.C.Lee tarafından yayınlanan "Integrated Magnetic for LLC Resonant Converter" isimli makalede [10]'da önerilen LLC rezonans çevirici için tasarlanacak farklı entegre transformatör tasarımları karşılaştırmalı olarak incelenmektedir. Manyetik elemanların tek bir transformatöre entegrasyonu ile akı dalgalılığının iptali başarılmış ve bu sayede transformatörün çekirdek kayıpları azaltılmıştır [11].

J.F.Lazar ve R.Martinelli tarafından yayınlanan "Steady-State Analysis of the LLC Series Resonant Converter" isimli makalede yarım-köprü LLC rezonans çeviricinin yükselten ve alçaltan çalışma modları ve sağladığı avantajlar detaylı olarak incelenmiştir. Çalışmanın sonucunda gerçekleştirilen deneysel çevirici tasarımıyla bu topolojinin düşük maliyet ve yüksek verimlilik sağlayan bir çevirici olarak uygulamada kullanılabileceği belirtilmiştir [12].

Y.Liang , W.Liu , B.Lu ve J.D. van Wyk tarafından yayımlanan "Design of Integrated Passive Component for 1MHz 1kW Half-Bridge LLC Resonant Converter" isimli

makale tasarlanan bir entegre LLC rezonans çeviricisine PCB tabanlı olarak rezonans kapasitesini de eklemeyi ve tüm rezonans tankının tek bir malzemeye dahil etmeyi önermektedir. Bu çalışma kapsamında bütünleşik bir L-L-C-T modülünün tasarımı ve üretimi gerçekleştirilmiş ve üretilen bir deneysel devre üzerinde test edilmiştir [13].

W.Liu , B.Lu, Y.Liang ve F.C.Lee ve J.D. van Wyk tarafından yazılan “Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter” isimli makalede teorik analiz yöntemiyle LLC rezonans çeviricinin çalışma prensipleri incelenmiştir. Çeviricinin verimi ve çalışma aralığının farklı devre parametreleri çerçevesinde ele alınmış ve oluşturulan tasarım yöntemi gerçekleştirilen deneysel devre ile karşılaştırılmıştır [14].

H.Choi tarafından yazılan “Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer” isimli makalede entegre LLC rezonans çevirici transformatörünün tasarımı ve doğrulaması, ikincil taraftaki kaçak endüktansların etkisi de hesaplamalara dahil edilerek ele alınmıştır. LLC Rezonans transformatörünün ikincil taraftaki kaçak endüktansların hesaplamalara dahil edilmesiyle çeviricinin modeline eklenen sanal bir kazanç olduğu belirtilmiş ve modelin doğrulaması deneysel çalışma ile test edilmiştir [15].

C.Oeder ve T.Duerbaum tarafından yayınlanan “ZVS Investigation of LLC Converters Based on FHA Assumptions” isimli makalede LLC rezonans çeviricinin birincil harmonik yaklaşımı altında sıfır gerilimde anahtarlama davranışı incelenmiştir. Birincil harmonik yaklaşımı ile hesaplanan SGA davranışının gerçek anahtarlama davranışına yakın sonuçlar vermesine rağmen daha isabetli bir analitik model oluşturulabilmesi için iki farklı SGA yaklaşımı daha önerilmiştir [16].

H. Huang tarafından yayınlanan “FHA-Based Voltage Gain Function with Harmonic Compensation for LLC Resonant Converter” isimli makalede LLC rezonans çeviricilerin birincil harmonik yaklaşımı ile elde edilen kazanç denkleminin kesinliğinin diğer harmoniklerde göz önüne alınarak iyileştirilmesi amaçlanmıştır. Çalışma kapsamında teorik hesaplamalar ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Ortaya çıkan sonuçlarda kazanç denkleminin kesinliğinde hala önemli sapmalar olduğu ve bunun daha da iyileştirilmesi için farklı çalışmalar da yapılması gerektiği belirtilmiştir [17].

C.Cheng, H.Chen, E.Cheng, C.Yen, ve K.Lin tarafından yazılan “Efficiency Study for 150W LLC Resonant Converter” isimli makalede aynı çıkış gücü seviyesinde bir

DGM çevirici olan geri-dönüflü çevirici ile LLC rezonans çeviricinin karşılaştırma verim analizi yapılmıştır. Her iki çeviricinin de kayıplarının detaylı olarak incelendiği çalışmada en önemli verim farkının LLC rezonans çeviricide birincil taraftaki anahtarların SGA yapması ve transformatör kaçak endüktansındaki enerjinin yeniden kazanılması ile sağlandığı görölmektedir. Sonuç bölümünde LLC rezonans çeviricideki en önemli kayıpların çıkış diyotlarının kayıpları olduğu belirtilmiştir [18].

Y.Fang, D.Xu, Y.Zhang, F.Gao, L.Zhu tarafından yapılan çalışmanın yayınlandığı “Design of High Power Density LLC Resonant Converter with Extra Wide Input Range” isimli makalede LLC rezonans çevirici manyetik elemanlarının tasarımının çeviricini verimine etkisi ele alınmaktadır. Çalışma kapsamında tasarlanan deneysel devrenin entegre transformatör ve ayrıık rezonans endüktası ile tasarımının ve transformatörün çalıştığı akı yoğunluğunun çevirici verimine etkileri incelenmiştir [19].

S.Yang, S.Abe† ve M. Shoyama tarafından yapılan çalışmanın yayınlandığı “Parametric Analysis of LLC Resonant Converter Using Flat Transformer for Loss Reduction” isimli makalede yüksek güç yoğunluğu ve verime sahip LLC rezonans çevirici tasarımı için düşük yüksekliğe sahip bir transformatörün tasarım parametrelerinin transformatörün sıcaklık artışına davranışına ve çeviricinin verimine etkisi incelenmiştir [20].

R.L.Lin ve C.W.Lin tarafından yapılan çalışmanın yayınlandığı “Design Criteria for Resonant Tank of LLC DC-DC Resonant Converter” isimli makalede LLC rezonans çeviricinin yüksek kazanca erişebilmesi için rezonans tank akımının, güç faktörünün yüksek tutulması amaçlanmış ve tam-köprü anahtar blokuyla gerçekleştirilen tasarımda tasarlanan entegre transformatörün endüktans oranları bu hedefe göre belirlenmiştir [21].

J.Lee, D.Huh, S. Kang, E. Kim, S. Jang ve Y. Jeon tarafından yapılan çalışmanın yayınlandığı “Gain Characteristics of Multi-output LLCResonant Converter” isimli makale çok çıkışlı bir LLC rezonans çeviricinin gerilim kazanç denkleminin yükün ıkışlar arasındaki dağılımına göre oluşacak farklılıklarını incelemektedir. Çalışma kapsamında ıkışlar arasında yükün farklı dağılımlarına göre LLC rezonans çevirici için farklı modeller önerilmiş ve çeviricinin gerilim kazanç denklemindeki değişimler bu modellere göre incelenmiştir [22].

R.Shafaei, M.A.Saket ve M.Ordonez tarafından gerçekleştirilen “Thermal Comparison of Planar Versus Conventional Transformers Used in LLC Resonant Converters” isimli çalışmada standart tip ve düzlemsel tip LLC rezonans transformatörlerinin sıcaklık davranışı sonlu elemanlar metodu analizi ile incelenmiştir. Yapılan analiz sonucunda transformatör çekirdeği sıcaklık artışının düzlemsel transformatörlerde, standart tip transformatörlere göre çok daha düşük olacağı görülmüş ve yapılan deneysel devre örneği üzerinden de bu davranış doğrulanmıştır [23].

S.A.Liang tarafından yazılan “Design Optimization for LCD TV Power Supply with Resonant Technique” isimli makalede LED TV güç kaynakları için düşük yüksekliğe sahip bir güç LLC rezonans güç kaynağı tasarımı ele alınmıştır. 350W güç düzeyinde yapılan tasarımda çıkış gücünü düşük yüksekliğe sahip transformatörlerle tasarımın yapılabilmesi için iki transformatörün paralel olarak bağlanması modellenmiş ve denklemleri verilmiştir. Gerçeklenen deneysel tasarım ile yapılan tasarımın doğrulaması gerçekleştirilmiştir [24].

İ.Demirel ve B.Erkmen tarafından yayınlanan “A Very Low-Profile Dual Output LLC Resonant Converter for LCD/LED TV Applications” isimli makalede maksimum yükseliği 10mm olan bir TV güç kaynağı için LLC rezonans çevirici tasarımı gerçekleştirilmiştir. İki transformatörün paralel kullanılmasıyla maksimum 10mm 200W güç seviyesinde sıcaklık, yükseklik ve elektromanyetik uyumluluk şartlarını sağlayan bir çevirici tasarımı gerçekleştirilmiştir ve test sonuçları paylaşılmıştır [25].

1.3 Hipotez

LLC Rezonans çeviriciler son dönemde yüksek verim özellikleri nedeniyle endüstride sıklıkla tercih edilmektedirler. Bu çalışma kapsamında LED TV Güç kaynağı olarak önceden belirlenen yükseklik ve sıcaklık isteklerini sağlayacak şekilde tasarlanacak bir LLC rezonans çeviricinin, transformatör parametreleri olan sarım oranı, kaçak endüktans, manyetizasyon endüktansı, sarım sayısı gibi parametrelerinde ve rezonans tank kapasitesinin değerinin değişimiyle çeviricinin veriminde ve malzeme sıcaklıklarında iyileştirme yapılabileceği ve gerçekleştirilen iyileştirmeler sonucunda tasarlanan LLC rezonans çeviricinin daha önceden belirlenen yükseklik şartı altında sıcaklık kritlerini sağlayacağı kabulü ile çalışmaya başlanmış ve tamamlanmıştır.

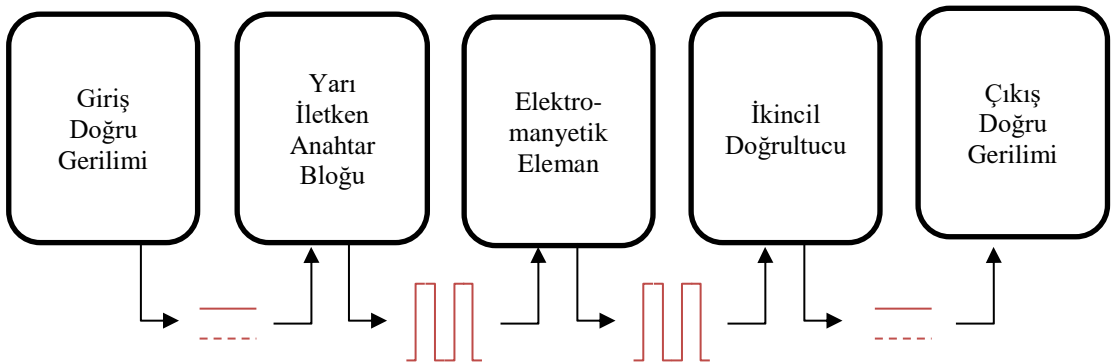


2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

Modern elektronik sistemlerin hızlı bir gelişme göstermesiyle elektronik cihazlarda farklı gerilim seviyelerine ihtiyaç artmıştır. Alternatif akım sistemlerinde, gerilim seviyesinin dönüştürülmesi için ihtiyaç duyulan lamine saçlı trafolar, boyut ve ağırlıkları dolayısıyla modern elektronik sistemlerde ihtiyaç duyulan gerilim seviyelerinin üretilmesinde tercih edilmemektedirler.

Elektronik sistemlerin ihtiyaç duyduğu farklı gerilim seviyelerinin elde edilebilmesi için kullanılan doğrusal gerilim düzenleyiciler ise düşük verimleri nedeniyle ancak küçük çevirme oranlarında ve düşük güçlerde tercih edilmektedirler. Görece yüksek güçte farklı gerilim seviyelerine ihtiyaç duyulan uygulamalarda, yüksek verimleri ve uygulamanın ihtiyaç duyduğu boyut ve güç yoğunluğunu sağlayabilmeleri nedeniyle şekil 2.1’de blok diyagramı verilmiş olan anahtarlama güç kaynakları (AGK) tercih edilirler.

Anahtarlama güç kaynakları temel olarak bir doğru gerilimin görece yüksek frekanslarda alternatif gerilime dönüştürülerek yüksek frekanslı bir elektromanyetik elemana (endüktans veya transformatör) uygulanması ve çıkıştan elde edilen yüksek frekanslı alternatif gerilimin tekrar doğrultularak ihtiyaç duyulan doğru gerilimin elde edilmesi şeklinde çalışırlar.



Şekil 2.1: Anahtarlama güç kaynağı blok şeması.

Uygulamanın gereksinimlerine göre farklı elektronik yapılarda tasarlanabilen anahtarlama güç kaynakları darbe genişlik modülasyonlu (DGM) çeviriciler ve rezonans çeviriciler olarak iki temel başlık altında sınıflandırılabilirler.

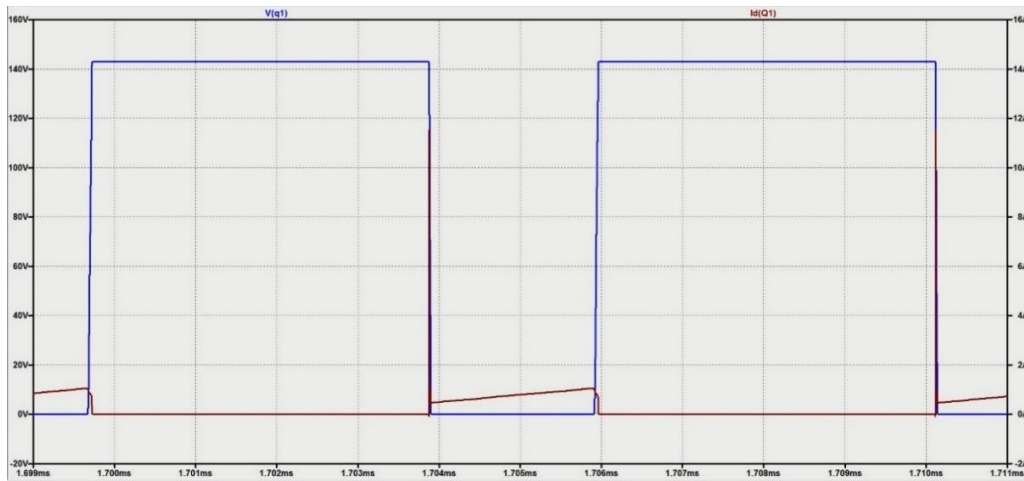
2.1 Darbe Genişlik Modülasyonlu Anahtarmalı Gerilim Kaynakları

Anahtarlama güç kaynaklarının en yaygın olarak kullanılan türü, darbe genişlik modülasyonlu anahtarlama kaynaklarıdır. Bu tür güç kaynaklarında çıkış geriliminin regülasyonu için anahtarlama işareti olarak kullanılan darbe işaretinin genişliği değiştirilir. Uygulamanın ihtiyacına göre farklı güç, gerilim çevirme seviyeleri ve izolasyon gereksinimlerini sağlayan farklı yapılarda darbe genişlik modülasyonlu dönüştürücüler kullanılmaktadır.

Çizelge 2.1: Bazı DGM çeviricilerin özellikleri.

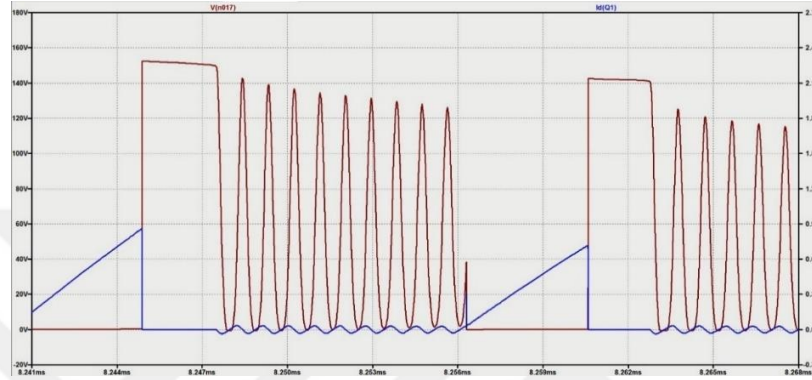
| Çevirici Adı | Primer-Sekonder İzolasyonu | Doğru Gerilim Transfer Fonksiyonu |
|-------------------------|----------------------------|--|
| Düşüren Çevirici | Yok | $\frac{V_i}{V_g} = D$ |
| Yükselten Çevirici | Yok | $\frac{V_i}{V_g} = \frac{1}{1-D}$ |
| Geri Yansımali Çevirici | Var | $\frac{V_i}{V_g} = \frac{D}{1-D} \times \frac{N_s}{N_p}$ |
| Yarım-Köprü Çevirici | Var | $\frac{V_i}{V_g} = D \times \frac{N_s}{N_p}$ |
| Tam-Köprü Çevirici | Var | $\frac{V_i}{V_g} = 2 \times D \times \frac{N_s}{N_p}$ |

DGM çeviricilerin temel avantajları tasarımlarının basitliği, kontrollerinin kolay olması, geniş giriş gerilimi aralıklarında çalışabilmeleri ve dinamik yük koşullarında tepkilerinin hızlı olmasıdır. DGM çeviriciler, tam kontrollü anahtar eleman (MOSFET, BJT veya IGBT) üzerinde gerilim ve kontrolsüz anahtar eleman (Diyot) üzerinde akım mevcut iken anahtarlama yaptıkları için sert anahtarlama çeviriciler olarak da bilinirler ve anahtarlama kayıpları yüksektir. Bu nedenle yüksek güç yoğunluğu gerektiren yüksek frekanslı uygulamalarda tercih edilmezler. Sert anahtarlama davranışına ait dalga şekli örneği şekil 2.2’de verilmiştir.



Şekil 2.2: Sert anahtarlama davranışı.

Kesintili akım modunda çalışan DGM çeviricilerde akımı sıfıra düşen endüktans ile anahtar elemanın paralel kapasitesi arasında bir rezonans davranışı oluşur. Bu davranışı gözlemleyen özel kontrol entegreleri kullanılarak, DGM çeviricilerde düşük gerilimde anahtarlama ve DGM çeviricilerin anahtarlama kayıplarının azaltılması mümkündür. Bu tür kontrol entegreleri ile düşük gerilimde anahtarlama yapan DGM çeviricilere sözde-rezonans tipi DGM çeviriciler denir. Şekil 2.3'te sözde-rezonans anahtarlama davranışına ait dalga şekli verilmiştir.



Şekil 2.3: Sözde rezonans tipi anahtarlama davranışı.

Sert anahtarlama yapan DGM çeviricilerin iki dezavantajı vardır. Anahtarlama anlarında anahtar elemanların kayıpları yüksek olduğu için yarı-iletken anahtarlar ısınırlar. Ayrıca anahtarlama sırasında devrede anahtar eleman üzerinde yüksek frekanslı salınımlar oluşur ve bu salınımlar devrenin elektromanyetik girişim performansını olumsuz etkiler. Bu iki problem DGM çeviricilerin 200-250kHz anahtarlama frekansından daha yüksek frekanslarda uygulama da kullanımlarını kısıtlamaktadır.

2.2 Rezonans Tank Tipi Anahtarlama Güç Kaynakları

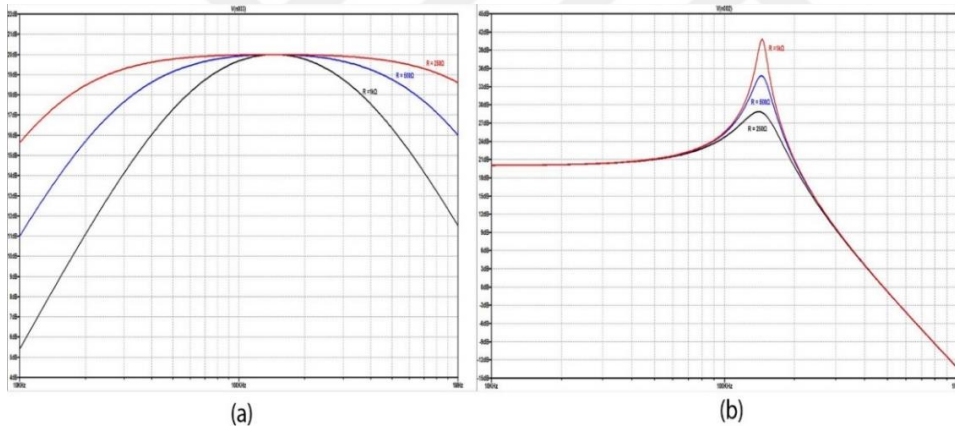
Rezonans tank tipi çeviriciler DGM çeviricilere göre daha karmaşık kontrol davranışına transfer fonksiyonlarına sahiptirler [3]. Ancak sıfır gerilimde ve sıfır akımda anahtarlama yapan rezonans çevirici yapılarının kullanılması kayıpların azalarak çevirici veriminin yükselmesine ve daha yüksek frekansta anahtarlama yapan, daha yüksek güç yoğunluğuna sahip çevirici tasarımlarının gerçekleştirilmesine imkan sağlamaktadır [4-10]. Sıfır gerilimde anahtarlama (SGA), kesimdeki tam kontrollü bir yarı-iletken anahtarın paralel parazitik kapasitesinin, anahtarı iletme geçirecek işaret uygulanmadan önce boşaltılması olarak tarif edilebilir. Sıfır akımda anahtarlama (SAA) ise, iletimde olan tam kontrollü veya kontrolsüz bir yarı iletken anahtarın

üzerinden geçen akım sıfıra düştükten sonra anahtarı kesime götürecektir işaretin uygulanmasıdır.

Rezonans çeviricilerin transfer fonksiyonu yüke bağlı olarak değişir. Bu durum rezonans çeviricilerin en önemli dezavantajının kontrol aşamasında ortaya çıkmasına neden olmaktadır [7-8]. Bu dezavantajlarına rağmen rezonans çeviriciler tasarlandıkları çalışma aralığında sağladıkları yumuşak anahtarlama ve yüksek verim nedeniyle yüksek güç yoğunluğu gerektiren uygulamalarda tercih edilmektedir [13].

2.2.1 Seri ve Paralel Rezonans Çeviriciler

Seri ve paralel rezonans çeviriciler rezonans tankı bir adet kapasite ve bir adet endüktans içeren rezonans çeviricilerdir. Şekil 2.4'de görüldüğü gibi seri ve paralel rezonans çeviricilerin kazanç eğrisinin çıkış yüküne ve frekans değişimine bağımlılığı yüksektir. Seri ve paralel rezonans çeviricilerin bu özellikleri geniş çalışma aralıklarında tasarlanmasını ve kontrol edilmesini zorlaştırır [4-7].

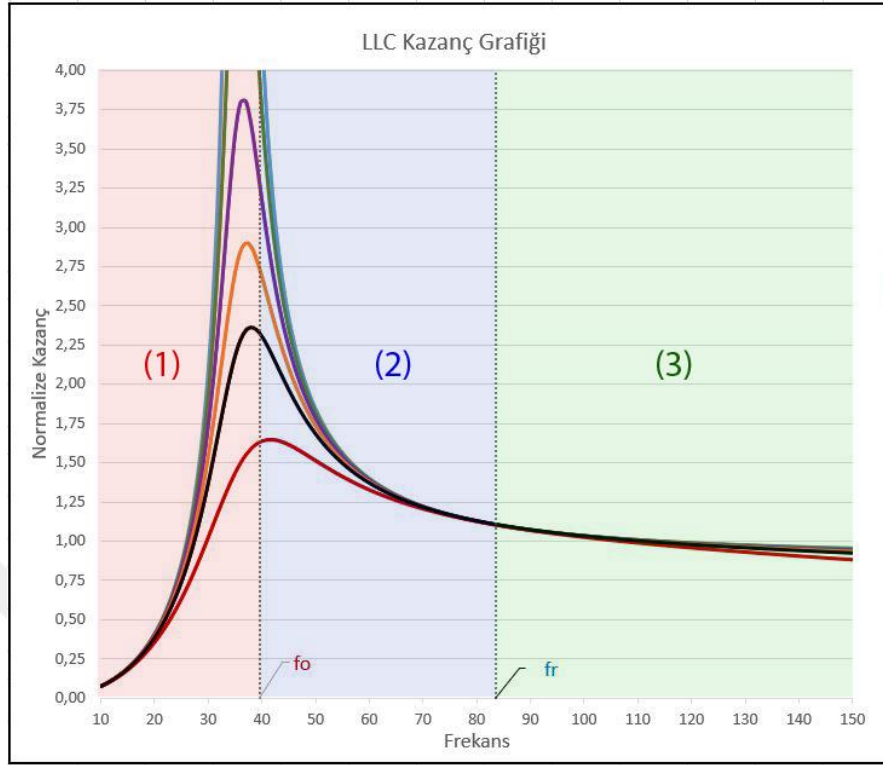


Şekil 2.4: (a) Seri rezonans çevirici kazanç eğrisi (b) paralel rezonans çevirici kazanç eğrisi.

2.2.2 LLC Rezonans Çevirici

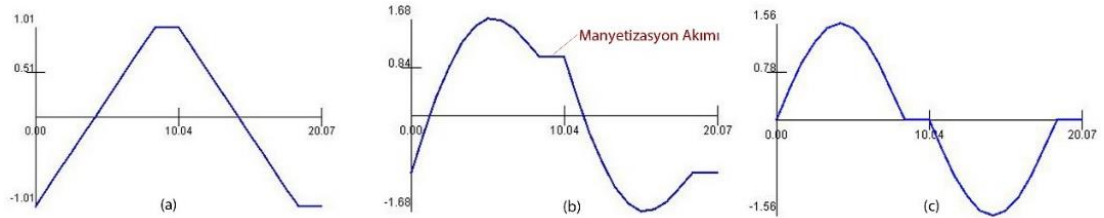
Seri ve paralel rezonans çeviricilerin kazanç eğrilerinin yüke bağımlılığının ve frekans değişimi ile kazancın değişiminin yüksek olması çeviricinin kontrolünü zorlaştırmaktadır. Bu durum rezonans tankına ekstra bir endüktans elemanı eklenerek çözülebilir. Rezonans tankına eklenen üçüncü rezonans elemanı sayesinde kazanç eğrisinin frekansa bağımlılığı azalır [7,10]. Bu sayede çeviricinin farklı yük koşullarında kontrolü çalışma frekansının küçük değişimleri ile yönetilebilir. LLC çeviricilerin kontrolü seri ve paralel rezonans çeviricilere göre görece kolay olsa da sıfır gerilimde anahtarlama ve sıfır akımda anahtarlama özelliklerini belirli bir çalışma

bölgesinde sağlayabilirler [12,14]. Bu nedenle LLC çeviricilerin tasarımları sıfır gerilim ve sıfır akımda anahtarlamayı sağlayacak bölgede çalışacak şekilde tasarlanır.



Şekil 2.5: LLC rezonans çevirici çalışma bölgeleri.

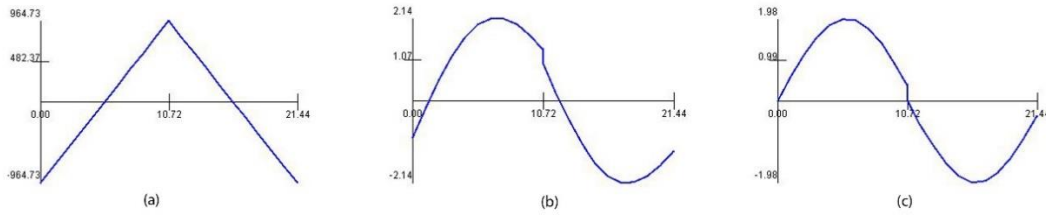
Şekil 2.5’de görüldüğü üzere LLC rezonans çeviricinin üç farklı çalışma bölgesi vardır. (1) ile belirtilen bölge kapasitif bölge, (2) ile belirtilen bölge rezonans altı endüktif bölge, (3) ile belirtilen bölge rezonans üstü endüktif bölge olarak isimlendirilir. Çeviricinin sıfır gerilimde anahtarlama özelliğini sağlaması için endüktif bölgede çalışması gerekir. Kapasitif bölgede çalışma da birincil taraftaki anahtarlar için SGA özelliği kaybolur [26]. Bu nedenle LLC rezonans çeviriciler tasarlanırken bu bölgede çalışma tercih edilmez.



Şekil 2.6: Rezonans altı endüktif bölgede çalışmada manyetizasyon akımı (a) LLC giriş akımı (b) rezonans tank akımı (c).

Şekil 2.6’da görüldüğü gibi çalışma frekansı ikincil rezonans frekansından uzaklaştıkça çıkış güç aktarılmayan ve tank üzerinden yalnızca manyetizasyon

akımının aktığı süre ve anahtar elemanların iletim kayıpları artar. Tank üzerinde yalnızca manyetizasyon akımının aktığı bu sürenin sonunda birincil taraftaki anahtarların parasitik kapasiteleri boşalır ve sıfır gerilimde anahtarlama sağlanır. Yeni anahtar işareti gelmeden önce rezonans akımı sıfıra düştüğü için çıkış doğrultucu anahtarları da sıfır akımda anahtarlama yapar. Rezonans altı endüktif bölgede çalışmada rezonans akımı anahtarın kapanma işareti gelmeden önce sıfıra düştüğü için birincil taraftaki anahtarın kapanması da yalnızca manyetizasyon akımını iletirken gerçekleşir ve anahtarın kapanma kayıpları da azalır [27].



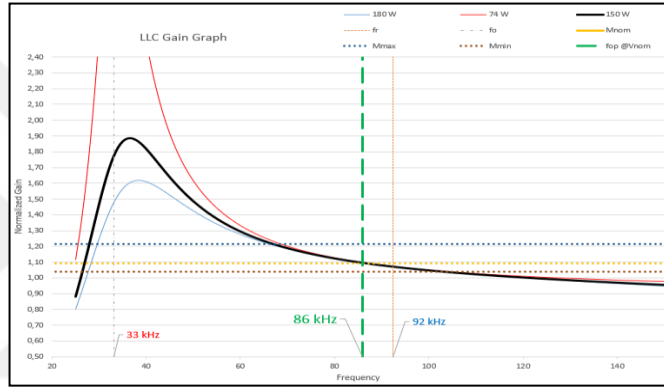
Şekil 2.7: Manyetizasyon akımı (a) rezonans üstü endüktif bölgede çalışmada LLC giriş akımı (b) rezonans tank akımı (c).

Çeviricinin ikincil rezonans frekansından daha yüksek çalışma frekansında çalıştığı bölge rezonans üstü endüktif çalışma bölgesi olarak adlandırılır. Bu bölgede çalışma da rezonans akımı sıfıra düşmeden önce bir sonraki anahtarlama döngüsü gelir. Birincil taraftaki anahtarlarda SGA koşulu sağlanmasına rağmen, kapanma sırasında rezonans akımı sıfıra düşmediği için birincil taraftaki anahtarların kapanma kayıpları artacaktır. Rezonans akımının bir sonraki anahtarlama döngüsünden önce sıfıra düşmediği bu çalışma modunda ikincil taraftaki anahtarlar sıfır akımda anahtarlama yapamazlar ve kayıpları artar [15].

3. YARIM-KÖPRÜ LLC REZONANS ÇEVİRİCİNİN ANALİZİ

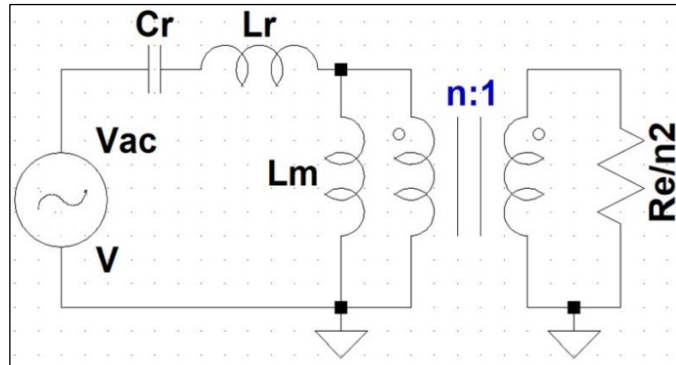
3.1 Yarım-Köprü LLC Rezonans Çeviricinin Çalışma Prensibi

Yarım köprü LLC rezonans çevirici frekans kontrollü bir DA-DA çeviricidir. Temel çalışma prensibi rezonans tankına uygulanan kare dalgaının frekansının değiştirilerek tankın çalışma noktasındaki empedansının değiştirilmesi ve çıkışa istenilen gücün aktarılması şeklindedir.



Şekil 3.1: LLC kazanç grafiği.

Şekil 3.1’de 180W nominal gücünde tasarlanmış bir yarım-köprü LLC rezonans çeviricinin frekans kazanç grafiği görülmektedir. Grafiktende görülebileceği gibi LLC rezonans çeviricinin kazancı yüke bağlı olarak değişmektedir. LLC rezonans çeviricinin tank akımı sinüzoidal olduğundan, tanka uygulanan gerilimde sinüzoidal olduğu yaklaşımı yapılarak [28] LLC rezonans çevirici şekil 3.2’de görüldüğü gibi modellenebilir.



Şekil 3.2: Sinüzoidal yaklaşım ile LLC rezonans çevirici modeli.

3.1.1 Birincil Harmonik Yaklaşımı ve Transformator Sarım Oranı

LLC rezonans çeviricinin kazanç karakteristiğinin yük bağılı olarak değişmesi klasik devre analizi metotları ile modellemenin karmaşıklaşmasına neden olmaktadır. LLC Rezonans çevirici klasik metotlar ile modellendiğinde kazancın frekans ile ilişkisini gösteren analitik ifade Denklem 3.1 ve 3.2'deki gibi olacaktır [26].

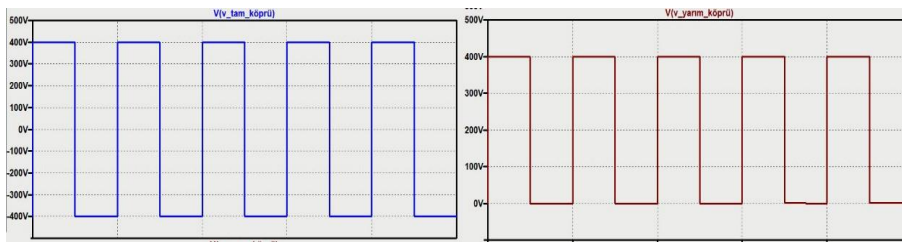
$$\frac{V_o}{V_{in}} = M_g \times \frac{1}{k} \times \frac{1}{n} \quad (3.1)$$

$$M_g = \left| \frac{\frac{j\omega L_m R_e}{j\omega L_m + R_e}}{\frac{j\omega L_m R_e}{j\omega L_m + R_e} + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} \right| \quad (3.2)$$

Denklem 3.1 ve 3.2'de görülen R_e , yük direncinin transformatorün birincil tarafına indirgenmiş halidir ve denklem 3.3'deki gibi ifade edilebilir [15].

$$R_e = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times R_{yük} \quad (3.3)$$

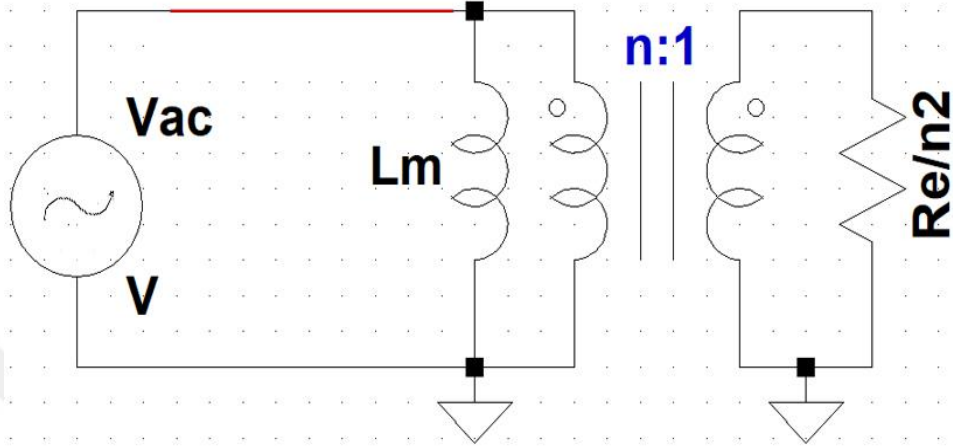
Denklem 3.1'de görülen k değişkeni birincil taraftaki anahtar grubunun yapısıyla belirlenir. Şekil 3.3'de görüleceği gibi yarım-köprü yapısında LLC rezonans tankına uygulanan gerilimin ortalaması V_{in} giriş geriliminin yarısı olacağından k değişkeni 2 olarak alınır. Tam köprü yapısında ise LLC rezonans tankına V_{in} ve $-V_{in}$ gerilimleri farklı anahtarlama anlarında uygulanacağından tanka uygulanan gerilimin rms değeri V_{in} gerilimine eşit olur ve k sabiti 1 olarak alınır [12].



Şekil 3.3: Yarım-köprü ve tam-köprü giriş gerilimleri.

Denklem 3.2'deki görüldüğü gibi LLC rezonans çeviricinin gerilim-kazanç denklemi çok sayıda değişkene bağlıdır. Gerçekleştirilecek tasarımda kullanılacak tank parametrelerinin bu denklem üzerinden hesaplanması tasarım sürecini karmaşıklaştıracaktır. Bu nedenle tüm rezonans çeviricilerin analizinde ve tasarımında sıklıkla birinci harmonik yaklaşımı kullanılmaktadır. Bu yaklaşıma göre rezonans çeviricilerde birinci harmonik frekansındaki akım rezonans tankından akarken, diğer

harmonikler tank elemanları tarafından filtrelenir [29]. Bu yaklaşımla güç aktarımının yalnızca birinci harmonik frekansında gerçekleştiği varsayılabilir. Birinci harmonik yaklaşımı ile LLC rezonans çeviricinin rezonans frekansında çalıştığı varsayılırsa L_r ve C_r rezonans elemanlarından oluşan rezonans tankının empedansı sıfır olur ve çeviricinin eşdeğer devresi Şekil 3.4'deki devreye indirgenir.



Şekil 3.4: Tam rezonans çalışmada LLC rezonans çevirici eşdeğer devresi.

Şekil 3.4'deki devrenin gerilim transfer fonksiyonu denklem 3.1'de M_g yerine 1 yazılarak denklem 3.4'teki gibi bulunabilir. Denklem 3.4'te de görülebileceği gibi çeviricinin birincil anahtar bloğunun yarım köprü veya tam köprü olmasına da karar verildikten sonra çeviricinin gerilim transfer fonksiyonu yalnızca trafonun sarım oranına indirgenmektedir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{k} \times \frac{1}{n} \quad (3.4)$$

$$n = \frac{V_{in}}{V_o} \times \frac{1}{k} \quad (3.5)$$

Denklem 3.4'ün yeniden düzenlenmesiyle elde edilen denklem 3.5 LLC rezonans çeviricinin tam rezonansa çalışması için seçilmesi gereken transformatör sarım oranını verecektir. Denklem 3.5 ile hesaplanan değerden daha yüksek bir sarım oranı seçilirse denklem 3.1'de M_g ile gösterilen tank kazancının birden büyük olması gerekeceğinden çevirici ikincil rezonans frekansından daha düşük bir frekansta, rezonans altı endüktif bölgede çalışacaktır. Daha düşük bir sarım oranı seçilmesi durumunda ise, transformatör kazancı yükseldiği için tank kazancı 1'den küçük olması gerekecek ve çevirici ikincil rezonans frekansından daha yüksek bir frekansta, rezonans üstü endüktif bölgede çalışacaktır.

3.1.2 Rezonans Frekansları ve Rezonans Tank Elemanları

LLC Rezonans çeviricide tasarıma etki eden önemli parametrelerden birisi de rezonans frekanslarıdır. Şekil 3.1'deki kazanç grafiğinde de gösterildiği gibi LLC rezonans çevirici de iki rezonans frekansı bulunmaktadır. İkincil rezonans frekansı f_r ile gösterilir. Rezonans endüktansı L_r ile rezonans kapasitesi C_r 'nin rezonans frekansındır ve denklem 3.6'daki gibi ifade edilir [9-10].

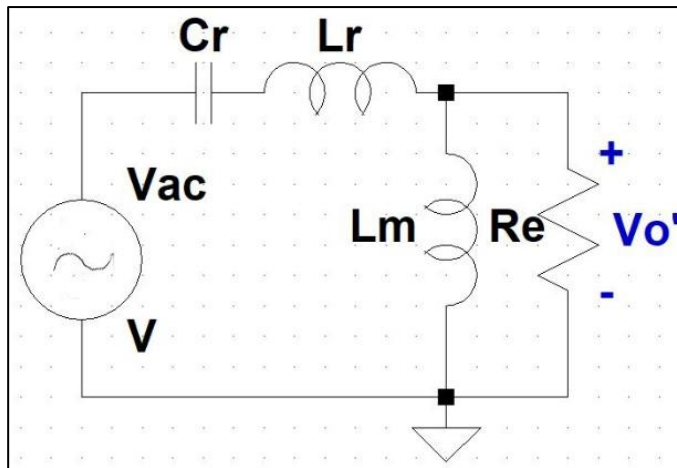
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.6)$$

Birincil rezonans frekansı f_o ile ifade edilir ve tankın toplam endüktansı olan L_p ile rezonans kapasitesi C_r 'nin rezonans frekansındır ve denklem 3.7 ve 3.8'deki gibi ifade edilir [9-10].

$$L_p = L_r + L_m \quad (3.7)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_r}} \quad (3.8)$$

Şekil 3.5'de görülebileceği gibi L_r rezonans endüktansı eşdeğer yük empedansına seridir. Bu nedenle ikincil rezonans frekansı f_r yüke bağlı karakteristik göstermez. Ancak manyetizasyon endüktansı L_m eşdeğer yüke paralel olduğu için f_o yüke bağlı olarak değer alır. Denklem 3.7 ve 3.8 devrenin boşa çalışması sırasında f_o 'nun hesaplanması için kullanılır. Ancak çıkış kısa devre edildiğinde L_m endüktansı da kısa devre olacağından $f_o = f_r$ olur. Buradan da görüleceği gibi yüke bağımlı birincil rezonans frekansı f_{co} ile ifade edilirse f_{co} yük koşuluna göre $f_r \geq f_{co} \geq f_o$ aralığında değer alacaktır [26].

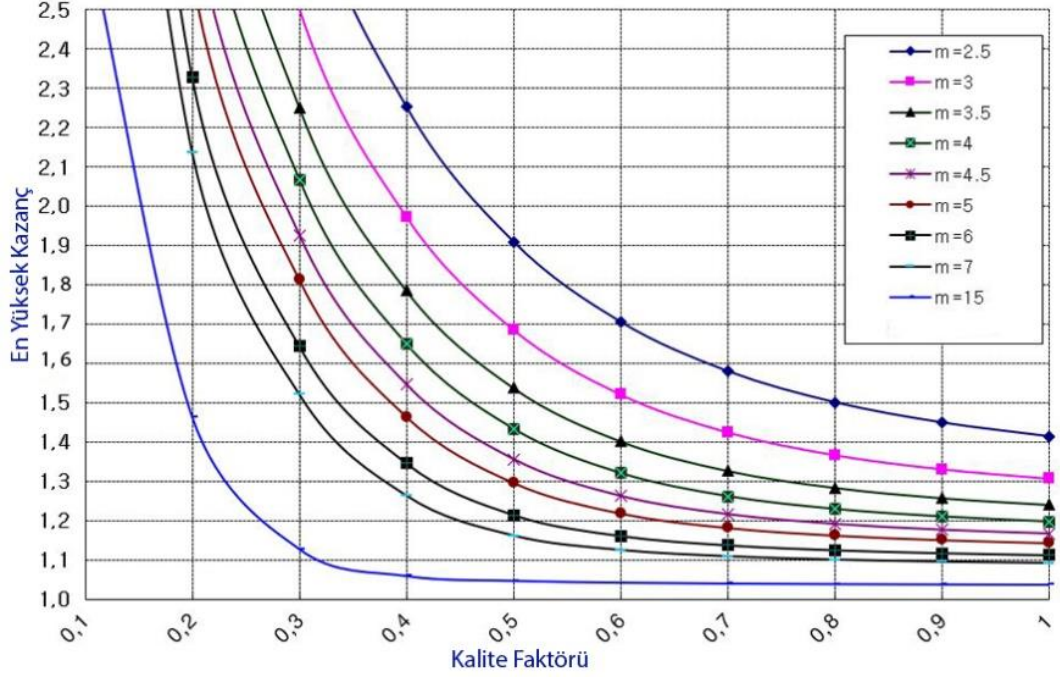


Şekil 3.5: LLC rezonans çevirici eşdeğer devresi.

LLC rezonans çevirici de kazanç eğrisine etki eden diğer faktörler m değeri, Q kalite faktörüdür ve denklem 3.9 ve 3.10'daki gibi ifade edilirler [14-15].

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \quad (3.9)$$

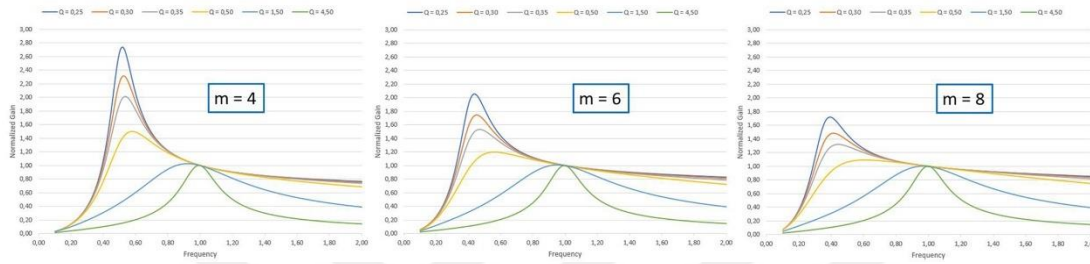
$$m = \frac{L_m + L_r}{L_r} = \frac{L_p}{L_r} \quad (3.10)$$



Şekil 3.6: Kalite faktörü ve m değerinin kazanç etkisi.

Şekil 3.6'da görülebileceği gibi kalite faktörü ve m değeri LLC rezonans çeviricinin sağlayabileceği en yüksek kazanç üzerinde etkilidir. Bu grafikten çıkartılabilecek en önemli sonuç LLC rezonans çevirici tasarımında sabit ikincil rezonans frekansı koşulu için $L_r \cdot C_r$ çarpımı sabit tutulurken L_r/C_r oranının olabildiğince düşük tutulması gerektiğidir. Bu şekilde sabit ikincil rezonans frekansı için ulaşılabilecek en yüksek kazanç tüm m değerleri için yükselecek ve daha dar bir frekans aralığındaki değişimlerle, gerilimin kontrolü sağlanacaktır. Kazanç açısından incelediğimizde m değerinin de mümkün olduğunca düşük tutulmasının ulaşılabilecek en yüksek kazanç değerinin artmasını sağlayacağı görülmektedir. Ancak hem L_r hemde m değerini olabilecek en düşük değerlerde tutmak L_m endüktansının değerinin de düşük olmasına ve devrede iletim kayıplarının yükselmesine neden olacaktır [14]. Bu nedenle Q ve m değerleri belirlenirken kayıplar ve ulaşılabilecek en yüksek kazanç arasında en uygun tasarım değerlerinin tercih edilmesi gerekmektedir.

LLC rezonans çevirici de Şekil 3.7’de görüldüğü gibi m değeri artırıldıkça devrenin ulaşabileceği en yüksek kazanç düşer. Ancak m değerinin artırılması sabit L_r değeri için L_m değerinin yükselmesini sağladığı için devrenin birincil tarafında sirkülasyon akımı karakteristiği gösteren manyetizasyon akımı düşer ve iletim kayıpları azalır [27]. Bu nedenle m değeri belirlenirken devrenin tasarımında ihtiyaç duyulan en yüksek kazanç sağlanacak şekilde, mümkün olan en yüksek m değeri ile tasarım yapılması yarı-iletkenlerin iletim kayıplarını ve transformatörün sargı kayıplarının azaltılmasını sağlayacaktır.



Şekil 3.7: Kazanç eğrisinin m değerine göre değişimi.

3.1.3 Tank Parametreleri ve Sıfır Gerilimde Anahtarlama Koşulu

LLC rezonans çeviriciler rezonans altı endüktif çalışma bölgesinde birincil taraftaki anahtarlar için SGA, ikincil taraftaki anahtarlar için SAA şartlarını genel olarak sağlarlar. Rezonans üstü endüktif çalışma bölgesinde ikincil taraftaki anahtarlarda SAA kaybolursa da birincil taraftaki anahtarlar SGA yapabilirler. Ancak sıfır gerilimde anahtarlama için gerekli olan endüktif enerji geniş bir yük aralığında sağlanabilmelidir.

$$I_{L_m,max} = \frac{V_{in}}{8L_m f_s} \quad (3.11)$$

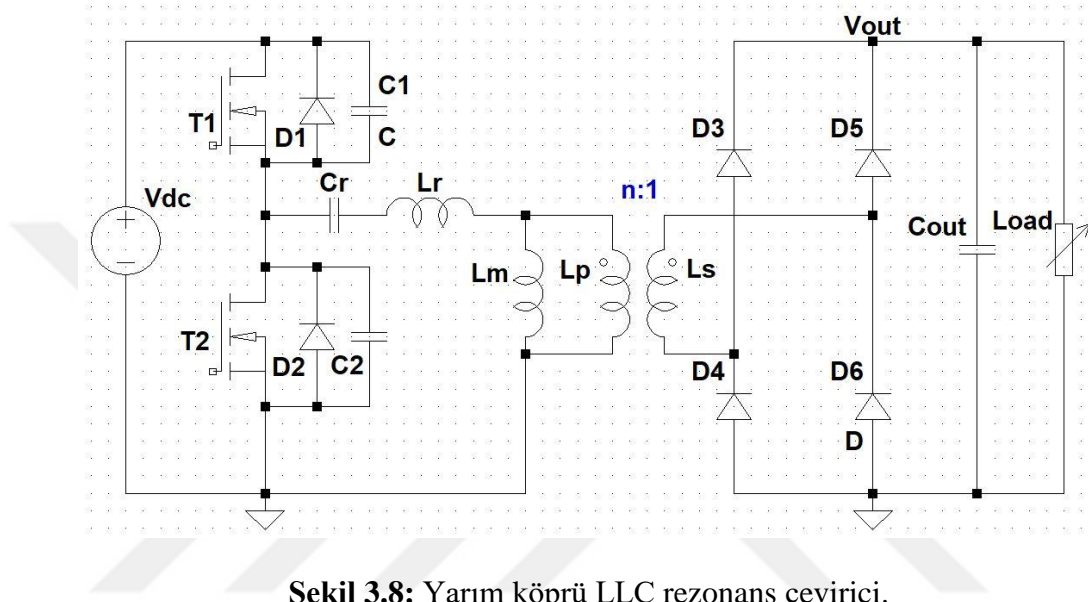
Manyetizasyon akımının maksimum değeri denklem 3.11 yardımıyla hesaplanabilir [14]. Kapasitenin genel akım-gerilim denklemi, C_{ds} parasitik anahtar kapasiteleri, $t_{ölü}$ ölü zaman ve I_{Lm} manyetizasyon akımına göre düzenlenerek denklem 3.12 elde edilir. Denklem 3.11 ve 3.12 birlikte çözümlerse Denklem 3.14’te görülen maksimum manyetizasyon endüktansı şartı elde edilir [14].

$$I_{L_m,max} \geq 2C_{ds} \frac{V_{in}}{t_{ölü}} \quad (3.12)$$

$$L_m \leq \frac{t_{ölü}}{16C_{ds}f_s} \quad (3.13)$$

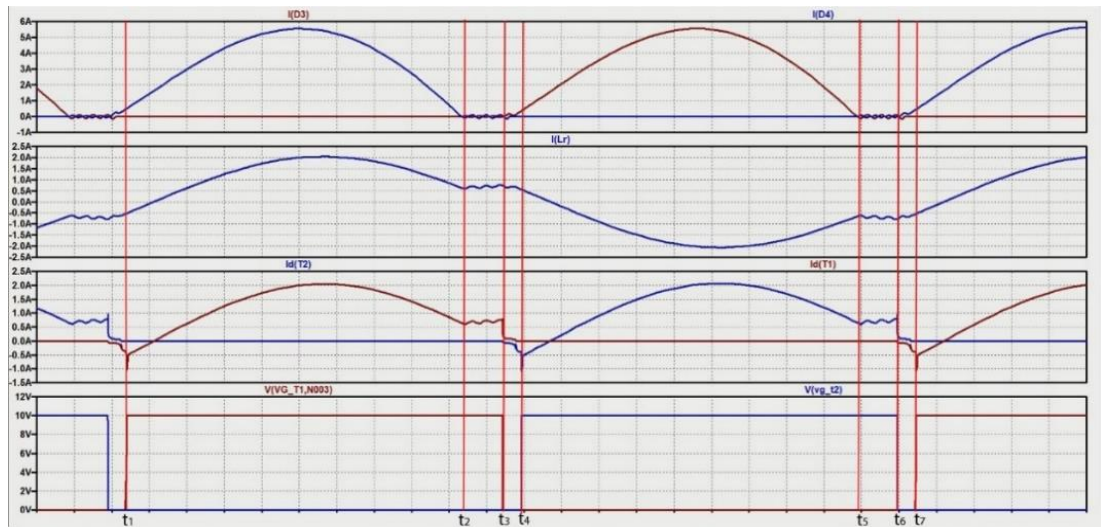
3.2 Yarım Köprü LLC Rezonans Çeviricinin Çalışma Aralıkları

LLC rezonans çeviriciler yarım köprü veya tam köprü birincil anahtar bloğu ile tasarlanabilirler. Yarım köprü anahtar bloğuyla gerçekleştirilen tasarımlarda tam köprüye göre iki anahtar elemanı eksik kullanıldığı için maliyet avantajı sağlarlar. Bu nedenle yarım köprü LLC rezonans çevirici endüstriyel uygulamalarda yaygınlıkla kullanılmaktadır.



Şekil 3.8: Yarım köprü LLC rezonans çevirici.

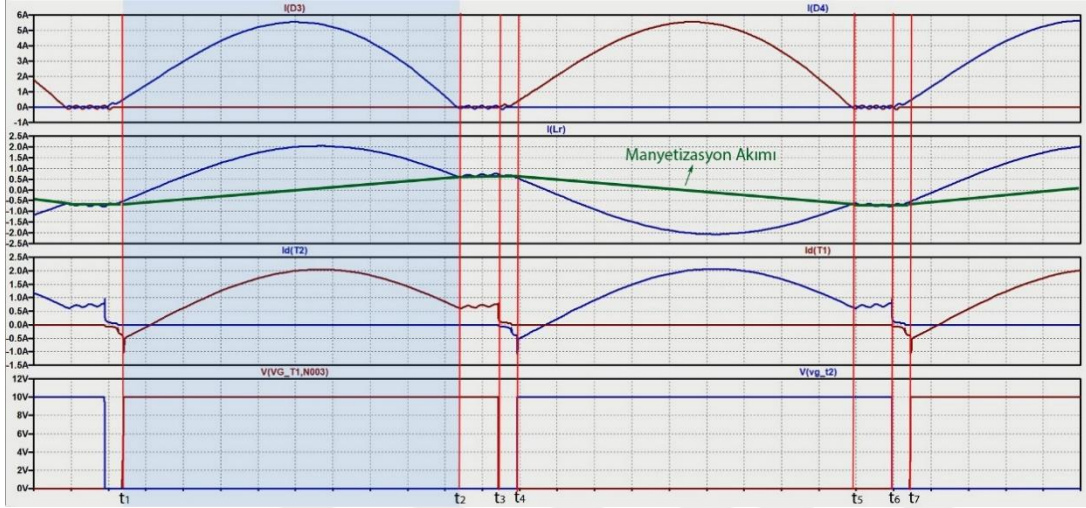
Şekil 3.18’de görülen yarım köprü LLC rezonans çevirici’de D1, D2 diyotları ve C1, C2 kapasiteleri sırasıyla T1 ve T2 anahtarlarının gövde diyotlarını ve savak-kaynak kapasitelerini temsil etmektedir. Yarım köprü LLC rezonans çeviricinin çalışması Şekil 3.9’da görüldüğü gibi altı farklı zaman aralığında incelenebilir.



Şekil 3.9: LLC rezonans çevirici çalışma zaman aralıkları.

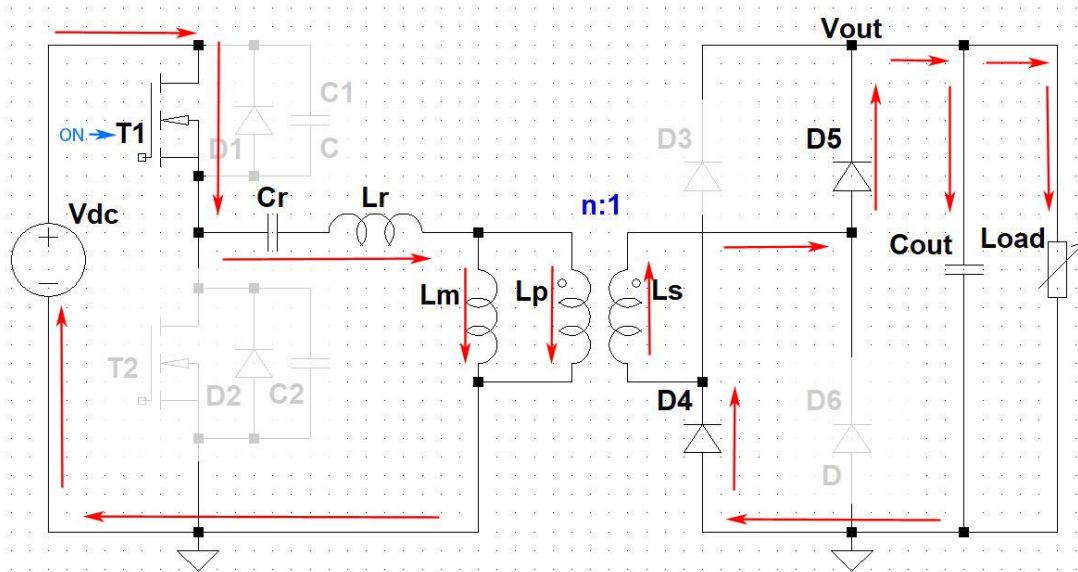
3.2.1 Birinci Çalışma Aralığı ($t_1 - t_2$ zaman aralığı)

Rezonans tankına ve transformatöre giriş gerilimi uygulanır ve tanktan rezonans akımı akmaya başlar. L_m endüktansı, L_r 'den daha büyük bir endüktans değerinde olduğu için rezonans akımı, manyetizasyon akımından daha hızlı yükselir. Bu durum trafo çıkışında gerilim oluşturarak D4 ve D5 diyotlarını ilettime geçirir ve çıkışa güç aktarımı gerçekleşir.



Şekil 3.10: Birincil modda akım dalga şekilleri.

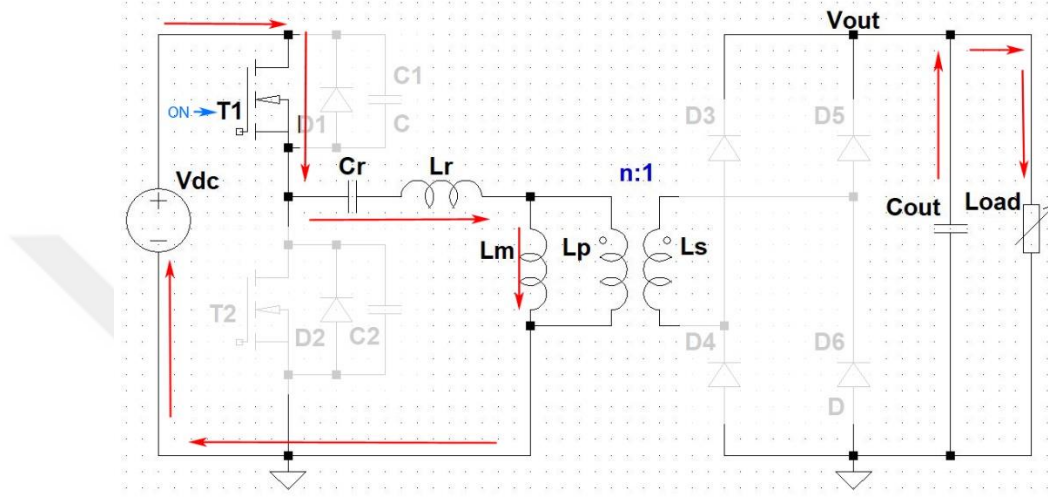
Birinci çalışma aralığında dalga şekli şekil 3.10'da anahtarların iletim durumları ve devrede akan akımların yönleri şekil 3.11'de gösterilmiştir. Birincil çalışma modu rezonans akımı ile manyetizasyon akımı eşitlenene kadar devam eder [10,18].



Şekil 3.11: Birincil modda devrede akım yönleri.

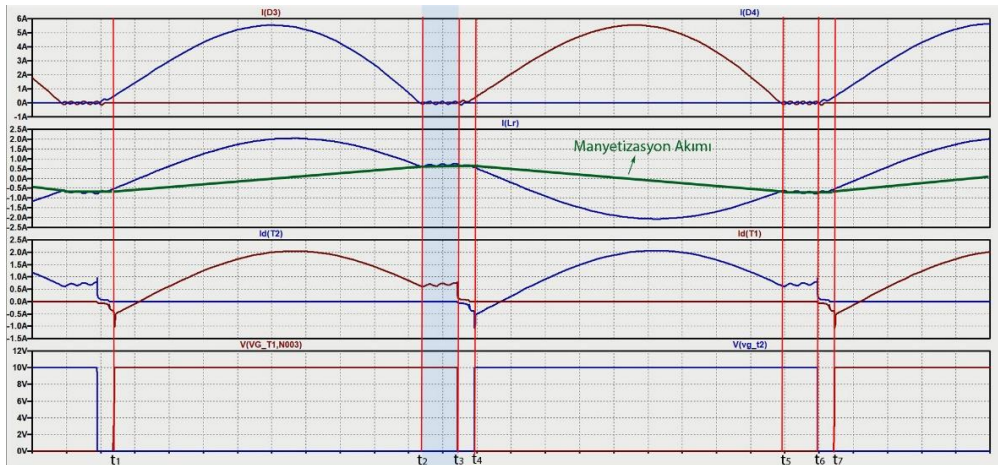
3.2.2 İkinci Çalışma Aralığı ($t_2 - t_3$ zaman aralığı)

Rezonans akımı ile manyetizasyon akımı eşitlendiğinde çıkışa aktarılan akım sıfıra düşer. Transformatörün çıkışında oluşan gerilim, çıkış geriliminden daha düşük bir kalır ve ikincil taraftaki D4 ve D5 diyotları kesime gider. Şekil 3.12’de görülebileceği gibi çıkışa güç aktarılmaz ve devrenin birincil tarafında dönen akım yalnızca manyetizasyon akımıdır ve sirkülasyon akımı olarak düşünülebilir.



Şekil 3.12: İkinci çalışma aralığında devrede akım yönleri.

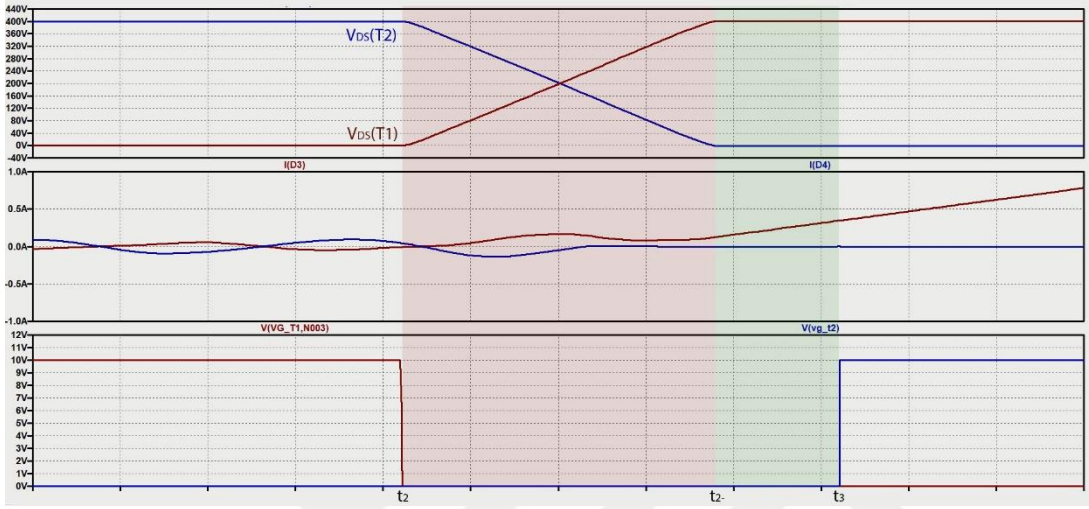
Birincil tarafta akan akımın sirkülasyon akımı özelliği gösterdiği $t_2 - t_3$ zaman aralığının uzunluğu, anahtarlama işaret periyodu ile Cr, Lr elemanlarının rezonans periyodu arasındaki farkın yarısı kadar olacaktır. Şekil 3.13’te de görülebileceği gibi rezonans altı endüktif çalışma bölgesinde devrenin anahtarlama frekansı ikincil rezonans frekansından uzaklaştıkça çıkış güç aktarılmayan süre uzayacak ve verim düşecektir.



Şekil 3.13: İkinci çalışma aralığında dalga şekilleri.

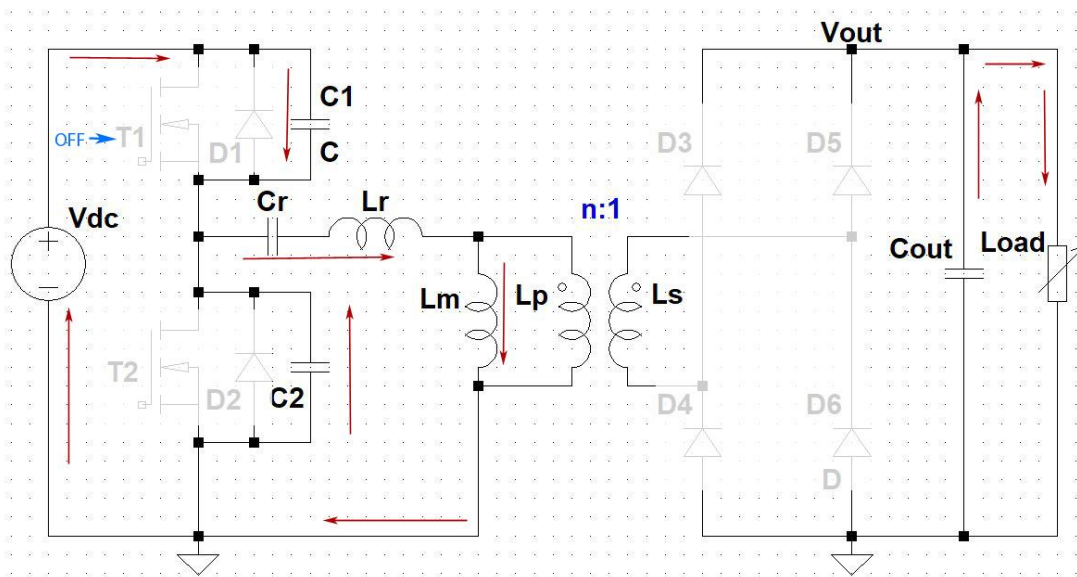
3.2.3 Üçüncü Çalışma Aralığı ($t_3 - t_2$ zaman aralığı)

Üçüncü çalışma aralığı T1 anahtarının kapanması ile başlar ve anahtar işaretleri arasındaki ölü zaman süresince devam eder. Bu çalışma aralığı kendi içerisinde iki farklı çalışma davranışı içerdiğinden devredeki şekil 3.14'te görülen dalga şekilleri ve şekil 3.15 ve şekil 3.16'da görülen akım yönleri detaylı olarak incelenecektir.



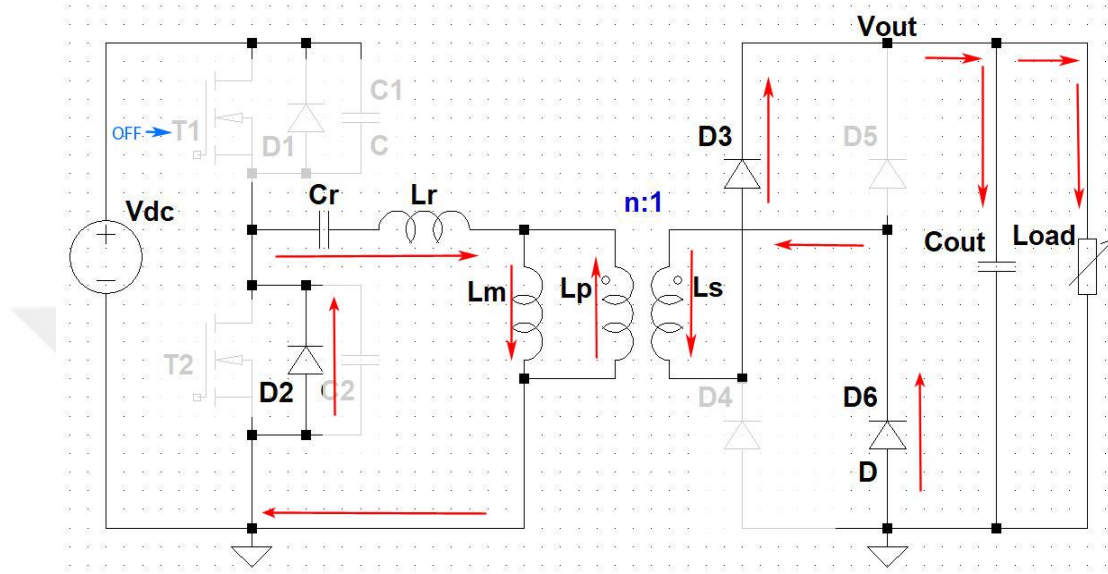
Şekil 3.14: Üçüncü çalışma aralığında akım dalga şekilleri.

Üçüncü çalışma zaman aralığının başında T1 anahtarının kesime götürülmesiyle, T1 anahtarının parasitik kapasitesi dolmaya, T2 anahtarının parasitik kapasitesi ise boşalmaya başlar. Kapasitelerin dolma ve boşalmasını sağlayan enerji manyetizasyon endüktansından sağlanır [16].



Şekil 3.15: Üçüncü çalışma aralığında devre akım yönleri.

Şekil 3.14'te görülen $t_2 - t_2$ alt zaman aralığında T1 ve T2 anahtarlarının parasitik kapasitelerinin dolup boşalması gerçekleştiği için birincil tarafta T1 anahtarı kesimde olmasına rağmen tanka uygulanan gerilim bu süre boyunca devam etmektedir. Bu süre boyunca da çıkışa güç aktarımı gerçekleşmez ve birincil tarafta akan akım sirkülasyon akımı özelliğini korur.



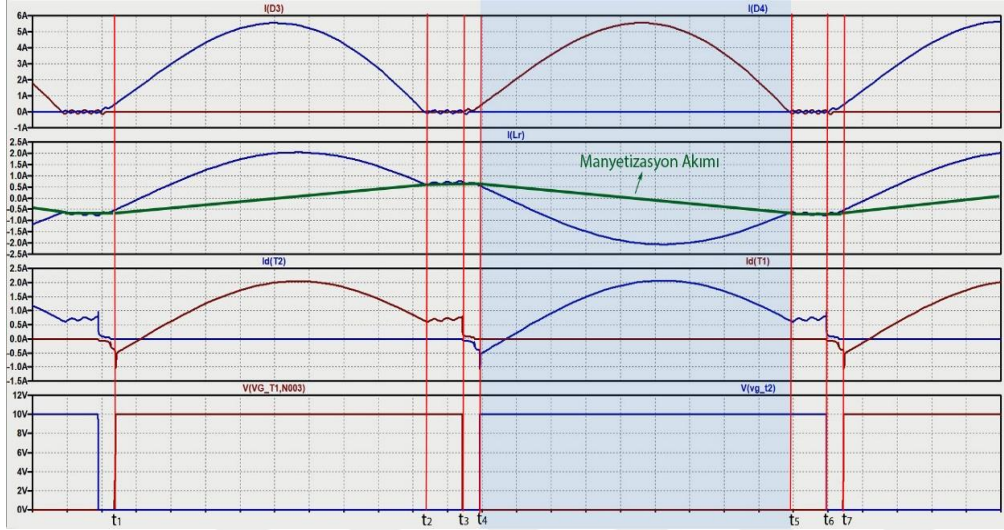
Şekil 3.16: Üçüncü çalışma aralığında gövde diyodu iletim durumunda devre.

C2 kapasitesinin boşalmasıyla T2 anahtarının gövde diyodu olan D2 diyodu iletime geçer ve rezonans endüktası akımı düşmeye başlar. Trafonun çıkış gerilimi, çeviricinin çıkış gerilimini aşar ve D6, D3 diyotları iletime geçerek çıkışa güç aktarmaya başlar. L_m üzerindeki gerilim çıkış gerilimiyle sınırlanır ve L_m endüktansı sabit gerilimle boşalmaya başlar [10]. Şekil 3.14, 3.15 ve 3.16'da görülebileceği gibi birincil taraftaki anahtarların parasitik kapasitelerinin manyetizasyon akımı ile boşaltıldığı sürede çıkış güç aktarımı olmaz ve güç aktarımı anahtarların parasitik kapasitelerinin gerilimi sıfıra düştükten sonra başlar.

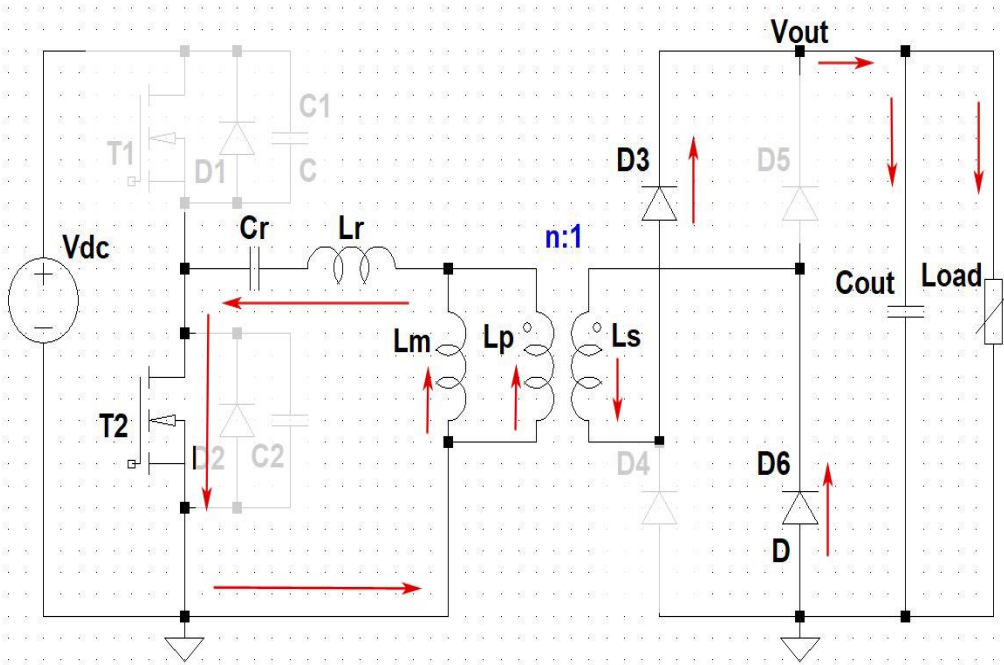
Bu karakteristikten görülebileceği gibi kullanılan yarı-iletken anahtarın parasitik kapasite değeri yalnızca anahtarlama kayıplarına değil sirkülasyon akımı süresini etkilemesi nedeniyle iletim kayıpları üzerinde de etkilidir. Birincil anahtar parasitik kapasiteleri transformatörün manyetizasyon akımı tarafından boşaltıldığı için manyetizasyon akımı ve dolayısıyla L_m endüktansının değeri SGA şartının karşılanması için önem taşımaktadır. Manyetizasyon akımının artırılması SGA şartının daha geniş bir aralıkta karşılanmasını sağlayacaksa da, iletim kayıplarında artmasına sebep olur [14].

3.2.4 Dördüncü Çalışma Aralığı ($t_4 - t_5$ zaman aralığı)

Dördüncü çalışma aralığı rezonans endüktansı akımının negatif olmasıyla başlar. Bu zaman aralığında T2 anahtarı açık konumdadır. Yarım köprü LLC çeviricinin t_4-t_5 zaman aralığındaki çalışması t_1-t_2 zaman aralığındaki çalışmasının simetriğidir. Bu nedenle bu bölümde yalnızca şekil 3.17’de görülen dalga şekilleri ve şekil 3.18’de devre şeması üzerinde akım yönleri gösterilmiştir.



Şekil 3.17: Akım dalga şekilleri.

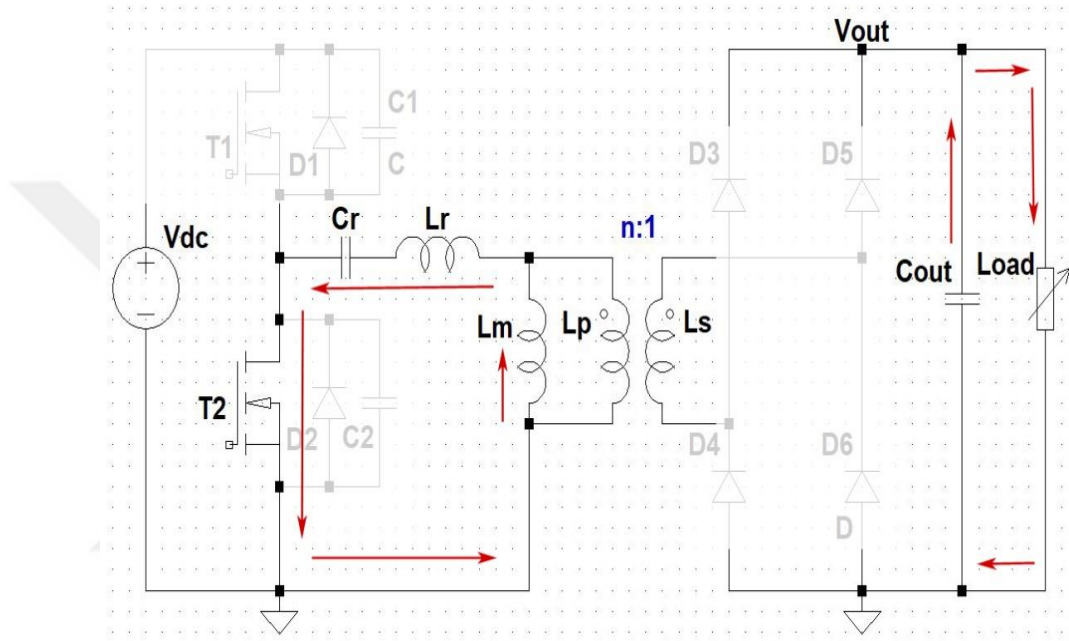


Şekil 3.18: Akım yönleri.

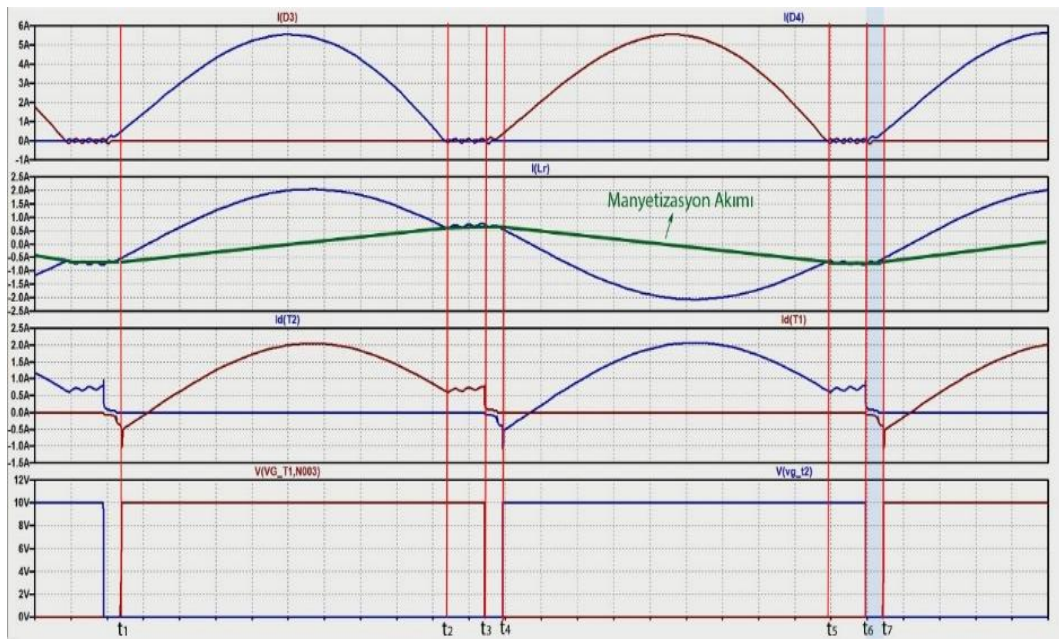
Dördüncü zaman aralığında $t_1 - t_2$ zaman aralığından farklı olarak çıkışa aktarılan güç birinci zaman aralığında rezonans tankı elemanlarında depolanan enerjidir.

3.2.5 Beşinci Çalışma Aralığı ($t_5 - t_6$ zaman aralığı)

Yarım köprü LLC çeviricinin t_5-t_6 zaman aralığındaki çalışması t_2-t_3 zaman aralığındaki çalışmasının simetriğidir. Bu nedenle bu bölümde yalnızca şekil 3.19'da devre şeması üzerinde akım yönleri ve şekil 3.20'de dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu zaman aralığında da ikinci zaman aralığında olduğu gibi birincil tarafta manyetizasyon akımı sirkülasyon akımı karakteristiğinde akarken, yük çıkış kapasitesi üzerinden beslenir.



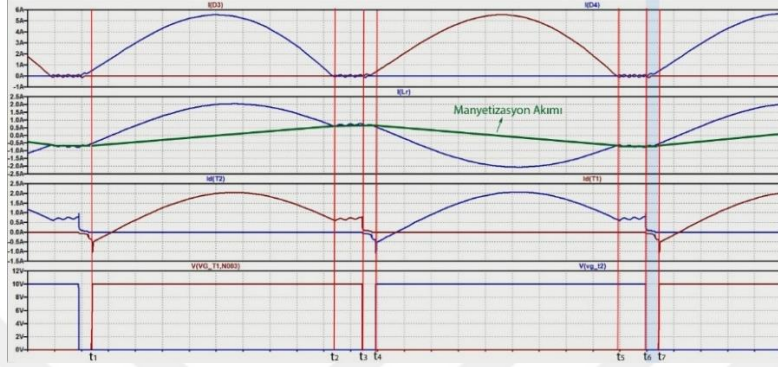
Şekil 3.19: Beşinci çalışma aralığında devrede akım yönleri.



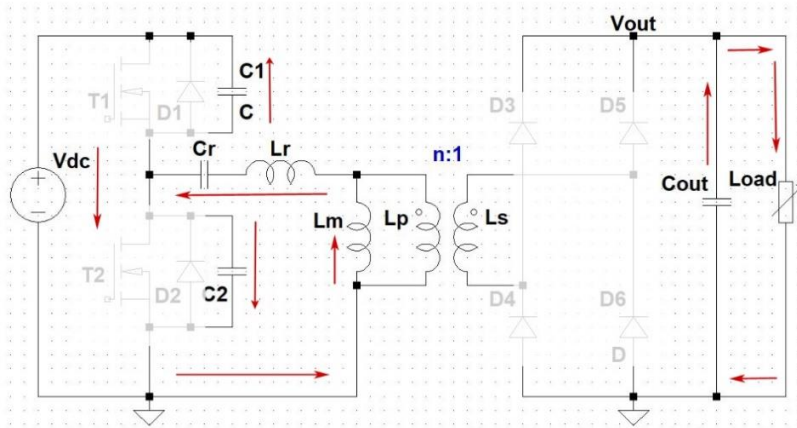
Şekil 3.20: Beşinci çalışma aralığında akım dalga şekilleri.

3.2.6 Altıncı Çalışma Aralığı ($t_6 - t_7$ zaman aralığı)

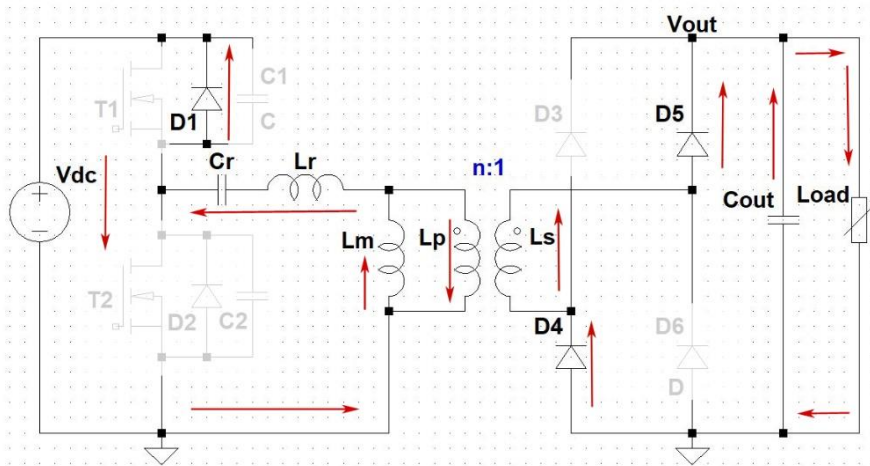
Altıncı çalışma aralığı, $t_3 - t_4$ zaman aralığında gerçekleşen çalışmanın simetriğidir. Bu nedenle bu bölümde çalışma aralığının detaylı anlatımı yapılmamış, yalnızca dalga şekilleri ve devre şeması üzerinde akım yolları şekil 3.21, 3.22 ve 3.23'te gösterilmiştir.



Şekil 3.21: Altıncı çalışma aralığı.



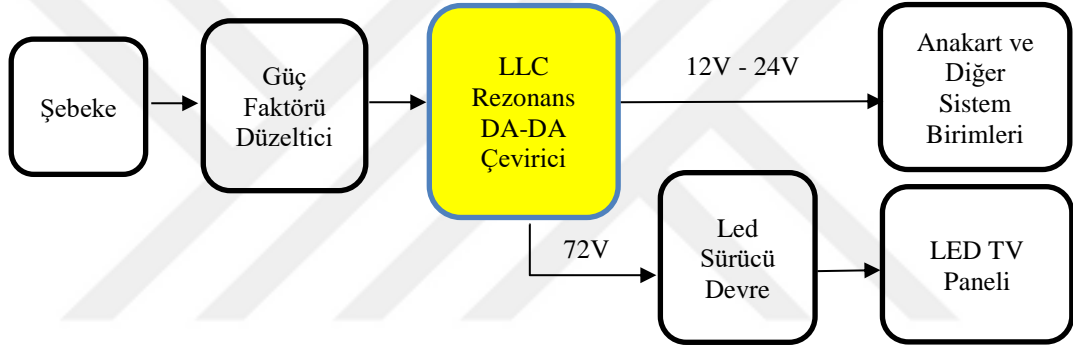
Şekil 3.22: Anahtar parasitik kapasitelerinin boşalması sırasında akım yönleri.



Şekil 3.23: Diyot iletimdeyken akım yönleri.

4. YARIM KÖPRÜ LLC REZONANS ÇEVİRİCİNİN TASARIMI

Yarım köprü LLC rezonans çeviricinin tasarım parametrelerinin tasarıma ve çeviricinin çalışmasına etkisi 3.Bölümde tartışılmıştı. Bu bölümde devrenin pratik gerçekleşmesi için transformatör ve rezonans tankı parametrelerinin belirlenmesi ve yarı-iletken elemanların seçimi LED TV güç kaynağı tasarımı kısıtları göz önüne alınarak gerçekleştirilecektir. Şekil 4.1’de LED TV güç kaynağının blok şeması görülebilir. Blok şemada yer alan güç faktörü düzeltici devresi ve led sürücü devresi bu çalışma kapsamında incelenmeyecektir.



Şekil 4.1: Led TV güç kaynağı blok şeması.

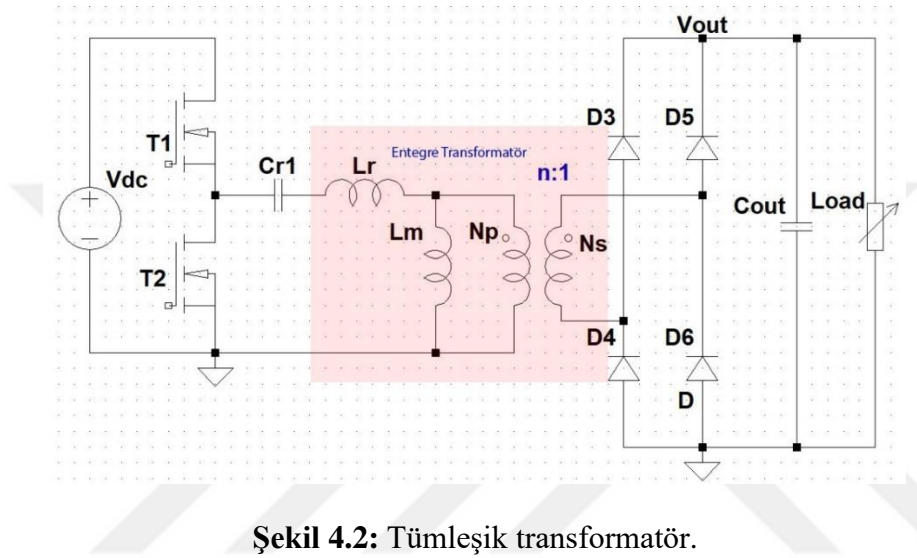
Tasarlanacak olan LED TV güç kaynağının elektriksel, mekanik ve sıcaklık istekleri Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1: Led TV güç kaynağı gereksinimleri.

| Elektriksel Kriterler | | | | | |
|---|------------|-------------------|----------------------------|----------|------------|
| Giriş Gerilimi | Yük Koşulu | Çıkış Gerilimleri | | | Toplam Güç |
| 395VDC ±%5 | Nominal | 12V | 24V | 72V | 194.4 W |
| | Maksimum | 4A | 0.7A | 1.8A | 228 W |
| Mekanik ve Sıcaklık Kriterleri | | | | | |
| Maksimum Sıcaklıklar @25°C Ortam ve Nominal Yük Koşulunda | | | | | |
| Yarı İletken Sıcaklıkları | | | Transformatör Sıcaklıkları | | |
| 70 °C | | | Sargı | Çekirdek | |
| | | | 85°C | 70°C | |
| Maksimum Yükseklik | | | | | |
| 13.5mm | | | | | |

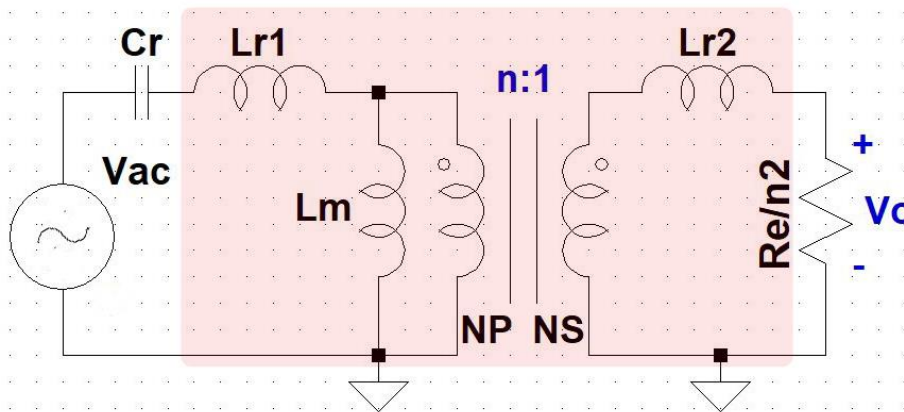
4.1 Pratik Tasarımda Kullanılacak Kazanç Denkleminin Elde Edilmesi

LLC rezonans çeviricilerde transformatör ve rezonans tank parametreleri çeviricinin çalışma bölgesini ve çalışma frekansını belirlediği için tasarımın en önemli aşamasını oluşturur. Pratikte LLC rezonans çevirici tasarımında L_r ve L_m endüktansları tasarlanacak olan transformatörün sırasıyla kaçak endüktansı ve manyetizasyon endüktansı olarak tasarlanır ve harici bir rezonans endüktansı kullanılmayarak malzeme sayısında düşüş sağlanır [11].



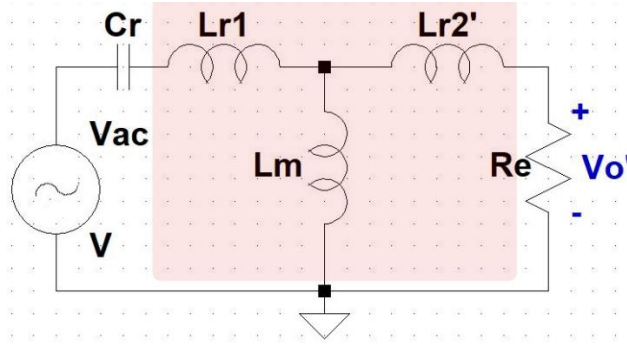
Şekil 4.2: Tümleşik transformatör.

LLC rezonans transformatörünün tümleşik tasarlanması devreye harici olarak eklenecek L_r rezonans endüktansına ihtiyacı ortadan kaldırır. Ancak kaçak endüktans dahili olarak tasarlanan transformatörde kaçak endüktans sadece birincil tarafta yer almaz. İkincil taraftaki sargıların kaçak endüktansları da sarım oranıyla birincil tarafa indirgenir [15]. Bu da transformatörün Şekil 4.3'deki gibi modellenmesi gerekliliğini ortaya çıkartır.



Şekil 4.3: Entegre transformatör ile LLC modeli.

Şekil 4.3’de görülen LLC rezonans çevirici modelinde ikincil tarafta görülen kaçak endüktans birincil tarafa indirgenmiş Şekil 4.4’te görülen modele ulaşılır.



Şekil 4.4:Entegre transformatör ile indirgenmiş LLC modeli.

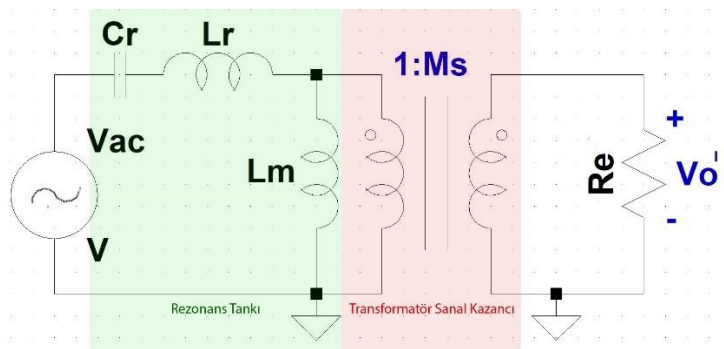
Modellemenin basitleştirilmesi için $L_{r1} = L_{r2'}$ yaklaşımında bulunulabilir. Bu durumda transformatörün yeni endüktansları Denklem 4.1 ve 4.2’deki ifade edilebilir.

$$L_p = L_m + L_{r1} \quad (4.1)$$

$$L_r = L_{r1} + L_m \parallel L_{r1} \quad (4.2)$$

Denklem 4.2’de görülebileceği gibi L_r rezonans endüktansı ifadesine L_m endüktansı da katılmaktadır. L_r endüktansı transformatörün kaçak endüktansıdır ve ikincil sargılar kısa devre edilerek birincil taraftan ölçülür. Şekil 4.4’te görülen R_e empedansı kısa devre edilirse elde edilecek olan empedans denklem 4.2’deki gibi olacaktır. Transformatörün ikincil tarafındaki kaçak endüktansından kaynaklanan sanal kazanç nedeniyle rezonans frekansında rezonans tankının kazancı bir olmayacaktır. Bu sanal kazanç M_s denklem 4.3’deki gibi tanımlanabilir. Bu kazancın ideal transformatör olarak modele eklenmesiyle Şekil 4.5’te görülen model elde edilir [15].

$$M_s = \sqrt{\frac{L_p}{L_p - L_r}} = \sqrt{\frac{m}{m - 1}} \quad (4.3)$$



Şekil 4.5: Sanal kazancın eklenmesiyle indirgenmiş LLC rezonans çevirici modeli.

Denklem 4.3’de verilen ve transformatörün ikincil taraftaki kaçak endüktansından kaynaklanan sanal kazancın eklenmesiyle çeviricinin gerilim-kazanç ifadesi denklem 4.4’teki gibi olacaktır.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = M_s \times M_g \times \frac{1}{k} \times \frac{1}{n} \quad (4.4)$$

Denklem 4.4’de görülen M_g rezonans tankının transfer fonksiyonudur ve denklem 3.2’de verilmiştir. M_g ifadesi denklem 3.9 ve 3.10’da verilen Q ve m değerleri ile düzenlenir ve denklem 4.5’e göre normalize edilirse denklem 4.6’da verilen kazanç ifadesi elde edilir [17,21]. M_g ifadesinin mutlak değer dışına çıkartılmasıyla Denklem 4.7’de verilen ifade elde edilir.

$$f_x = \frac{f_s}{f_r} \quad (4.5)$$

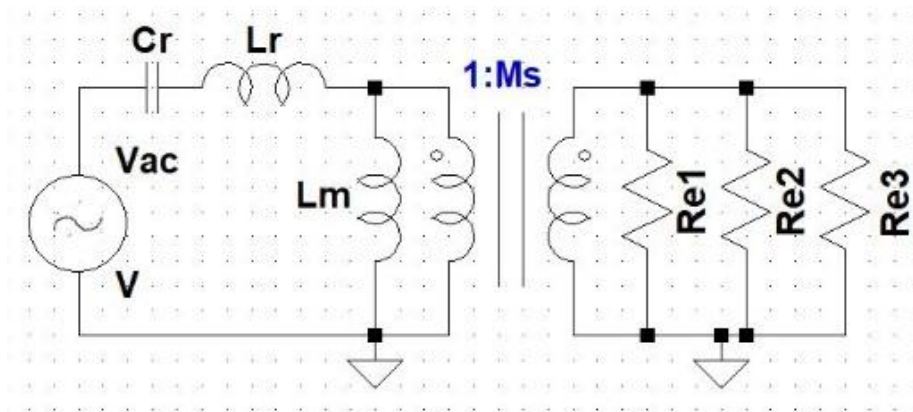
$$M_g = \left| \frac{f_x^2(m-1)}{[mf_x^2 - 1] + j[(f_x^2 - 1)f_x Q(m-1)]} \right| \quad (4.6)$$

$$M_g = \frac{f_x^2(m-1)}{\sqrt{(mf_x^2 - 1)^2 + (f_x^2 - 1)^2 f_x^2 Q^2 (m-1)^2}} \quad (4.7)$$

Çok çıkışlı rezonans çeviricilerde indirgenmiş yük empedansı bütün çıkışların indirgenmiş yük empedansı değerlerinin paralel eşdeğeridir [22]. İndirgenmiş eşdeğer yük empedansı denklem 4.9 ve denklem 4.10 yardımıyla hesaplanabilir.

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_{e1}} + \frac{1}{R_{e2}} + \dots + \frac{1}{R_{ek}} \quad (4.9)$$

$$R_{ek} = R_{yük} \times \frac{8}{\pi^2} \times \frac{N_p}{N_{sk}} \quad (4.10)$$



Şekil 4.6: Çok çıkışlı LLC rezonans çevirici için indirgenmiş model.

4.2 Transformatör ve Rezonans Tank Parametrelerinin Belirlenmesi

Çizelge 4.1’de isterleri verilen LED TV güç kaynağının tasarımı için birinci harmonik yaklaşımı ile transformatör sarım oranı denklem 4.11 yardımıyla hesaplanır. Denklem 4.11’de görülen V_F değeri çıkış doğrultucu diyotlarının iletim gerilimleridir ve teorik tasarımda yaklaşık olarak 0.5V olarak alınacaklardır.

$$n = \frac{V_{in}}{2(V_o - V_F)} \quad (4.11)$$

Çizelge 4.2: Transformatör çevirme oranı.

| Çıkış Gerilimi | 12V | 24V | 72V |
|--------------------------|------|------|------|
| Hesaplanan Çevirme Oranı | 15.8 | 8.06 | 2.72 |
| Seçilen Çevirme Oranı | 17 | 8.5 | 2.83 |

Çizelge 4.2’de çeviricinin rezonans üstü endüktif çalışma bölgesinde kalması için transformatörün çevirme oranı hesaplanan değerlerden yüksek olacak şekilde belirlenmiştir. Seçilen transformatör çevirme oranıyla giriş geriliminin en düşük ve en yüksek değerlerinde ihtiyaç duyulacak rezonans tankı kazançları denklem 4.12 ile hesaplanabilir. Bütün çıkışlar için sargı oranları gerilim değerleriyle orantılı olduğu için bu hesaplamaların bir çıkış gerilimi için yapılması yeterli olacaktır.

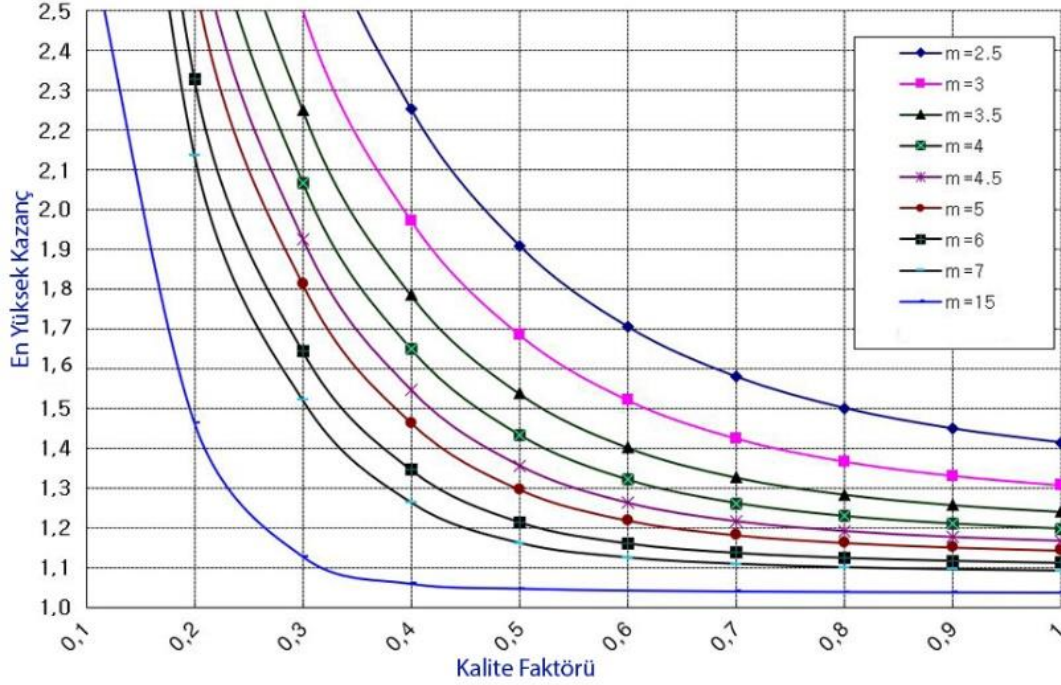
$$M = \frac{2n(V_o - V_F)}{V_{in}} \quad (4.12)$$

Çizelge 4.3 : Giriş geriliminin tolerans aralığında gerekli rezonans tank kazancı.

| Giriş Gerilimi | V_{in_min} 375VDC | V_{in_nom} 395VDC | V_{in_max} 415VDC |
|-----------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| Rezonans Tank Kazancı | 1.13 | 1.07 | 1.02 |

Çizelge 4.3’te görüldüğü gibi çevirici çizelge 4.2’de belirlenen sargı oranlarıyla rezonans üstü endüktif çalışma bölgesinde çalışabilmesi ve kapasitif bölgeye geçmemesi için en düşük giriş geriliminde 1.13’den daha yüksek kazançla sahip olmalıdır. Hesaplamalara dahil edilmeyen kayıplarda göz önüne alınarak hesaplanan değerlerin %10 fazlası çeviricinin en yüksek yük koşulunda sağlaması gereken kazanç değeri olarak belirlenebilir. Bu değer 1.25 olacaktır.

Rezonans tankının en yüksek çıkış gücünde sağlaması gereken en düşük kazanç değeri belirlendikten sonra şekil 4.7’de görülen grafiğe göre hangi m değerine karşılık seçilebilecek en büyük Q değerleri belirlenir. Bu değerler çizelge 4.4’te gösterilmiştir.



Şekil 4.7: Kalite faktörü ve m değerine göre en yüksek kazanç grafiği

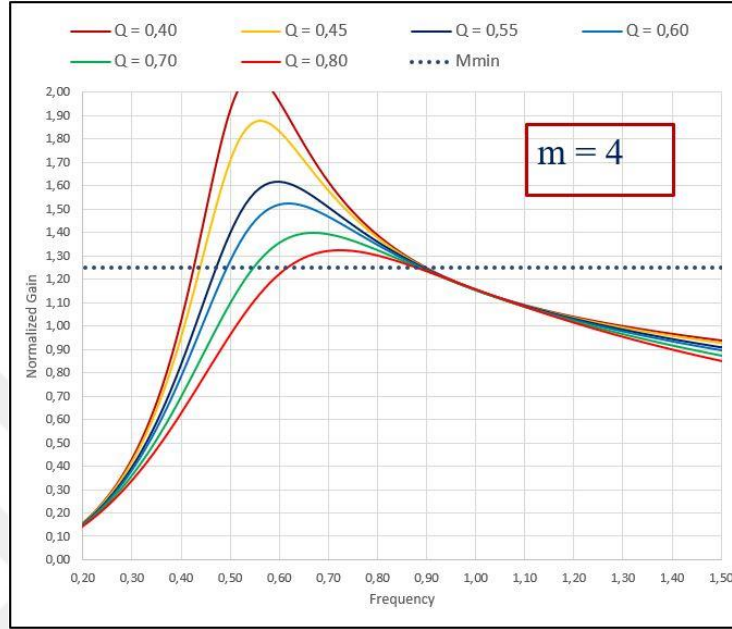
Çizelge 4.4: Farklı m değerleri için seçilebilecek en yüksek kalite faktörü değerleri

| m değeri | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|--------------------------|------|------|------|------|------|
| En yüksek kalite faktörü | 1 | 0,8 | 0,55 | 0,45 | 0,4 |
| En yüksek kazanç | 1.25 | 1.25 | 1.25 | 1.25 | 1.25 |

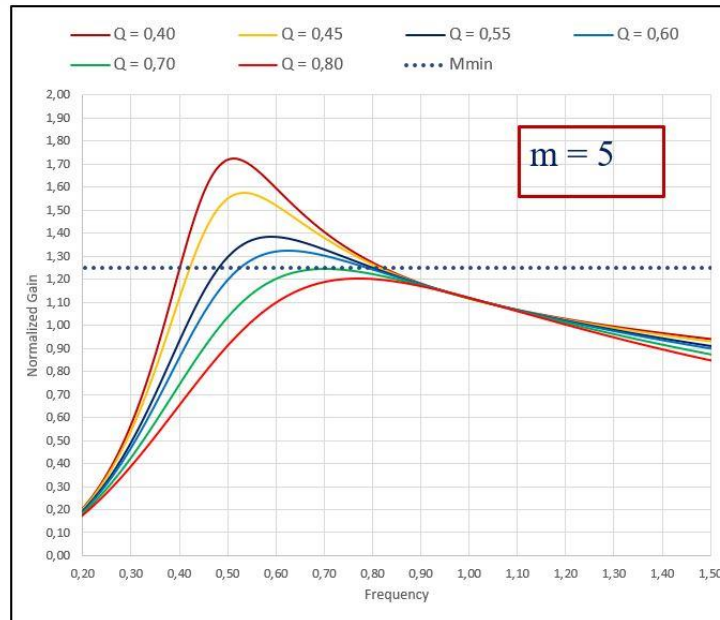
Denklem 4.3 ve 4.7 ile ifadeleri verilen M_g ve M_s kazançlarının çarpımı transformatör ve rezonans tankının toplam kazanç ifadesini verecektir. Bu ifade denklem 4.13’te verilmiştir. Çizelge 4.4’de verilen m değerlerinden bir tanesi seçilerek tasarıma başlanır. Farklı Q değerleri için sabit m değerinde denklem 4.3’ün grafiği bir bilgisayar programı yardımıyla çizdirilerek, seçilen m değeri ve kalite faktörünün elde edilmek istenen kazancı sağlayıp sağlamadığı doğrulanır.

$$M = \sqrt{\frac{m}{m-1}} x \frac{f_x^2(m-1)}{\sqrt{(mf_x^2-1) + (f_x^2-1)^2 f_x^2 Q^2 (m-1)^2}} \quad (4.13)$$

Denklem 4.13'te verilen ifade oluşturulan excel hesaplama aracı yardımıyla grafiğe dönüştürülmüş ve çizelge 4.4'de görülen değerlerin doğrulanması bu hesaplama aracı yardımıyla gerçekleştirilmiştir. Farklı m değerleri için çizdirilen grafikler şekil 4.9, 4.10, 4.11 ve 4.12'de görülmektedir.

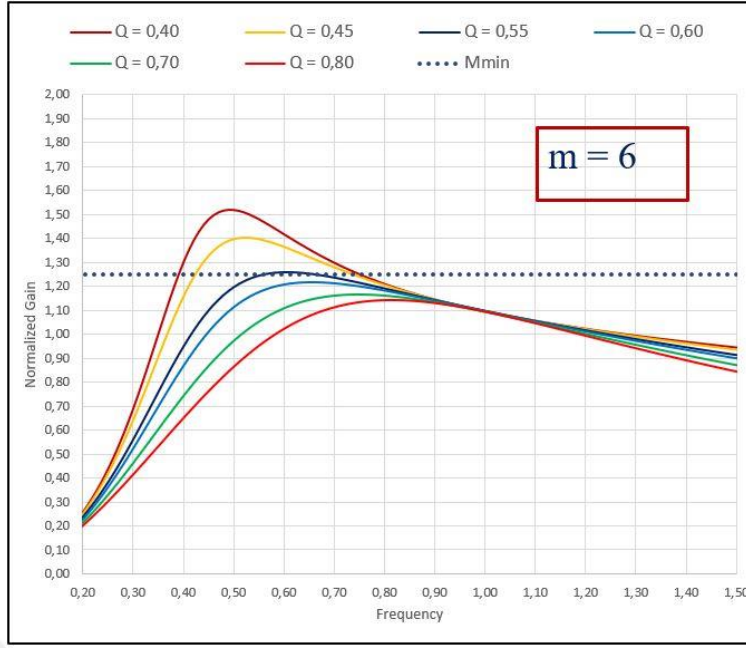


Şekil 4.8: m=4 için LLC rezonans çevirici kazanç grafiği

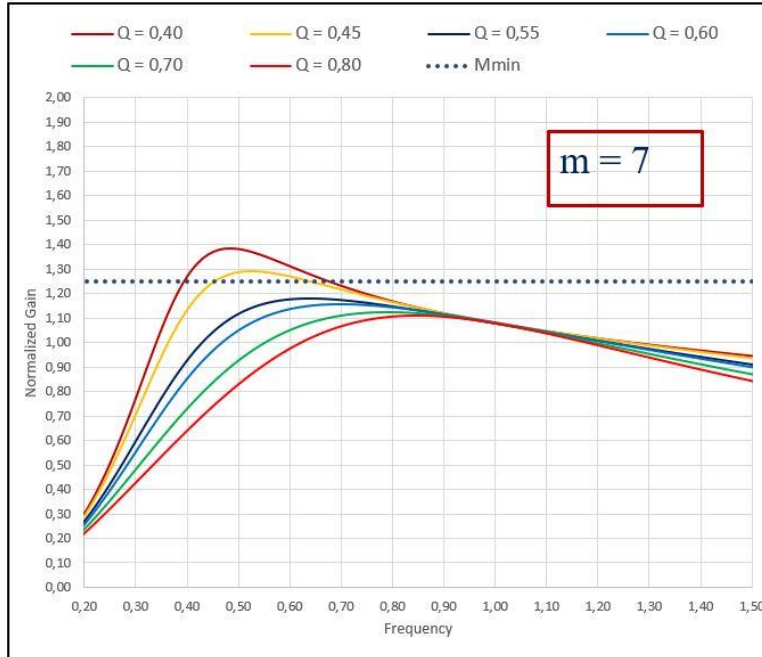


Şekil 4.9: m=5 için LLC rezonans çevirici kazanç grafiği

Şekil 4.9 ve 4.10'da görüldüğü gibi rezonans çevirici m= 4 değeri için kalite faktörü 0,8 olduğu koşulda ve m=5 değeri için kalite faktörü 0,6 olduğu koşulda ihtiyaç duyulacak kazanca ulaşmaktadır.



Şekil 4.10: $m=5$ için LLC rezonans çevirici kazanç grafiği



Şekil 4.11: $m=5$ için LLC rezonans çevirici kazanç grafiği

Şekil 4.11 ve 4.12’de görüldüğü gibi $m=6$ ve $m=7$ değerleri için de sırasıyla kalite faktörü 0.45 ve 0.40 olduğu durumda LLC rezonans tankı ihtiyaç duyulan kazancı sağlamaktadır. Bölüm 3’te bahsedildiği gibi m değerini mümkün olduğunca düşük tutmak LLC rezonans çeviricinin sağlayabileceği en yüksek kazancı artırmaktadır. Ancak m değerini düşük tutmak, transformatörün L_m manyetizasyon endüktansını da düşük tutmakla mümkün olduğu için devrede sirkülasyon akımı karakteristiği gösteren manyetizasyon akımının değeri yükselecektir. Bu durum transformatörde ek bakır

kayıplarına, yarı iletkenlerde ise ek iletim kayıplarına neden olacaktır. Bu kayıpların azaltılması da göz önünde bulundurularak m değeri 6 ve Q değeri en yüksek değeri 0.45 olarak seçilmiştir.

Kalite faktörü ve m değerine karar verildikten sonra rezonans tank elemanlarının değerlerinin belirlenmesi için güç kaynağının maksimum yükünde indirgenmiş eşdeğer empedansının hesaplanması ve istenen çalışma frekansı belirlenmelidir. Denklem 4.9 ve 4.10 üç çıkışlı bir LLC rezonans çevirici için düzenlenirse denklem 4.14'deki ifade elde edilir. Bu ifadeden güç kaynağının çizelge 4.1'de verilen maksimum çıkış gücü istenir ve çizelge 4.2'de verilen transformatör çevirme oranları ile $R_e = 147.95\Omega$ olarak hesaplanır.

$$R_e = \frac{1}{\frac{V_{o1}}{I_{o1}} \times \frac{8}{\pi^2} \times \frac{N_p}{N_{s1}} + \frac{V_{o2}}{I_{o2}} \times \frac{8}{\pi^2} \times \frac{N_p}{N_{s2}} + \frac{V_{o3}}{I_{o3}} \times \frac{8}{\pi^2} \times \frac{N_p}{N_{s3}}} \quad (4.14)$$

LLC rezonans çevirici frekans kontrollü çevirici olduğu kesin bir çalışma frekansı yoktur. Farklı giriş gerilimi ve çıkış yüklerinde farklı frekanslarda çalışabilirler. Bu nedenle belirlenebilecek kesin frekans yalnızca C_r ve L_r elemanlarının rezonans frekansı olan ikincil rezonans frekansıdır. Bu çalışma için ikincil rezonans frekansının olması beklenen değer $f_r=100\text{kHz}$ olarak seçilmiştir. Denklem 3.6 ve 3.9, L_r ve C_r değerlerine göre yeniden düzenlenirse denklem 4.15 ve 4.16 elde edilir. Daha önce hesaplanan ve belirlenen f_r , Q ve R_e değerleri bu denklemlerde yerine koyulursa rezonans tank elemanı değerleri $L_r = 102\mu\text{H}$ ve $C_r = 24.8\text{nF}$ olarak hesaplanır.

$$L_r C_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2} \quad (4.15)$$

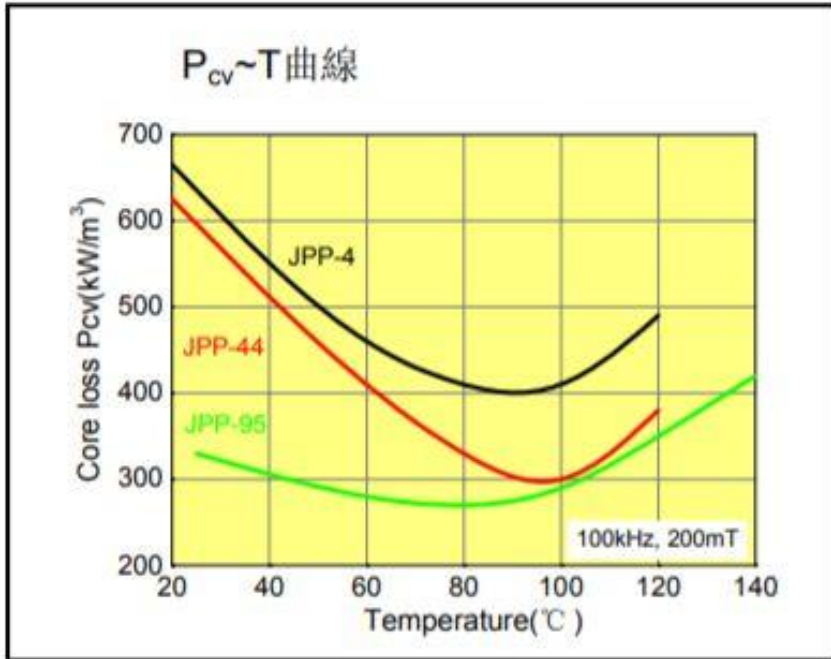
$$\frac{L_r}{C_r} = Q^2 R_e^2 \quad (4.16)$$

Rezonans tank elemanlarının değerleri belirlendikten sonra transformatörün manyetizasyon endüktansı da $m = 6$ için denklem 3.10'dan $L_m=510\mu\text{H}$ olarak hesaplanır. Tasarlanacak tümleşik transformatörün kaçak endüktansı, rezonans endüktansı olarak kullanılacağından, transformatörün birincil tarafından ölçülecek endüktans değeri denklem 4.16'da verildiği gibi $L_p = 612\mu\text{H}$ olacaktır.

$$L_p = L_r + L_m \quad (4.16)$$

4.3 LLC Rezonans Çevirici Transformatörünün Tasarımı ve Gerçeklenmesi

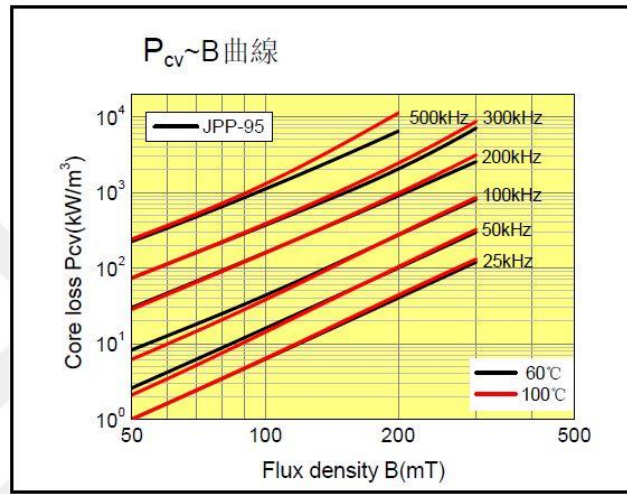
TV Güç kaynağı olarak tasarlanacak olan LLC rezonans çevirici transformatörünün tasarımında önemli kriterlerden bir tanesi güç kaynağında kullanılan elemanların PCB yüzeyinden maksimum yüksekliğidir. Bu tasarım için bu değer çizelge 4.1’de belirtildiği gibi 13.5mm olarak belirlenmiştir. Tasarımın yüksekliğine etki eden en önemli malzeme transformatör çekirdeğinin boyutları olacaktır. Yükseklik şartını sağlamak için tasarlanacak transformatörün yüksek güç yoğunluğuna ve düşük çekirdek kaybına sahip olması gerekir. Bu nedenle tasarımda kullanılacak ferrit transformatör çekirdeğinin malzeme seçimi önemlidir. Piyasada anahtarlama gerilim kaynaklarında kullanılan farklı ferrit çekirdek malzemeleri bulunmaktadır. Bu çalışma kapsamında tasarlanan transformatörlerde geniş sıcaklık aralığında düşük çekirdek kaybı özelliği gösterebilen JPP-95 Mn-Zn ferrit malzemesi kullanılacaktır. JPP-95 ferrit malzemesinin JPP-4 ve JPP-44 ferrit malzemeleri ile karşılaştırmalı çekirdek kaybı grafiği şekil 4.12’de görülmektedir.



Şekil 4.12: JPP-95 ferrit malzemesinin karşılaştırmalı çekirdek kaybı.

Şekil 42’de de görülebileceği gibi JPP-95 ferrit malzemesi en düşük çekirdek kaybı değerlerine 70°C ile 90°C arasında ulaşmaktadır [30]. Tablo 4.1’de verilen TV güç kaynağı sıcaklık isterlerine göre transformatörün çekirdek sıcaklığının 70°C’yi geçmemesi gerekmektedir. Sıcaklık açısından incelendiğinde de JPP-95 ferrit malzemesinin bu tasarım için uygun olacağı görülmektedir.

Kullanılacak ferrit çekirdek malzemesinin belirlenmesinden sonra 13.5mm maksimum yükseklik şartını sağlayacak şekilde ferrit çekirdek seçilecektir. LLC rezonans çevirici transformatörü sürekli çıkışa güç aktarımı yapan alternatif akım transformatörü özelliği gösterdiğinden boyutu belirleyen kriter doyma akımı olmayacaktır. Burada boyutu belirleyen en önemli kriter LED TV güç kaynağı transformatörü için tanımlanmış sıcaklık isterleridir. Şekil 4.13’de görülebileceği gibi transformatörün manyetizasyon akımından kaynaklanan akı yoğunluğu yükseldikçe kayıpları artacak ve transformatör çekirdeği ısınacaktır [30].



Şekil 4.13: Ferrit çekirdek kaybı grafiği.

Transformatörün ısınmasını engellemek için transformatör çekirdeği akı yoğunluğunun tasarıma başlangıç noktası olarak maksimum 200mT olarak belirlenmiştir. Transformatörün akı yoğunluğu ifadesi denklem 4.17’de verilmiştir. Denklem 4.17’de görülen A_e seçilecek transformatör çekirdeğinin efektif akı yolu alanıdır ve çekirdek boyutlarının belirlenmesinde bu parametre kullanılacaktır. Denklem 4.17 ve 4.18 birlikte yeniden düzenlenirse denklem 4.19’da görülen akı yoğunluğu ifadesi elde edilecektir. Denklem 4.19’da görüldüğü transformatör çekirdeğinin akı yoğunluğu çekirdeğin akı yolu alanına, devrenin ikincil rezonans frekansına, transformatörün ikincil sarım sayısına bağlıdır [20].

$$B_m = \frac{L_m \times I_{L_m \text{ maks}}}{N_p \times A_e} \quad (4.17)$$

$$I_{L_m \text{ maks}} = \frac{V_o n}{4 L_m f_r} \quad (4.18)$$

$$B_m = \frac{V_o}{4 x f_r \times A_e \times N_s} \quad (4.19)$$

Denklem 4.19’da görülen f_r , V_o ve B_m değerleri daha önce belirlenmişti. Bu değerlerin bildiği göz önüne alınarak denklem düzenlenirse transformator çekirdeğinin A_e değerinin hesaplanması için denklem 4.20 elde edilir.

$$A_e = \frac{V_o}{4x f_r x B_m x N_s} \quad (4.20)$$

Üç çıkışlı transformator için 12V çıkış sargısı referans alınarak denklem 4.20 çözülürse farklı ikincil sarım sayıları için seçilecek transformator çekirdeğinin en küçük A_e değerleri çizelge 4.5’teki gibi olacaktır.

Çizelge 4.5: İkincil sarım sayılarına göre minimum A_e değeri

| N_{s_12V} | A_e |
|--------------|----------------------|
| 1 Tur | 150 mm ² |
| 2 Tur | 75 mm ² |
| 3 Tur | 50 mm ² |
| 4 Tur | 37,5 mm ² |

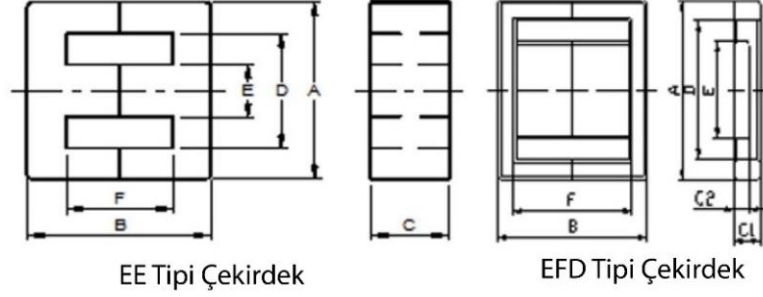
Transformatorün 12V çıkış sarım sayısının artırılması transformator çekirdeğinin boyutlarını küçültmektedir. Ancak aynı zamanda transformatorün sarım sayıları arttığı için sargı uzunluğu ve sargı dirençleri de artacaktır. Bu nedenle transformatorün çıkış sarım sayısı transformatorün çekirdek kaybı ile bakır kayıplarını dengeleyecek şekilde seçilmelidir [19,20]. Çizelge 4.5’te görüldüğü gibi 12V sargısının bir tur olduğu koşulda transformator boyutları çok büyümektedir. 12V sargısının 4 tur olduğu koşulda ise çekirdek boyutları küçülmektedir. Ancak küçülen çekirdek çevresine sarılabilecek bakırın kalınlığının azalması sargı direncini artıracığı göz önüne alınırsa çekirdek seçimi yapılırken A_e değerinin 50 – 100mm² aralığında seçilmesinin uygun olacağı görülebilir. Yapılan araştırmalar ve transformator üreticisi ile yapılan görüşmeler sonucunda tablo 4.7’de özellikleri verilen ferrit transformator çekirdekleri seçilmiştir.

Çizelge 4.6: Tasarımda kullanılacak transformator çekirdekleri.

| Çekirdek Adı | Çekirdek Toplam Boyutları | Çekirdek Kesit Alanı (A_e) |
|--------------|---------------------------|--------------------------------|
| EFD3835 | 38x35x7.7mm | 65mm ² |
| EE44/12.7 | 44x12.7x20mm | 100mm ² |

Çizelge 4.6’da seçilen transformator çekirdeklerinin boyutlarını gösteren çizimler ve çizimde gösterilen boyutların değerleri şekil 4.14 ve çizelge 4.7’de verilmiştir. EFD3835 çekirdek ile yapılan transformator sargıları PCB yüzeyine paralel olacaktır

ve transformatörün yüksekliğini belirleyen ölçü C1 ve üzerine eklenecek olan transformatör karkasının boyutları olacaktır. EE44/12.7 çekirdeği için ise transformatör sargıları PCB yüzeyine paralel olacaktır ve transformatörün yüksekliğini B ölçüsü belirleyecektir.



Şekil 4.14: Seçilen transformatör çekirdeklerinin detaylı çizimleri.

Çizelge 4.7: Transformatör çekirdeklerinin Şekil 4.14'e göre detaylı boyutları.

| Çekirdek | A (mm) | B (mm) | C (mm) | C1 (mm) | C2 (mm) | D (mm) | E (mm) | F (mm) |
|-----------|-----------|-----------|-----------|----------|----------|-----------|-----------|-----------|
| EFD3835 | 38.00±0.6 | 35.50±0.4 | - | 7.70±0.2 | 3.40±0.2 | 29.70±0.6 | 18.70±0.3 | 26.10±0.4 |
| EE44/12.7 | 42.40±0.6 | 12.96±0.3 | 13.50±0.3 | - | - | 37.00min | 4.80±0.2 | 8.16±0.3 |

LLC rezonans tankı rezonans endüktansı transformatöre tümleşik olarak tasarlandığında ortaya çıkan zorluklardan bir tanesi de rezonans endüktansı olarak kullanılacak olan transformatörün birincil kaçak endüktansının kontrol edilmesidir. Transformatörün kaçak endüktası çekirdek geometrisi, sargılarının sarılacağı karkasın tasarımı ve birincil sarım sayısı ile belirlenir [31]. Çekirdek ve karkas seçimi yapıldıktan sonra transformatörün birincil sarım sayısı başına düşen kaçak endüktansı sarım şekli vb etkenlerle çok fazla değiştirilemez [32]. Daha yüksek güçlü veya daha ince tasarıma ihtiyaç duyulduğu durumda kaçak endüktansı düşürebilmek ve devrenin çalışma frekansını yükseltebilmek için iki transformatör birincil tarafları seri bağlı ve ikincil tarafları paralel bağlı olarak tek bir transformatör gibi kullanılabilir [24,25].

Çizelge 4.8: Tur başına yaklaşık kaçak endüktans değerleri.

| Çekirdek Tipi | L_r /Tur | $N_{s_12V} = 2$ Tur | $N_{s_12V} = 3$ Tur |
|---------------|------------|----------------------|----------------------|
| EFD3835 | ~3.5uH/Tur | ~119uH | 178uH |
| EE44/12.7 | ~2.8uH/Tur | ~95uH | 142uH |

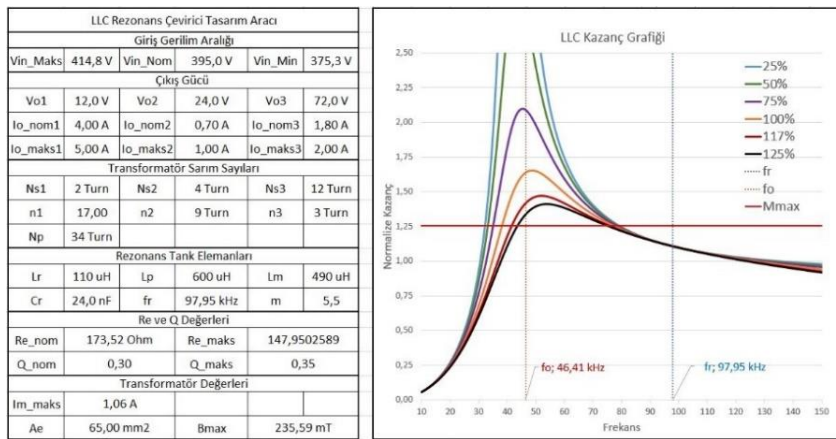
Transformatör üreticisi ile yapılan çalışmalar sonucunda seçilen transformatör çekirdekleri ile birincil sarım sayısı başına elde edilecek yaklaşık kaçak endüktans değerleri çizelge 4.8'de verilmiştir. Bu değerler kullanılarak transformatör sarım sayıları belirlenebilir.

LLC rezonans çevirici transformatörünün kaçak endüktans değeri transformatörün fiziksel yapısına bağımlıyken, manyetizasyon endüktansı transformatör çekirdeğinde bırakılacak hava aralığıyla kaçak endüktans değerini önemli derece de etkilemeden ayarlanabilir [33]. EFD3835 çekirdeğinin boyutları daha küçük olduğu için tasarıma bu transformatör ile başlanacaktır. Gerçekleştirilecek deney sonuçlarına göre çevirici verimini iyileştirme ve sıcaklık isterlerini karşılama amaçlı olarak transformatör parametreleri ve transformatör çekirdeği değiştirilecektir.

Tablo 4.1: EFD3835 Transformatörün teorik ve gerçekleşen değerleri.

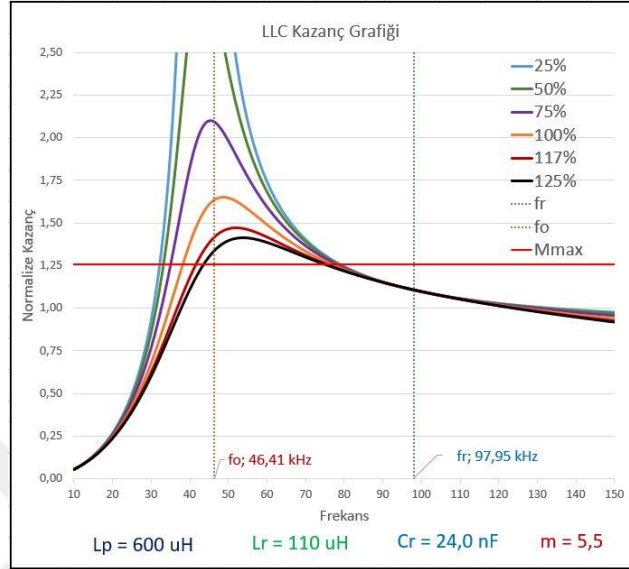
| | Çekirdek | N_s 12V | N_p | L_r | L_p | m |
|----------|----------|-----------|--------|-------|-------|-----|
| Teorik | EFD3835 | 2 Tur | 34 Tur | 119uH | 714uH | 6 |
| Üretilen | EFD3835 | 2 Tur | 34 Tur | 110uH | 600uH | 5.5 |

Daha önce yapılan hesaplamalarda m değeri 6 olarak belirlenmiştir. Ancak EFD3835 transformatörünün üretiminde, üretici tarafından 34 tur birincil sarım sayısında 700uH manyetizasyon endüktansını elde etmek için gerekli hava aralığının çok düşük olduğu ve seri üretim koşullarında L_p değerinin toleransını kontrol etmenin zorlaşacağı geri bildirim alındığı için m değeri 5.5'a düşürülmüş ve üretilen transformatör L_p endüktansı 600uH olacak şekilde üretilmiştir. Rezonans kapasitesi değeri daha önceki hesaplamalarda $C_r = 24.8nF$ olarak hesaplanmıştı. Piyasada standart olarak bulunan kapasitelerle bu değer elde edilmesi için iki tane 12nF kapasite paralel kullanıldığında 24nF rezonans kapasitesi değeri elde edilecektir. Çeviricinin fiziksel gerçekleşmesi sırasında rezonans tank elemanı değerlerinde oluşan farklılıklar sonucunda hesaplamaların tekrar doğrulanması için kazanç değerlerini doğrudan rezonans tank elemanları üzerinden hesaplayacak şekil 4.15'de görülen hesaplama aracı oluşturulmuştur.



Şekil 4.15: LLC Rezonans çevirici tasarım aracı görüntüsü.

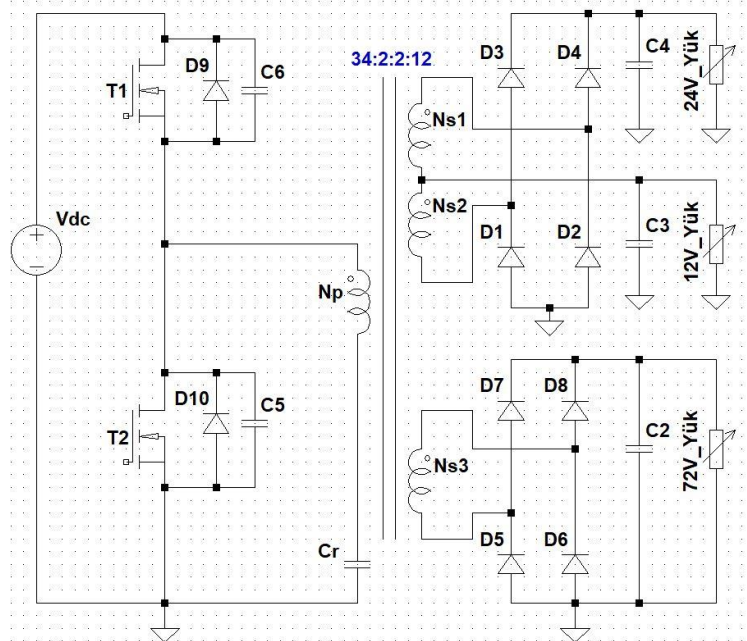
Şekil 4.15’de ekran görüntüsü verilen tasarım aracı yardımıyla üretilen transformatörün kazanç grafiği Şekil 4.16’de görüldüğü gibi farklı yük koşullarında çizdirilmiştir. %117 nominal yük koşulu LED TV Güç kaynağı isterlerinde belirtilen maksimum güç koşulunu, göstermektedir ve kazanç koşulunu sağlamaktadır.



Şekil 4.16: Üretilen transformatörün değerleriyle LLC kazanç grafiği.

4.4 LLC Rezonans Çevirici Yarı-İletken Seçimleri

Tasarlanan üç çıkışlı LLC rezonans çeviricinin güç katının devre şeması Şekil 4.17’de verilmiştir. Yarı iletken seçimleri bu devre şemasına göre yapılacaktır.



Şekil 4.17: Üç çıkışlı LLC rezonans çevirici devre şeması.

Şekil 4.17’de verilen devre şemasında görüldüğü gibi 12V ve 24V çıkışları için ortak sargı ve doğrultucu diyot yapısı kullanılmıştır. Bu çıkış doğrultucu yapısında 12V transformatörün orta bacağından alınken, 24V körpü doğrultucu çıkışından alınmaktadır. Bu yapının kullanılmasıyla transformatör karkasında ek olarak ihtiyaç duyulacak bacak sayısı azaltılarak daha küçük boyutlu karkas kullanılması sağlanmaktadır. Tasarım kapsamında seçilen EFD3835 çekirdeği için seçilen transformatör karkasının çıkış tarafında altı ayak olduğu için bu yapı tercih edilmiştir.

Şekil 4.17’da görülen yarım köprü giriş anahtar bloğunu oluşturan T1 ve T2 MOSFET anahtarlarının seçiminde dikkat edilmesi gereken en önemli konu seçilen MOSFET’in çıkış kapasitesinin çeviricinin SGA özelliğini sağlayacak büyüklükte olmasıdır. Ayrıca MOSFET’in çıkış kapasitesi üzerine uygulanan gerilim ile değeri değişen bir kapasite olduğu için MOSFET’e paralel olarak birkaç yüz pF seviyesine kadar paralel kapasite kullanılabilir. Denklem 3.13’te verilen maksimum manyetizasyon endüktansı ifadesi aşağıdaki gibi düzenlenirse denklem 4.21 elde edilir. Ölü zaman değeri yaklaşık olarak periyodun %1 olarak 100nS alınırsa seçilecek MOSFET ve eklenecek paralel kapasitenin maksimum değeri 125pF olarak bulunur.

$$C_{ds} \leq \frac{t_{ölü}}{16L_m f_s} \quad (4.21)$$

Farklı üreticilerden incelenen MOSFET’ler sonucunda Infineon firmasına ait IPD60R600P7S MOSFET’i LLC rezonans çeviricide T1 ve T2 pozisyonlarında kullanılmak için seçilmiştir. Seçilen MOSFET’in bilgi kağıdında çıkış kapasitesi için iki farklı değer verilmektedir. Bu değerlerden bir tanesi depolanan enerjiye göre efektif çıkış kapasitesi değeridir. Denklem 4.21’in elde edilişi manyetizasyon endüktansında depolanan enerjinin ölü zaman süresince MOSFET kapasitesini boşaltabilmesine dayandığı için enerjiye göre efektif çıkış kapasitesi değeri referans alınmıştır.

Çizelge 4.9: IPD60R600P7S MOSFET'ine ait özet bilgi.

| Gerilim | Akım | $R_{ds(on)}$ | $C_{o(er)}$ | Paket |
|---------|------------|--------------|-------------|-------|
| 600V | 4A @ 125°C | 600mΩ | 14pF | DPAK |

Tasarlanacak devrede MOSFET’lere paralel olarak 100pF 1kV’luk ek kapasite anahtarlama anında oluşabilecek geçici yüksek gerilimlerin MOSFET’e zarar vermesini önlemek amacıyla kullanılacaktır. Ek kapasite ile birlikte toplam kapasite 114pF olmaktadır ve SGA için gerekli şartları sağlayacaktır.

Şekil 4.17’de görülen D5, D6, D7, D8 diyotları 72V çıkışı için kullanılarak yüksek frekanslı köprü doğrultucu diyotlarıdır. Seçilecek diyotlar köprü yapısında kullanılacağı için 72V çıkış gerilimini ters gerilim olarak göreceklerdir. Bu nedenle seçilecek diyotların ters dayanma gerilimlerinin 72V’dan büyük olması gerekmektedir. Seçilecek diyotların schottky bariyer doğrultucu diyot olması diyotların ek geri toparlanma kayıplarının azaltılmasını sağlayacaktır. Piyasada 100V, 150V ve 200V’luk schottky bariyer doğrultucular bulmak mümkündür. Çıkış sargılarının farklı yük koşullarında ideal olmayan çapraz regülasyon davranışı nedeniyle 72V’dan daha yüksek değerler alabileceği öngörüsüyle 150V’luk diyot tercih edilecektir. MCC Semi firmasına ait MBRD10150CT diyotları bu pozisyonlar için seçilmiştir.

Çizelge 4.10: MBRD10150CT diyoduna ait genel bilgi.

| Gerilim | Akım | V_F (İletim Gerilimi) | Paket |
|---------|-----------|-------------------------|-------|
| 150V | 10A @75°C | 0.8V @125°C 5A | DPAK |

12V ve 24V çıkışları için kullanılacak ortak köprü yapısında D3 ve D4 diyotları yalnızca 24V çıkış akımını üzerinden geçirirken D1 ve D2 diyotları hem 24V, hemde 12V çıkış akımlarını üzerinden geçirmektedir. Bu nedenle D1 ve D2 diyotları yüksek çıkış akımlı diyotlar olarak seçilmesi gerekirken, D3 ve D4 diyotlarının yüksek akımlı olarak seçilmesine ihtiyaç yoktur. Bu bir köprü diyot yapısı olduğu için bütün diyotlar ters gerilim olarak 24V çıkış gerilimini göreceklerdir. Bu nedenle diyotların gerilimleri 24V’dan büyük seçilmelidir. D1 ve D2 pozisyonları için Taiwan Semiconductor firmasına ait SK34A diyotları seçilirken D3 ve D4 pozisyonlarında Goodark firmasına ait toplam 4 adet MBRD2045CT diyodu kullanılacaktır.

Çizelge 4.11: MBRD2045CT ve SK34A-T diyotlarına ait özet bilgi.

| Diyot Kodu | Gerilim | Akım | V_F (İletim Gerilimi) | Paket |
|------------|---------|------------|-------------------------|-------|
| MBRD2045CT | 45V | 20A @105°C | 0.5V @125°C 10A | DPAK |
| SK34A-T | 40V | 3A @105°C | 0.55V @25°C 3A | SMA |

4.5 LLC Rezonans Çevirici Tümüleşik Kontrol Devresi

Bu çalışma kapsamında LLC rezonans çeviricinin kontrol davranışı incelenmeyeceği için çeviricinin kontrolüne dair detaylı bilgi verilmemiştir. LLC rezonans çeviricide gerilim düzenlemesi çeviricinin anahtarlama frekansının değişimiyle gerçekleştirilir. Piyasada bu davranışa özel olarak üretilmiş farklı firmalara ait birçok LLC rezonans çevirici tümleşik kontrol devresi bulunmaktadır.

Bu çalışma kapsamında TV Güç kaynağı olarak tasarlanan LLC rezonans çevirici için NXP firmasına ait TEA19161 tümleşik kontrol devresi kullanılacaktır ve genel özellikleri çizelge 4.12’de verilmiştir.

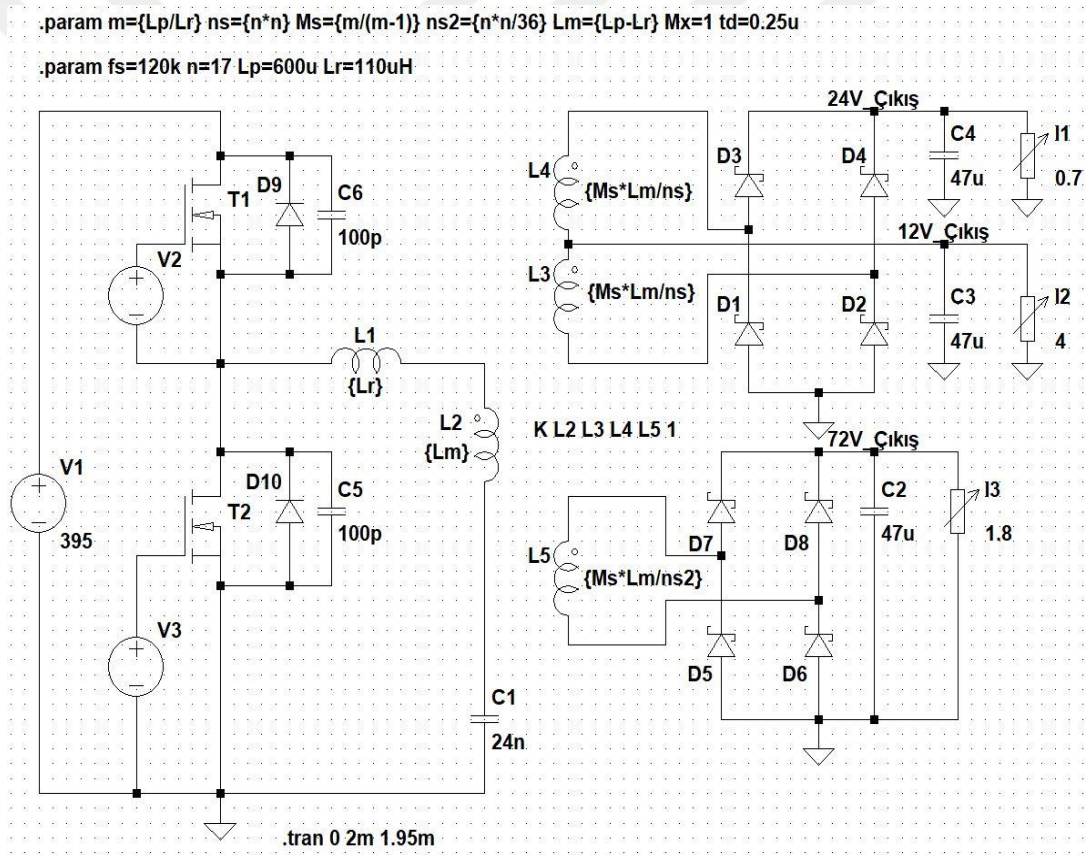
Çizelge 4.12: TEA19161 tümleşik kontrol entegresi özellikleri.

| Genel Özellikleri |
|--|
| Maksimum Anahtarlama Frekansı 500kHz |
| Dahili Yumuşak Başlangıç Devresi |
| Dahili Yüksek Gerilim Başlangıç Devresi |
| Düşük Güçte Darbe Atlama |
| Kapasitif Akım Okuma |
| Periyod-Periyod Kontrol |
| Dahili Yüksek Seviye MOSFET Sürücü Devresi |
| Koruma Özellikleri |
| Yüksek Güç Koruması |
| LLC Kapasitif Bölge Koruması |
| Çıkış Gerilim Aşımı Koruması |
| Düşük Giriş Gerilimi Koruması |
| Yüksek Giriş Akımı Koruması |

5. BENZETİM VE DENEY SONUÇLARI

5.1 LLC Rezonans Çeviricinin Benzetiimi

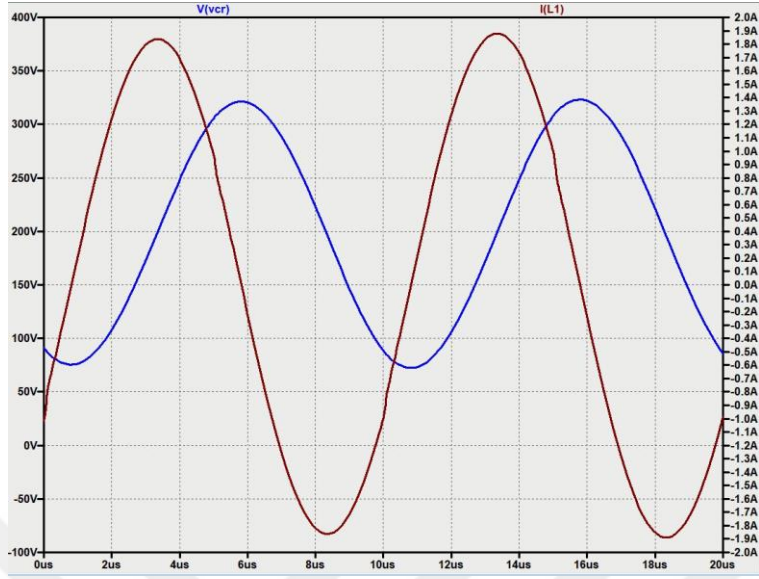
Tasarlanan LLC Rezonans çeviricinin LTSpice programında açık çevrim benzetimi oluşturulmuş ve gerçekleştirilen tasarımın benzetim ortamında sonuçları gözlemlenmiştir. LTSpice programında kurulan benzetime ait devre şeması şekil 5.1’de görülmektedir.



Şekil 5.1: LTSpice programında kurulan benzetime ait şema.

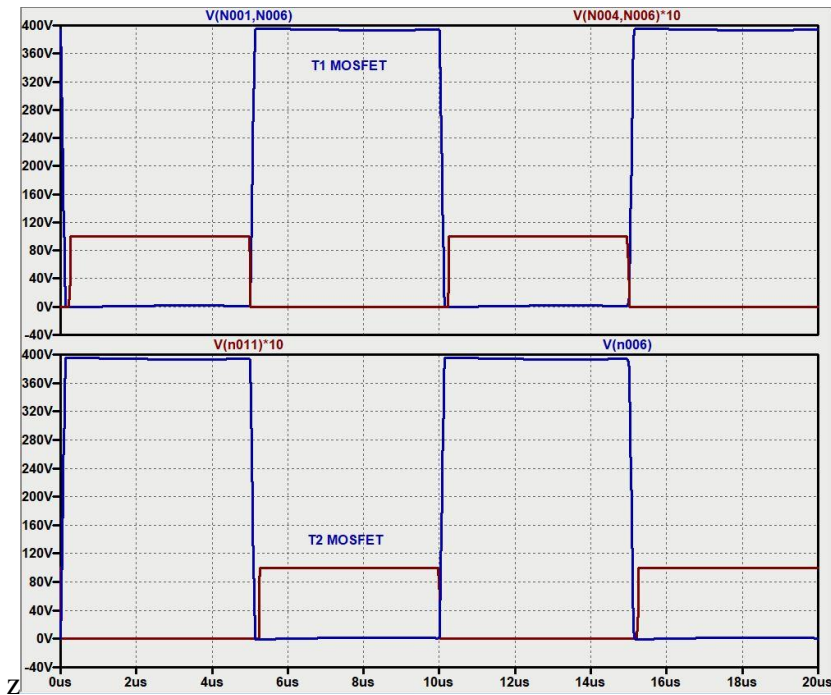
Şekil 5.1’de görülen benzetim şemasında L_r transformatörün kaçak endüktansını, L_m ise transformatörün manyetizasyon endüktansını modellemektedir. Benzetim modelinde transformatörün ikincil sargılarında görülen M_s değeri ise transformatörün ikincil taraftaki sargılarının kaçak endüktansından kaynaklanan ve denklem 4.3’te ifadesi verilmiş olan sanal kazancı modellemektedir.

LTSpice programında kurulan benzetim çalıştırılmış ve elde edilen akım ve gerilim dalga şekilleri şekil 5.2, 5.3 , 5.4 ve 5.5'te verilmiştir.



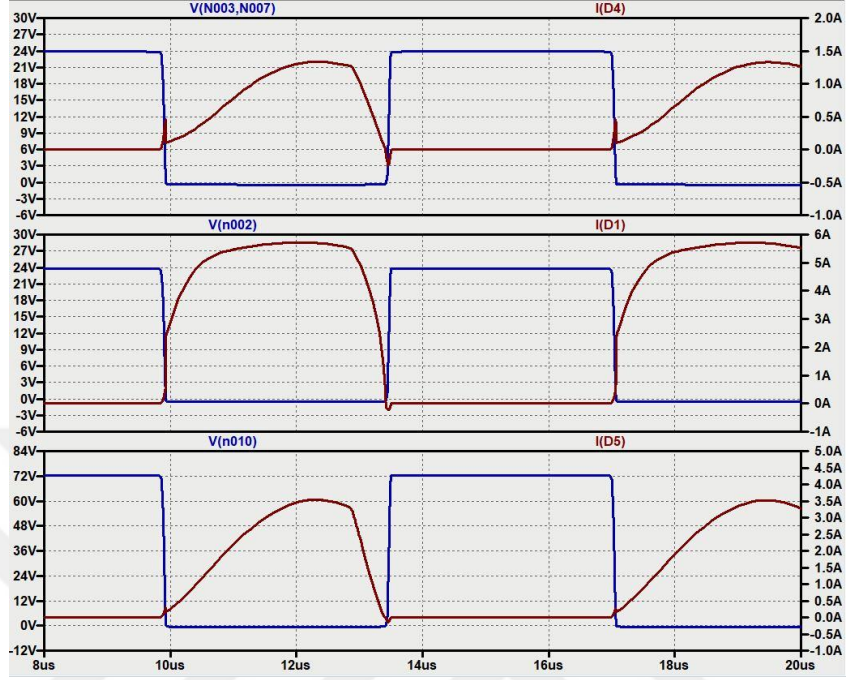
Şekil 5.2: Nominal yük ve giriş geriliminde tank akımı ve rezonans kapasitesinin gerilimi.

Şekil 5.2'de gösterilen transformatör giriş akımı incelendiğinde benzetim sonucuna göre devrenin 100kHz'de rezonans üstü endüktif çalışma bölgesinde çalıştığı görülmektedir. Çalışma frekansı rezonans frekansına çok yakın olduğu için akım sinüs formundadır. Şekil 5.3'de görülebileceği gibi yarım-köprü MOSFET anahtarları SGA şartını sağlamaktadır.

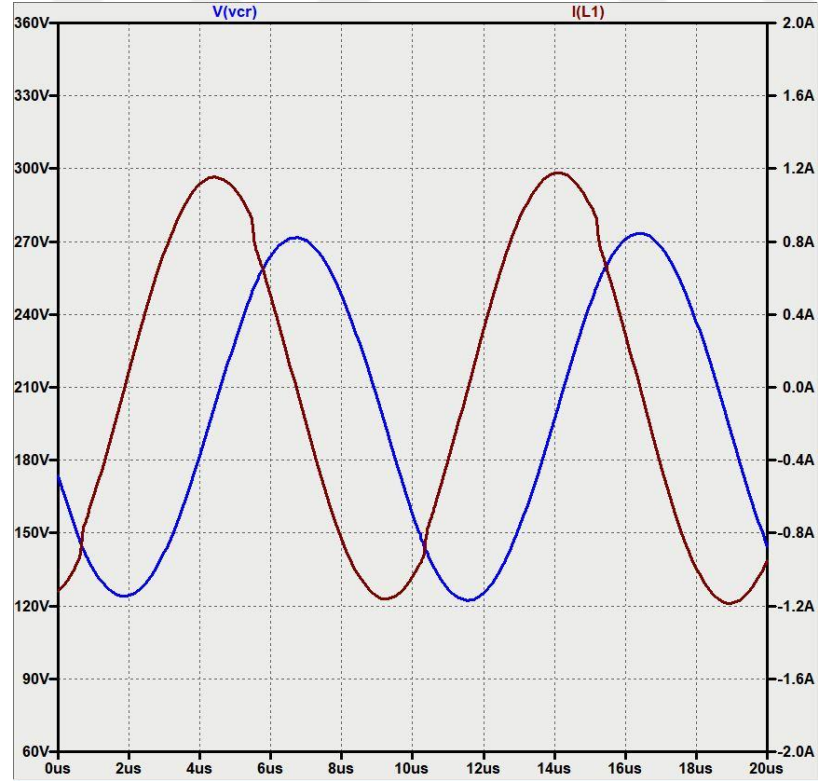


Şekil 5.3: Nominal yük ve giriş geriliminde MOSFET dalga şekilleri.

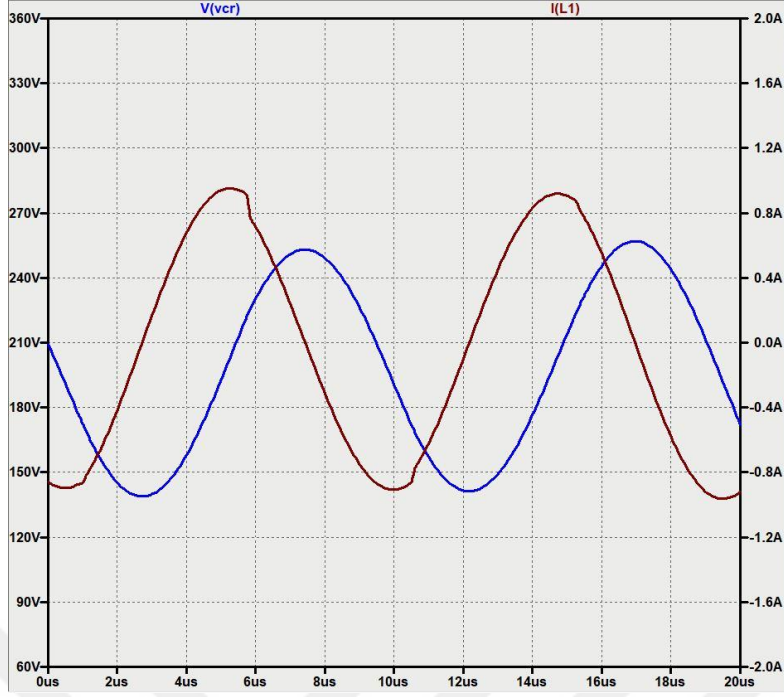
Şekil 5.4'te benzetim sonucunda 12V, 24V ve 72V çıkış diyotlarına ilişkin akım ve gerilim grafikleri görülmektedir. Çevirici rezonans üstü bölgede çalıştığı için diyotlar SAA yapamamaktadır.



Şekil 5.4: Nominal yük ve giriş geriliminde D1, D4 ve D5 çıkış diyotlarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri.

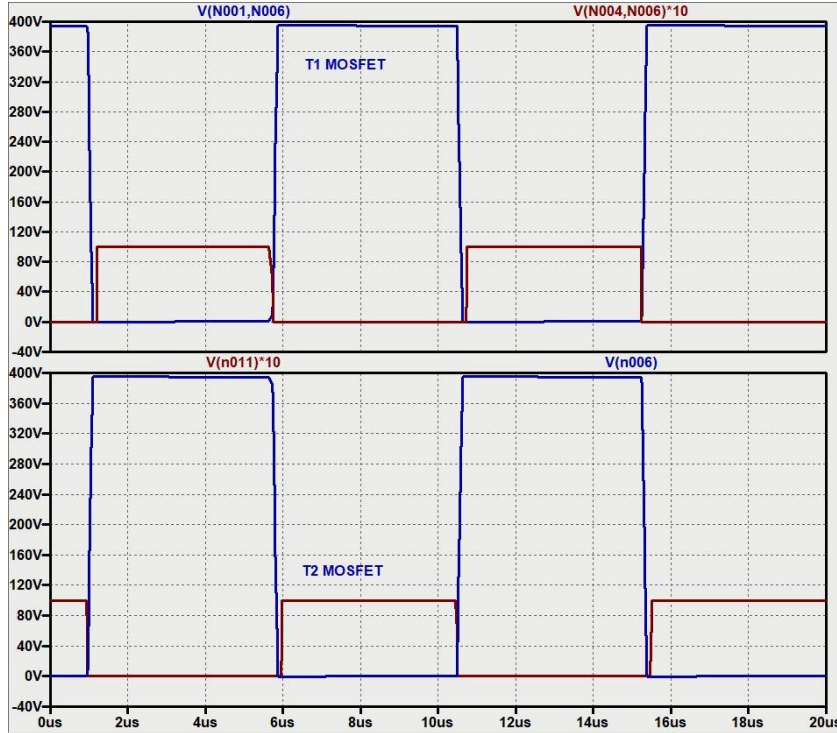


Şekil 5.5: %50 yük ve nominal giriş geriliminde tank akımı ve rezonans kapasitesinin gerilimi.

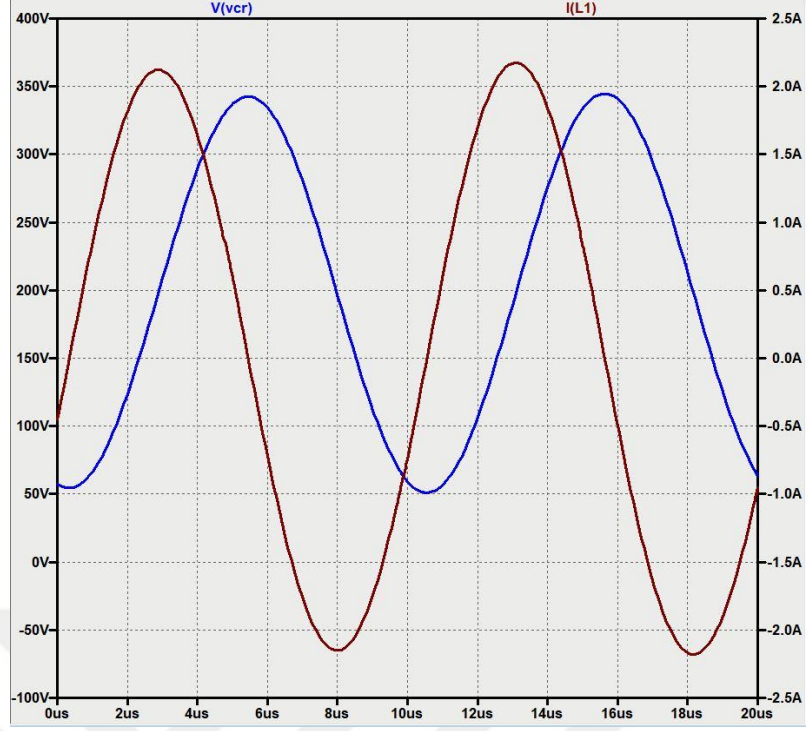


Şekil 5.6: %25 yük ve nominal giriş geriliminde tank akımı ve rezonans kapasitesinin gerilimi.

Şekil 5.6'da görüldüğü gibi %25 yük ve nominal giriş geriliminde çalışma frekansı 100kHz'e yükselmiş ve çevirci rezonans frekansından uzaklaşmaya başlamıştır. Akım dalga şekli de sinüs özelliğini kaybetmektedir. Şekil 5.7'de görüldüğü gibi %25 yük koşulunda da MOSFET anahtarlar SGA özelliğini sağlamaktadır.

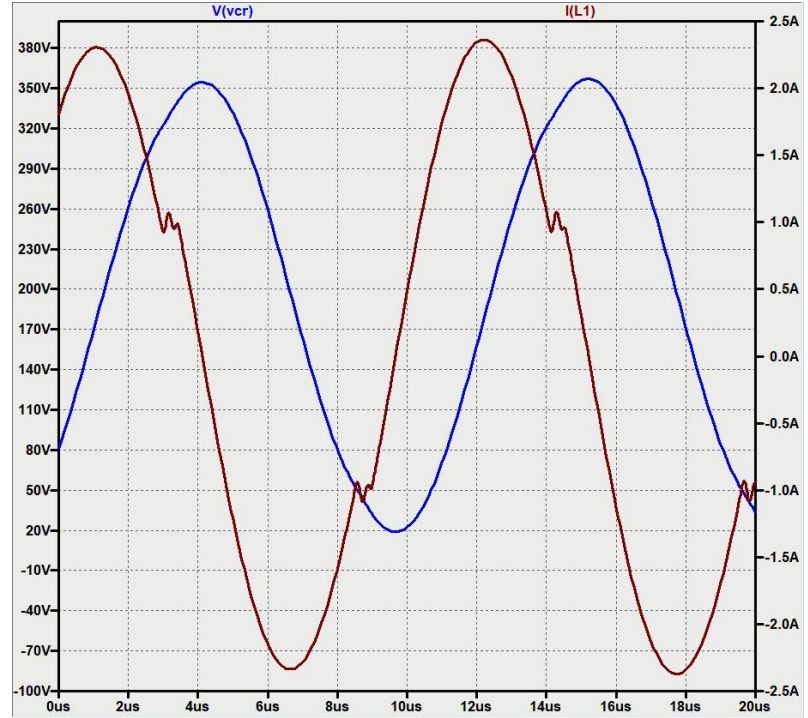


Şekil 5.7: %25 yük ve nominal giriş geriliminde mosfet dalga şekilleri.



Şekil 5.8: Maksimum yük ve nominal giriş geriliminde tank akımı ve rezonans kapasitesinin gerilimi.

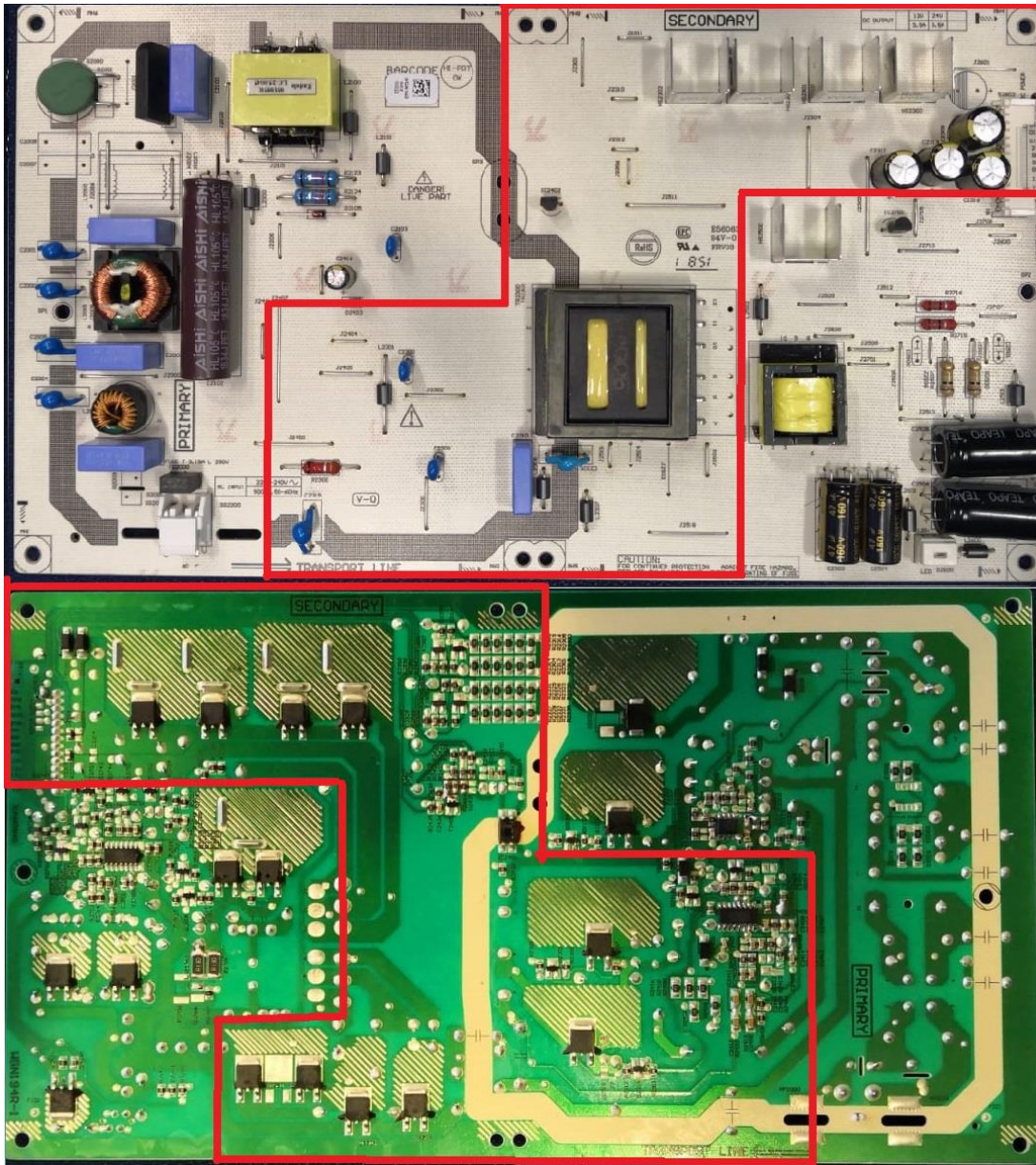
Şekil 5.8’de maksimum yük koşulunda tank akımı dalga şekli verilmiştir. Şekil 5.9’da görülebileceği gibi giriş geriliminin düşmesiyle çeviricinin çalışma frekansı 93kHz’e düşmüş ve çevirici rezonans altı çalışma bölgesinde çalışmaya başlamıştır.



Şekil 5.9: Maksimum yük ve minimum giriş geriliminde tank akımı ve rezonans kapasitesinin gerilimi.

5.2 LLC Rezonans Çeviricinin Deney Sonuçları

TV Güç kaynağı olarak tasarlanan LLC rezonans çevirici, TV güç kaynağı için gerekli olan güç faktörü düzeltme devresi ve led sürücüsüyle birlikte tasarlanmış ve üretilmiştir. Şekil 5.10'da üretilen kartın üstten ve alttan görüntüsü görülmektedir. Kırmızı çerçeve içerisinde alınan bölge LLC rezonans çevirici bloğuna ait olan bölgeyi göstermektedir. Üst görünüşte sağ altta yer alan blok led sürücü devresi, sol üstte yer alan blok ise güç faktörü düzeltme devresidir.



Şekil 5.10: LLC rezonans çeviricili tv güç kaynağı.

Tasarlanan LLC rezonans çevirici için farklı tipte trafolarla deneyler gerçekleştirilecektir. Çizelge 5.1’de üretilen transformatörlerin detayları görülmektedir. Sargılar deri etkisini azaltmak için 0.1mm kalınlığındaki tellerden çok damarlı yapıda kullanılmıştır. Örneğin tabloda görülen 0.1*25 ifadesi 0.1mm 25 adet telden oluşmuş bir sargıyı ifade etmektedir.

Çizelge 5.1: Deneylerde kullanılacak transformatörlerin özellikleri.

| Transformatör Çekirdeği | | Sarım Sayısı ve Oranı | | | Endüktans Değerleri | | Sargı Kalınlıkları | |
|-------------------------|--------------------|-----------------------|--------------------|----|---------------------|----------------|--------------------|----------------|
| Tipi | Ae | N _p | N _{s_12V} | n | L _r | L _p | N _p | N _s |
| EFD3835 | 65mm ² | 34 | 2 | 17 | 110uH | 600uH | 0.1*25 | 0.1*30 |
| EFD3835 | 65mm ² | 48 | 3 | 16 | 180uH | 1000uH | 0.1*25 | 0.1*30 |
| EE44/12.7 | 100mm ² | 34 | 2 | 17 | 80uH | 450uH | 0.1*40 | 0.1*20 |
| EE44/12.7 | 100mm ² | 36 | 2 | 18 | 90uH | 540uH | 0.1*40 | 0.1*20 |
| EE44/12.7 | 100mm ² | 34 | 2 | 18 | 90uH | 540uH | 0.1*50 | 0.1*35 |
| EE44/12.7 | 100mm ² | 36 | 2 | 17 | 90uH | 700uH | 0.1*50 | 0.1*35 |

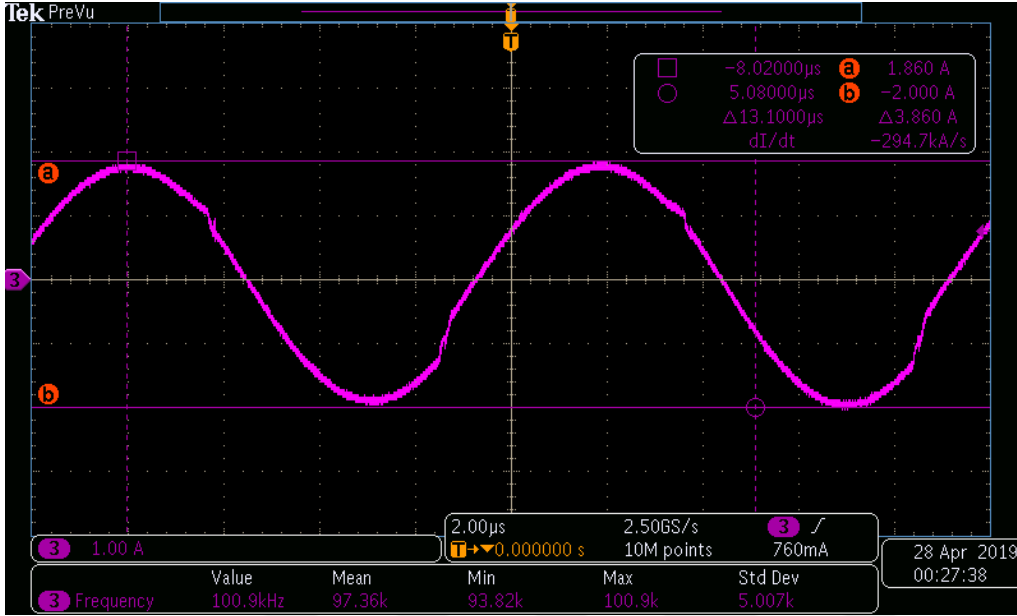
5.2.1 Birinci Transformatör için Deney Sonuçları

Tasarlanan LLC rezonans çevirici bir numaralı transformatör üretilmiş ve üretilen transformatörün değerleri LCR metre yardımıyla ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları Çizelge 5.2’de görülebilir.

Çizelge 5.2: Bir numaralı transformatörün ölçülen değerleri

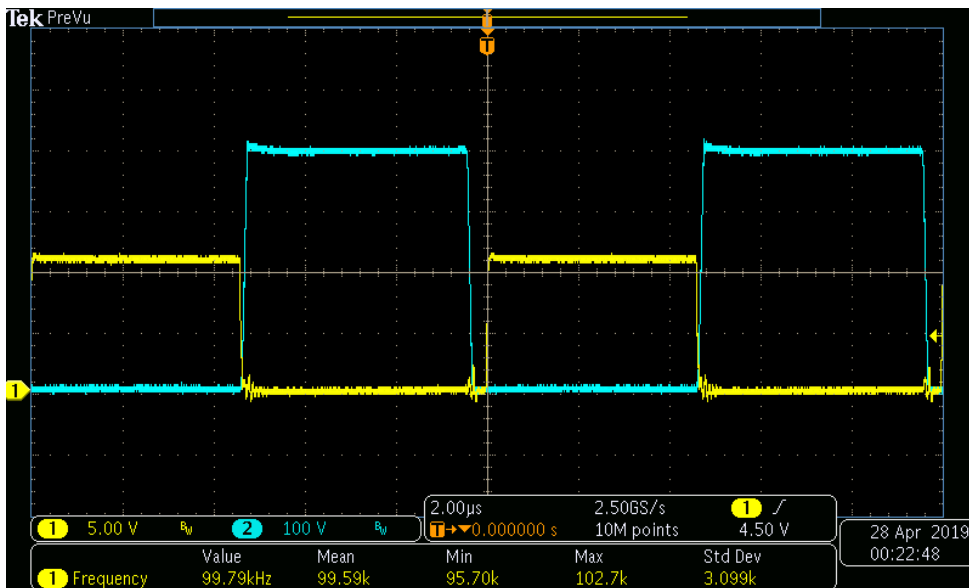
| Transformatör | Endüktans Değerleri @100kHz | | | | Sargı Dirençleri @100kHz | | |
|---------------|-----------------------------|----------------|--------------------------|--------------------|--------------------------|--------------------------------------|-----------------|
| | L _r | L _p | L _{r_Ns1&2} | L _{r_Ns3} | N _p | N _{s1 & N_{s2}} | N _{s3} |
| No:1 | 108uH | 624uH | 1.8uH | 13.65uH | 1.23Ω | 31mΩ | 230mΩ |

Bir numaralı transformatör ile LLC rezonans çevirici çalıştırılmış farklı yük koşullarında test edilmiştir. Şekil 5.11’de nominal yükte çeviricinin 100.9kHz anahtarlama frekansında çalıştığı ve tank akımının sinüs formuna yakın olduğu görülmektedir.

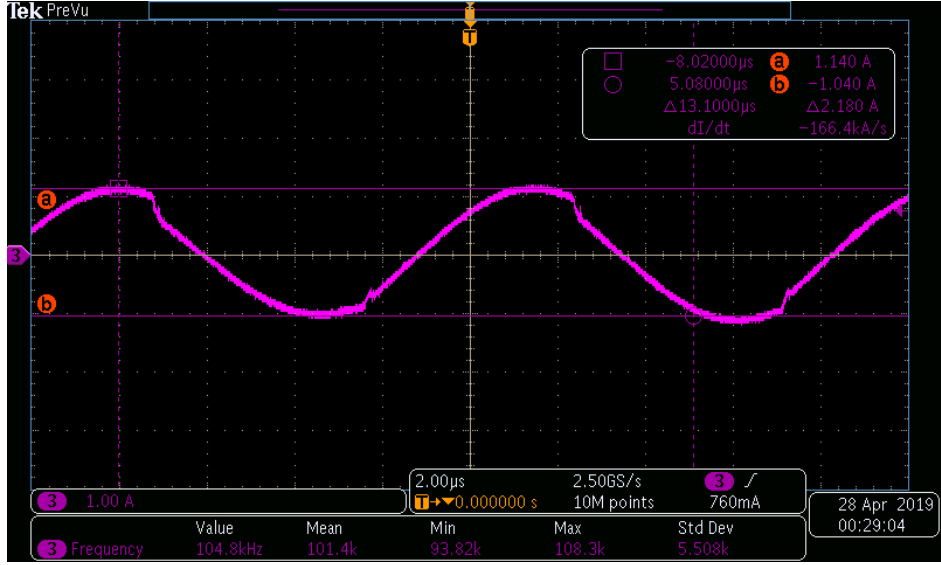


Şekil 5.11: Nominal yükte tank akımı.

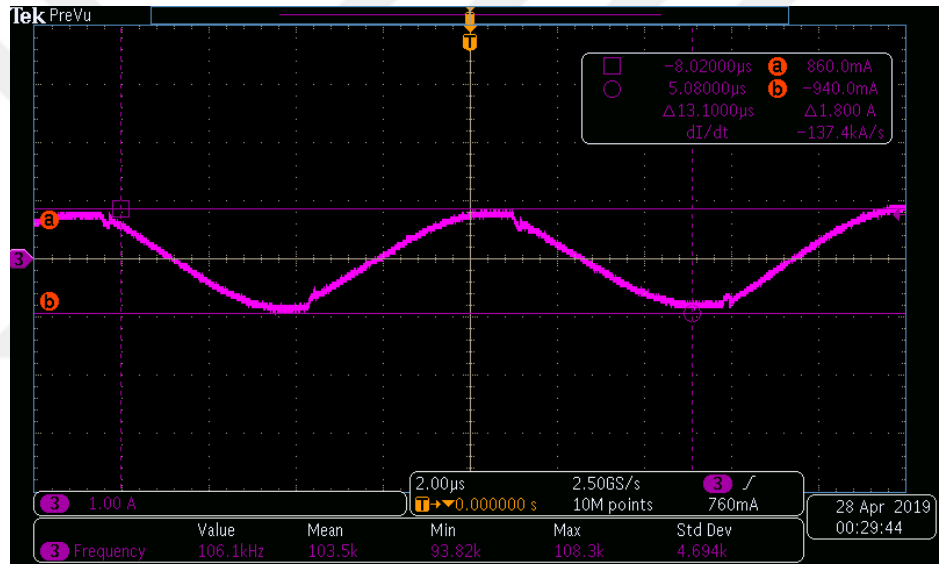
Şekil 5.12’de görülebileceği gibi T2 MOSFET’i nominal yükte SGA şartını sağlamaktadır. Bu ölçümde anahtarlama frekansı 99.8kHz olarak ölçülmüştür ve şekil 5.12’de görüldüğü gibi farklılık göstermektedir. Bu farklılık giriş geriliminin dalgalılığından kaynaklanmaktadır. %50 ve %25 yükte tank akımları şekil 5.13 ve 5.14’te gösterilmiştir.



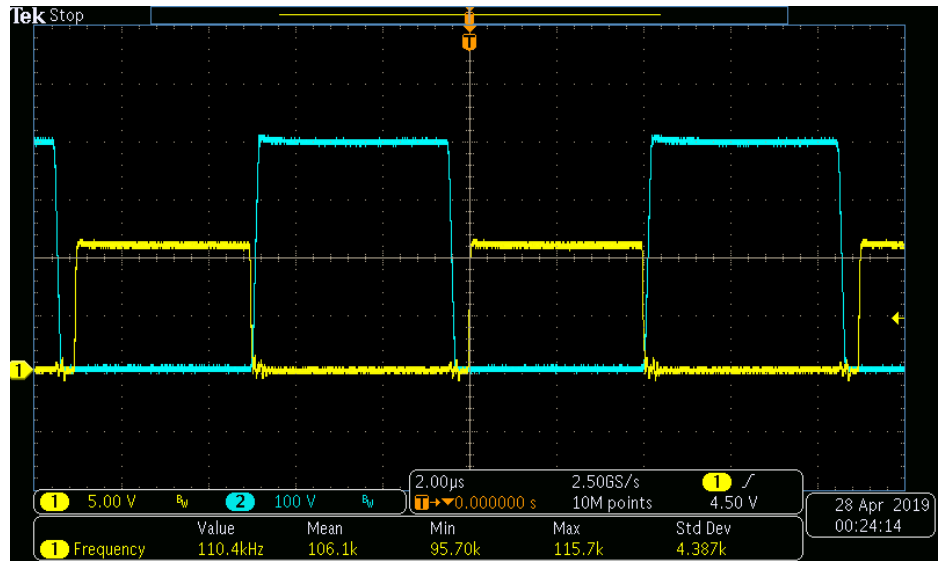
Şekil 5.12: Nominal yükte T2 MOSFET Vds ve anahtar işareti.



Şekil 5.13: %50 yükte tank akımı.

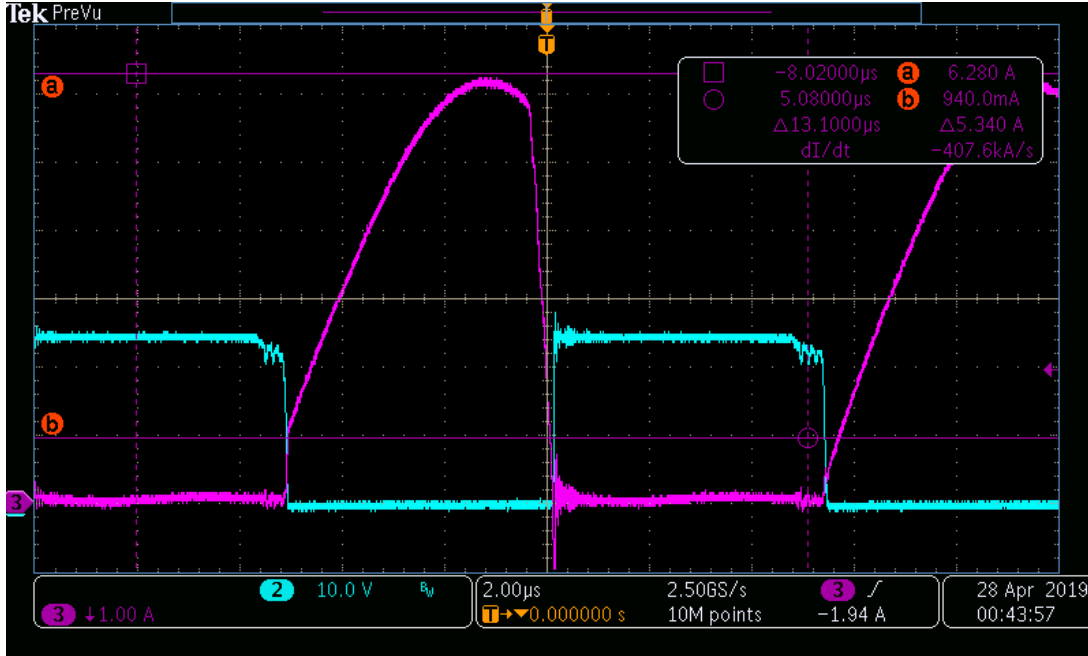


Şekil 5.14: %25 yükte tank akımı.

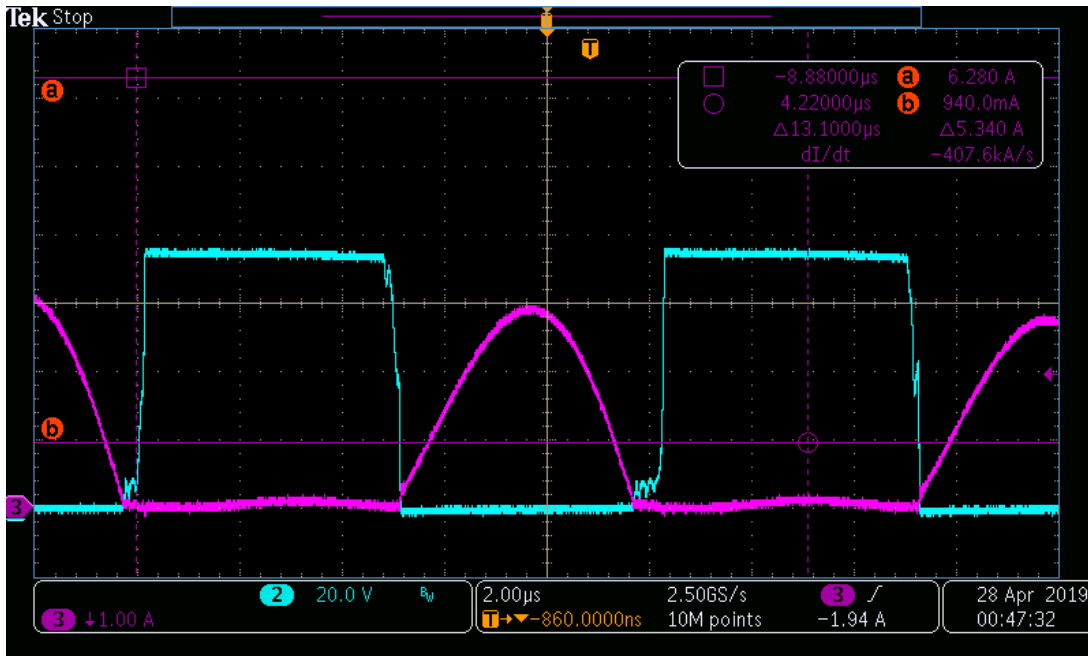


Şekil 5.15: %25 yükte T2 MOSFET Vds gerilimi ve anahtar işareti.

Şekil 5.15'te görüldüğü gibi %25 yük koşulunda T2 MOSFET anahtarı SGA koşulunu sağlamaktadır. T1 MOSFET anahtarına ait anahtarlama işareti ve MOSFET gerilimi ölçümü, ölçüm için osiloskop bağlantısı yapıldığında devrenin çalışmasını etkilediği ve devrenin arızalanmasına sebep olduğu için yapılamamıştır.

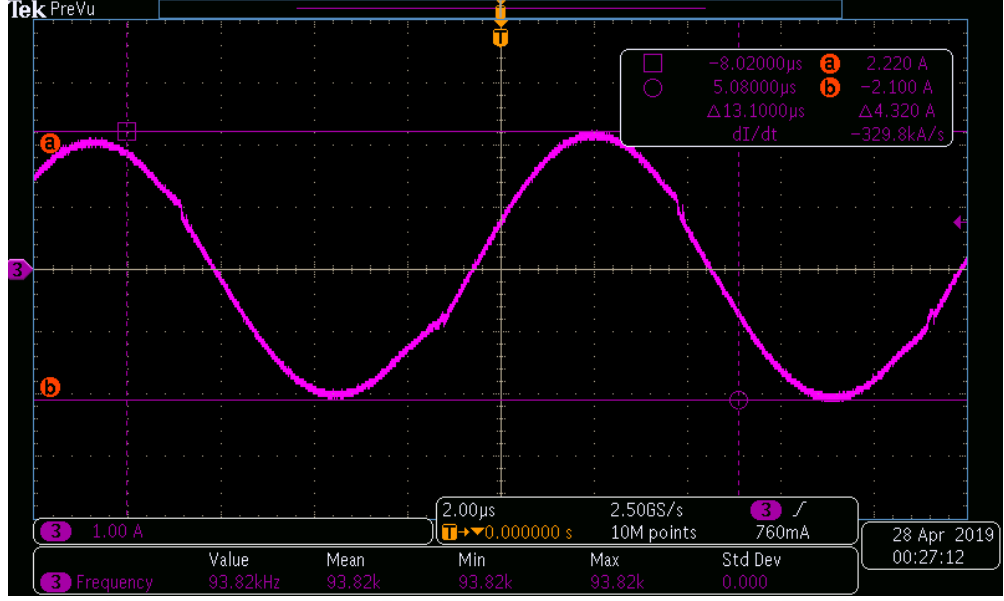


Şekil 5.16: Nominal yükte D1 diyoduna ait akım ve gerilim ölçümü.



Şekil 5.17: Nominal yükte D5 diyoduna ait akım ve gerilim dalga şekli.

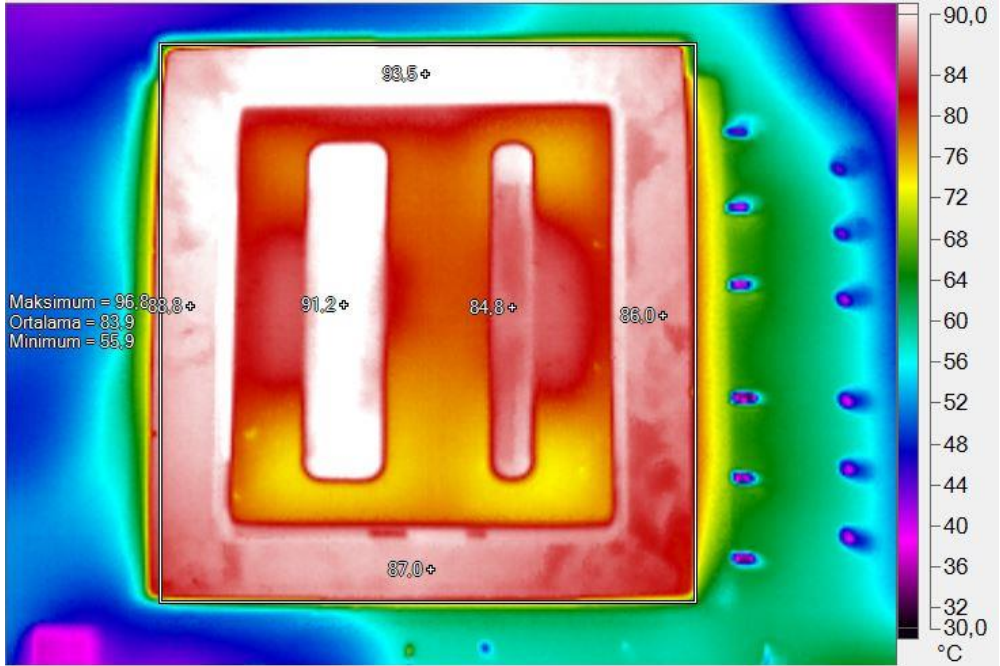
Şekil 5.16 ve 5.17'de görüldüğü gibi rezonans çeviricinin 12V diyotları sıfır akımda anahtarlama yapmazken 72V çıkış diyotları sıfır akımda anahtarlama yapmaktadır.



Şekil 5.18: Maksimum yükte tank akımı.

Şekil 5.18’de verilen ölçüm sonuçlarından da görülebileceği gibi bir numaralı transformatör ile gerçekleştirilen devre rezonans üstü bölgede rezonans frekansına yakın frekanslarda çalışmaktadır. Deney sonuçları, benzetim sonuçlarıyla da uyumludur. %25 yük ile maksimum yük aralığında çalışma frekansı 93.82 – 106.1kHz aralığında değişim göstermiştir.

Şekil 5.19’da transformatörün termal kamera görüntüsü verilmiştir. Transformatör çekirdeği üzerinde gözlenen en yüksek sıcaklık 25°C ortam sıcaklığında 96°C’ye ulaşmaktadır ve TV güç kaynağı için belirlenen sınırların üzerindedir.

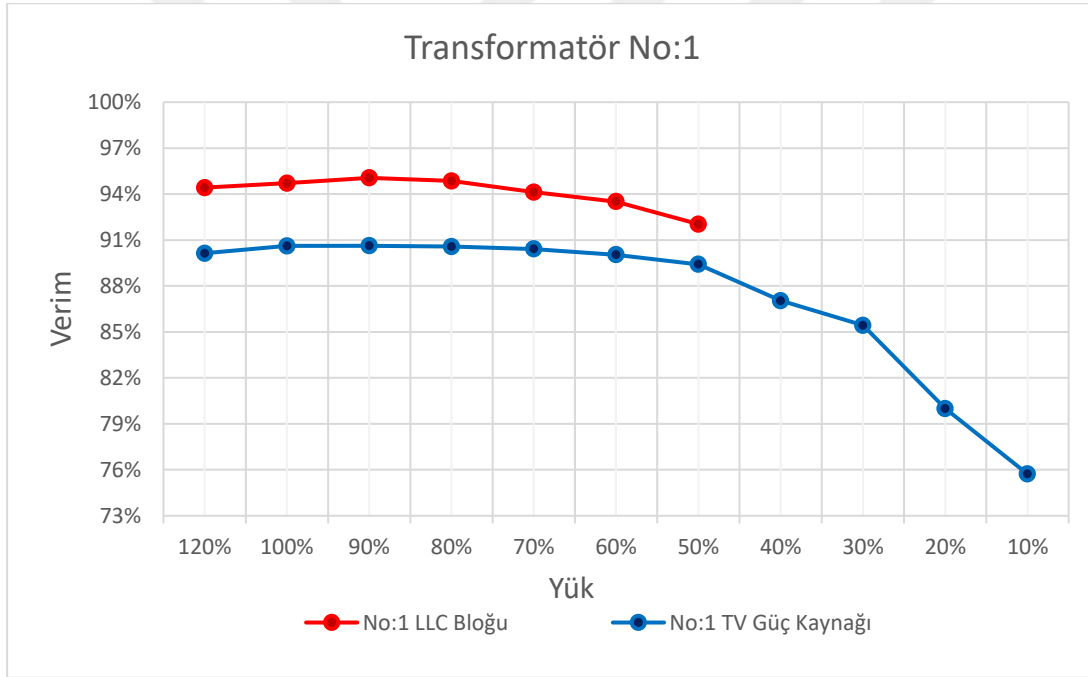


Şekil 5.19: Transformatör No:1 sıcaklık sonucu.

Bir numaralı transformatör ile test edilen devrenin yarı-iletken sıcaklıkları da ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları çizelge 5.3'te verilmiştir. Çizelge 5.3'te görüldüğü gibi MOSFET anahtarlar ve 12-24V çıkışına ait D1-4 diyotları sıcaklık kriterlerini sağlamaktadır. 72V çıkışına ait D5-8 diyotları ise sıcaklık limitlerini sağlamamaktadırlar.

Çizelge 5.3: Transformatör No:1 ile test edilen devrenin yarı-iletken sıcaklıkları.

| Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık | Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık |
|-------------------|----------|-------------------|----------|
| T1 | 63°C | D4 | 53°C |
| T2 | 59°C | D5 | 67°C |
| D1 | 52°C | D6 | 64°C |
| D2 | 53°C | D7 | 73°C |
| D3 | 54°C | D8 | 67°C |



Şekil 5.20: Transformatör No:1 ile LLC rezonans çevirici verim grafiği.

Şekil 5.20'de bir numaralı transformatör ile test edilen devrenin LLC bloğu ve güç faktörü devresinde dahil olduğu güç kaynağının tamamı için farklı yüklerde verim grafiği ayrı ayrı çıkartılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre LLC rezonans çevirici yaklaşık %95 verim seviyesinde çalışmaktadır. Güç kaynağının toplam verimi ise %91 olmuştur. LLC bloğu için verim ölçümleri bir seri direnç yardımıyla gerçekleştirilmiştir. Yapılan ölçümlerde %50'den daha düşük yüklerde tutarlı sonuçlar elde edilemediği için grafiğe eklenmemiştir. Bu bölgede verim özel doğru akım güç analizörü yardımıyla ölçülebilir.

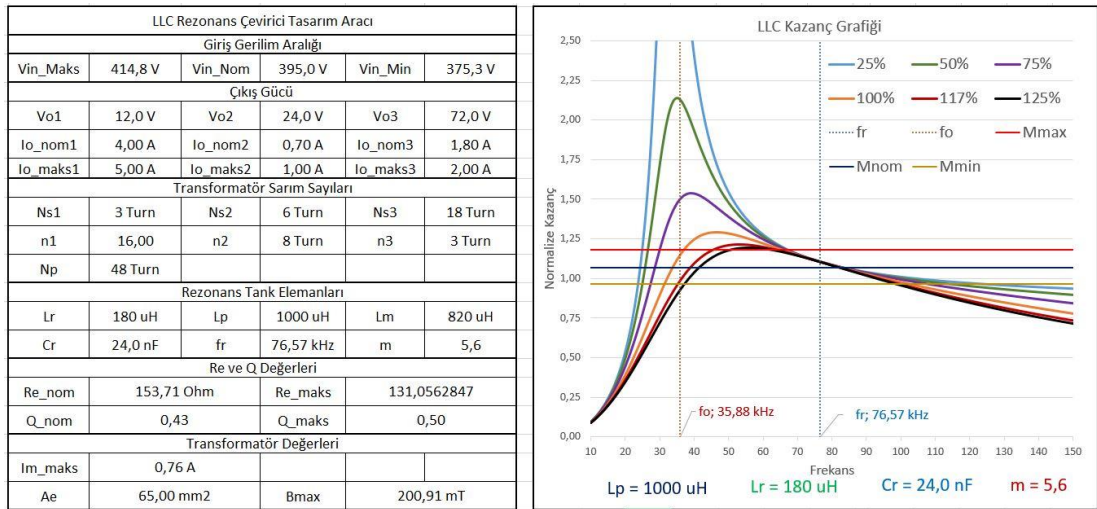
5.2.2 İkinci Transformator için Deney Sonuçları

Birinci transformatorün deney sonuçlarından görüldüğü gibi LLC çeviricinin verimi %95 seviyesine ulaşmıştır. Ancak sıcaklık test sonuçlarında transformator çekirdeğinin fazla ısındığı ve TV güç kaynağı kriterlerini karşılamadığı görülmektedir. Transformatorün çekirdek sıcaklığını azaltmak için transformator çekirdeğinin akı yoğunluğunun düşürülmesi gerekmektedir. Bunun için denklem 4.20’de verilen ifadeye göre transformatorün ikincil sargı sayısı artırılmıştır. İkincil sarım sayısı artırılırken birincil sarım sayısı da artırılacağından kaçak endüktans artacaktır. Kaçak endüktansı mümkün olduğunca az artırmak amacıyla sarım oranı da düşürülmüştür.

Çizelge 5.4: Transformator No:2 özellikleri.

| No | Çekirdek Tipi | Sarım Sayısı ve Oranı | | | Endüktans Değerleri | | Sargı Kalınlıkları | |
|----|---------------|-----------------------|--------------|-----|---------------------|--------|--------------------|--------|
| | | N_p | N_{s_12V} | n | L_r | L_p | N_p | N_s |
| 2 | EFD3835 | 48 | 3 | 16 | 180uH | 1000uH | 0.1*25 | 0.1*30 |

Tasarlanan transformator ile birlikte devrenin kazancı daha önce oluşturulan hesaplama aracı ile kontrol edilmiştir. Şekil 5.21’de görüldüğü gibi minimum giriş gerilimi şartında çevirici kazancı belirlenen sınıra çok yaklaşmaktadır. Ancak tasarım sürecinde sınır belirlenirken %10 güvenlik payı bırakıldığı için bu tasarımın kullanılmasının uygun olduğuna karar verilmiştir. İkincil rezonans frekansı 76kHz’e düşerken, akı yoğunluğu da 200mT’ya düşmüştür.



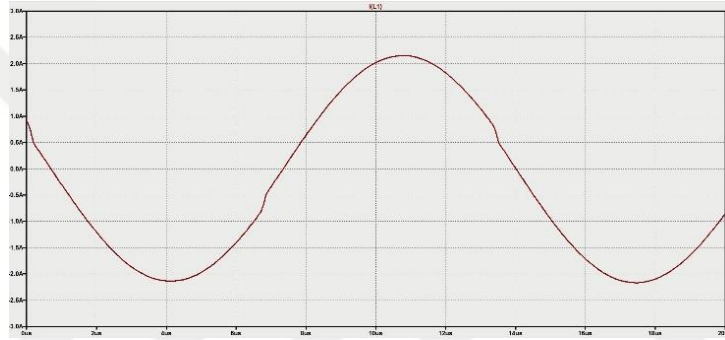
Şekil 5.21: Transformator No:2 hesaplanan değerler.

Tasarlanan iki numaralı transformatör üretilmiş ve üretilen transformatörün ölçülen değerleri çizelge 5.5'te verilmiştir.

Çizelge 5.5: Transformatör No:2 ölçülen değerler

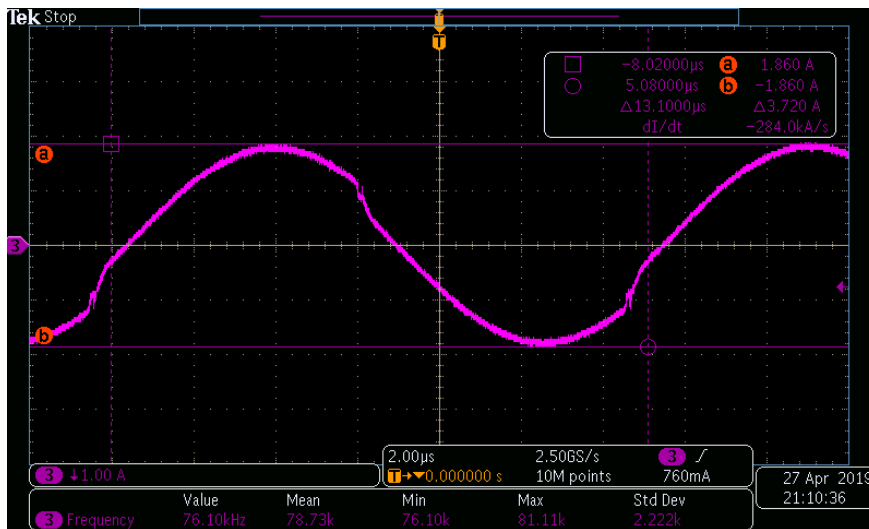
| Transformatör | Endüktans Değerleri @100kHz | | | | Sargı Dirençleri @100kHz | | |
|---------------|-----------------------------|--------|------------------|---------------|--------------------------|--------------------|---------------|
| | L_r | L_p | $L_{r_{Ns1\&2}}$ | $L_{r_{Ns3}}$ | N_p | $N_{s1} \& N_{s2}$ | N_{s3} |
| No:2 | 208uH | 1110uH | 3.48uH | 29.87uH | 2.18 Ω | 46m Ω | 184m Ω |

Üretilen transformatörden elde edilen değerler LTSpice programında gerçekleştirilen benzetim devresine uygulandığında devrenin nominal yükünde 75kHz frekansında çalışacağı görülmüştür. Benzetim sonucunda nominal yükte elde edilen tank akımına ait dalga şekli şekil 5.22'de görülmektedir.



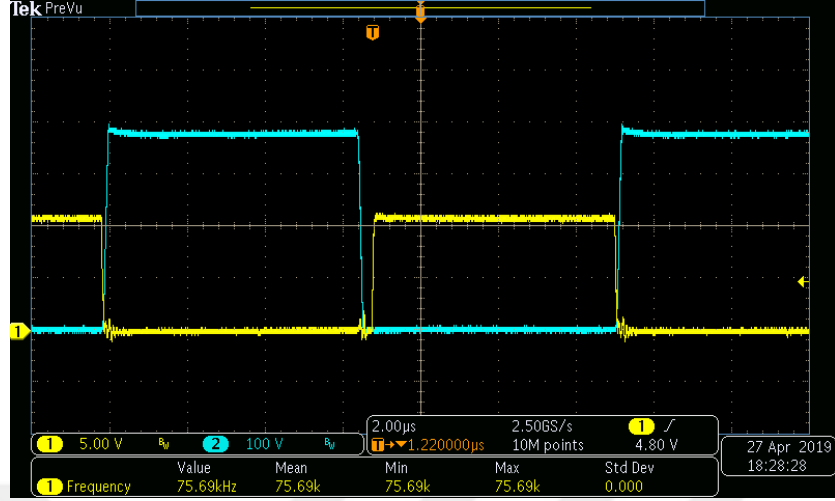
Şekil 5.22: Transformatör No:2 için benzetim sonucu nominal yükte tank akımı.

Gerçekleştirilen benzetimde görüldüğü gibi çevirici nominal yükünde rezonans frekansına çok yakın bir noktada çalışmaktadır. Üretilen transformatör devre üzerinde test edildiğinde devrenin nominal yük ve giriş geriliminde şekil 5.23'de görüldüğü gibi 76kHz frekansında çalıştığı görülmüştür.

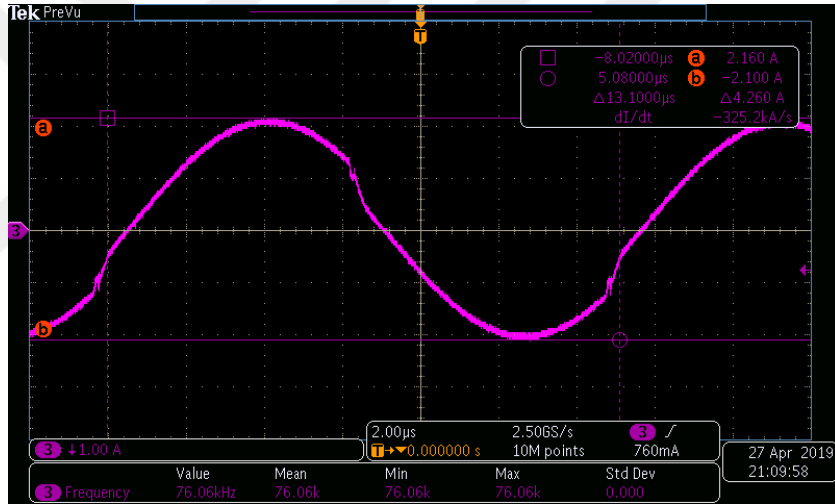


Şekil 5.23: Transformatör No:2 nominal giriş gerilimi ve yükte akım dalga şekli.

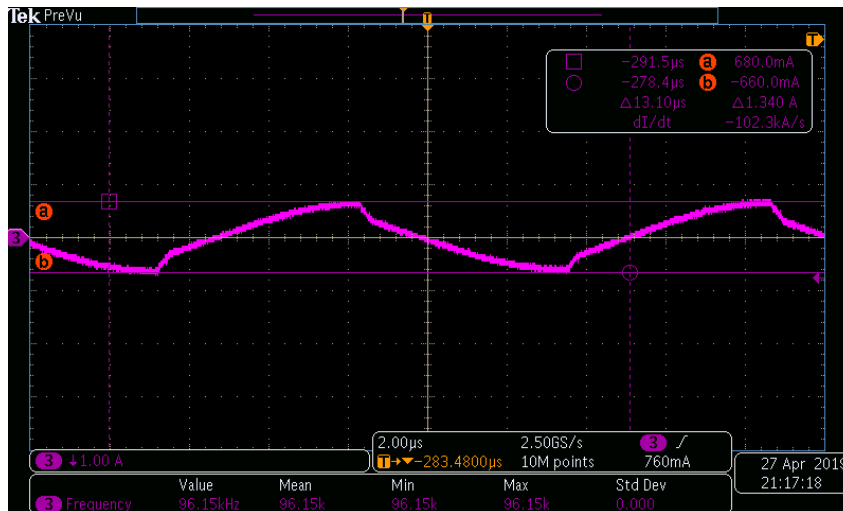
İki numaralı transformatör ile test edilen devreye ait farklı yüklerde transformatör akımı ve MOSFET gerilim dalga şekilleri şekil 5.24, 5.25 ve 5.26’da verilmiştir.



Şekil 5.24: Transformatör No:2 için nominal yükte T2 MOSFET dalga şekilleri.

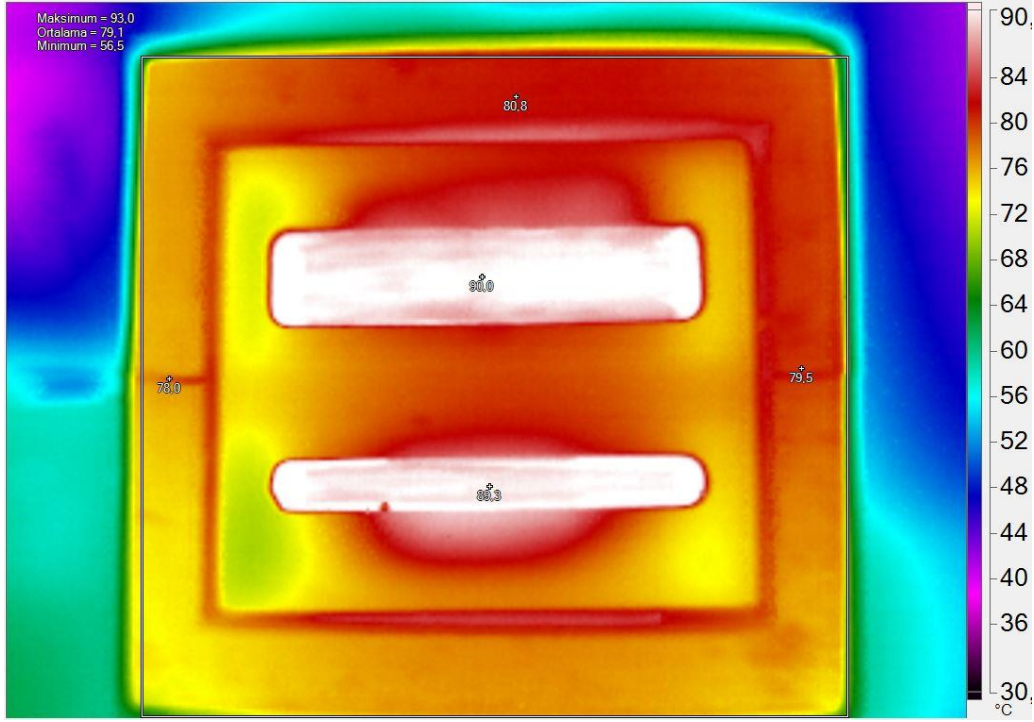


Şekil 5.25: Transformatör No:2 maksimum yükte akım dalga şekli.



Şekil 5.26: Transformatör No:2 için %25 yükte akım dalga şekli.

Şekil 5.25 ve 5.26'dan görülebileceği gibi iki numaralı transformatör ile çalıştırılan devrenin çalışma frekans aralığı 76kHz ile 66kHz arasında değişmektedir. Bir numaralı transformatör ile gerçekleştirilen devrede bu aralığın 93-106kHz aralığında değiştiği gözlemlenmişti. Tasarım sırasında hesaplama aracında görüldüğü gibi kazanç eğrisinin eğiminin azalması gerilim düzenleme frekans aralığının artmasına neden olmuştur.



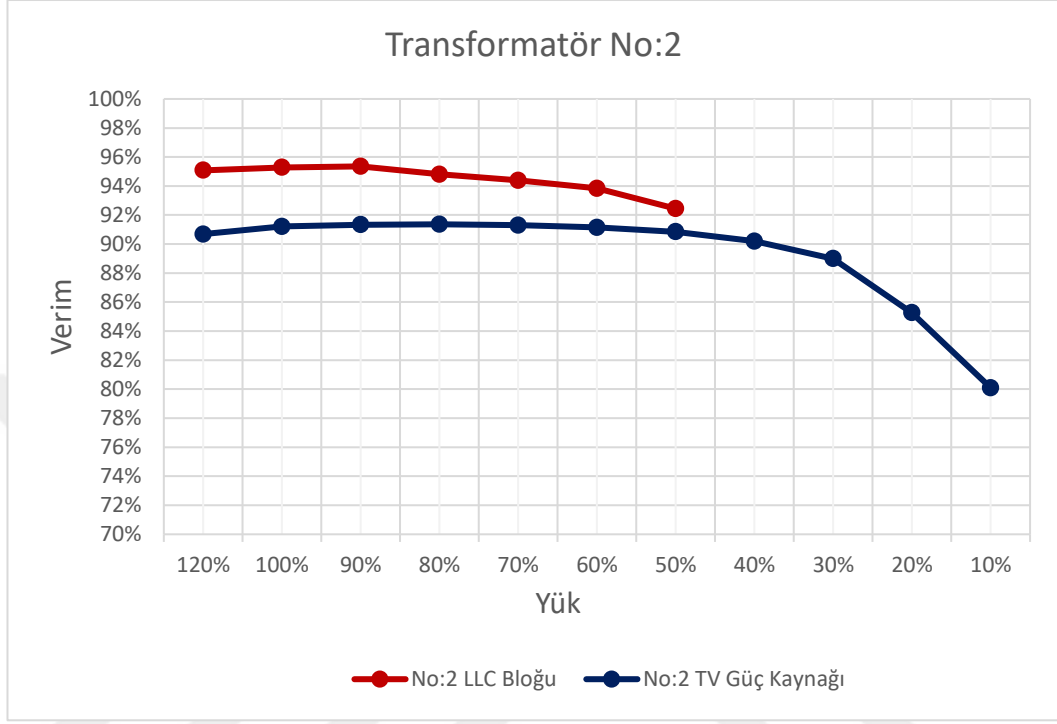
Şekil 5.27: Transformatör No:2 sıcaklık sonucu

Şekil 5.27'te görüldüğü gibi transformatör çekirdeğinin çalışma akısı düşürüldüğü için çekirdek kayıpları azalmış ve çekirdek sıcaklığı düşmüştür [23]. Ancak sarım sayılarının artırılması sargı dirençlerini artırmış ve sargı sıcaklıkları 90°C'ye ulaşmıştır.

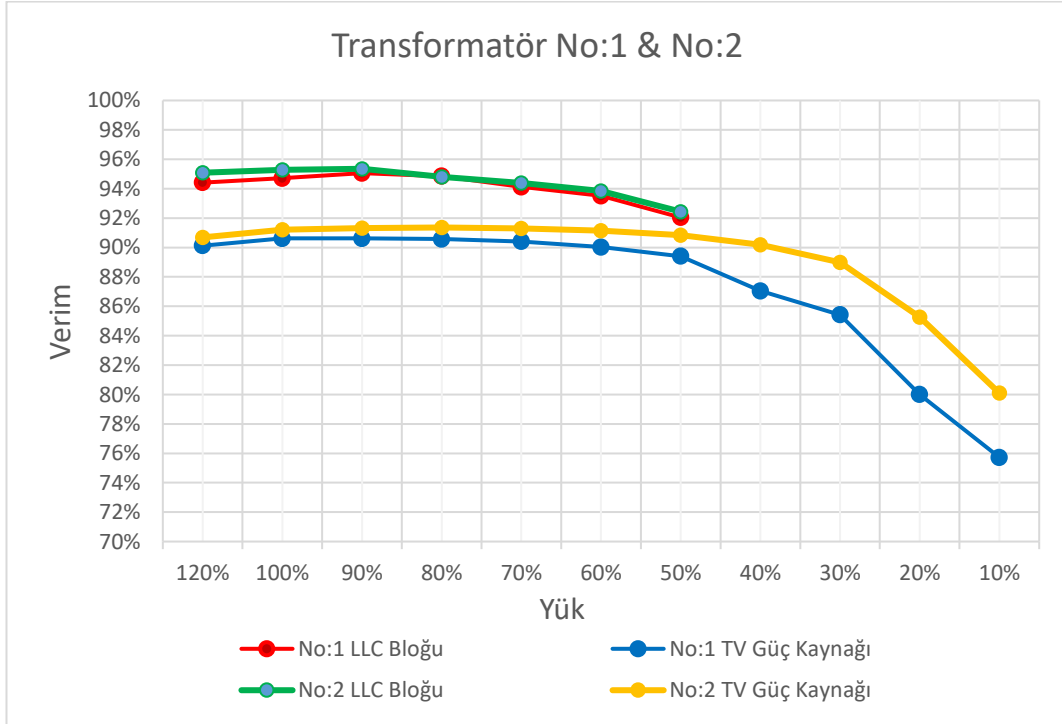
Çizelge 5.6: Transformatör No:2 ile test edilen devrenin yarı-iletken sıcaklıkları.

| Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık | Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık |
|-------------------|----------|-------------------|----------|
| T1 | 62°C | D4 | 53°C |
| T2 | 60°C | D5 | 65°C |
| D1 | 50°C | D6 | 69°C |
| D2 | 51°C | D7 | 73°C |
| D3 | 52°C | D8 | 67°C |

İki numaralı transformatör ile test edilen devrenin verim sonuçları Şekil 5.28’de verilmiştir. Şekil 5.29’te üretilen iki transformatörün devre verimine etkisi karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Burada görülebileceği gibi transformatörün çalışma akısının düşürülmesi TV güç kaynağının verimine olumlu katkıda bulunmuştur.



Şekil 5.28: Transformatör No:2 ile devrenin verim grafiği.



Şekil 5.29: Transformatör No:1 ve No:2 için devrenin karşılaştırmalı verim grafiği.

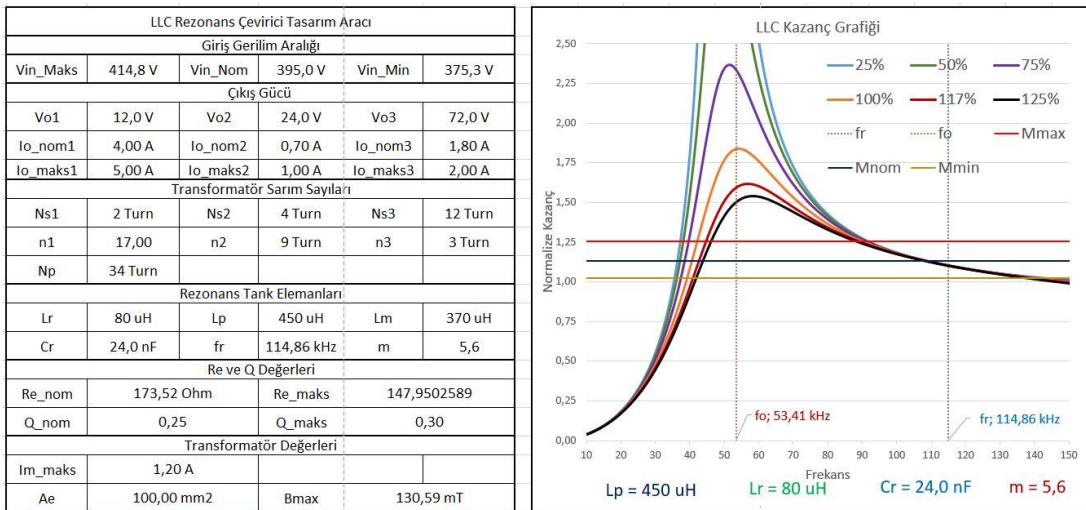
5.2.3 Üçüncü Transformator için Deney Sonuçları

İkinci transformator ile gerçekleştirilen devrenin test sonuçlarından elde edilen sonuçlara göre EFD3835 transformator çekirdeğinin tasarlanan devrenin sıcaklık isterlerini karşılayamayacağı görülmüştür. Bu nedenle tasarıma daha büyük bir transformator çekirdeği olan EE44/12.7 ile devam edilmiştir. Daha önce çizelge 4.8’de verildiği gibi EE44/12.7 çekirdeğinin karkas yapısının sağladığı tur başına kaçak endüktans değeri daha düşüktür. Bu da aynı sarım sayılarında kaçak endüktansın birinci ve ikinci transformatörden daha düşük olmasını sağlayacaktır. EE44/12.7 çekirdeği ile tasarlanan iki numaralı transformatöre ait genel özellikler çizelge 5.7’de verilmiştir.

Çizelge 5.7: Transformator No:3 özellikleri.

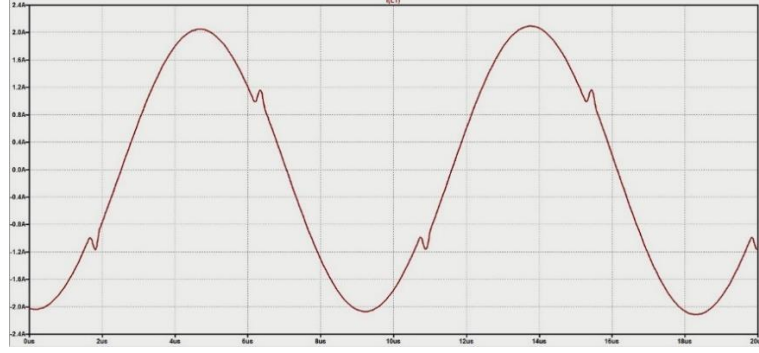
| No | Çekirdek Tipi | Sarım Sayısı ve Oranı | | | Endüktans Değerleri | | Sargı Kalınlıkları | |
|----|---------------|-----------------------|--------------|-----|---------------------|-------|--------------------|--------|
| | | N_p | N_{s_12V} | n | L_r | L_p | N_p | N_s |
| 3 | EE44/12.7 | 34 | 2 | 17 | 80uH | 450uH | 0.1*40 | 0.1*20 |

Tasarlanan üç numaralı transformator ile birlikte devrenin kazanç eğrisi daha önce oluşturulan hesaplama aracı yardımıyla hesaplanmış ve grafiksel arayüz üzerinde gözlemlenmiştir. Hesaplama aracı yardımıyla elde edilen ve resim 5.26’da verilmiş olan sonuçlardan görülebileceği gibi devrenin minimum giriş gerilimi koşulunda gerekli kazancı sağlayacağı ve nominal giriş geriliminde rezonans altı bölgede çalışması beklenmektedir.



Şekil 5.30: Transformator No:3 hesaplanan değerler.

Tasarlanan iki numaralı transformatör için LTSpice programı üzerinde benzetim gerçekleştirilmiş ve şekil 5.31’de görülen sonuç elde edilmiştir. Benzetim sonucunda çeviricinin nominal giriş gerilimi ve çıkış yükünde rezonans frekansına çok yakın bir frekans olan 110kHz’de ve rezonans altı bölgede çalışacağı görülmektedir.



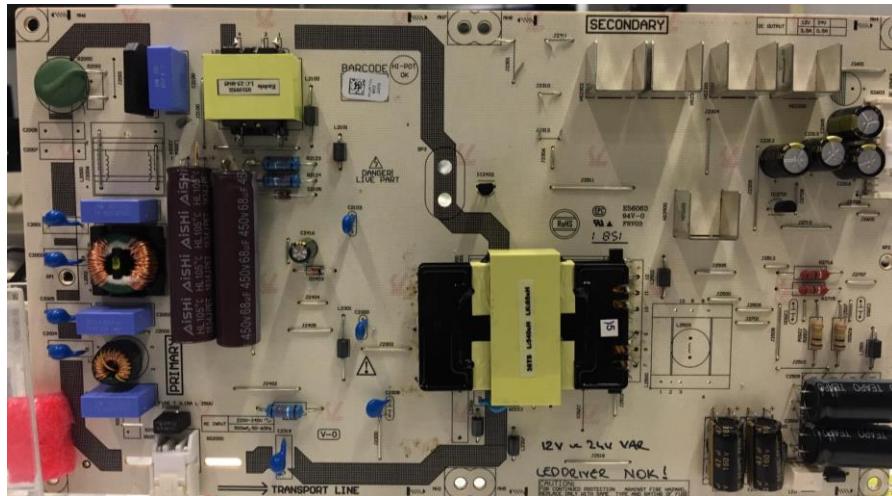
Şekil 5.31: Transformatör No:3 için nominal giriş geriliminde benzetim sonucu.

Tasarlanan transformatörün üretimi gerçekleştirilmiş ve üretilen transformatörün gerçekleşen değerli ölçülmüştür. Ölçülen değerler çizelge 5.8’de verilmiştir.

Çizelge 5.8: Transformatör No:3 için ölçülen değerler.

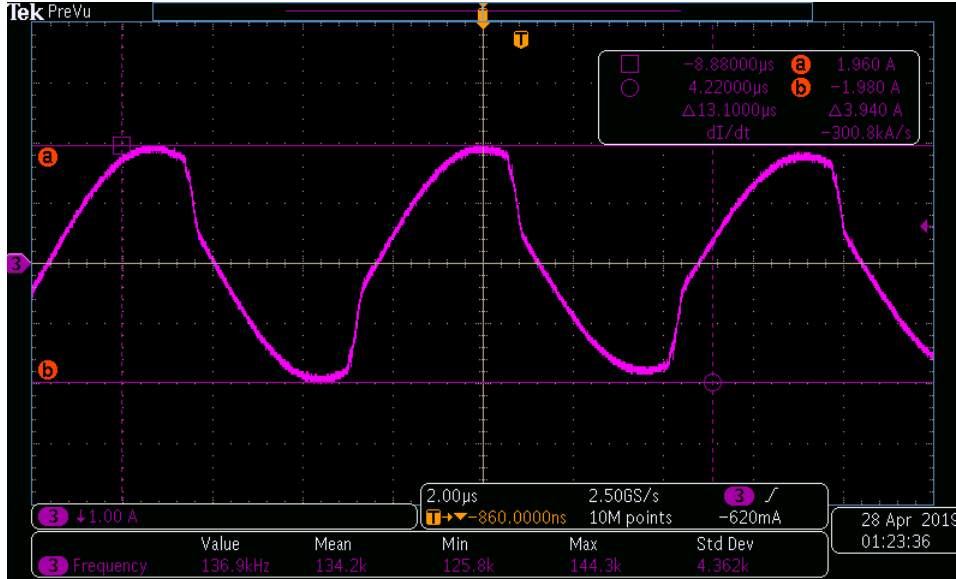
| Transformatör | Endüktans Değerleri @100kHz | | | | Sargı Dirençleri @100kHz | | |
|---------------|-----------------------------|-------|------------------|---------------|--------------------------|--------------------|----------|
| | L_r | L_p | $L_{r_{Ns1\&2}}$ | $L_{r_{Ns3}}$ | N_p | $N_{s1} \& N_{s2}$ | N_{s3} |
| No:3 | 85uH | 457uH | 1.58uH | 15.08uH | 550mΩ | 44mΩ | 299mΩ |

Üç numaralı transformatör ile LLC rezonans çevirici çalıştırılmış ve farklı yük koşullarında test edilmiştir. Şekil 5.32’de EE44/12.7 tipi transformatör ile çalıştırılan TV güç kaynağı görülmektedir.



Şekil 5.32: EE44/12.7 tipi transformatör ile TV güç kaynağı.

Şekil 5.33’de çeviricinin 136kHz’de rezonans altı bölgede çalıştığı ve akım şeklinin sinüs formundan uzaklaştığı görülmektedir.



Şekil 5.33: Transformör No:3 nominal yükte tank akımı.

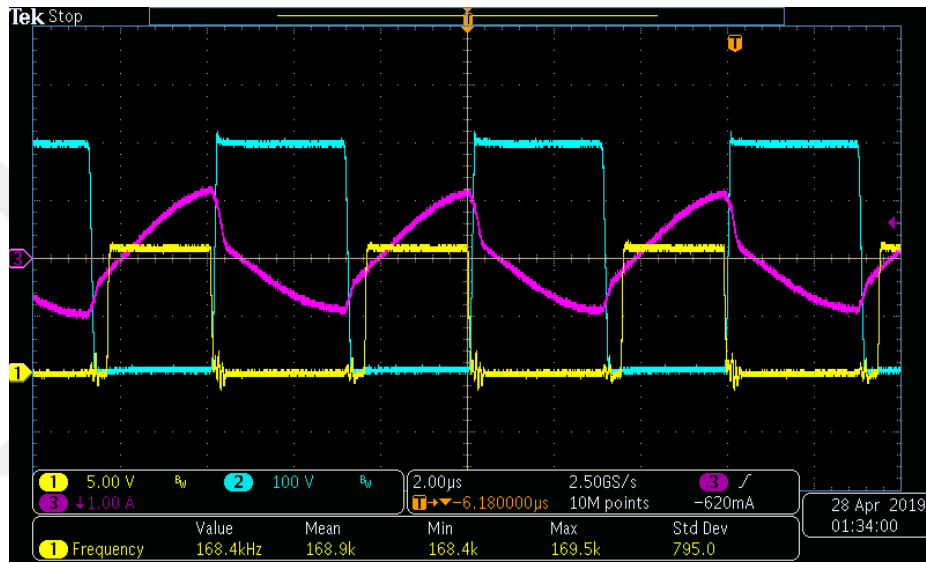
Şekil 5.31 ve 5.33 karşılaştırıldığında benzetim sonuçlarıyla deneysel sonuçların birbiri ile uyuşmadığı görülmektedir. Bu davranış çok çıkışlı çeviricilerde transformörün kaçak endüktans dağılımının kazanç davranışı üzerindeki etkisi açıklanabilir [15,22]. Çizelge 5.9’da sarım sayıları ve sarım oranları eşit olan birinci ve üçüncü transformörlerin kaçak endüktansları karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Çizelge 5.9: Transformör No:1 ve No:3 kaçak endüktans karşılaştırması.

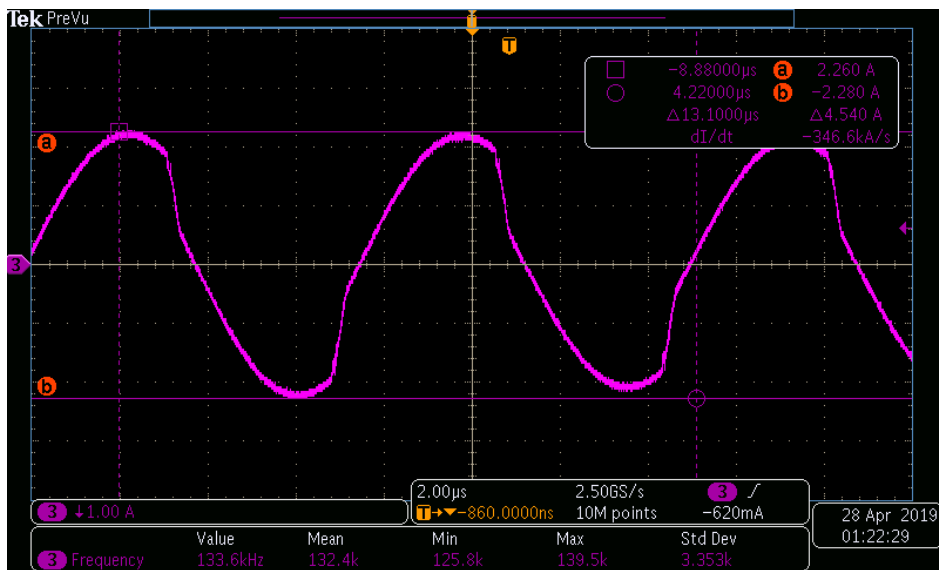
| Transformör | Endüktans Değerleri @100kHz | | |
|-------------|-----------------------------|-----------------|--------------|
| | L_r | $L_{r_Ns1\&2}$ | L_{r_Ns3} |
| No:1 | 108uH | 1.8uH | 13.65uH |
| No:3 | 85uH | 1.5uH | 15uH |

Çizelge 5.9’da görülebileceği gibi üç numaralı transformörde birincil taraftan ölçülen kaçak endüktans değeri daha düşük olmasına rağmen 72V çıkışına ait sargının kaçak endüktansı bir numaralı transformöre göre ikincil kaçak endüktansı daha yüksek çıkmıştır. Bu da EE44/12.7 çekirdeği ile tasarlanan yatay transformör yapısının ve karkasın ikincil taraftaki kaçak endüktansları artırdığını göstermektedir. İkincil taraftaki kaçak endüktansların artması daha önce detaylı olarak incelendiği gibi kazanç denklemindeki M_s kazancını yükseltmiş ve çevirici kazancı düşürmek için rezonans üstü bölgede çalışmıştır.

Şekil 5.34'de devrenin %25 yükte T2 MOSFET'i için anahtarlama ve V_{DS} gerilimleri ve rezonans tank akımı dalga şekilleri verilmiştir. Çeviricinin %25 yükte çalışma frekansı 168kHz olmuştur ve MOSFET anahtar SGA şartını sağlamaktadır. Şekil 5.35'te devrenin maksimum çıkış yükünde tank akımı görülmektedir ve çalışma frekansı 133kHz olarak gerçekleşmiştir. Sonuçlardan görülebileceği gibi çeviricinin gerilim düzenleme frekans aralığı 133 – 168kHz aralığındadır. Bir numaralı transformatör sonuçlarıyla karşılaştırıldığında ikincil taraftaki kaçak endüktansların devre çalışmasını rezonans üstü bölgeye geçirmesinin, devrenin regülasyon aralığını da olumsuz etkilediği de görülmektedir.

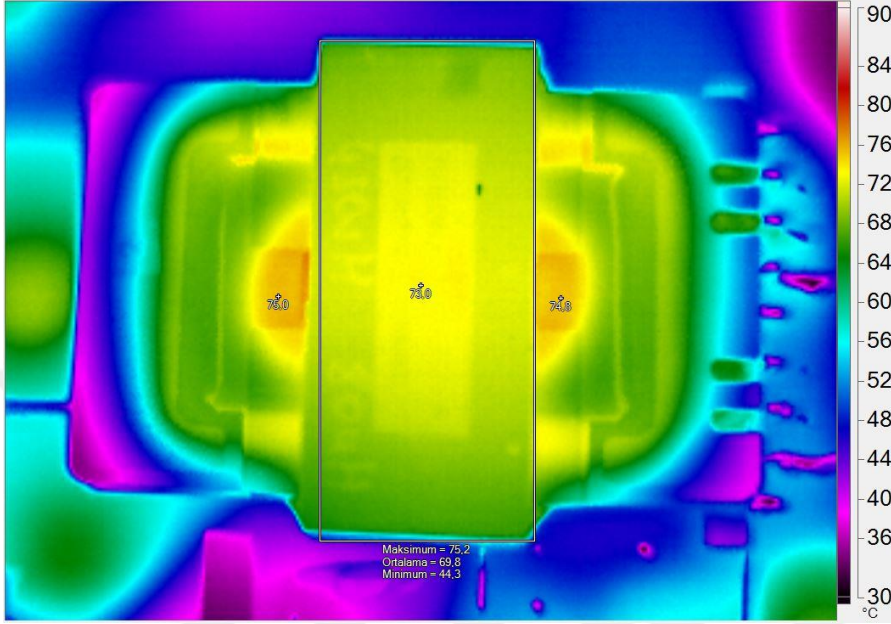


Şekil 5.34: Transformatör No:3 için %25 yükte MOSFET gerilim ve tank akımı dalga şekilleri.



Şekil 5.35: Transformatör No:3 için maksimum yük ve nominal giriş geriliminde tank akımı.

Şekil 5.36’da görülen transformatörün ısıl fotoğrafı incelendiğinde bir numaralı transformatöre göre sıcaklık davranışında iyileşme olduğu gözlemlenmiştir. Ancak 25°C ortamda 75°C çekirdek sıcaklığı gözlemlenmektedir ve TV güç kaynağı sıcaklık kriterleri halen sağlanamamaktadır.



Şekil 5.36: Transformatör No:3 için sıcaklık sonucu.

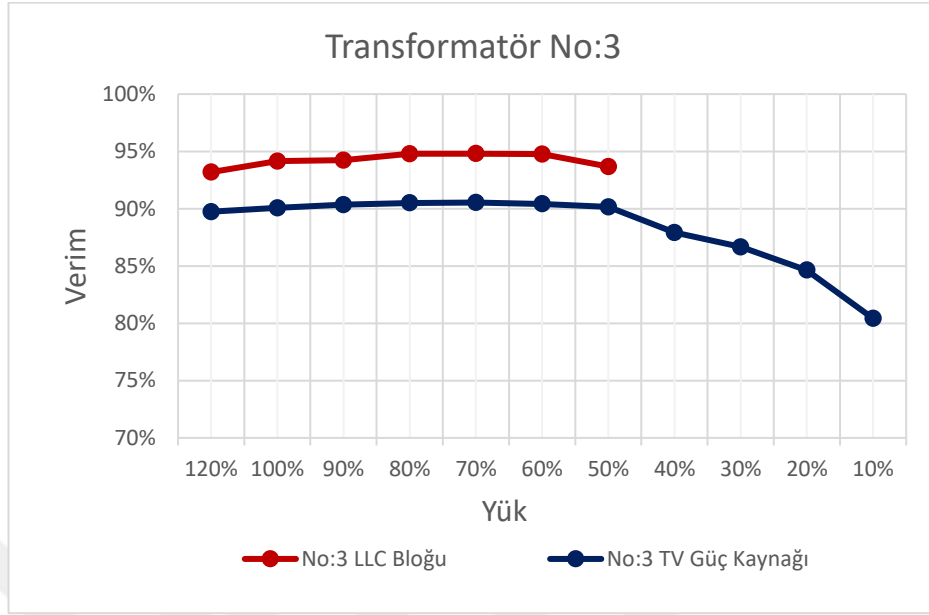
Şekil 5.36’de görüldüğü transformatör çekirdeğinin çevresinde sarılmış olan birincil transformatör sargısının sıcaklığı transformatör çekirdeğinden yüksektir ve sıcaklık konusunda temel problemin bakır kayıpları olduğu görülmektedir.

Çizelge 5.10: Transformatör No:3 ile yarı-iletken sıcaklıkları.

| Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık | Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık |
|-------------------|----------|-------------------|----------|
| T1 | 72°C | D4 | 56°C |
| T2 | 66°C | D5 | 65°C |
| D1 | 49°C | D6 | 69°C |
| D2 | 50°C | D7 | 73°C |
| D3 | 55°C | D8 | 67°C |

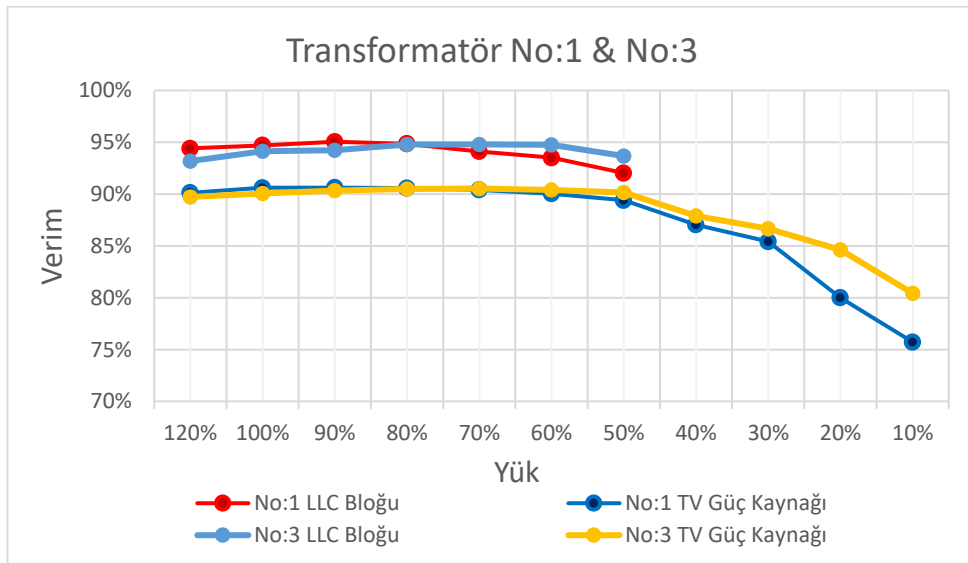
Çizelge 5.10’da üç numaralı transformatör ile test edilen devrenin yarı iletken sıcaklıkları görülmektedir. Özellikle T1 ve T2 MOSFET’lerinde çalışma frekansının yükselmesi sıfır akımda gerçekleşmeyen kapanma anı anahtarlama kayıplarının yükselmesine ve sıcaklık değerlerinin limitlerin üzerine çıkmasına neden olmuştur.

Şekil 5.37’de üç numaralı transformatör ile çalıştırılan devrenin verim grafiği verilmiştir.



Şekil 5.37: Transformatör No:3 ile LLC bloğu ve TV güç kaynağı verimi.

Şekil 5.38’de aynı sarım sayılarına sahip transformatörlerin devrenin verimine etkisi görülmektedir. Sonuçlardan görülebileceği gibi üç numaralı transformatör devrenin nominal ve maksimum yükünde bir numaralı transformatörden daha kötü performans göstermektedir. Üç numaralı transformatör ile çalıştırılan devrenin en yüksek verim noktası çeviricinin %60 yükünde oluşmuştur. TV güç kaynağının toplam verimi incelendiğinde üç numaralı transformatörün güç kaynağının düşük yüklerinde daha yüksek verime sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 5.38: Transformatör No:1 ve No:3 için devrenin karşılaştırmalı verim grafiği.

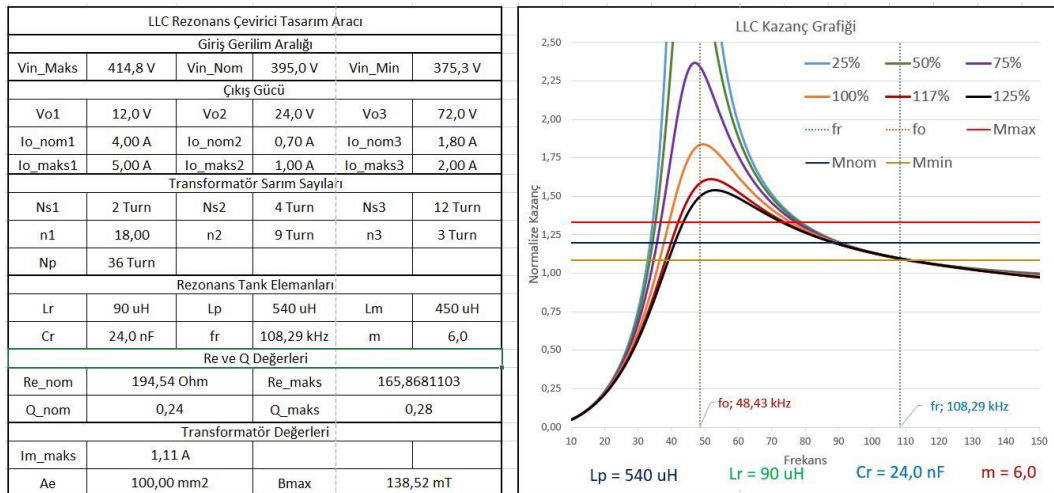
5.2.4 Dördüncü Transformator için Deney Sonuçları

Üç numaralı transformatorün nominal yükte rezonans frekansından uzakta çalışması bir numaralı transformatöre göre daha düşük verimde çalışmasına neden olmuştur. LLC rezonans çeviricinin veriminin en yüksek olduğu rezonans frekansına daha yakın olması için birincil sarım sayısını artırılarak dört numaralı transformator tasarlanmıştır. Yalnızca sarım sayısının artırılmasına etkisinin görülebilmesi için sargı kalınlıkları sabit tutulacak şekilde tasarım yapılmıştır. Dört numaralı transformatorün özellikleri çizelge 5.11’de görülmektedir.

Çizelge 5.11: Transformator No:4 özellikleri.

| No | Çekirdek Tipi | Sarım Sayısı ve Oranı | | | Endüktans Değerleri | | Sargı Kalınlıkları | |
|----|---------------|-----------------------|--------------|-----|---------------------|-------|--------------------|--------|
| | | N_p | N_{s_12V} | n | L_r | L_p | N_p | N_s |
| 4 | EE44/12.7 | 36 | 2 | 17 | 90uH | 540uH | 0.1*40 | 0.1*20 |

Çizelge 5.10’da özellikleri verilen transformator tasarımının oluşturulan hesaplama aracı ile kazanç doğrulaması yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar resim 5.33’de görülmektedir. Birincil sarım sayısının artırılmasıyla kazanç yükselecektir. Transformatorün manyetizasyon endüktansının ve m değerinin artırılmasıyla kazanç artışı dengelenmiş ve yaklaşık aynı kazanç değerinde devrenin manyetizasyon akımından kaynaklanan sargı kayıplarının azaltılması amaçlanmıştır. Resim 5.26 ve 5.33’de görüldüğü gibi manyetizasyon akımının maksimum değeri 1.20A’den 1.11A’e düşmüş olarak görülmektedir.



Şekil 5.39: Transformator No:4 için hesaplanan değerler.

Dört numaralı transformatör için gerçekleştirilen benzetim sonucunda elde edilen tank akımı şekil 5.40'da görülmektedir. Benzetim sonucuna göre devrenin nominal giriş gerilimi ve çıkış yükünde çalışma frekansı 100kHz'dir.

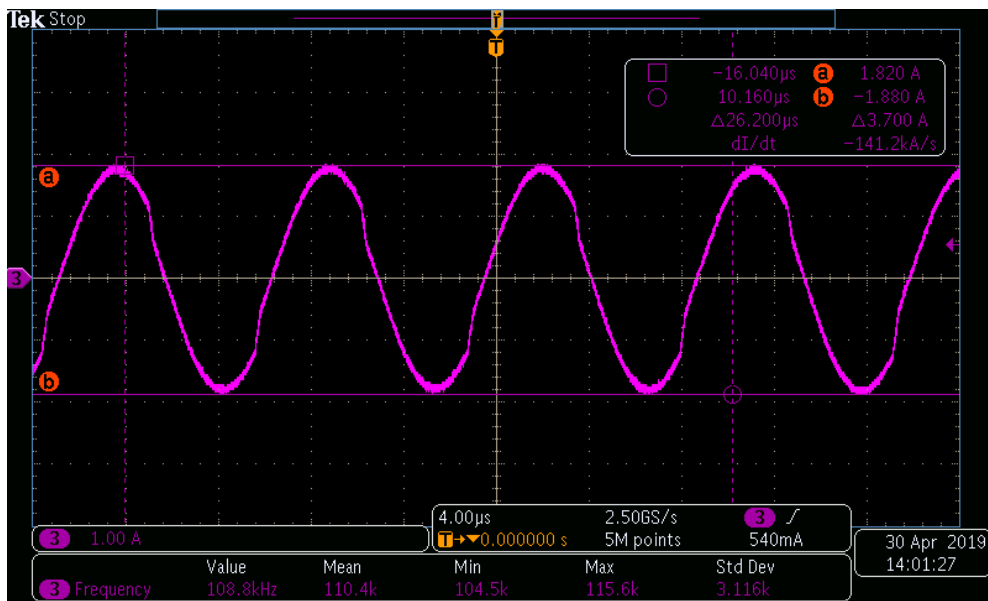


Şekil 5.40: Transformatör No:4 için nominal yükte tank akımı benzetim sonucu. Tasarlanan dört numaralı transformatörün üretimi gerçekleştirilmiş ve üretilen transformatörün değerleri ölçülmüş ve değerler çizelge 5.12'de verilmiştir.

Çizelge 5.12: Transformatör No:4 için ölçülen değerler.

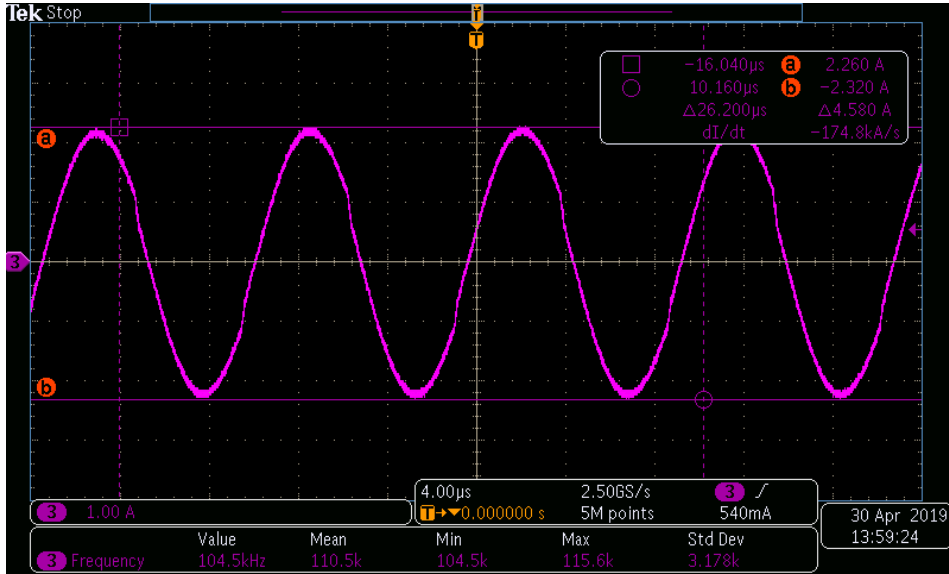
| Transformatör | Endüktans Değerleri @100kHz | | | | Sargı Dirençleri @100kHz | | |
|---------------|-----------------------------|-------|------------------|---------------|--------------------------|--------------------|----------|
| | L_r | L_p | $L_{r_{Ns1\&2}}$ | $L_{r_{Ns3}}$ | N_p | $N_{s1} \& N_{s2}$ | N_{s3} |
| No:4 | 95uH | 545uH | 1.53uH | 15.28uH | 638mΩ | 55mΩ | 302mΩ |

Üretilen dört numaralı transformatör ile devre çalıştırılmış ve farklı yük koşullarında testler gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.41'te devrenin nominal yük koşullarında tank akımını gösteren osiloskop görüntüsü verilmiştir.



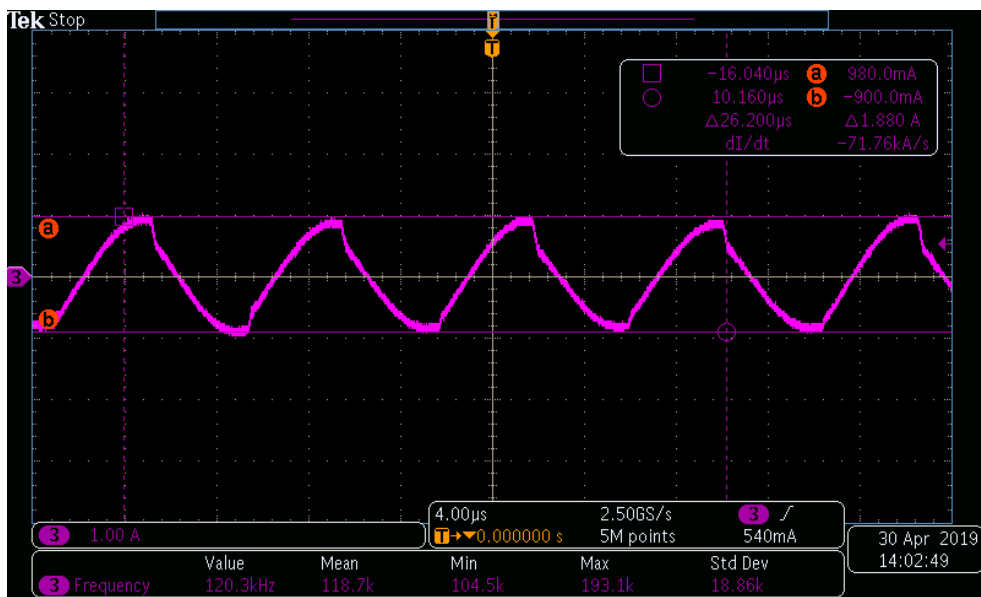
Şekil 5.41: Transformatör No:4 ile nominal yükte tank akımı.

Şekil 5.41 ve 5.42’de görüldüğü gibi nominal ve maksimum çıkış yükünde transformatörün tank akımı sinüs formuna yaklaşmış ve çalışma frekansı sırasıyla 108 ve 104kHz olmuştur.



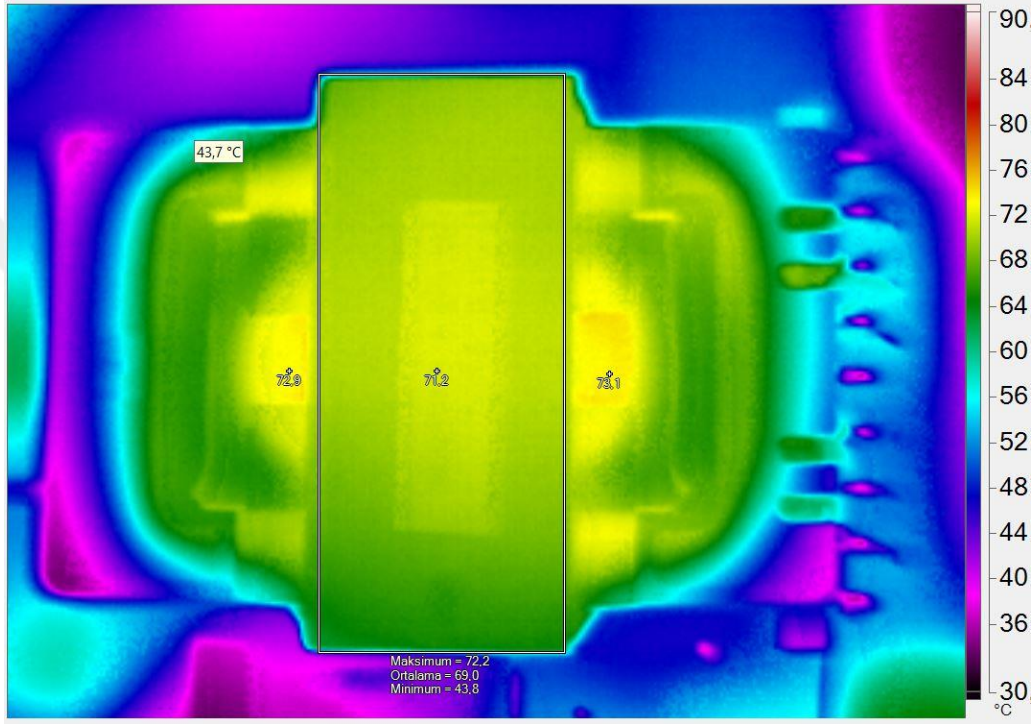
Şekil 5.42: Transformatör No:4 ile maksimum yükte tank akımı.

Şekil 5.43’te devrenin %25 yükte tank akımı verilmiştir ve çalışma frekansı 120kHz olarak gerçekleşmiştir. Dört numaralı transformatör ile gerçekleştirilen devrenin gerilim düzenleme frekans aralığı 104 – 120kHz aralığında gerçekleşmiştir. Transformatörün birincil sarım sayısının artırılmasıyla kazancın düşmesinin devrenin gerilim düzenleme frekans aralığının daralmasını sağladığı ve kontrol davranışının iyileştiği görülmüştür.



Şekil 5.43: Transformatör No:4 için %25 yükte tank akımı.

Şekil 5.44’de dört numaralı transformatörün sıcaklık sonucu verilmiştir. Transformatörün hesaplama sonuçlarını içeren şekil 5.44’de görülebileceği gibi transformatör çekirdeğinin akı değeri artmasına rağmen transformatörün sıcaklıklarının yaklaşık 2°C düştüğü görülmektedir. Buradaki etki çeviricinin çalışma frekansının düşmesi ve deri etkisi nedeniyle bakır kayıplarının azalmasıdır. Bu deney sonucu EE44/12.7 transformatör ile tasarlanan transformatörde baskın olan kayıpların bakır kayıpları olduğunu göstermiştir.

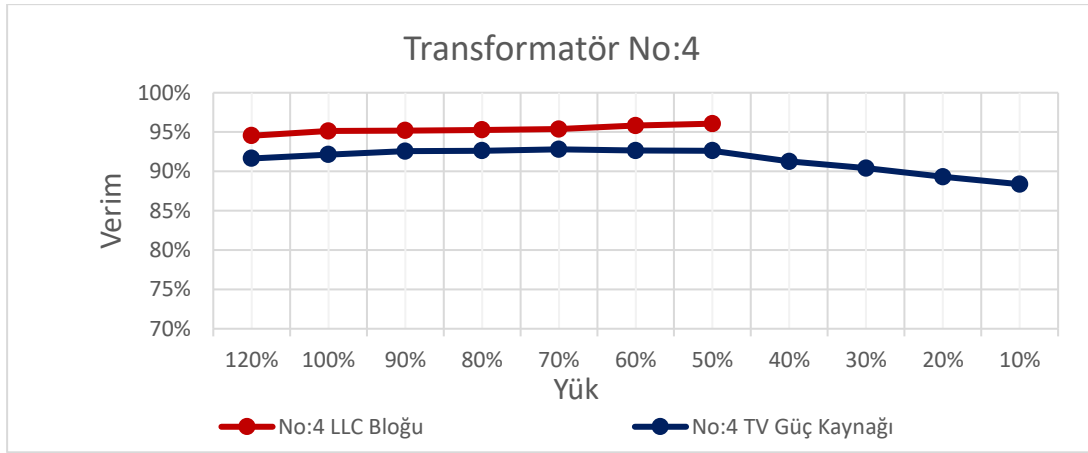


Şekil 5.44: Transformatör No:4 sıcaklık ölçümü sonucu.

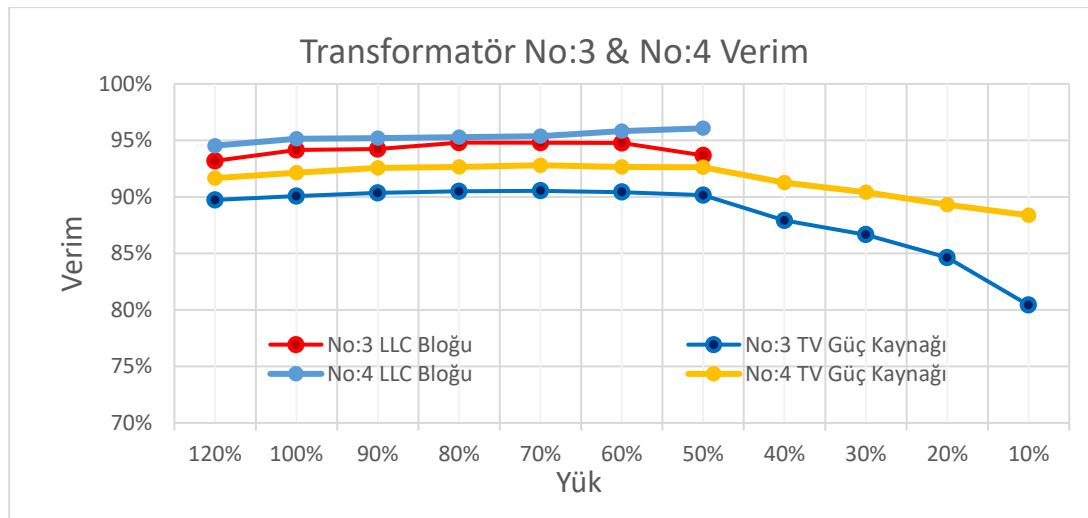
Çizelge 5.12’de verilen yarı iletken sıcaklıkları incelendiğinde çalışma frekansının düşmesinin yarım-köprü anahtarları olan T1 ve T2 MOSFET sıcaklıklarını olumlu etkilediği görülmektedir.

Çizelge 5.13: Transformatör No:4 ile yarı-iletken sıcaklıkları.

| Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık | Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık |
|-------------------|----------|-------------------|----------|
| T1 | 66°C | D4 | 56°C |
| T2 | 61°C | D5 | 66°C |
| D1 | 50°C | D6 | 68°C |
| D2 | 49°C | D7 | 71°C |
| D3 | 55°C | D8 | 66°C |



Şekil 5.45: Transformatör No:4 ile LLC bloğu ve TV güç kaynağı verimi.



Şekil 5.46: Transformatör No:3 ve No:4 için devrenin karşılaştırmalı verim grafiği.

Şekil 5.45 ve 5.46'da dört numaralı transformatör ile gerçekleştirilen devrenin verim eğrileri verilmiştir. Bu eğrilerden de görülebileceği gibi devrenin çalışma frekansının rezonans frekansına yaklaşması devrenin verimini olumlu olarak etkilemiştir.

5.2.5 Beşinci Transformatör için Deney Sonuçları

Tasarlanan dördüncü transformatörün sargı kalınlıkları artırılarak beş nolu transformatör tasarlanmıştır.

Çizelge 5.14: Transformatör No:5 için genel özellikler.

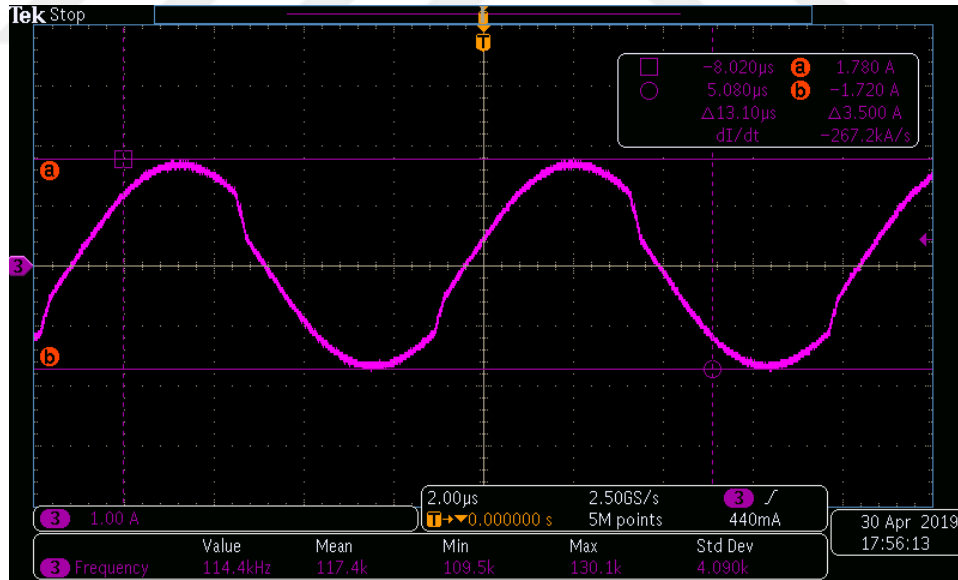
| No | Çekirdek Tipi | Sarımların Sayısı ve Oranı | | | Endüktans Değerleri | | Sargı Kalınlıkları | |
|----|---------------|----------------------------|---------------|-----|---------------------|-------|--------------------|--------|
| | | N_p | $N_{s_{12V}}$ | n | L_r | L_p | N_p | N_s |
| 5 | EE44/12.7 | 36 | 2 | 17 | 90uH | 540uH | 0.1*50 | 0.1*35 |

Tasarlanan beş numaralı transformatörün endüktans değerleri ve sarım sayıları dört numaralı transformatör ile aynı değerlere sahip olduğu için hesaplama aracı ve benzetim programı sonuçları dört numaralı transformatörün sonuçlarıyla aynı olacaktır. Beş numaralı transformatörün üretimi gerçekleştirilmiş ve üretilen transformatörün ölçülen değerleri dört numaralı transformatörün ölçülen değerleri ile karşılaştırmalı olarak çizelge 5.15’te verilmiştir.

Çizelge 5.15: Transformatör No:4 ve No:5 ölçülen değerleri.

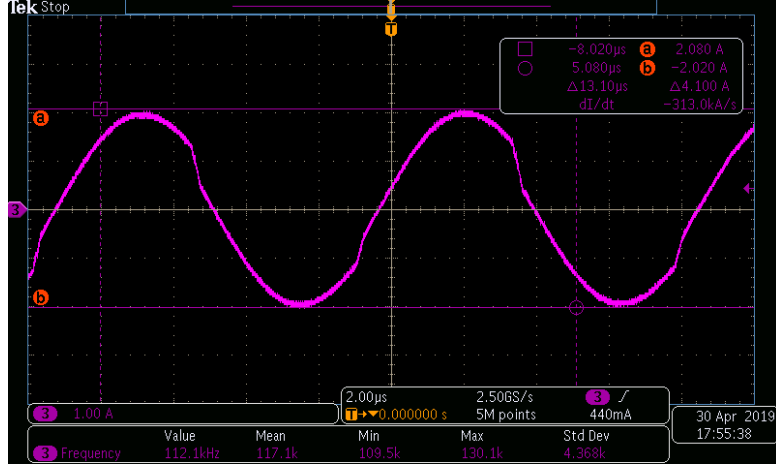
| Transformatör | Endüktans Değerleri @100kHz | | | | Sargı Dirençleri @100kHz | | |
|---------------|-----------------------------|-------|-----------------|--------------|--------------------------|--------------------|---------------|
| | L_r | L_p | $L_{r_Ns1\&2}$ | L_{r_Ns3} | N_p | $N_{s1} \& N_{s2}$ | N_{s3} |
| No:4 | 95uH | 545uH | 1.53uH | 15.28uH | 638m Ω | 55m Ω | 302m Ω |
| No:5 | 89uH | 552uH | 1.44uH | 14.6uH | 559m Ω | 29m Ω | 232m Ω |

Elde edilen ölçüm sonuçlarına göre transformatör çekirdeğinin pencere alanının sargı kalınlıklarının artırılarak doldurulması transformatörün her iki taraftaki kaçak endüktanslarının da düşmesini sağlamıştır. Sargı kalınlıklarının artmasıyla sargı dirençlerinde de önemli bir düşüş sağlanmıştır. Üretilen beş numaralı transformatör ile devre çalıştırılmış ve farklı yük koşullarında test edilmiştir.

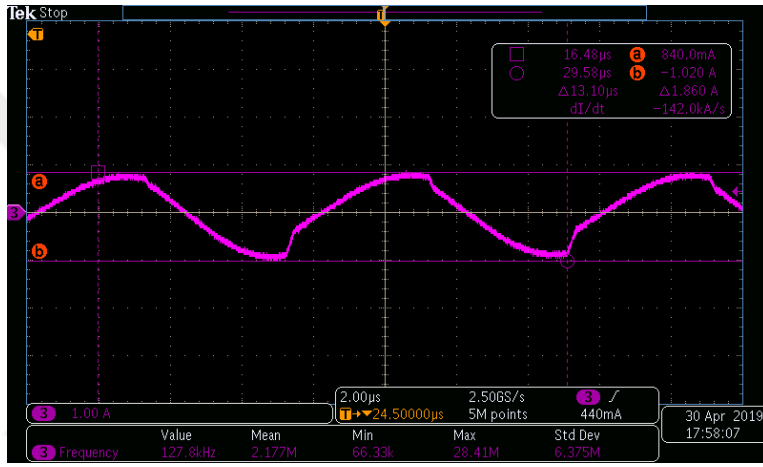


Şekil 5.47: Transformatör No:5 nominal yükte tank akımı.

Şekil 5.47’de elde edilen osiloskop görüntüsü ile dört numaralı transformatöre ait şekil 5.41’deki osiloskop görüntüsü karşılaştırıldığında beş numaralı transformatörün 114kHz’de dört numaralı transformatöre göre daha yüksek frekansta çalıştığı görülmektedir. Burada görülen etki özellikle çıkış sargılarının doğru gerilim düşümünün azalmasıyla kazanç ihtiyacının azalması ile açıklanabilir.

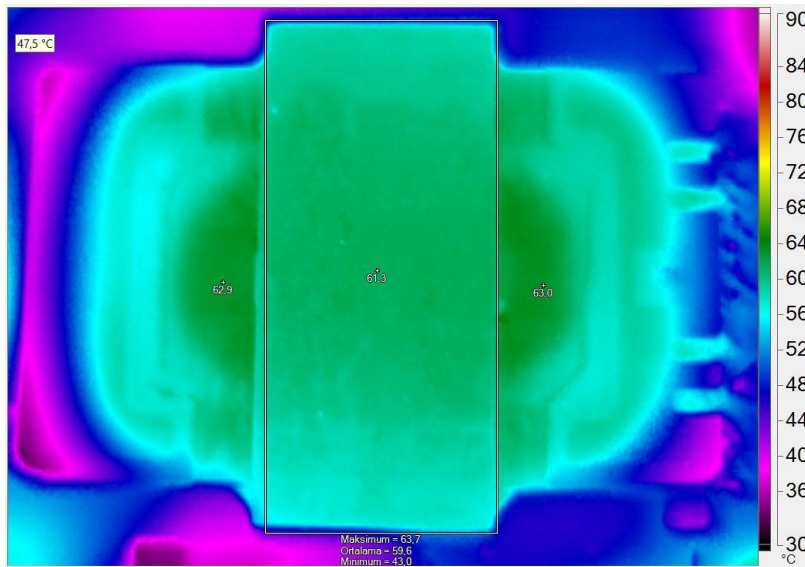


Şekil 5.48: Transformator No:5 ile maksimum yükte tank akımı.



Şekil 5.49: Transformator No:5 ile %25 yükte tank akımı.

Şekil 5.48 ve 5.49’da verilen osiloskop görüntülerinden görülebileceği gibi devrenin çalışma frekans aralığı 112kHz ile 127kHz arasında değişmektedir.



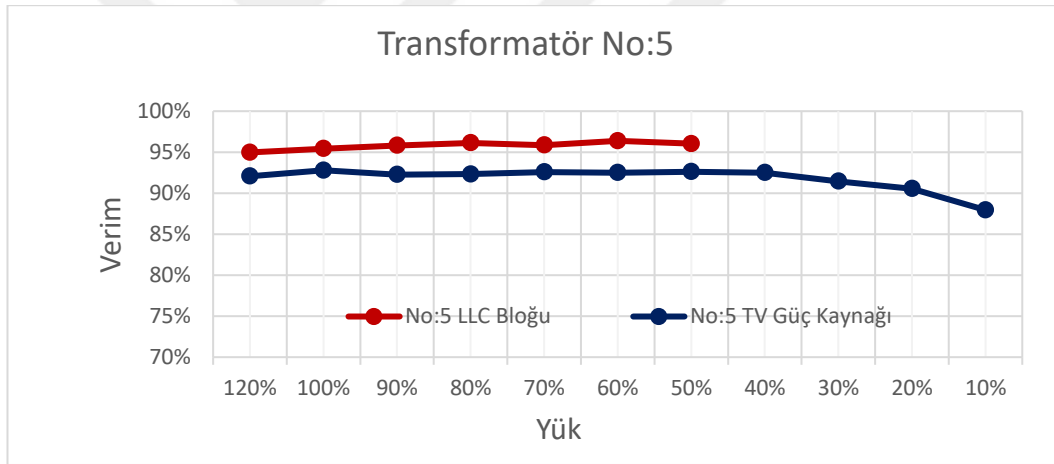
Şekil 5.50: Transformator No:5 sıcaklık ölçümü sonucu.

Şekil 5.50’de görülebileceği gibi sargı kalınlıklarının artırılmasıyla transformatörün sıcaklık davranışında yaklaşık olarak 8-10°C’ye ulaşan bir sıcaklık düşüşü sağlanmıştır. Bu test sonucuyla tasarlanan transformatör TV güç kaynağı sıcaklık kritlerini sağlamaktadır.

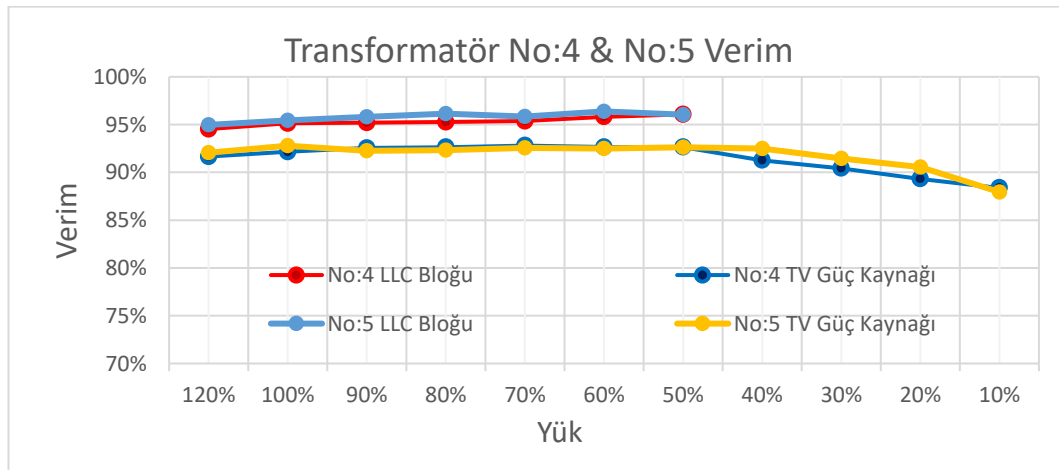
Çizelge 5.16: Transformatör No:5 ile yarı-iletken sıcaklıkları.

| Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık | Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık |
|-------------------|----------|-------------------|----------|
| T1 | 62°C | D4 | 52°C |
| T2 | 57°C | D5 | 62°C |
| D1 | 48°C | D6 | 66°C |
| D2 | 49°C | D7 | 71°C |
| D3 | 51°C | D8 | 65°C |

Çizelge 5.16’te görüldüğü gibi transformatörün sargı sıcaklıklarının azalması yarı iletken sıcaklıklarında da bir miktar düşüş sağlamıştır. Bu değişim T1 ve T2 MOSFET sıcaklıklarında yaklaşık 5°C olmuştur. Şekil 5.51 ve 5.52’de beş numaralı transformatöre ait verim eğrileri verilmiştir.



Şekil 5.51: Transformatör No:5 için devrenin verim eğrisi.



Şekil 5.52: Transformatör No:4 ve No:5 için devrenin karşılaştırmalı verim eğrisi.

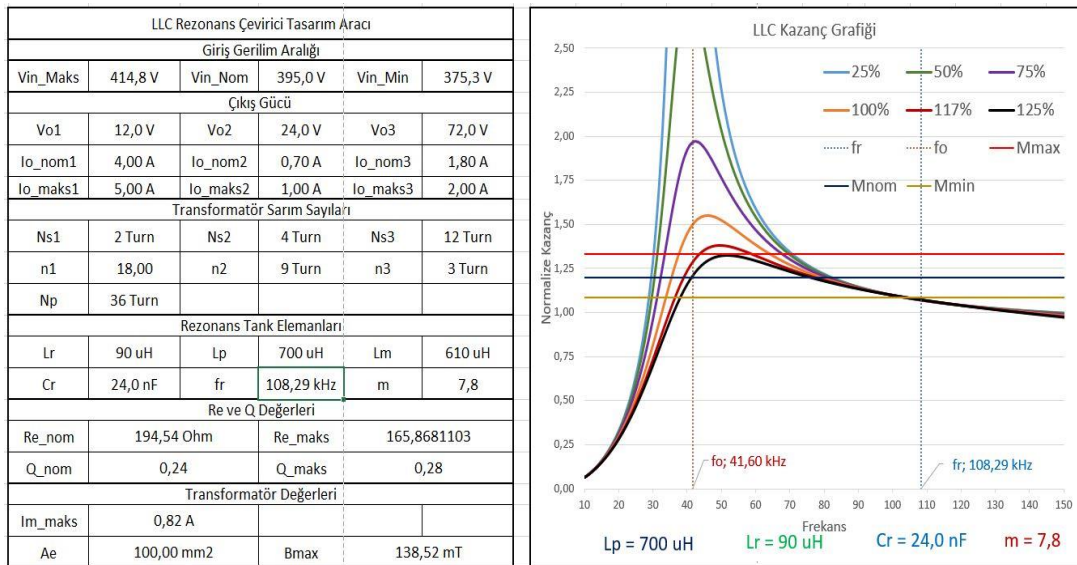
5.2.6 Altıncı Transformator için Deney Sonuçları

LLC rezonans çeviricilerde ikincil taraftaki kaçak endüktanslardan kaynaklanan sanal kazancın tasarlanan transformatorün m değeri artırıldıkça etkisi azalacak ve rezonans çeviricinin çalışması ilk harmoik yaklaşımına yakınsayacaktır. Bu davranışın gözlenebilmesi amacıyla beş numaralı transformatorün manyetizasyon endüktansı artırılarak altı numaralı transformator tasarlanmıştır. Çizelge 5.17’de tasarlanan transformatorün genel özellikleri görülmektedir.

Çizelge 5.17: Transformator No:6 özellikleri.

| No | Çekirdek Tipi | Sarımlar Sayısı ve Oranı | | | Endüktans Değerleri | | Sargı Kalınlıkları | |
|----|---------------|--------------------------|--------------|----|---------------------|-------|--------------------|--------|
| | | N_p | N_{s_12V} | n | L_r | L_p | N_p | N_s |
| 6 | EE44/12.7 | 36 | 2 | 17 | 90uH | 540uH | 0.1*50 | 0.1*35 |

Tasarlanan altı numaralı transformatorün kazanç eğrileri hesaplama aracı yardımıyla çizdirilmiş ve sonuçlar şekil 5.53’de görüldüğü gibi verilmiştir. Hesap aracının sonuçlarından da görülebileceği üzere transformatorün kazanç eğrileri %117 yük olarak görülen maksimum yükte ve minimum giriş geriliminde ihtiyaç duyulan kazançları sağlasa da sınıra çok yakındır. Tasarım aşamasında kazanç eğrileri oluşturulurken devrenin kapasitif bölgeye geçmediğinden emin olmak için %10 güvenlik payı ile hesaplama aracı oluşturulduğu için iki numaralı transformatorde olduğu gibi bu transformatorün kullanılmasında uygun olacağına karar verilmiştir.



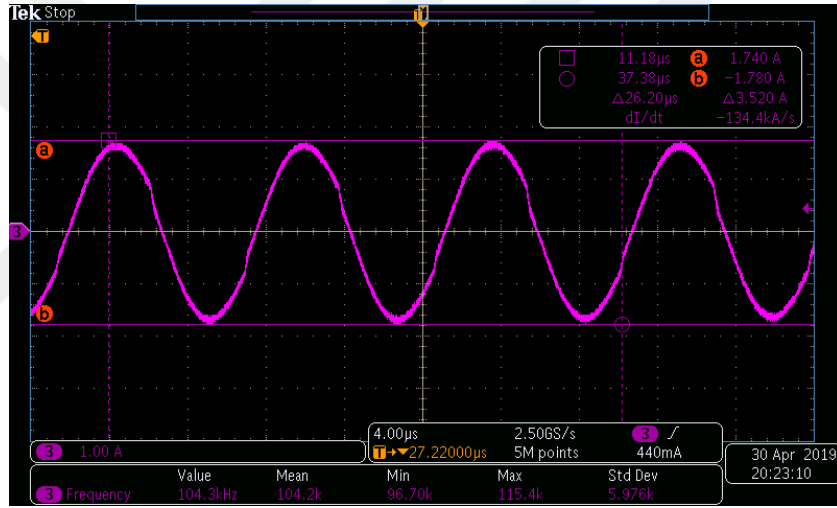
Şekil 5.53: Transformator No:6 için hesaplanan değerler.

Üretilen transformatörün değerleri ölçülmüş ve elde edilen sonuçlar çizelge 5.18’de verilmiştir.

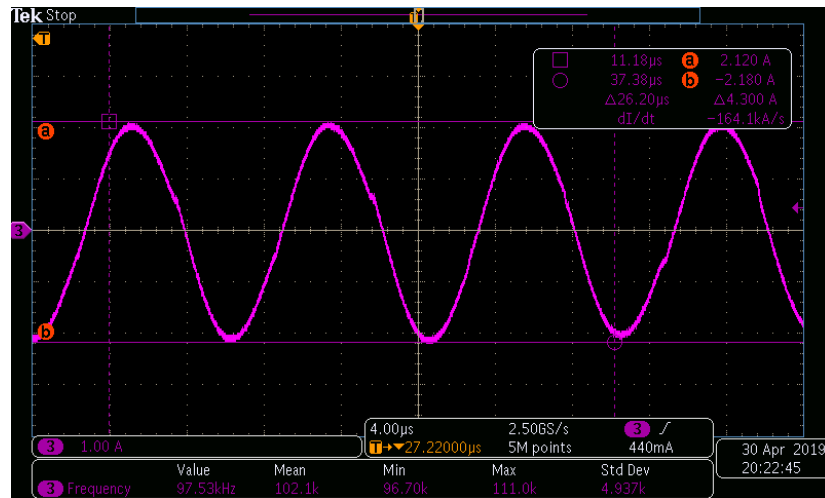
Çizelge 5.18: Transformatör No:6 ölçülen değerler.

| No:6 | Endüktans Değerleri @100kHz | | | | Sargı Dirençleri @100kHz | | |
|------|-----------------------------|-------|------------------|---------------|--------------------------|--------------------|---------------|
| | L_r | L_p | $L_{r_{Ns1\&2}}$ | $L_{r_{Ns3}}$ | N_p | $N_{s1} \& N_{s2}$ | N_{s3} |
| | 93uH | 705uH | 1.32uH | 14.82uH | 675m Ω | 31m Ω | 267m Ω |

Üretilen altı numaralı transformatör ile devre çalıştırılmış ve farklı yük koşullarında testleri gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.54 ve 5.155’te devrenin nominal ve maksimum yük koşullarında tank akımı verilmiştir.

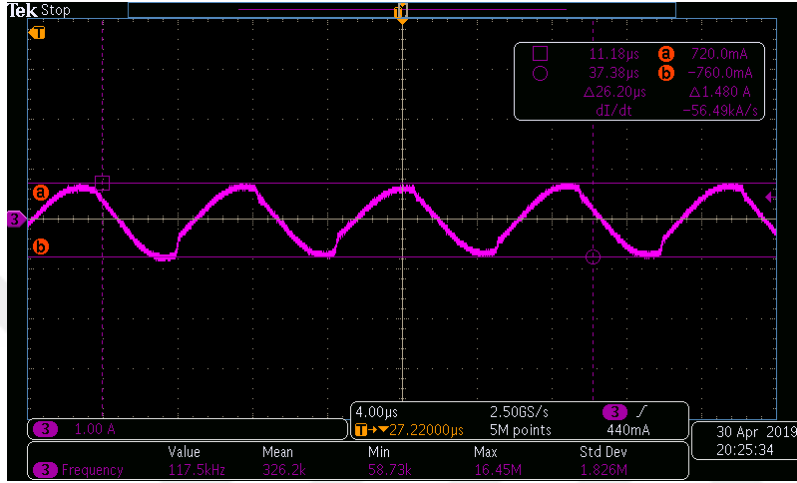


Şekil 5.54: Transformatör No:6 nominal giriş gerilimi ve yükte akım dalga şekli.



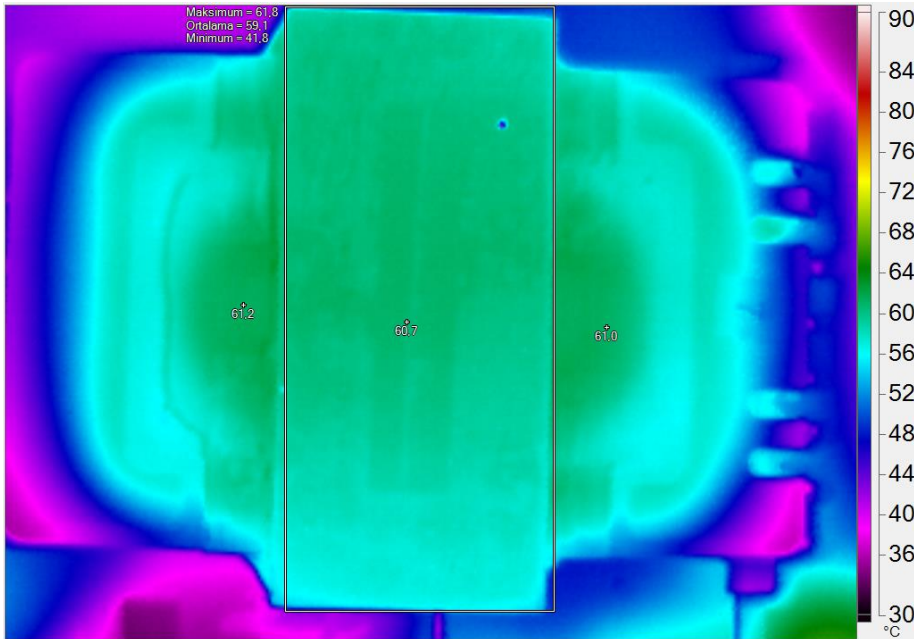
Şekil 5.55: Transformatör No:6 nominal giriş gerilimi ve maksimum yükte akım dalga şekli.

Şekil 5.54 ve 5.55'te görüldüğü gibi manyetizasyon endüktansının artırılması çeviricinin kazancını düşürmüş ve ikincil kaçak endüktanslardan gelen sanal kazanç etkisini de sınırlayarak çeviricinin rezonans frekansına daha yakın bir frekansta çalışmasını sağlamıştır. Rezonans frekansına çok yakın bir bölgede çalışan çeviricinin tank akımı yaklaşık olarak sinüzoidal olmuştur. Şekil 5.55'te görülebileceği gibi çevirici maksimum yükünde rezonans altı çalışma bölgesine geçmiştir.



Şekil 5.56: Transformör No:6 %25 yükte tank akımı.

Şekil 5.56'da görüldüğü gibi %25 yükte çeviricinin çalışma frekansı 117kHz'e yükselmiştir. Maksimum yükte 97kHz'de çalışan çeviricinin gerilim düzenleme frekans aralığı 97kHz ile 117kHz aralığında değişmektedir. Şekil 5.57'de altı numaralı transformatörün sıcaklık sonucu verilmiştir.



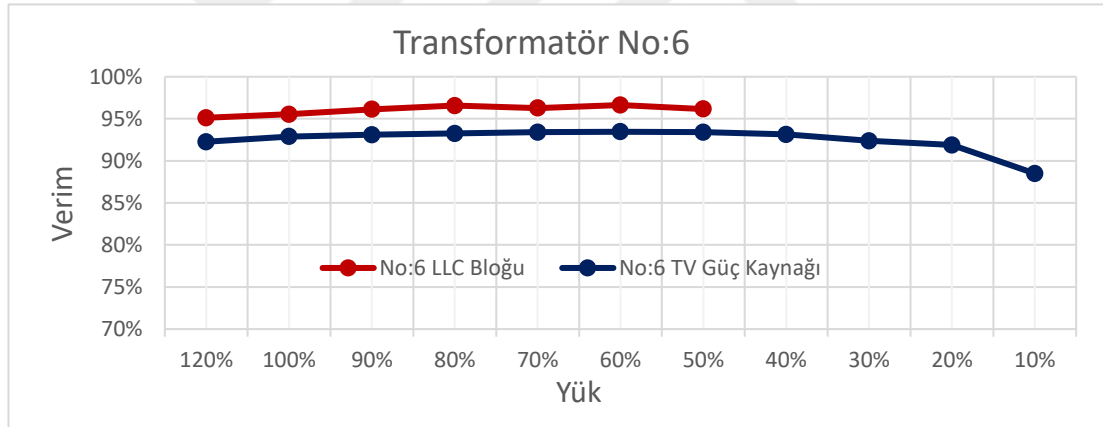
Şekil 5.57: Transformör No:6 sıcaklık sonucu.

Şekil 5.57’de verilen altı numaralı transformatörün sıcaklık sonucundan görülebileceği gibi manyetizasyon endüktansının artması ile transformatörün sıcaklığında 1°C’lik düşüş gerçekleşmiştir.

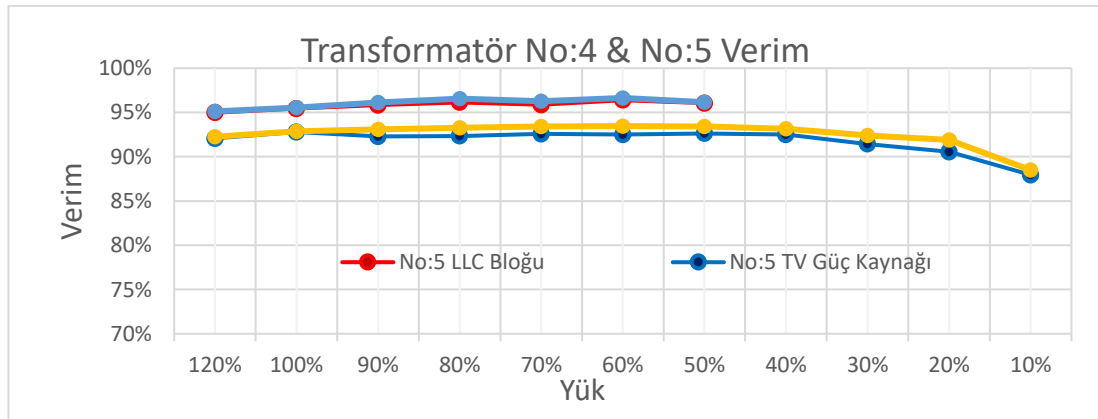
Çizelge 5.19: Transformator No:6 ile yarı-iletken sıcaklıkları.

| Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık | Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık |
|-------------------|----------|-------------------|----------|
| T1 | 58°C | D4 | 54°C |
| T2 | 54°C | D5 | 61°C |
| D1 | 48°C | D6 | 66°C |
| D2 | 49°C | D7 | 70°C |
| D3 | 54°C | D8 | 67°C |

Çizelge 5.19’da verilen yarı-iletken sıcaklıkları incelendiğinde T1 ve T2 MOSFET’lerinin sıcaklıklarının beş numaralı transformator ile test edilen devreye göre 4-5°C daha düşük olduğu görülmektedir. Şekil 5.17 ve 5.18’de altı numaralı transformator ile gerçekleştirilen devrenin verim sonuçları görülmektedir. Manyetizasyon endüktansının artması çeviricinin ve devrenin veriminde küçük bir iyileşme sağlamış ve LLC bloğunun verimi %60 yükte %96.6’ya ulaşmıştır.



Şekil 5.58: Transformator No:6 için devrenin verim grafiği.



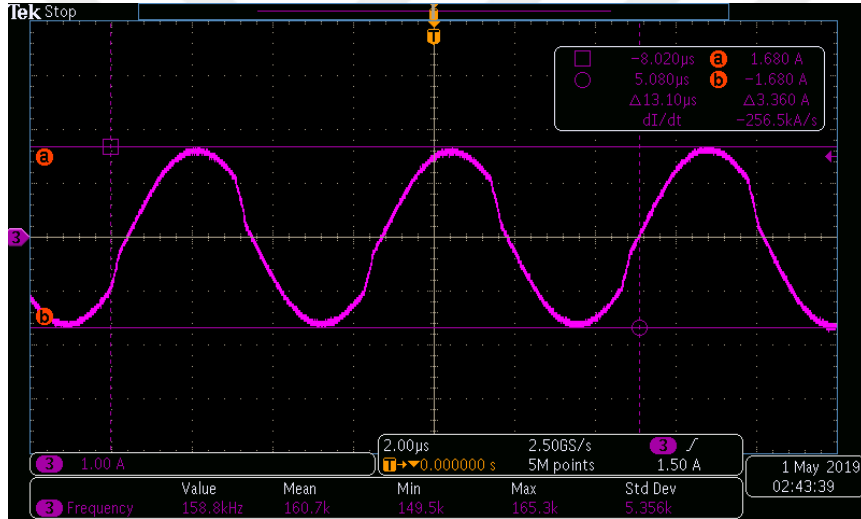
Şekil 5.59: Transformator No:5 ve No:6 için devrenin karşılaştırmalı verim grafiği.

5.2.7 Rezonans Kapasitesinin Değişiminin Etkisinin İncelenmesi

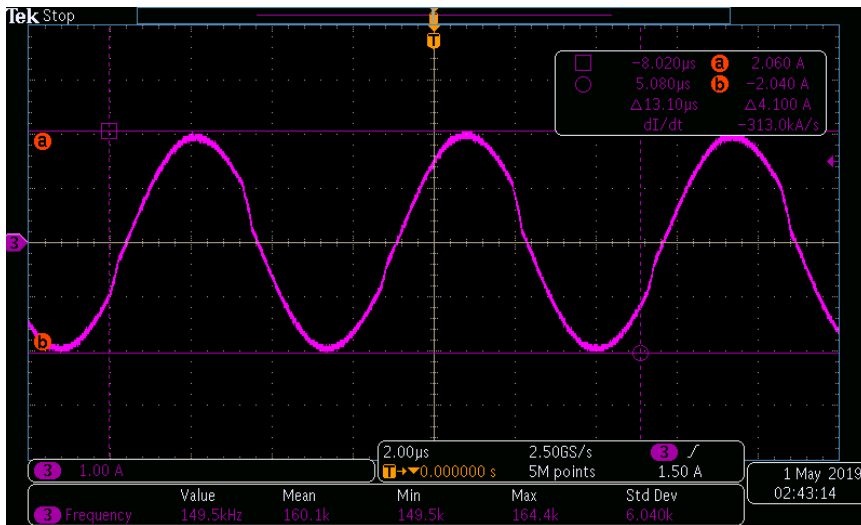
Deneyle gerçekleştirilen altı transformatör tasarım aşamasında hesaplandığı gibi 24nF rezonans kapasitesi ile test edilmiştir. Bu bölümde beş numaralı transformatörün 12nF ve 36nF rezonans kapasitesi ile çalışması incelenmiştir. Altı numaralı transformatörün en yüksek kazancının düşük olması nedeniyle kapasitenin değişimi devrenin çalışmasını ve kontrol davranışını olumsuz etkilemiştir. Bu nedenle rezonans kapasitesinin etkisi beş numaralı transformatör üzerinden incelenmiştir.

5.2.7.1 Beşinci Transformatör ve 12nF Rezonans Kapasitesi ile Deney Sonuçları

Beş numaralı transformatör ile gerçekleştirilen devrenin rezonans kapasitesi 12nF'a düşürülerek farklı yük koşullarında testler gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.60 ve 5.61'de 12nF rezonans kapasitesi ile nominal ve maksimum yükte tank akımı görülmektedir.

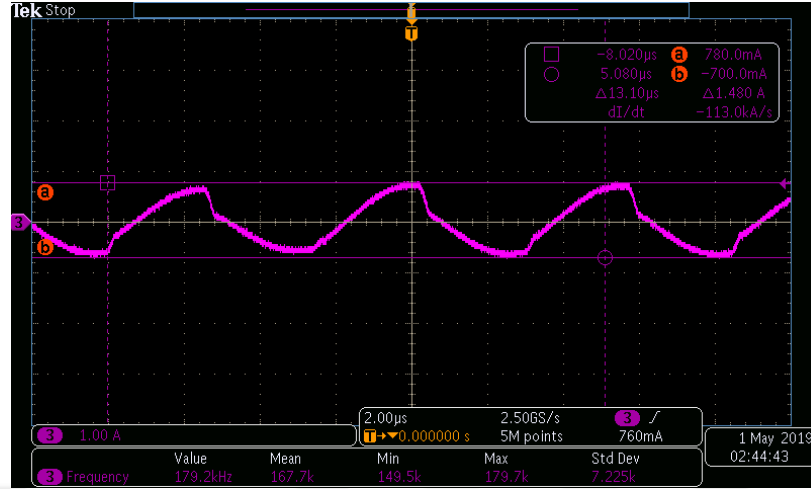


Şekil 5.60: 12nF rezonans kapasitesi ile nominal yükte tank akımı.

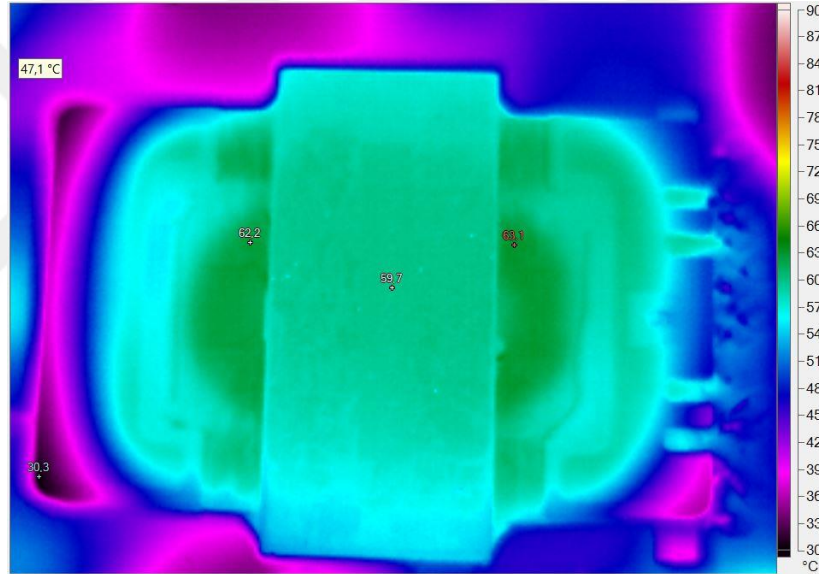


Şekil 5.61: 12nF rezonans kapasitesi ile maksimum yükte tank akımı.

Şekil 5.60 ve 5.62’de görülebileceği gibi 12nF rezonans kapasitesi ile çalıştırılan devrenin çalışma frekans aralığını 158kHz ile 179kHz arasında gerçekleştirmiştir.



Şekil 5.62: 12nF rezonans kapasitesi ile %25 yükte tank akımı.



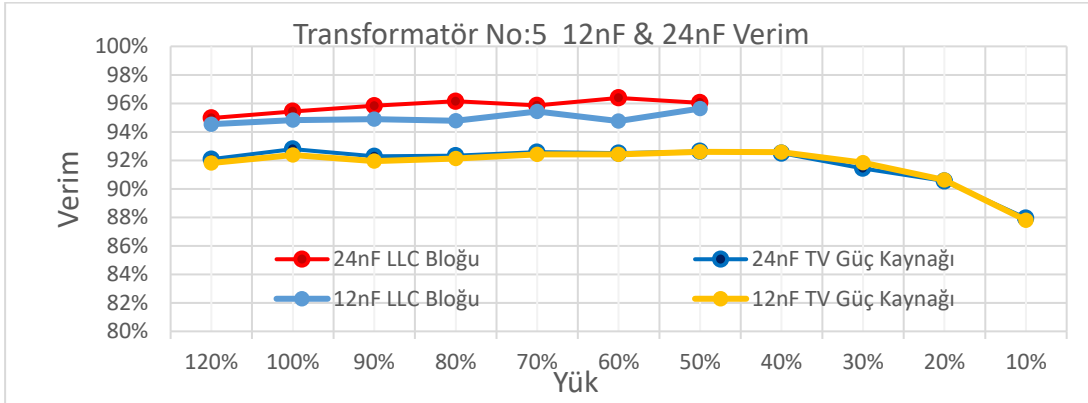
Şekil 5.63: 12nF rezonans kapasitesi ile transformatör sıcaklığı.

Şekil 5.63’de görüldüğü gibi çalışma frekansının yükselmesi transformatör çekirdeğinin çalışma akısının düşmesini sağlayarak çekirdek sıcaklığında 1°C düşüş sağlarken, deri etkisi nedeniyle sargı sıcaklıklarında 1-2°C’lik bir artışa sebep olmuştur. Çizelge 5.20’de verilen yarı-iletken sıcaklıklarından görülebileceği gibi özellikle D1 ve D2 diyotlarının sıcaklığı yaklaşık 3°C düşmüştür.

Çizelge 5.20: 12nF rezonans kapasitesi ile yarı iletken sıcaklıkları.

| Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık | Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık |
|-------------------|----------|-------------------|----------|
| T1 | 57°C | D4 | 49°C |
| T2 | 53°C | D5 | 60°C |
| D1 | 46°C | D6 | 65°C |
| D2 | 45°C | D7 | 71°C |
| D3 | 50°C | D8 | 68°C |

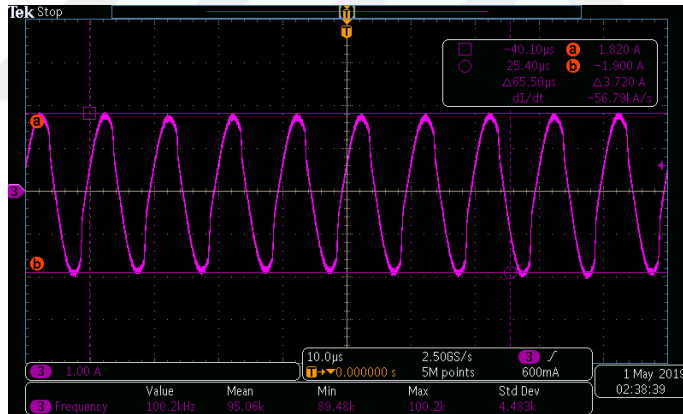
Şekil 5.64'te 12nF ve 24nF ile gerçekleştirilen devrelerin verim grafikleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir.



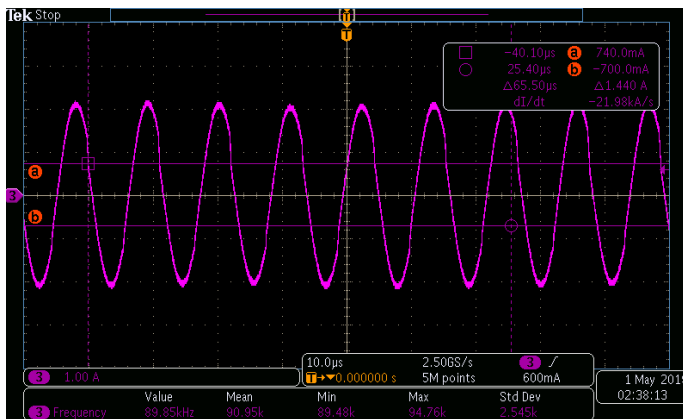
Şekil 5.64: Transformatör No:5 için 12nF ve 24nF ile verim eğrileri.

5.2.7.2 Beşinci Transformatör ve 36nF Rezonans Kapasitesi ile Deney Sonuçları

Beş numaralı transformatörle gerçekleştirilen devrenin rezonans kapasitesi 36nF'a yükseltilerek farklı yük koşullarında testler gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.65, 5.66 ve 5.67'de farklı yüklerde tank akımları verilmiştir.

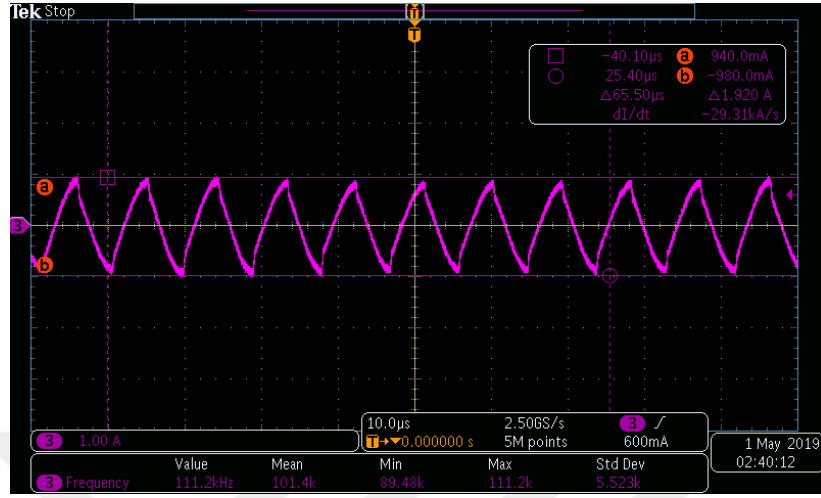


Şekil 5.65: 36nF rezonans kapasitesi ile nominal yükte tank akımı.

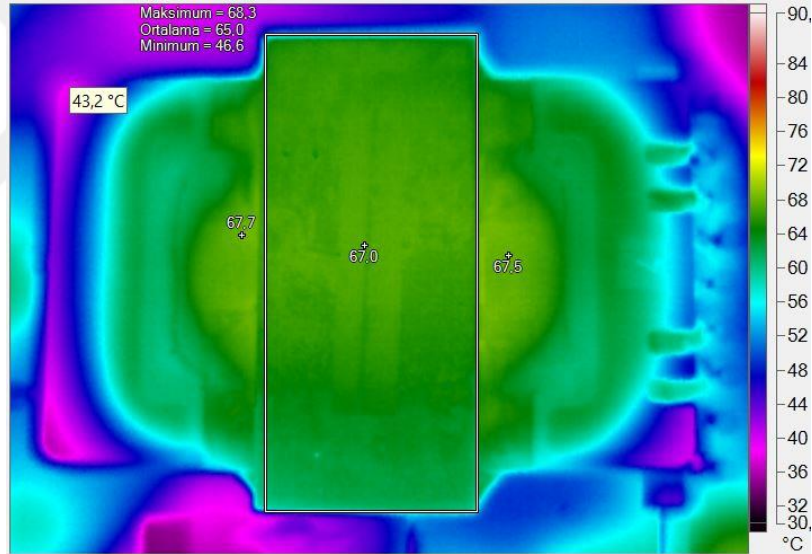


Şekil 5.66: 36nF rezonans kapasitesi ile maksimum yükte tank akımı.

Şekil 5.65, 5.66 ve 5.67’de görüldüğü gibi rezonans kapasitesinin 36nF’a yükseltilmesi farklı yük koşullarında devrenin çalışma frekansını düşürmüştür. Devrenin çalışma frekans aralığı 111kHz ile 89kHz arasında gerçekleşmiştir.



Şekil 5.67: 36nF rezonans kapasitesi ile %25 yükte tank akımı.



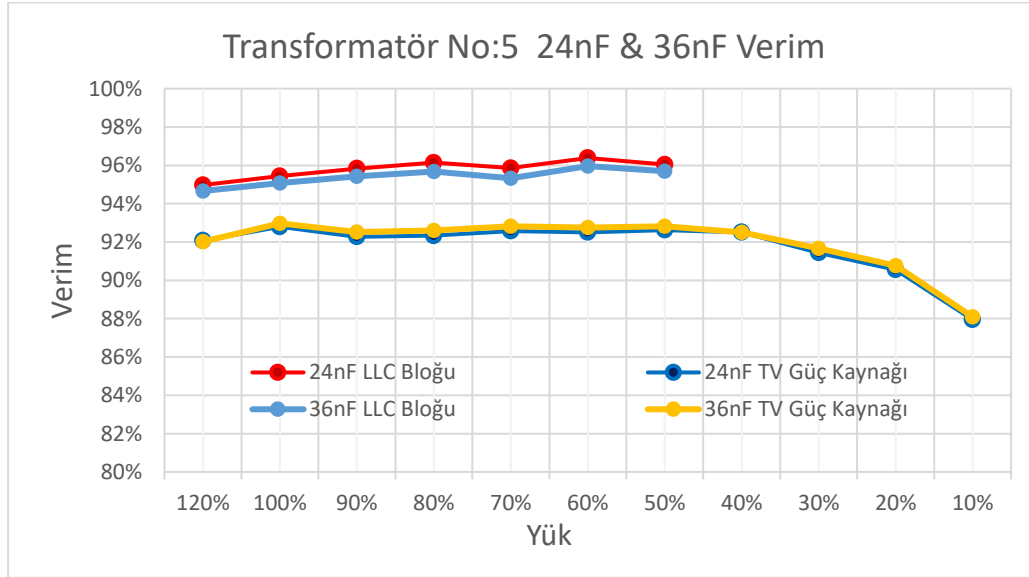
Şekil 5.68: 36nF rezonans kapasitesi ile transformatör No:5 sıcaklık sonucu.

Şekil 5.27’de görülebileceği gibi frekansın düşmesi transformatörde çekirdek kayıplarını baskın hale getirmiş ve transformatör merkezinin sıcaklığı 67°C’ye ulaşmıştır. Çizelge 5.19’da görülebileceği gibi frekansın düşmesi ve manyetizasyon akımının artmasıyla T1 ve T2 MOSFET’lerinin sıcaklığı da 3°C yükselmiştir.

Çizelge 5.21: 36nF rezonans kapasitesi ile yarı-iletken sıcaklıkları.

| Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık | Malzeme Pozisyonu | Sıcaklık |
|-------------------|----------|-------------------|----------|
| T1 | 63°C | D4 | 54°C |
| T2 | 60°C | D5 | 62°C |
| D1 | 51°C | D6 | 67°C |
| D2 | 52°C | D7 | 73°C |
| D3 | 55°C | D8 | 70°C |

Çizelge 5.20 ve 5.21’de elde edilen sonuçlara göre çeviricinin çalışma frekansı ile yarı-iletken sıcaklıkları arasında ters bir ilişki olduğu görülmektedir. Devrenin çalışma frekansı düşmesine rağmen 36nF ile gerçekleştirilen devrede yarı-iletken sıcaklıkları artmıştır. Bu sonuçlar LLC rezonans çevirici de baskın olan yarı-iletken kayıplarının iletim kayıpları olduğunu göstermektedir. Şekil 5.28’de 36nF ile çalıştırılan devrenin verim eğrisi karşılaştırmalı olarak verilmiştir.



Şekil 5.69: 24nF ve 36nF ile transformatör No:5 verim eğrileri.

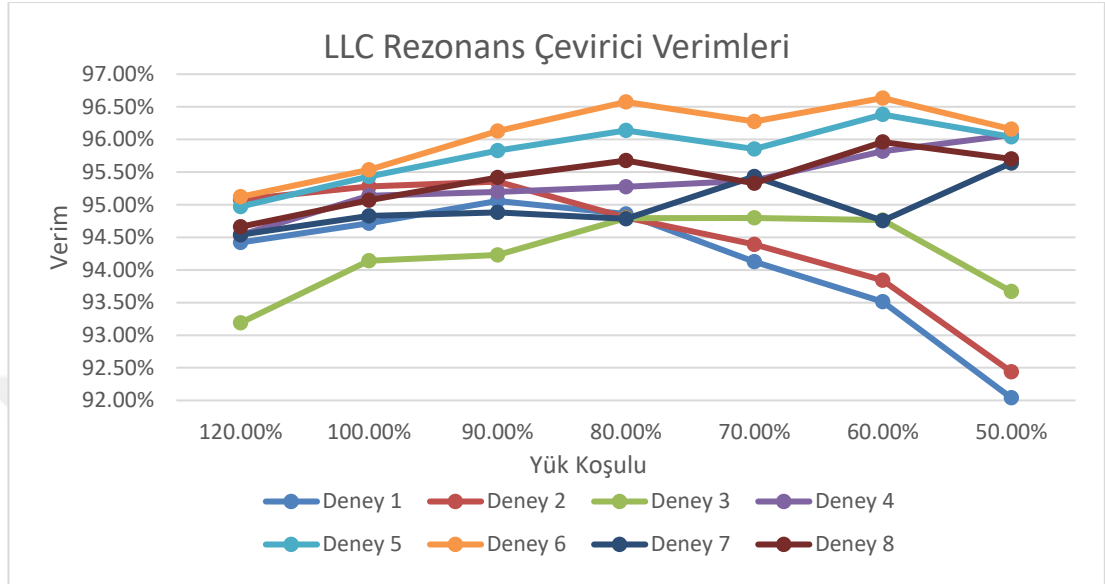
5.3 Sonuçların Karşılaştırılması

Bu çalışmada devre başarımına, verimine ve sıcaklığına etkisi gözlemlenen transformatörlerin ve rezonans kapasitelerinin değerleri çizelge 5.22’de verilmiştir.

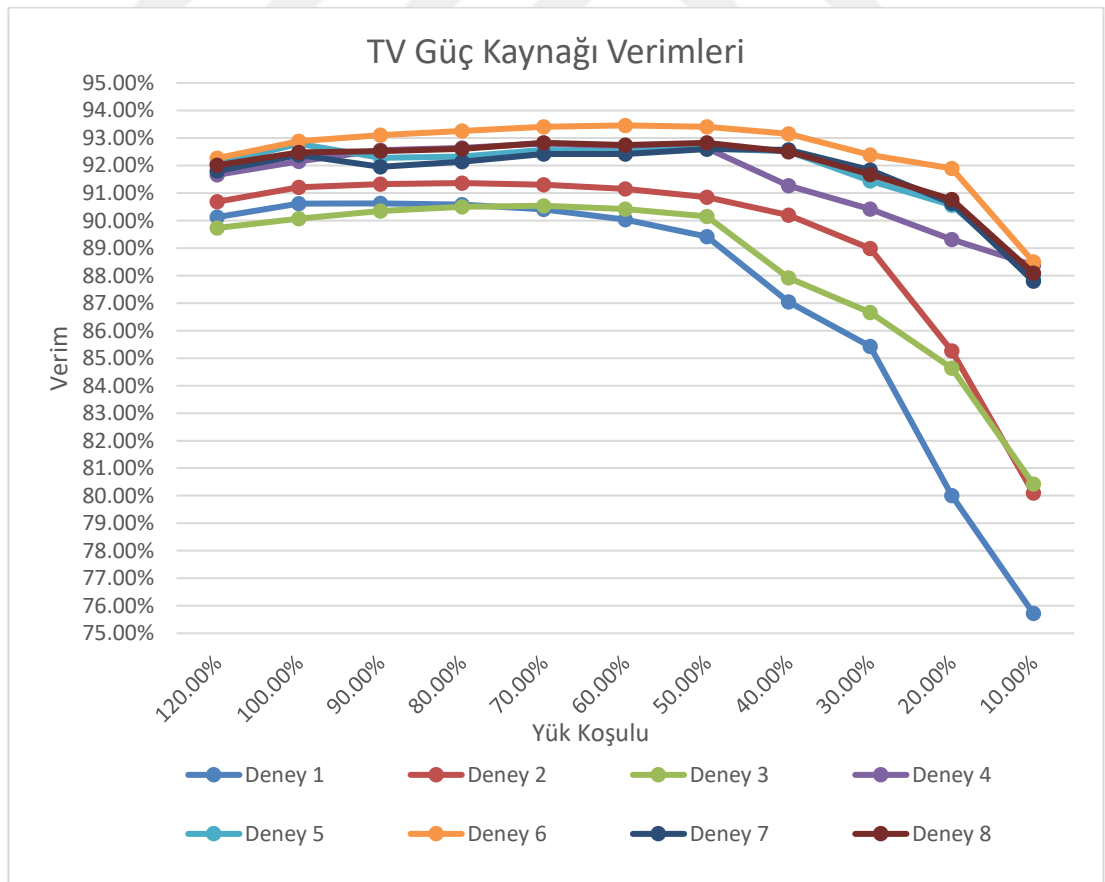
Çizelge 5.22:Çalışmada kullanılan transformatör ve rezonans tank parametreleri.

| Deney No | Transformatör Çekirdeği | Sarım Sayısı ve Oranı | | | | Endüktans Değerleri | | Sargı Kalınlıkları | | Rezonans Kapasitesi |
|----------|-------------------------|-----------------------|----|----------------|--------------------|---------------------|----------------|--------------------|----------------|---------------------|
| | | Tipi | Ae | N _p | N _{s_12V} | n | L _r | L _p | N _p | |
| 1 | EFD3835 | 65mm ² | 34 | 2 | 17 | 110uH | 600uH | 0.1*25 | 0.1*30 | 24nF |
| 2 | EFD3835 | 65mm ² | 48 | 3 | 16 | 180uH | 1000uH | 0.1*25 | 0.1*30 | 24nF |
| 3 | EE44/12.7 | 100mm ² | 34 | 2 | 17 | 80uH | 450uH | 0.1*40 | 0.1*20 | 24nF |
| 4 | EE44/12.7 | 100mm ² | 36 | 2 | 18 | 90uH | 540uH | 0.1*40 | 0.1*20 | 24nF |
| 5 | EE44/12.7 | 100mm ² | 34 | 2 | 18 | 90uH | 540uH | 0.1*50 | 0.1*35 | 24nF |
| 6 | EE44/12.7 | 100mm ² | 36 | 2 | 17 | 90uH | 700uH | 0.1*50 | 0.1*35 | 24nF |
| 7 | EE44/12.7 | 100mm ² | 34 | 2 | 18 | 90uH | 540uH | 0.1*50 | 0.1*35 | 12nF |
| 8 | EE44/12.7 | 100mm ² | 34 | 2 | 18 | 90uH | 540uH | 0.1*50 | 0.1*35 | 36nF |

Gerçekleştirilen deneyler sonucunda tasarlanan LLC rezonans çeviricinin ve LLC rezonans çeviriciyi besleyen güç faktörü düzeltme devresi ile birlikte TV güç kaynağının elde edilen verim eğrileri şekil 5.70 ve şekil 5.71’de karşılaştırmalı olarak verilmiştir.



Şekil 5.70: Deney sonuçlarına göre LLC rezonans çevirici verim eğrileri.



Şekil 5.71: Deney sonuçlarına göre TV güç kaynağı verim eğrileri.



6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında üç farklı gerilim çıkışı veren 200W nominal çıkış gücünde bir LLC rezonans çeviricinin analizi ve tasarımı ticari TV güç kaynağı kısıtları altında gerçekleştirilmiş, transformatör parametrelerinin ve rezonans tank kapasitesinin devre başarımına, verimine ve sıcaklığına etkisi incelenmiştir. Çalışmanın başında LLC rezonans çevirici birinci harmonik yaklaşımı ile modellenmiş ve transformatörün ikincil taraftaki kaçak endüktasının etkisi de modele dahil edilmiştir. Literatürde bilinen yöntemlerle oluşturulan model bir benzetim programı yardımıyla çalıştırmış ve çeviricinin nominal yük koşulunda, 100kHz'de rezonans üstü bölgede çalıştığı gözlemlenmiştir. Benzetim sonuçlarına göre LLC rezonans çevirici %117 - %25 yük aralığında 95 - 105kHz aralığında çalışmaktadır.

Transformatör ve rezonans tank parametrelerinde yapılan değişikliklerin devrenin başarımına, verimine ve sıcaklığına etkisinin görülebilmesi için farklı değişkenlerle üretilen altı farklı transformatör ve üç farklı rezonans kapasitesi değeri ile sekiz farklı deney gerçekleştirilmiştir.

Analitik tasarımı ve benzetimi gerçekleştirilen devrenin ve tasarlanan birinci transformatörün üretimi gerçekleştirilerek farklı yük koşullarında test edilmiştir. Devrenin nominal yükünde 100.9 kHz'de çalıştığı ve %117- %25 yük aralığında çalışma frekansının 93.8- 106.1kHz aralığında değiştiği gözlemlenmiştir. Deney sonuçları, benzetim sonuçlarıyla uyumludur. Üretilen birinci transformatör ile gerçekleştirilen deney sonuçlarına göre LLC rezonans çeviricinin veriminin nominal yükünde %94.71'e ve çeviriciyi besleyen güç faktörü düzeltme devresi ile birlikte TV güç kaynağı veriminin %90.61'e ulaştığı gözlemlenmiştir. Deney sonucunda transformatörün sıcaklığının 96.8°C'ye ulaştığı ve çalışmanın başında belirlenen kriterleri sağlamadığı görülmüştür.

İkinci deneyde transformatör çalışma akı yoğunluğunu ve sıcaklığını düşürmek için transformatör çekirdeği sabit tutularak transformatörün sarım oranı düşürülmüş ve sarım sayıları artırılmıştır. Elde edilen deney sonuçlarına göre transformatörün çekirdek sıcaklığı 80.8°C'ye düşmesine rağmen sargı dirençlerinin yükselmesi

nedeniyle sargı sıcaklıkları 90.0°C 'ye yükselmiştir. Verim bazında bakıldığında transformatör çekirdek kaybının azaltılmasıyla LLC rezonans çeviricinin nominal yükünde verimi %94.71'den %95.28'e ve güç faktörü düzeltme devresiyle birlikte TV güç kaynağının verimi %90.61'den %91.21'e yükselmiştir.

Birinci ve ikinci deneyde kullanılan transformatörün sıcaklık koşullarını sağlamadığı ve kullanılan transformatör çekirdeğinin 200W gücünde bir güç kaynağını belirlenen sıcaklık kısıtları altında destekleyemeyeceği görülmüştür. Üçüncü deneyde transformatör çekirdeğinin yapısı ve boyutu değiştirilerek birinci transformatör ile aynı sarım sayısı ve sarım oranına sahip olan üçüncü transformatör tasarlanmış ve devrenin benzetimi ve deneysel çalışması yapılmıştır. Deney sonuçlarına göre üçüncü transformatörde kullanılan yatay transformatör yapısında, transformatör kaçak endüktanslarının birincil ve ikincil tarafa dağılımının farklılaştığı ve ikincil taraftaki kaçak endüktansların yükselmesinin devreye eklediği sanal kazanç etkisiyle deney sonuçlarının benzetim sonuçlarından farklılık gösterdiği görülmüştür. Üçüncü deney sonucunda transformatörün çekirdek sıcaklığı 75.2°C 'ye düşmesine rağmen belirlenen sıcaklık kısıtlarını sağlamamaktadır. Verim açısından bakıldığında nominal yükünde LLC rezonans çevirici gücünün %94.14'e, güç faktörü düzeltme devresiyle birlikte TV güç kaynağının veriminin %90.07'ye düştüğü görülmüştür. Verimde görülen düşüşün sebebi transformatörün ikincil taraftaki kaçak endüktanslarından kaynaklı olarak devrenin çalışma frekansının rezonans frekansından uzaklaşarak yükselmesi ve MOSFET anahtarlar da kapanma anında oluşan ek kayıplardır. Birinci ve üçüncü deney sonuçlarına göre MOSFET sıcaklıkları karşılaştırıldığında üçüncü deneyde MOSFET sıcaklıklarının yaklaşık 10°C yükseldiği görülmüştür.

Dördüncü deneyde, üçüncü deneyde kullanılan transformatörün sarım oranı artırılarak dördüncü transformatör tasarlanmıştır. Tasarlanan dördüncü transformatör değerleriyle devrenin benzetimi gerçekleştirilmiş ve transformatör üretilerek deneyleri yapılmıştır. Dördüncü deneyin sonuçlarına göre devrenin çalışma frekansı düşerek, rezonans frekansına yaklaşmasına rağmen üçüncü deneyde olduğu gibi benzetim sonuçlarından farklılık gösterdiği görülmüştür. Dördüncü deney sonucunda transformatör çekirdeğinin sıcaklığı 72.2°C 'ye düşmesine rağmen ve sıcaklık kısıtlarını sağlamamaktadır. Verim açısından bakıldığında dördüncü deney sonucunda LLC rezonans çeviricinin nominal yükünde verimi %95.13'e ve güç faktörü düzeltme devresiyle birlikte güç kaynağının verimi %92.15'e yükselmiştir. Dördüncü deneyde

verimde görülen artışın nedeni devrenin nominal yükünde çalışma frekansının üçüncü deneye göre düşmesi ve devrenin rezonans frekansına yakın bir bölgede çalışması ile azalan sargı ve yarı-iletken anahtarlama kayıplarıdır.

Beşinci deneyde, dördüncü deneyde kullanılan transformatörün sargı kalınlıkları artırılarak beşinci transformatör tasarlanmış ve üretilmiştir. Üretilen beşinci transformatör ile gerçekleştirilen deney sonuçlarına göre transformatör çekirdeğinin sıcaklığı 61.3°C'ye düşmüştür ve sıcaklık kısıtlarını sağlamaktadır. Verim açısından bakıldığında nominal yükünde LLC rezonans çeviricinin veriminin %95.43'e ve güç faktörü düzeltme devresiyle birlikte güç kaynağı veriminin %92.79'a yükseldiği görülmüştür. Verimde görülen iyileşme sargı kayıplarının azalması ile sağlanmıştır.

Altıncı deneyde, beş numaralı transformatörün manyetizasyon endüktansı hava aralığının düşürülmesiyle artırılarak altıncı transformatör üretilmiştir ve deneysel sonuçları gözlemlenmiştir. Deney sonuçlarına göre manyetizasyon endüktansının artırılması ikincil taraftaki kaçak endüktansların etkisini sınırlamış ve devre nominal gücünde rezonans frekansına çok yakın bir noktada çalışmıştır. Altıncı deney sonucunda transformatör çekirdeği sıcaklığının 60.7°C'ye düştüğü görülmüştür ve sıcaklık kısıtlarını sağlamaktadır. Verim açısından bakıldığında LLC rezonans çeviricinin veriminin nominal yükünde %95.53'e, güç faktörü düzeltme devresiyle birlikte TV güç kaynağının veriminin ise %92.89'a yükseldiği görülmüştür. Verimde görülen artışın nedeni çalışma frekansının rezonans frekansına yaklaşması ve ek olarak manyetizasyon akımının düşmesine bağlı olarak MOSFET anahtarlardaki iletim ve kapanma kayıplarının azalmasıdır. Beşinci ve altıncı deneyde MOSFET sıcaklıkları karşılaştırmalı olarak incelendiğinde, altıncı deneyde MOSFET sıcaklıklarının yaklaşık 5°C düştüğü görülmüştür.

Yedinci deneyde, beşinci transformatör ile rezonans kapasitesinin değeri düşürülerek deney gerçekleştirilmiştir. Deney sonuçlarına göre devrenin çalışma frekansı, rezonans frekansı ve devrenin çalışma frekansı rezonans kapasitesi değerinin düşmesine bağlı olarak yükselmiştir. Transformatörün çekirdek sıcaklığı, transformatörün çalışma akı yoğunluğunun düşmesine bağlı olarak 59.7°C'ye düşmüştür. Verim açısından bakıldığında devrenin çalışma frekansının yükselmesine bağlı olarak yükselen yarı-iletken kayıpları sebebiyle nominal yükünde LLC rezonans çeviricinin veriminin %94.83'e ve güç faktörü düzeltme devresiyle birlikte TV güç kaynağının veriminin %92.38'e düştüğü görülmüştür.

Sekizinci deneyde, beşinci transformatör ile rezonans kapasitesinin değeri artırılarak deney gerçekleştirilmiştir. Deney sonuçlarına göre rezonans kapasitesinin artırılmasına bağlı olarak rezonans frekansı ve devrenin çalışma frekansı düşmüştür. Sıcaklık açısından bakıldığında, transformatörün çekirdek sıcaklığının artan çalışma akı yoğunluğuna bağlı olarak 67.0°C'ye yükseldiği görülmüştür. Verim açısından bakıldığında LLC rezonans çeviricinin veriminin 24nF ile yapılan beşinci deneyle karşılaştırıldığında %95.07'ye ve güç faktörü düzeltme devresi ile birlikte güç kaynağının veriminin %92.47'ye düştüğü görülmüştür.

Çalışmanın sonuçlarına göre devre başarımının, verim ve sıcaklık açısından en yüksek olduğu altıncı deney sonuçları çalışmanın başında gerçekleştirilen birinci deney sonuçları ile karşılaştırıldığında; sıcaklık açısından transformatörün çekirdek sıcaklığı, çalışma akı yoğunluğuna bağlı çekirdek kayıplarının ve sargı kayıplarının gerçekleştirilen değişiklikler sonucunda azalmış ve transformatörün çekirdek sıcaklığı 96.8°C'den 60.7°C'ye düşmüştür. Yarı-iletken sıcaklıkları açısından incelendiğinde çıkış diyotlarının sıcaklıklarında kayda değer iyileşme gözlenmemesine rağmen MOSFET sıcaklıklarının 5°C düştüğü görülmüştür. Verim açısından bakıldığında LLC rezonans çeviricinin veriminin nominal yükte %94.83'ten %95.43'e yükseldiği ve farklı yük koşullarında ise %96.63'e kadar ulaştığı görülmüştür. LLC rezonans çeviriciyi besleyen güç faktörü düzeltme devresiyle birlikte TV güç kaynağının verimi ise nominal çıkış gücünde %90.61'den %92.97'ye ve %10 çıkış gücünde %75.03'ten %88.09'a yükselmiştir. Verim artışında sağlanan artış transformatörün çekirdek ve sargı kayıplarının azaltılması, devrenin çalışma frekansının rezonans frekansına yaklaşması ve manyetizasyon akımının düşmesiyle yarı-iletken iletim ve kapanma kayıplarının azalmasıyla sağlanmıştır.

Bu tez çalışmasının sonucunda elde edilen sonuçlara göre öneri olarak LLC rezonans çevirici transformatörünün kaçak endüktansının farklı karkas tasarımları ve sarım methodları ile transformatör sargılarında dağılımının ve değerinin hassas bir şekilde ayarlanmasına çalışılarak çeviricinin veriminin yükseltilmesi ve güç yoğunluğunun artırılması ile TV için daha ince güç kaynağı tasarımları yapılabilir. Bir diğer öneri olarak da sürekli sabit bir yük koşulunda çalışan endüstriyel uygulamalar için transformatör parametrelerinin o yük koşulu için optimizasyonuna yönelik çalışmalar gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Establishing The Revised Ecological Criteria For The Award Of The Community Eco-Label To Televisions** (2009). Official Journal of the European Union, EUCO 169/14, 28 March 2009.
- [2] **2030 Climate And Energy Policy Framework** (2014). European Council COVER NOTE, C(2009) 1830, 24 October 2014.
- [3] **Vorperian, V. & Cuk, S.** (1982). A Complete Dc Analysis Of The Series Resonant Converter, *1982 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, (pp.85-100). USA: Massachusetts Institute of Technology Cambridge, Massachusetts, June 14-17.
- [4] **Steigerwald, R.L.** (1984). High-frequency resonant transistor dc-dc converters, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 31(2), 181-191.
- [5] **Witulski, A.F. & Erickson, R.W.** (1986). Design of the series resonant converter for minimum component stress, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 22(4), 356-363.
- [6] **Steigerwald, R.L.** (1988). A comparison of half-bridge resonant converter topologies, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(2), 174-182.
- [7] **Liu, R. & Lee, C.Q.** (1988). Analysis and design of llc-type series resonant convertor, *Electronics Letters*, 24(24), 1517-1519.
- [8] **Liu, R. & Lee, C.Q.** (1989). The LLC-type series resonant converter-variable switching frequency control, *Proceedings of the 32nd Midwest Symposium on Circuits and Systems*, (pp.509-512). USA: University of Illinois, Champaign, Illinois, August 14-16.
- [9] **Huang, G. & Zhang, A.J. & Gu, Y.** (2002). U.S. Patent No. 6,344,979. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
- [10] **Yang, B. & Lee, F.C. & Zhang, A.J. & Huang, G.** (2002). LLC Resonant Converter For Front End DC/DC Conversion, *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (pp.1108-1112). USA: Adam's Mark Hotel, Dallas, Texas, March 10-14.
- [11] **Yang, B. & Lee, F.C. & Chen, R.** (2002). Integrated Magnetic For LLC Resonant Converter, *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (pp.346-351). USA: Adam's Mark Hotel, Dallas, Texas, March 10-14.
- [12] **Lazar, J.F. & Martinelli, R. & Chen, R.** (2001). Steady-State Analysis Of The LLC Series Resonant Converter, *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (pp.728-735). USA: Disneyland Hotel, Anaheim, California, March 4-8.

- [13] **Liang, Y. & Liu, W. & Lu, B. & van Wyk, J.D.** (2006). Design of integrated passive component for a 1 MHz 1 kW half-bridge LLC resonant converter, *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, (pp.2223-2228). Hong Kong: Kowloon, October 2-6.
- [14] **Liang, Y. & Liu, W. & Lu, B. & van Wyk, J.D. Lee, F.C.** (2005). Optimal Design Methodology For LLC Resonant Converter, *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '06.*, (pp.2223-2228). USA: Sheraton, New Orleans, Louisiana, March 19-23.
- [15] **Choi, H.** (2007). Analysis And Design Of LLC Resonant Converter With Integrated Transformer, *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (pp.1630-1635). USA: Disneyland Hotel, Anaheim, California, February 25 – March 1
- [16] **Oeder, C. & Duerbaum, T.** (2005). ZVS Investigation Of Llc Converters Based On FHA Assumptions, *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, (pp.2643-2647). USA: Long Beach Convention Center, Long Beach, California, March 17-21.
- [17] **Huang, H.** (2010). FHA-Based Voltage Gain Function With Harmonic Compensation For LLC Resonant Converter, *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, (pp.1261-1265). USA: Palm Springs Convention Center, Palm Springs, California, March 17-21.
- [18] **Cheng, C. & Chen, H. & Chang, E. & Yen, C. & Lin, K.** (2009). Efficiency Study for a 150W LLC Resonant Converter, *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, (pp.2643-2647). R.O.C: Taipei, Taiwan, November 2-5.
- [19] **Fang, Y. & Xu, D. & Zhang, Y. & Gao, F. & Zhu, L.** (2007). Design of High Power Density LLC Resonant Converter with Extra Wide Input Range, *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (pp.976-981). USA: Disneyland Hotel, Anaheim, California, February 25 – March 1
- [20] **Yang, S. & Abe, S. & Shoyama, M.** (2010). Parametric Analysis Of LLC Resonant Converter Using Flat Transformer For Loss Reduction, *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, (pp.204-209). Macedonia: Ohrid, September 6-8.
- [21] **Lin, R. & Lin, C.** (2010). ZVS Investigation Of LLC Converters Based On FHA Assumptions, *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, (pp.427-432). USA: Renaissance Glendale Hotel & Spa, Glendale, Arizona, November 7-10.

- [22] **Lee, J. & Huh, D. & Kang, S. & Kim, E. & Jang, S. & Jeon, Y.** (2011). Gain Characteristics Of Multi-Output LLC Resonant Converter, *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, (pp.2819-2814). Korea: Jeju, May 30 – June 3.
- [23] **Shafaei, R. & Saket, M. & Ordonez, M.** (2018). Thermal Comparison of Planar Versus Conventional Transformers Used in LLC Resonant Converters, *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (pp.5081-5086). USA: Baltimore, MD, September 29 – October 3.
- [24] **Liang, S.A.** (2007). Design Optimization for LCD TV Power Supply with Resonant Technique, *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, (pp.707-707). USA: Orlando, Florida, June 17-21.
- [25] **Demirel, İ. & Erkmen, B.** (1984). A Very Low-Profile Dual Output LLC Resonant Converter for LCD/LED TV Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(7), 3514-3524.
- [26] **Huang, H.** (2010). Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter, *2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SLUP263. Texas Instruments Incorporated.*
- [27] **Abdel-Rahman, S.** (2012). Resonant LLC Converter : Operation and Design 250W 33Vin 400 Vout Design Example, *Infineon Technologies North America*
- [28] **Erickson, R.W. & Maksimovic, D.** (2001). Fundamental of Power Electronics. *Resonant Conversion* (2nd ed., Vol. 19, pp.705-759).Massachusetts : Kluwer Academic Publishers.
- [29] **Duerbaum, T.** (1998). First Harmonic Approximation Including Design Constraints, *INTELEC - Twentieth International Telecommunications Energy Conference*, (pp.321-328). USA: San Francisco, California, October 4-8.
- [30] **JPP-95 Ferrit Çekirdek Materyali Bilgi Kağıdı**, *A-Core Jiangmen Electronics*, <http://www.acore-ferrite.com/en/product.html>, erişim tarihi 03.01.2019.
- [31] **McLyman, T.C.W.** (2001). Transformer and Inductor Design Handbook. *Winding Capacitance and Leakage Inductance* (3rd ed., Vol. 17, pp.705-759). New York: Marcel Dekker.
- [32] **Design Reference for LLC Resonant Power Transformers**, *TDK Corporation*. <https://product.tdk.com/info/en/catalog/datasheets/trans_ac_dc-converter_srx_srv_en.pdf , erişim tarihi 10.10.2018.
- [33] **Choi, H.** (2014). Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-Series Fairchild Power Switch, *Fairchild Semiconductor Corporation*.



ÖZGEÇMİŞ



Ad-Soyad : Mustafa Küçükku
Doğum Tarihi ve Yeri : 15.11.1990 / Afyonkarahisar
E-posta : mustafakucukkuru@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2014, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği
- **Lisans** : 2015, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği (Çift Anadal)

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2015 yılından itibaren Arçelik A.Ş. Elektronik İşletmesi'nde Ar-Ge bölümünde Donanım Tasarım Mühendisi olarak çalışmaktadır.