

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

EV TÜRÜ ENDÜKSİYONLU OCAKLAR İÇİN
YENİ BİR AC-AC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

METİN ÖZTÜRK

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI

DANIŞMAN
DR. ÖĞR. ÜYESİ NİHAN ALTINTAŞ

İSTANBUL, 2018

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

EV TÜRÜ ENDÜKSİYONLU OCAKLAR İÇİN
YENİ BİR AC-AC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Metin ÖZTÜRK tarafından hazırlanan tez çalışması 02.11.2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Yaşar BİRBİR
Marmara Üniversitesi

Prof. Dr. A. Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Deniz YILDIRIM
İstanbul Teknik Üniversitesi

ÖNSÖZ

Tez çalışmasını yöneten, tüm tecrübesini ve deneyimlerini paylaşan, olumlu eleştirileri ve önerileri ile çalışmalarına katkıda bulunan tez danışmanım Sn. Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ ile diğer tez izleme komitesi üyeleri Sn. Prof. Dr. Hacı BODUR ve Sn. Prof. Dr. Yaşar BİRBİR Hocalarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Çalışmalarım boyunca desteklerini esirgemeyen Sn. Namık YILMAZ, Sn. Sezer ASLAN, Sn. Fatih ZÜNGÖR, Sn. Faruk TAŞ ve Sn. Barış ÖZ'e, Mamur Teknoloji Arge Ailesi, Arçelik Arge Güç Elektronik Ailesi ve tüm çalışma arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Tüm çalışmalarım boyunca yanımda olan ve desteklerini esirgemeyen eşim Çiğdem Fidanboy ÖZTÜRK, kızım Zeynep Miray ÖZTÜRK, oğlum Çağan Aras ÖZTÜRK ve tüm aile bireylerime teşekkür ederim.

Kasım, 2018

Metin ÖZTÜRK

İÇİNDEKİLER

| | Sayfa |
|--|-------|
| SİMGE LİSTESİ..... | vii |
| KISALTMA LİSTESİ..... | viii |
| ŞEKİL LİSTESİ..... | ix |
| ÇİZELGE LİSTESİ | xiii |
| ÖZET | xiv |
| ABSTRACT..... | xvi |
| BÖLÜM 1 | |
| GİRİŞ..... | 1 |
| 1.1 Literatür Özeti..... | 1 |
| 1.2 Tezin Amacı..... | 8 |
| 1.3 Hipotez..... | 8 |
| BÖLÜM 2 | |
| EV TÜRÜ ENDÜKSİYONLU OCAKLAR | 9 |
| 2.1 Giriş | 9 |
| 2.2 Ev Türü Endüksiyonlu Ocaklarda Kullanılan Bobinler | 11 |
| 2.2.1 Tencere, Kaynak ve Bobin Sayısı İlişkisi..... | 12 |
| 2.2.1.1 Tencerenin Tek Bobinden Beslendiği Uygulamalar | 13 |
| 2.2.1.2 Tencerenin Birden Fazla Bobinden Beslendiği Uygulamalar | 14 |
| BÖLÜM 3 | |
| ENDÜKSİYON İLE ISITMADA KULLANILAN TEMEL KAVRAMLAR | 17 |
| 3.1 Temel Manyetik Kavramlar..... | 17 |
| 3.1.1 Faraday Yasası | 17 |
| 3.1.2 Amper Yasası..... | 18 |
| 3.1.3 Lenz Yasası..... | 18 |

| | | | |
|---|---|----|-----------|
| 3.2 | Endüksiyonla Isıtmada Kullanılan Temel Elektromanyetik Kavramlar | 19 | |
| 3.2.1 | Deri Etkisi | 20 | |
| 3.2.2 | Nüfuz Derinliği ve Elektriksel Özdirenç | 20 | |
| 3.2.3 | Maddenin Yüzey Direnci | 22 | |
| 3.3 | Endüksiyonlu Ocakta Isıtılacak Tencerenin Seçimi | 23 | |
| BÖLÜM 4 | | | |
| TEMEL REZONANS DEVRELERİ | | | 25 |
| 4.1 | Giriş | 25 | |
| 4.1.1 | Seri RLC Devreleri İçin DC Analiz | 26 | |
| 4.1.2 | Seri RLC Devreleri İçin AC Kararlı Hal Analizi | 28 | |
| BÖLÜM 5 | | | |
| EV TÜRÜ ENDÜKSİYONLU OCAKLARDA KULLANILAN DÖNÜŞTÜRÜCÜLER | | | 31 |
| 5.1 | Yarım Köprülü Seri Rezonanslı İnverter | 31 | |
| 5.1.1 | Endüktif Bölgede Çalışma İçin Bastırma Kondansatörü Seçimi | 39 | |
| 5.2 | Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı İnverter | 42 | |
| 5.2.1 | Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı Dönüştürücüde RLC Elemanlarının Devreye Etkisi | 50 | |
| 5.3 | AC-AC ve AC-DC Dönüştürücülerin Karşılaştırılması | 51 | |
| BÖLÜM 6 | | | |
| EV TÜRÜ ENDÜKSİYONLU OCAKLAR İÇİN YENİ BİR AC-AC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIM VE ANALİZİ | | | 61 |
| 6.1 | Giriş | 61 | |
| 6.2 | Yarım Köprülü Seri Rezonanslı İnverter Çalışma Modu | 62 | |
| 6.3 | Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı İnverter Çalışma Modu | 67 | |
| 6.4 | Çalışma Modu Seçim Kriterleri | 73 | |
| 6.4.1 | Güç Kontrol Aralığı | 73 | |
| 6.4.2 | Yük Miktarı ve Bağımsız Kontrol | 74 | |
| 6.4.3 | Duyulabilir Ses | 74 | |
| 6.5 | Tasarım Yöntemi | 77 | |
| 6.5.1 | Yarım Köprülü Seri Rezonanslı Çalışma İçin Tasarım | 77 | |
| 6.5.1.1 | Gerilim, Akım ve Güç Hesabı | 77 | |
| 6.5.2 | Tek Anahtarlı Kısmi Rezonans Çalışma İçin Tasarım | 79 | |
| 6.6 | Verim Analizi | 80 | |
| BÖLÜM 7 | | | |
| ÖNERİLEN YENİ AC-AC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN SİMÜLASYONU | | | 83 |
| 7.1 | Simülasyon Çalışmalarında Kullanılan Devre Değişkenlerinin Seçimi | 85 | |
| 7.2 | Verim Analizi | 90 | |
| 7.3 | THD Analizi | 95 | |

BÖLÜM 8

| | |
|---|-----|
| ÖNERİLEN YENİ AC-AC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ..... | 98 |
| 8.1.1.1 Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı Çalışma Sonuçları..... | 100 |
| 8.1.1.2 Yarım Köprülü Seri Rezonanslı Çalışma Sonuçları..... | 104 |

BÖLÜM 9

| | |
|-------------------------|-----|
| SONUÇ VE ÖNERİLER | 110 |
| KAYNAKLAR | 113 |

EK-A

| | |
|--|-----|
| DEVRE ELEMANLARININ TEKNİK ÖZELLİKLERİ | 117 |
| A.1 IGBT ve IGBT Sürücüsü..... | 118 |
| A.2 Mikroişlemci | 123 |

EK-B

| | |
|-------------------------------------|-----|
| SCH VE PCB TASARIM ÇALIŞMALARI..... | 124 |
| ÖZGEÇMİŞ..... | 129 |

SİMGE LİSTESİ

| | |
|------------|--|
| A_C | Kesit alanı |
| B | Manyetik akı yoğunluğu |
| C_{RES} | Rezonans devresi kondansatörü |
| E_L | Bobinde biriken enerji |
| E_C | Kondansatörde biriken enerji |
| E_{OFF} | Yarı iletkenin kesime girme toplam enerji kaybı |
| F | Manyeto motor kuvvet |
| f | Frekans |
| f_{RES} | Rezonans frekansı |
| H | Manyetik alan şiddeti |
| y | Madde yüzeyine olan uzaklık |
| I | Yüzeyden y kadar uzakta iken oluşan akım yoğunluğu |
| I_0 | Madde yüzeyindeki akım yoğunluğu |
| L_{EQ} | Rezonans devre eşdeğer endüktans |
| P_{ON} | Yarı iletkenin iletim kaybı |
| P_{SW} | Yarı iletkenin anahtarlama kaybı |
| P_{IN} | Toplam giriş gücü |
| Q | Kalite faktörü |
| R_{EQ} | Rezonans devresi eşdeğer direnci |
| V | Sargı uçlarında endüklenen gerilim |
| V_{RMS} | Gerilimin etkin değeri |
| X_C | Rezonans kondansatörü reaktansı |
| X_L | Rezonans bobin reaktansı |
| μ | Bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı |
| μ_0 | Boşluğun manyetik geçirgenlik katsayısı |
| μ_r | Malzemeye ait bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı |
| ρ | Metalin elektriksel özdirenci |
| δ | Girme derinliği |
| ϕ | Toplam manyetik akı |
| ω_R | Rezonans frekansı |
| θ | Faz açısı |

KISALTMA LİSTESİ

| | |
|--------|--|
| AC | Alternative Current |
| DC | Direct Current |
| EI | Endüksiyonla Isıtma |
| EMC | Elektromagnetic Compatibility |
| EMI | Elektromagnetic Interference |
| EMK | Elektro Motor Kuvvet |
| IGBT | Insulated Gate Bipolar Transistor |
| MMF | Magneto Motive Force |
| PSPICE | Personal Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis |
| PWM | Pulse Width Modulation |
| Q | Kalite Faktörü |
| RLC | Resistance Inductance Capacity Circuit |
| RMS | Root Mean Square |
| ZCS | Zero Current Switching (Sıfır Akımda Anahtarlama) |
| ZVS | Zero Voltage Switching (Sıfır Gerilimde Anahtarlama) |

ŞEKİL LİSTESİ

| | Sayfa |
|------------|--|
| Şekil 1.1 | Endüksiyon teknolojisinin kullanım alanları 1 |
| Şekil 1.2 | Endüksiyonla ısıtma sistemlerinde güç akış şeması..... 3 |
| Şekil 1.3 | (a) Yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücü devre şeması (b) Tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücü devre şeması 3 |
| Şekil 1.4 | (a) Yarım köprülü seri rezonanslı AC-AC dönüştürücü devre şeması (b) Tek anahtarlı kısmi rezonanslı AC-AC dönüştürücü devre şeması 5 |
| Şekil 1.5 | Çok bobinli AC-AC dönüştürücü devre şeması [3] 7 |
| Şekil 2.1 | Ankastre endüksiyonlu ocak örnekleri (a) 30cm (b) 60cm 9 |
| Şekil 2.2 | Taşınabilir endüksiyonlu ocak örnekleri (a) Üstten görünüş (b) Uygulama örneği 10 |
| Şekil 2.3 | Endüksiyon bobini kesiti [24], [28] 12 |
| Şekil 2.4 | Plastik karkaslı bobin örneği 12 |
| Şekil 2.5 | Endüksiyonlu ocağın üstten görünüşü (a) ankastre (b) set üstü 13 |
| Şekil 2.6 | Ankastre endüksiyonlu ocağın iç görünüşü (a) ikili ocak (b) dördü ocak 13 |
| Şekil 2.7 | Tek tencere için çoklu bobin örnekleri [19] (a) iç içe yuvarlak bobin (b) kare bobin (c) dikdörtgen bobin 14 |
| Şekil 2.8 | Tümüyle aktifleştirilmiş yüzey [19] 15 |
| Şekil 2.9 | Tek tencere için çoklu bobin uygulama örnekleri..... 15 |
| Şekil 2.10 | Siemens çok bobinli endüksiyonlu ocak (a) iç görünüş (b) genel görünüş .. 15 |
| Şekil 2.11 | Bosch çok bobinli endüksiyonlu ocak [33] (a) iç görünüş (b) genel görünüş 16 |
| Şekil 2.12 | De Dietrich çok bobinli endüksiyonlu ocak (a) iç görünüş (b) genel görünüş 16 |
| Şekil 3.1 | Temel elektriksel ve manyetik kavramlar [10]..... 17 |
| Şekil 3.2 | Faraday Yasası [10] 18 |
| Şekil 3.3 | Amper Yasası [10] 18 |
| Şekil 3.4 | Lenz Yasası [10] 19 |
| Şekil 3.5 | Nüvede oluşan girdap akımları [10] 19 |
| Şekil 3.6 | İletkende oluşan girdap akımları [10] 20 |
| Şekil 3.7 | Akım yoğunluğuna göre nüfuz derinliğinin değişimi [2], [34]..... 21 |
| Şekil 3.8 | Bakır için f frekansına göre nüfuz derinliğinin değişimi [34] 21 |
| Şekil 3.9 | Tencere tabanında oluşan girdap akımı ve bobinden geçen akım 23 |
| Şekil 3.10 | Frekansa göre tencere eşdeğer direncinin değişimi [35]..... 24 |
| Şekil 4.1 | (a) Paralel rezonanslı devre şeması (b) Seri rezonanslı devre şeması [40]. 26 |
| Şekil 4.2 | Sönümlü durum grafiği [40] 28 |

| | | |
|------------|---|----|
| Şekil 4.3 | $X_M \sin(\omega t)$ ve $X_M \sin \omega t + \theta$ fonksiyonlarının grafiği [40] | 29 |
| Şekil 4.4 | Q parametre olmak üzere normalize edilmiş frekansa göre empedansın değişimi | 30 |
| Şekil 5.1 | Q parametre olmak üzere frekansa göre akımın değişimi [41] | 32 |
| Şekil 5.2 | Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin çalışma aralıkları | 33 |
| Şekil 5.3 | Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri | 34 |
| Şekil 5.4 | $t_0 < t < t_2$ aralığı için akım ve gerilim dalga şekilleri | 35 |
| Şekil 5.5 | $t_0 < t < t_2$ aralığı için gerilim dalga şekilleri | 36 |
| Şekil 5.6 | $t_2 < t < t_4$ aralığı için akım ve gerilim dalga şekilleri | 36 |
| Şekil 5.7 | Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma simülasyon devresi | 38 |
| Şekil 5.8 | (a) İdeal değerinden küçük C_S (b) İdeal C_S (c) İdeal değerinden büyük C_S [42] | 40 |
| Şekil 5.9 | $C_S = 10\text{nF}$ ve 38kHz için akım ve gerilim dalga şekilleri | 40 |
| Şekil 5.10 | $C_S = 50\text{nF}$ ve 38kHz için akım ve gerilim dalga şekilleri | 41 |
| Şekil 5.11 | $C_S = 70\text{nF}$ ve 38kHz için akım ve gerilim dalga şekilleri | 42 |
| Şekil 5.12 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin çalışma aralıkları | 43 |
| Şekil 5.13 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri | 44 |
| Şekil 5.14 | $t_0 < t < t_2$ aralığı için gerilim dalga şekilleri | 45 |
| Şekil 5.15 | $t_0 < t < t_2$ aralığı için akım ve gerilim dalga şekilleri | 46 |
| Şekil 5.16 | $t_2 < t < t_4$ aralığı için gerilim dalga şekilleri | 47 |
| Şekil 5.17 | $t_2 < t < t_4$ aralığı için akım ve gerilim dalga şekilleri | 48 |
| Şekil 5.18 | $t_3 < t < t_4$ aralığı için akım ve gerilim dalga şekilleri | 48 |
| Şekil 5.19 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin simülasyon devresi | 50 |
| Şekil 5.20 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücüde RLC elemanlarının etkisi | 51 |
| Şekil 5.21 | AC-DC yarım köprülü seri rezonanslı inverterin simülasyon devresi | 52 |
| Şekil 5.22 | AC-AC yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücünün simülasyon devresi | 53 |
| Şekil 5.23 | AC-AC ve AC-DC dönüştürücülerde çıkış gücüne göre verim değişimleri | 54 |
| Şekil 5.24 | Simülasyon çalışmalarında kullanılan filtresiz giriş gerilimi kaynakları (a) AC-AC dönüştürücü, (b) AC-DC dönüştürücü | 55 |
| Şekil 5.25 | Yarım köprülü seri rezonanslı devre için harmonik açılım değişimleri (a) AC-DC dönüştürücü, (b) AC-AC dönüştürücü | 56 |
| Şekil 5.26 | AC-AC dönüştürücü simülasyon çalışmalarında kullanılan LC filtreli giriş gerilimi kaynağı | 56 |
| Şekil 5.27 | Yarım köprülü seri rezonanslı devre için toplam harmonik bozulma FFT grafiği (a) AC-DC dönüştürücü, (b) AC-AC dönüştürücü | 58 |
| Şekil 5.28 | Giriş akımı dalga şekilleri (a) $100\mu\text{H} - 5\mu\text{F}$, (b) $50\mu\text{H} - 10\mu\text{F}$ | 60 |
| Şekil 6.1 | Ev türü endüksiyonlu ocaklar için önerilen dönüştürücünün devre şeması | 62 |
| Şekil 6.2 | Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin aktif elemanları | 63 |
| Şekil 6.3 | Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin pozitif yarı periyottaki çalışma aralıkları | 64 |
| Şekil 6.4 | Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin pozitif yarı periyottaki çalışmasına ait akım ve gerilim dalga şekilleri | 65 |
| Şekil 6.5 | Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin negatif yarı periyottaki çalışma aralıkları | 66 |
| Şekil 6.6 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin aktif elemanları | 68 |

| | | |
|------------|--|-----|
| Şekil 6.7 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin pozitif yarı periyottaki çalışma aralıkları | 69 |
| Şekil 6.8 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin pozitif yarı periyottaki çalışmasına ait akım ve gerilim dalga şekilleri..... | 71 |
| Şekil 6.9 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin negatif yarı periyottaki çalışma aralıkları | 72 |
| Şekil 6.10 | Önerilen dönüştürücü çalışma modu seçim algoritması | 76 |
| Şekil 7.1 | Önerilen yeni AC-AC dönüştürücünün simülasyon devre şeması | 84 |
| Şekil 7.2 | Çelik tencere ve LCR metreden oluşan ölçüm düzeneği..... | 85 |
| Şekil 7.3 | (a) Frekansa göre L_{EQ} eşdeğer endüktansın değişimi, (b) Frekansa göre R_{EQ} eşdeğer direncin değişimi | 86 |
| Şekil 7.4 | Klasik AC-AC dönüştürücünün simülasyon devresi..... | 88 |
| Şekil 7.5 | Durum I için çıkış gücüne göre verim değişimleri | 91 |
| Şekil 7.6 | Durum II için çıkış gücüne göre verim değişimleri | 92 |
| Şekil 7.7 | Durum III için çıkış gücüne göre verim değişimleri | 92 |
| Şekil 7.8 | Dört bobin tek tencereli durum için çıkış gücüne göre verim değişimleri... 93 | |
| Şekil 7.9 | Dört bobin iki tencereli durum için çıkış gücüne göre verim değişimleri 93 | |
| Şekil 7.10 | Dört bobin üç tencereli durum için çıkış gücüne göre verim değişimleri 94 | |
| Şekil 7.11 | Dört bobin dört tencereli durum için çıkış gücüne göre verim değişimleri. 94 | |
| Şekil 7.12 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma THD grafiği..... | 97 |
| Şekil 8.1 | Önerilen dönüştürücü uygulama devresi genel şeması..... | 99 |
| Şekil 8.2 | Prototip uygulama devresi genel görünüm | 100 |
| Şekil 8.3 | AC şebeke gerilimi ve sürme sinyallerinin osiloskop görüntüsü Mor (C3): T_5 yarı iletkeninin kapı sürme sinyali (4V/div), Sarı (C1): T_6 yarı iletkeninin kapı sürme sinyali (4V/div), Yeşil (C4): AC şebeke gerilimi (160V/div)..... | 101 |
| Şekil 8.4 | AC şebeke gerilimi, bobin akımı ve sürme sinyalleri Mor (C3): T_5 yarı iletkeninin kapı sürme sinyali (4V/div), Sarı (C1): T_6 yarı iletkeninin kapı sürme sinyali (4V/div), Yeşil (C4): AC şebeke gerilimi (200V/div), Mavi (C2): Bobin akımı (15A/div) | 101 |
| Şekil 8.5 | AC şebeke gerilimi ve bobin akımının osiloskop görüntüsü Yeşil (C4): AC şebeke gerilimi (80V/div), Mavi (C2): Bobin akımı (10A/div) | 102 |
| Şekil 8.6 | AC şebeke gerilimi, bobin akımı ve V_{CE} geriliminin osiloskop görüntüsü Mor (C3): Yarı iletken V_{CE} gerilimi (200V/div), Yeşil (C4): AC şebeke gerilimi (160V/div), Mavi (C2): Yarı iletken akımı (15A/div)..... | 102 |
| Şekil 8.7 | Sürme sinyalleri, IGBT akımı ve V_{CE} gerilimi Sarı (C1): T_5 yarı iletkeninin kapı sürme sinyali (4V/div), Mor (C3): Yarı iletken V_{CE} gerilimi (300V/div), Mavi (C2): Yarı iletken akımı (20A/div) | 103 |
| Şekil 8.8 | Bobin akımı ve geriliminin çarpılması ile üretilen sonucun osiloskop görüntüsü..... | 104 |
| Şekil 8.9 | AC şebeke gerilimi ve sürme sinyalleri Mavi (C2): T_1 kapı sürme sinyali (5V/div), Sarı (C1): T_2 kapı sürme sinyali (5V/div), Mor (C4): AC şebeke gerilimi (80V/div) | 105 |
| Şekil 8.10 | Bobin akımı, bobin gerilimi ve sürme sinyali Mor (C3): T_3 kapı sürme sinyali (5V/div), Mavi (C2): bobin akımı (15A/div), Yeşil (C4): bobin gerilimi (200V/div) | 105 |

| | | |
|------------|--|-----|
| Şekil 8.11 | Bobin akımı, bobin gerilimi ve sürme sinyali Mor (C3): T ₃ kapı sürme sinyali (5V/div), Mavi (C2): bobin akımı (15A/div), Yeşil (C4): bobin gerilimi (200V/div) | 106 |
| Şekil 8.12 | T ₁ yarı iletkeninin sürme gerilimi, akımı ve uç gerilimi Sarı (C1): T ₁ kapı sürme sinyali (5V/div), Mavi (C2): T ₁ akımı (15A/div), Mor (C3): T ₁ uç gerilimi (200V/div) | 106 |
| Şekil 8.13 | T ₁ sürme gerilimi, akımı ve uç gerilimi Sarı (C1): T ₁ kapı sürme sinyali (5V/div), Mavi (C2): T ₁ akımı (15A/div), Mor (C3): T ₁ uç gerilimi (160V/div) | 107 |
| Şekil 8.14 | AC şebeke akımı ve şebeke gerilimi Mor (C3): AC şebeke gerilimi (80V/div), Yeşil (C4): AC şebeke akımı (3A/div) | 107 |
| Şekil 8.15 | Bobin akımı ve geriliminin çarpılması ile üretilen sonucun osiloskop görüntüsü..... | 108 |
| Şekil 8.16 | (a) Giriş akımı, (b) Frekansa bağlı giriş akımı harmonikleri..... | 109 |
| Şekil A.1 | Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma için kullanılan 48A 600V IRGP4068DPbF IGBT teknik özellik özeti..... | 120 |
| Şekil A.2 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma için kullanılan 30A 1300V FGA30S120P IGBT teknik özellik özeti | 121 |
| Şekil A.3 | ±0.5A Tek kanal izole IGBT sürücüsü 1EDI05I12AF teknik özellik özeti | 122 |
| Şekil A.4 | STM32F100R8 32 bit ARM tabanlı Cortex-M3 İşlemci teknik özellik özeti | 123 |
| Şekil B.1 | AC giriş gerilimi bağlantı devresi..... | 124 |
| Şekil B.2 | HB bloğu için IGBT sürme devresi | 125 |
| Şekil B.3 | QR bloğu için IGBT sürme devresi..... | 126 |
| Şekil B.4 | İşlemci devresi..... | 126 |
| Şekil B.5 | Uygulama devresi pcb tasarımı 2D PCB üstten görünüş | 127 |
| Şekil B.6 | Uygulama devresi pcb tasarımı 3D üstten görünüş..... | 127 |
| Şekil B.7 | Uygulama devresi pcb tasarımı 3D izometrik görünüm | 128 |

ÇİZELGE LİSTESİ

| | Sayfa |
|--------------|--|
| Çizelge 1.1 | Kullanım alanlarına göre endüksiyon uygulamalardan istenen özellikler [3] 2 |
| Çizelge 1.2 | Yarım köprülü seri rezonanslı ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücülerin karşılaştırılması 4 |
| Çizelge 2.1 | Endüksiyonlu ocak bileşenleri 10 |
| Çizelge 3.1 | Temel maddelerin oda sıcaklığındaki elektriksel öz dirençleri [2] 22 |
| Çizelge 3.2 | Metal malzemelerin karakteristik değerleri [35] 23 |
| Çizelge 5.1 | Simülasyonda kullanılan devre elemanları 38 |
| Çizelge 5.2 | Simülasyonda kullanılan akım ve gerilim sembolleri 39 |
| Çizelge 5.3 | Simülasyonda kullanılan devre elemanları 49 |
| Çizelge 5.4 | Simülasyon çalışmalarında kullanılan devre elemanları 52 |
| Çizelge 5.5 | AC-DC dönüştürücüde muhtelif LC giriş filtreleri ve THD değerleri 57 |
| Çizelge 5.6 | LC filtreli AC-DC ve AC-AC devrelerinde THD sonuçları 58 |
| Çizelge 5.7 | Farklı LC filtreleri AC-DC ve AC-AC devrelerinde THD sonuçları 59 |
| Çizelge 6.1 | Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma için tasarım parametreleri 79 |
| Çizelge 6.2 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma için tasarım parametreleri 80 |
| Çizelge 6.3 | Önerilen yeni AC-AC dönüştürücünün klasik dönüştürücü ile karşılaştırılması 81 |
| Çizelge 7.1 | Simülasyonda kullanılan devre elemanları 87 |
| Çizelge 7.2 | Tencere ve bobinlerin arasındaki ilişkiye bağlı üç farklı çalışma durumu . 90 |
| Çizelge 7.3 | Klasik ve önerilen dönüştürücülerde THD sonuçları 95 |
| Çizelge 7.4 | Klasik ve önerilen dönüştürücülerde THD sonuçları 96 |
| Çizelge 7.5 | IEC 61000-3-2 Harmonik Limit Değerleri 96 |
| Çizelge 8.1 | Uygulama çalışmalarında kullanılan yazılım ve devre elemanları 98 |
| Çizelge 8.2 | Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma değerleri 104 |
| Çizelge 8.3 | Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma değerleri 108 |
| Çizelge 10.1 | Uygulama çalışmalarında kullanılan donanımlar ve özellikleri 117 |

EV TÜRÜ ENDÜKSİYONLU OCAKLAR İÇİN YENİ BİR AC-AC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Metin ÖZTÜRK

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ

Endüksiyonlu ısıtma sistemlerinde, maliyet ve verim arasındaki dengeye bağlı olarak yarım köprülü rezonanslı ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücüler yaygın şekilde kullanılır. Endüksiyon teknolojisi ile ilgili son çalışmalar incelendiğinde çok bobinli ve doğrudan AC-AC tasarımlar ön plana çıkmaktadır. AC-AC rezonanslı dönüştürücüleri kullanmanın başlıca nedeni iletimdeki yarı iletken sayısını azaltmaktır. Tek bobinli topolojilerin yanı sıra, çok bobinli topolojiler ile modern bir tasarım yapılarak ısı dağılımlarını iyileştirmek mümkündür. Endüksiyon ile ısıtma teknolojisinin ulaştığı en güncel teknoloji tek kaynaktan çok bobin besleyebilen AC-AC dönüştürücü tasarımlarıdır. Ancak bu tasarımların bazı dezavantajları vardır. Çok bobinli yapıların bir kısmı elektromekanik anahtarlar yardımıyla tasarlanmıştır. Isıtılmak istenen bobin grubuna bağlı elektromanyetik röle devreye alınarak ısıtma sağlanır. Röle hem devre boyutlarını hem de maliyeti artırmakta, kullanıcı tarafından duyulabilir mekanik sese neden olmaktadır. Röle kullanılmayan tasarımlarda ise ısıtılacak bobin sayısı seçimi, yarı iletkenler kontrollü diyot gibi kullanılarak sağlanmaktadır. Sonuç olarak devrede kullanılan toplam aktif yarı iletken sayısı artar, maliyet artar, verim düşer. Çok bobinli yapılar tasarlanırken yarım köprülü seri rezonanslı ya da tek anahtarlı kısmi rezonanslı devre topolojilerinden biri seçilmek zorundadır. Literatürde her iki devre çalışmasını aynı topolojide toplayan bir devre yoktur.

Bu çalışmada, ev türü endüksiyonlu ocaklarda kullanılan devre topolojileri için yukarıda sıralanan dönüştürücü problemlerinin çözüldüğü, tek bir dönüştürücü kullanılarak yarım

köprülü seri rezonanslı ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı olmak üzere iki farklı güç topolojisinin uygulanabildiği, yeni bir çok çıkışlı AC-AC dönüştürücünün geliştirilmesi hedeflenmiştir. Çalışma topolojisinin seçim kriterleri olarak tencerenin fiziksel yerleşimi, tencereye aktarılacak istenen güç seviyesi ve ısıtılması istenen toplam tencere sayısı belirtilebilir. Ayrıca önerilen dönüştürücü yarı iletken miktarı, verimlilik ve toplam harmonik bozulma açısından literatürdeki klasik dönüştürücü ile karşılaştırılmıştır. Önerilen dönüştürücünün her iki çalışma modu ve klasik çok bobinli AC-AC dönüştürücü verim açısından karşılaştırılmıştır. Bu amaçla önce simülasyon çalışmaları ile çıkış gücüne bağlı verim analizi yapılmıştır. Sonrasında prototipi gerçekleştirilen devreden elde edilen uygulama sonuçlarıyla simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır.

Tasarım bir kaynaktan eş zamanlı olarak üç bobin beslenebilecek şekilde yapılmıştır. Tek bobinin enerjilendiği durum hariç; önerilen dönüştürücü yarım köprülü seri rezonanslı çalışmada tüm çıkış güçleri için klasik dönüştürücüden daha verimlidir. Ayrıca önerilen dönüştürücünün harmonik akımları standartlarca belirlenmiş limitlerin altında kalmaktadır.

Anahtar Kelimeler: AC-AC dönüştürücü, çok bobinli endüksiyonlu pişirme sistemleri, ev türü endüksiyonlu ocak, yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücü, tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücü

**DESIGN AND REALIZATION OF A NEW AC-AC CONVERTER FOR
HOUSEHOLD INDUCTION COOKER**

Metin OZTURK

Department of Electric Engineering

PhD. Thesis

Adviser: Asst. Prof. Dr. Nihan ALTINTAS

In induction heating systems, half bridge and single switch quasi resonance converters are widely used depending on the balance between cost and efficiency. When the latest studies on induction technology are examined, multi-coil and direct AC-AC designs come to the fore. The main reason for using AC-AC resonance converters is to reduce the number of semiconductors in the conduction mode. In addition to single-coil topologies, it is possible to improve heat dissipation by modern design with multi-coil topologies. The latest technology of the induction heating technology is AC-AC converter designs which can feed more than one source coil. However, these designs have some disadvantages. Some of the multi-coil structures are designed with the help of electromechanical switches. The electromagnetic relay connected to the coil group to be heated is activated and heating is provided. The relay increases both circuit dimensions and costs, causing the user to hear the audible mechanical sound. When the relay is not used, the selection of the number of coils to be heated is provided by using semiconductors as controlled diodes. As a result, the total number of active semiconductors used in the circuit increases, the cost increases and the efficiency decreases. When designing multi-coil structures, one of the half-bridge or quasi resonance circuit topologies must be selected. In the literature there is no circuit collecting both circuits in the same topology.

In this study, it is aimed to develop a new multi-output AC-AC converter in which two different power topologies can be applied, namely half bridge serial resonance and quasi

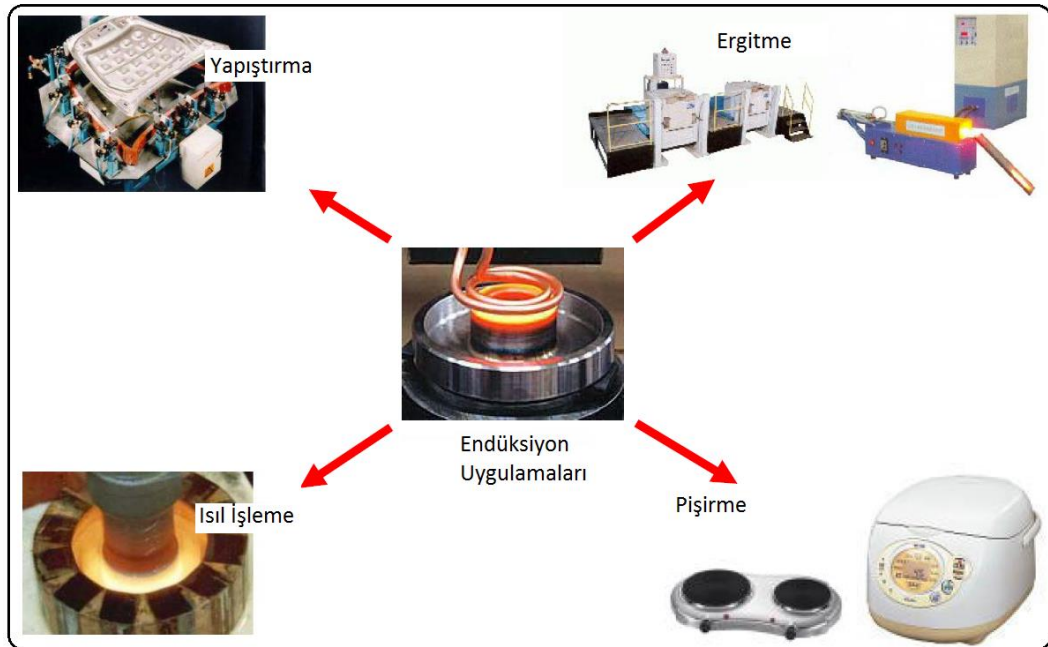
resonance by using a single converter, in which the converter problems listed above are solved for circuit topologies used in domestic induction heating hobs. The physical location of the pan as the selection criteria of the working topology, the power level to be transferred to the pan and the total number of pans to be heated can be specified. In addition, the proposed converter compared with the classical converter in the literature in term of the semiconductor quantity, efficiency and total harmonic distortion. Both the operating modes of the proposed converter and the conventional multi-coil AC-AC converter were compared for efficiency. For this purpose, first of all, simulation studies and output power related efficiency analysis were performed. After that, the simulation studies and the values obtained as a result of the implementation of the circuit were compared.

The design is made in such a way that three coils can be supplied simultaneously from one source. Except where the single coil is energized; The proposed converter is more efficient than the conventional converter for all output powers in half-bridge operation. In addition, the harmonic currents of the proposed converter are below the limits set by the standards.

Keywords: AC-AC converter, multiple coil induction cooking systems, household induction cookers, single ended quasi resonant converters, half bridge serial resonants converters.

1.1 Literatür Özeti

Endüksiyonla ısıtma günümüzde endüstride metallerin ısıtılması, eritilmesi ve yüzey sertleştirme işlemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [1], [2]. Bununla birlikte, metal içerikli malzemeler için yapıştırma, ergitme, ısıl işleme, pişirme ve benzeri alanlarda da kullanım alanına sahiptir. Endüksiyon teknolojisi kullanım alanları Şekil 1.1’de görülmektedir.



Şekil 1.1 Endüksiyon teknolojisinin kullanım alanları

Endüksiyon teknolojisi kullanım alanları endüstriyel, medikal ve ev türü uygulamalar olmak üzere üç ana grupta toplanır. Çizelge 1’de endüksiyon teknolojisinin üzerinde

çalışılan konular ve uygulama alanlarına göre gereksinimleri verilmiştir. Endüksiyon temelli teknolojilerin geliştirilmesi amacıyla akademik ve endüstriyel araştırmaların üzerinde çalıştığı konular ise güç elektroniği devrelerinin tasarımı, manyetik elemanların tasarımı ve kontrol teknikleri olarak karşımıza çıkmaktadır [3].

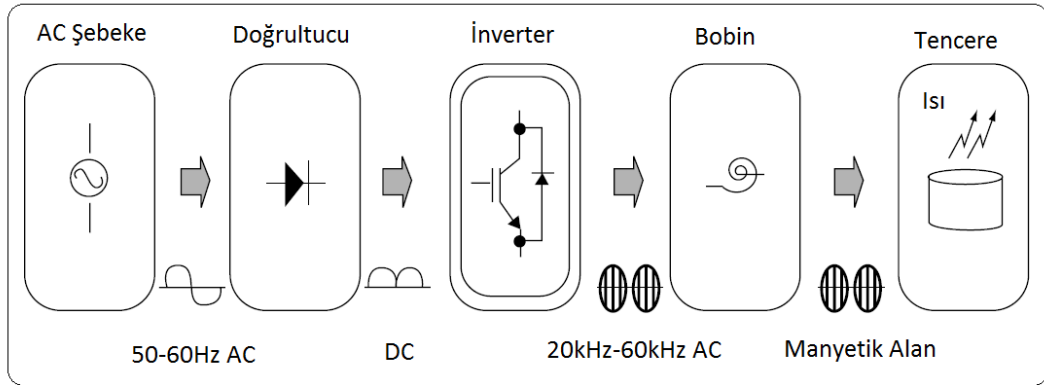
Temel çalışma prensipleri aynı olmakla birlikte tüm endüksiyon uygulamalarının farklı özellikleri ve gereksinimleri vardır. Endüstriyel uygulamalar yüksek çıkış gücü ve güvenilirlik gerektirirken, medikal uygulamalar düşük çıkış gücü ve hassas kontrol gerektirmektedir. Ev türü endüksiyonlu ocaklar içinse zorlayıcı koşul geniş yük aralığı (tencere çeşitliliği), yüksek verim ve düşük maliyet beklentisidir.

Çizelge 1.1 Kullanım alanlarına göre endüksiyon uygulamalardan istenen özellikler [3]

| Teknoloji Uygulama | Güç Elektroniği | Modülasyon ve Kontrol | Manyetik |
|---------------------------|--|---|--|
| Endüstriyel | -Yüksek güç. -Geliştirilmiş güvenilirlik. -Montaj hattı uygulaması. -Düşük/yüksek frekans uygulamaları. | -Geliştirilmiş ara yüz ve haberleşme. -Değişken güç ve yük aralığı. -Sıcaklık kontrolü. | -Yüksek verim. -Değişken şekil. -Optimize edilmiş ısı dağılımı. |
| Ev Tipi | -Düşük maliyet. -Yüksek verim. -Sınırlı soğutma kapasitesi. -Orta çalışma frekansı. | -Güç faktörü ve harmonik kontrolü. -Değişken yük ve güç aralığı. -Akustik gürültüyü gideme ihtiyacı. -Çoklu bobin yönetimi. -Sıcaklık kontrolü. | -Yüksek verim. -Ferromanyetik olmayan metallerin de ısıtılması. -Esnek ve çok bobinli ısıtma yüzeyi. |
| Medikal | -Düşük maliyet. -Yüksek kalite faktörlü rezonans. -Yüksek çalışma frekansı. | -Tam güç ve sıcaklık kontrolü. -Frekans seçimi. | -Bölgesel ve kısmi ısıtma. -Kontrollü manyetik alan etkileşimleri. -Ferromanyetik akışkanlar. |

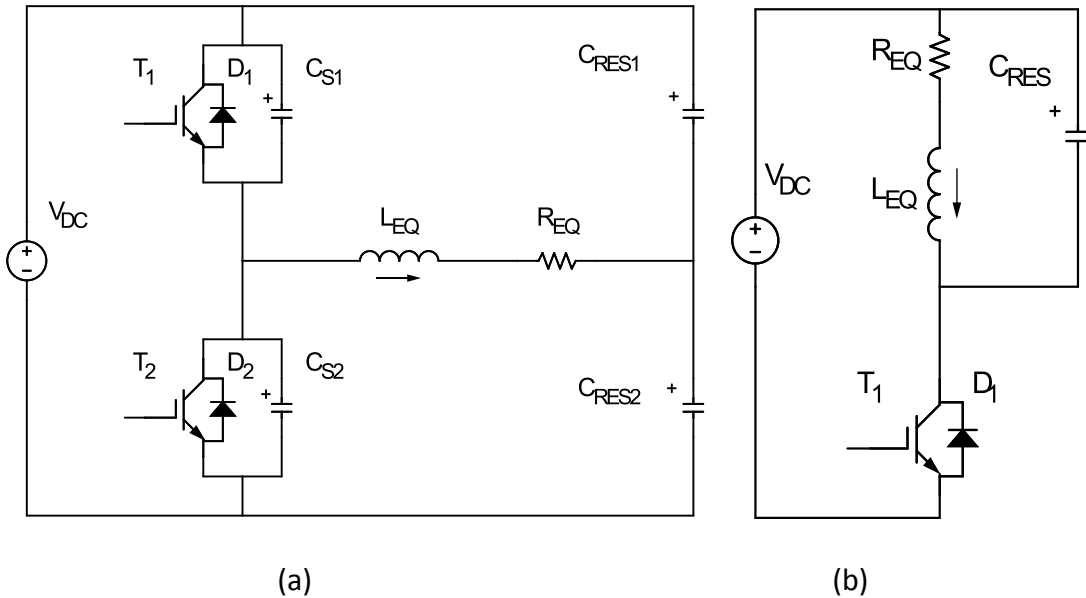
Şekil 1.2’de ev türü kullanım amacıyla geliştirilen klasik endüksiyonla ısıtma sisteminde gücün üretimden tencereye aktarılmasına kadar geçen süreçteki güç akış şeması görülmektedir. Alternatif gerilim tam köprü kontrolsüz doğrultucu yardımıyla

doğrultulur. Yüksek frekanslı rezonanslı inverter yardımıyla elde edilen alternatif akımların bobinde meydana getirdiği manyetik alan sayesinde tencere ısıtılır.



Şekil 1.2 Endüksiyonla ısıtma sistemlerinde güç akış şeması

Klasik endüksiyonlu ısıtma sistemlerinin ana bileşenleri, doğrultucu ve rezonanslı inverterdir [4], [5], [6]. Literatürde maliyet ve performans arasındaki dengeye bağlı olarak farklı rezonans inverter topolojileri önerilmiştir [7]–[9]. Rezonanslı inverterlerin avantajları; sinüzoidal dalga şekilleri, yarı iletkenler için düşük $\frac{dv}{dt}$ ve $\frac{di}{dt}$ değerleri, yarı iletkenler için sıfır gerilim ve sıfır akımda anahtarlama imkânı olarak sıralanabilir [10], [11]. Endüksiyonla ısıtmada yaygın olarak kullanılan yarım köprülü seri rezonanslı ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücü topolojileri Şekil 1.3'te verilmiştir.



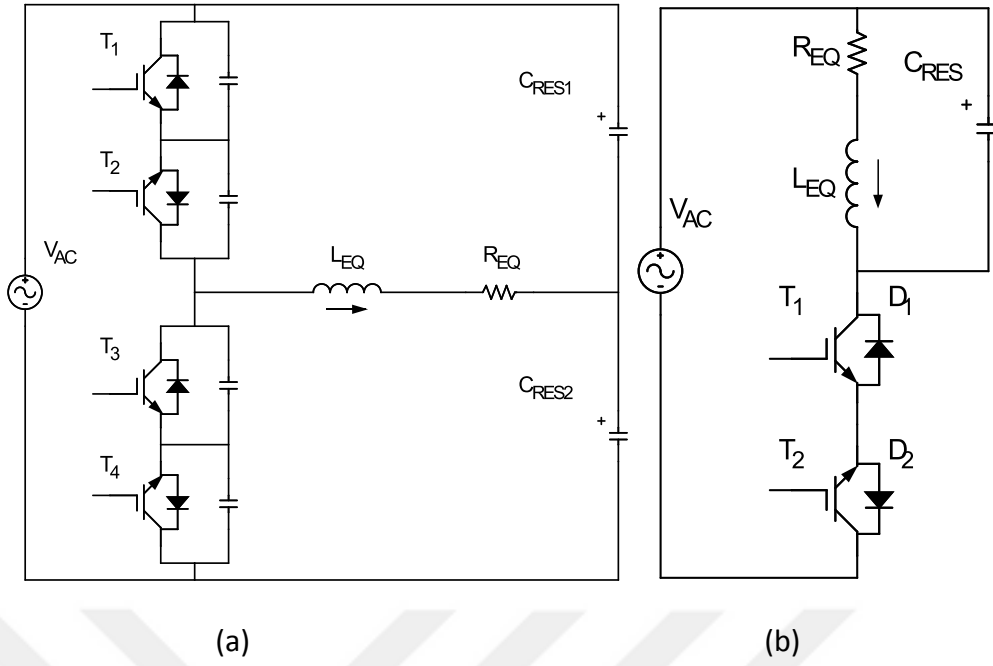
Şekil 1.3 (a) Yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücü devre şeması (b) Tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücü devre şeması

Yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücüler genellikle yüksek güç gerektiren ev uygulamalarında kullanılır. Ayrıca, diğer dönüştürücü türleri ile karşılaştırıldığında tasarım ve kontrol kolaylığı açısından avantajlıdır. Bahsedilen avantajlara rağmen, yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücü, tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücüye göre daha maliyetlidir. Yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücü ile tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücünün karşılaştırması Çizelge 1.2’de verilmiştir. Tabloda verilen değerler ev türü kullanımı için 230V/50Hz koşullarında çeşitli firmalara ait ve ölçümle doğrulanmış değerlerdir. Örneğin yarım köprülü seri rezonanslı inverter uygulaması için BSH ve Whirlpool tasarımı ocaklar referans alınırken, tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverter uygulaması için ise E.G.O, Midea ve Mamur Teknoloji tasarımı ocaklar referans alınmıştır.

Çizelge 1.2 Yarım köprülü seri rezonanslı ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücülerin karşılaştırılması

| | Yarım Köprülü Seri Rezonanslı İnverter | Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı İnverter |
|-----------------------------------|---|--|
| Maksimum Çıkış Gücü | 3600W | 2000W |
| Minimum Çıkış Gücü | 50W | 1000W |
| Tasarım Kolaylığı | Var | Yok |
| Simetrik Akım Dalga Şekli | Var | Yok |
| Maliyet | Yüksek | Düşük |
| Toplam Yarı İletken Sayısı | Bobin x 2 | Bobin x 1 |

Endüksiyon teknolojisi ile ilgili son çalışmalar incelendiğinde çok bobinli ve doğrudan AC-AC tasarımlar ön plana çıkmaktadır [5], [12], [13] . AC-AC rezonanslı dönüştürücüleri kullanmanın başlıca nedeni iletimde olan yarı iletken sayısını azaltmaktır [5], [14]. Endüksiyonla ısıtmada kullanılan temel AC-AC rezonanslı dönüştürücü devre şemaları Şekil 1.4’te görülmektedir.



Şekil 1.4 (a) Yarım köprülü seri rezonanslı AC-AC dönüştürücü devre şeması (b) Tek anahtarlı kısmi rezonanslı AC-AC dönüştürücü devre şeması

Yarım köprülü seri rezonanslı inverter uygulamalarında doğrultucu kullanmak yerine doğrudan AC-AC tasarımın tercih edilmesinin verimi düşürdüğüne yönelik çalışmalar yapılmıştır [7]. Verimi arttırmak için önerilen devre doğrultucu ve inverteri eş zamanlı ve bağımlı kullanmak üzerine tasarlanmıştır. Bu sayede yarı iletkenlere paralel bağlı diyotlar kullanılmamıştır. Bu devrenin dezavantajı yarı iletkenlerin, kaynak gerilimi ile rezonans kondansatörü geriliminin toplamına maruz kalmalarıdır. İletime girerken yarı iletken uçlarında bu yüksek gerilim değeri vardır [7].

Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverter yerine önerilen AC-AC dönüştürücü çalışması [4] verim açısından avantaj sağlamaktadır. Bu çalışmanın dezavantajı verimi arttırabilmek adına SiC esaslı JFET kullanılması ve toplam ürün maliyetinin arttırılmasıdır.

Yarım köprülü seri rezonanslı inverter devresinden türetilen diğer bir topoloji ise doğrudan AC-AC yarım köprülü seri rezonanslı yükseltici dönüştürücüdür [5]. Bu çalışmada mevcut yarım köprülü seri rezonanslı inverter devresine göre daha verimli bir dönüştürücü önerilmiştir. Önerilen dönüştürücü devrenin dezavantajı verimi arttırabilmek adına SiC esaslı JFET kullanılması ve toplam ürün maliyetinin arttırılmasıdır.

Endüksiyonlu ocakta kullanılan bobinler farklı kaynaklardan beslenebileceği gibi, tek bir kaynak kullanılarak birden fazla bobin de beslenebilir [15]–[17]. İndüksiyon ısıtmalı ocaklar için tasarlanmış ilk çok bobinli inverter uygulamaları röleler yardımıyla paralel bağlanan bobinlerden oluşmaktadır [18]. Tam köprülü seri rezonanslı inverter devresine iki adet yarı iletken eklenerek oluşturulan devre yardımıyla iki adet bobinin çalıştırılabildiği bu devrede bobin sayısı kadar röle kullanılmıştır. Devrenin temel avantajı bobinlerden yalnızca biri kullanıldığında yarı iletken kayıplarını azaltmaktır. Diğer taraftan bobinlerin invertere röleler ile bağlanması devreye ilave maliyet getirmekte, rölelerin anahtarlanması sırasında elektriksel gürültü oluşmaktadır. Ayrıca iki adet bobini kontrol edebilmek için altı adet kontrollü yarı iletken kullanılması devre boyutlarını ve maliyetini arttırmıştır.

Tek bir dönüştürücü kullanılarak birden fazla bobinin eş zamanlı beslendiği tasarımlar, çok bobinli dönüştürücüler olarak karşımıza çıkmıştır. Tek bir yarım köprülü seri rezonanslı inverter devresi yardımıyla birden fazla bobin eşzamanlı olarak kontrol edilmektedir. Tasarımda kullanılacak devre elemanlarının değerine bağlı olarak aynı dönüştürücüden farklı çıkış gücü-frekans grafikleri elde edilebilir. Devrenin temel dezavantajı devreye bağlı tüm bobinlerin eşzamanlı olarak çalıştırılma zorunluluğudur.

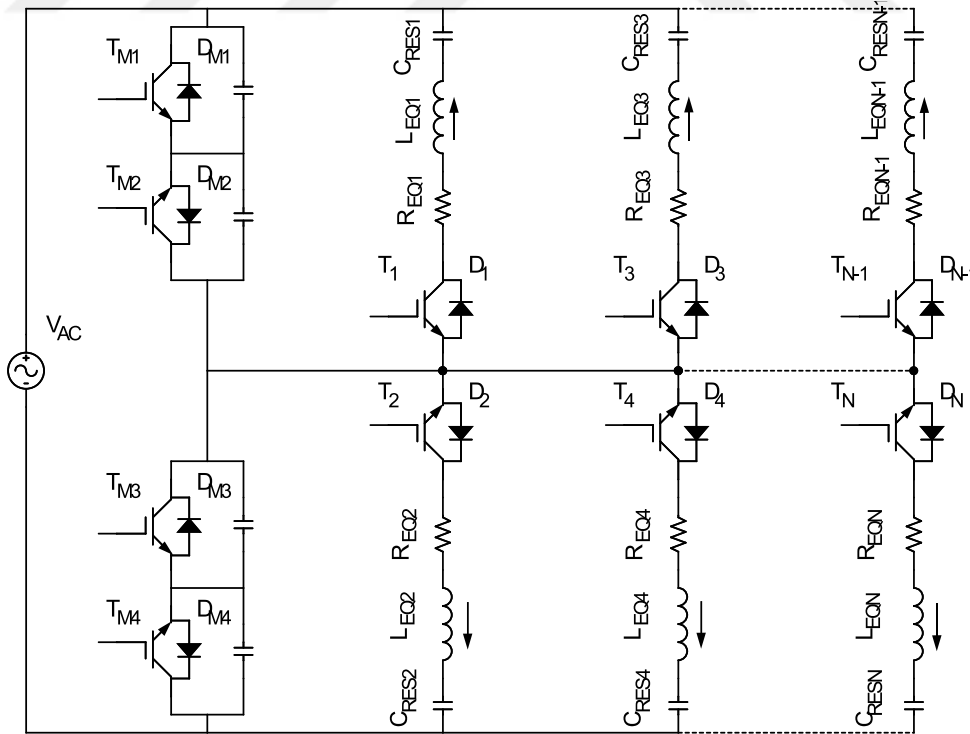
Üç yarı iletkenli yarım köprülü seri rezonanslı inverter olarak tanımlanan yeni bir tasarım geliştirilmiş, iki adet bobini kontrol edebilmek için üç adet yarı iletken ihtiyacı duyulmuştur [19]. Bu sayede bobinlerin her ikisi de aynı frekansta çalıştırılmış ve bir adet yarı iletkenden tasarruf edilmiştir. Devrenin temel dezavantajı invertere bağlı iki bobinin birbirine bağımlı olarak eşzamanlı olarak çalıştırılmasıdır.

İki adet yarım köprülü seri rezonanslı inverterin dört bobini bağımsız olarak kontrol edebildiği uygulamalar geliştirilmiştir [20]. Tencere konumuna göre kullanılacak bobinler elektromekanik röleler yardımıyla dönüştürücüdeki bir ya da iki inverterden beslenerek gerekli durumlarda çoklu bobinlerin sürülmesi, gerekli durumlarda ise akımın kaynaklar arasında paylaşılması amaçlanmıştır. Devrenin temel dezavantajı yarı iletkenler ile bobinlerin birbirlerine röleler yardımıyla bağlanmasıdır.

Yukarıda ayrıntılı olarak anlatılan ve bir dönüştürücü tarafından bir ya da birden fazla bobinin beslenebildiği uygulamalarda kullanıcı her zaman tencereyi cam yüzey

üzerindeki serigrafi ile belirlenmiş alana yerleştirmek zorundadır. Diğer taraftan bir dönüştürücüden birden fazla bobinin beslenebiliyor olması ve bu konu ile ilgili yapılan çalışmalar, tencerenin birden fazla bobinden beslenebildiği ve serigrafi yüzeyinin tencere konumu için kullanılmasına gerek duyulmayan çok bobinli yapılar için öncül olmuştur. Bu sayede tek bir kaynak yardımıyla çok adetli bobin sürme yöntemi olarak adlandırılan yeni bir endüksiyon teknolojisi geliştirilmiştir [3]. Modern tasarımlar, ısı dağılımlarını iyileştirmek için geleneksel yöntemlerden farklı olarak çok bobinli sistemleri içerir [19]. Çok bobinli tasarımlarda bobin gruplarına güç aktarmak için röle benzeri elektromekanik anahtarlar yaygın olarak kullanılır [20].

Çoklu bobin uygulamalarında kullanılmak üzere geliştirilen yeni nesil uygulamalar yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücü devresi içeren ve her bobin grubunun yardımcı bir yarı iletken ile kontrol edildiği dönüştürücü uygulamalarıdır [3]. Bu amaçla geliştirilen çok bobinli yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücü Şekil 1.5'te gösterilmektedir. Devrenin temel dezavantajı bobin sayısı kadar ilave yarı iletken kullanılmasıdır. Bu durum ısıtılmak istenen bobin sayısı arttıkça kayıpların artmasına ve verimin düşmesine neden olmaktadır.



Şekil 1.5 Çok bobinli AC-AC dönüştürücü devre şeması [3]

1.2 Tezin Amacı

Ev uygulamaları için kullanılan endüksiyon ısıtma teknolojisi son on yılda özellikle yumuşak anahtarlama teknikleri ve güç elektroniği devreleri sayesinde ilerleme kaydetmiştir. İleriye dönük çalışmalar daha verimli ve düşük maliyetli tasarımlar üzerine olacaktır [5], [7]. Endüksiyon ile ısıtma teknolojisinin ulaştığı en güncel teknoloji tek kaynaktan çok bobin besleyebilen AC-AC dönüştürücü tasarımlarıdır. Ancak bu tasarımların bazı dezavantajları vardır.

- Çok bobinli yapıların bir kısmı elektromekanik anahtarlar yardımıyla tasarlanmıştır. Isıtılmak istenen bobin grubuna bağlı elektromanyetik röle devreye alınarak ısıtma sağlanır. Röle hem devre boyutlarını hem de maliyeti artırmakta, kullanıcı tarafından duyulabilir mekanik sese neden olmaktadır [20].
- Röle kullanılmayan tasarımlarda ise ısıtılacak bobin sayısı seçimi, kontrollü yarı iletkenler diyot gibi kullanılarak sağlanmaktadır. Sonuç olarak devrede kullanılan toplam aktif yarı iletken sayısı artar, maliyet artar, verim düşer [3].
- Çok bobinli yapılar tasarlanırken yarım köprülü seri rezonanslı ya da tek anahtarlı kısmi rezonanslı devre topolojilerinden biri seçilmek zorundadır. Literatürde her iki devre çalışmasını aynı topolojide toplayan bir devre yoktur.

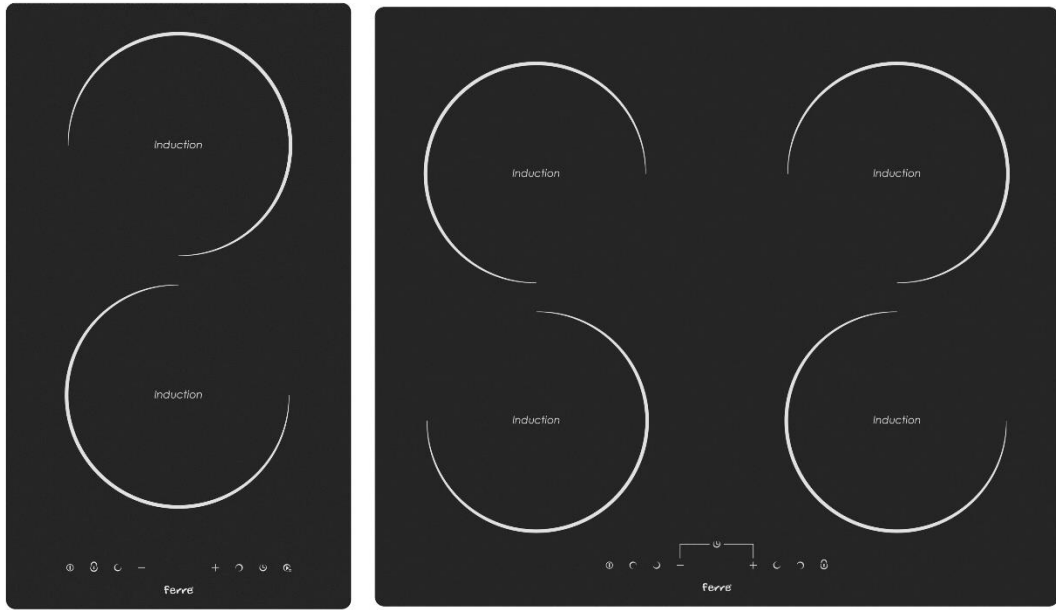
Bu çalışmada, ev türü endüksiyonlu ocaklarda kullanılan devre topolojileri için yukarıda sıralanan dönüştürücü problemlerinin çözüldüğü, tek bir dönüştürücü kullanılarak yarım köprülü seri rezonanslı ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı olmak üzere iki farklı güç topolojisinin uygulanabildiği, yeni bir çok çıkışlı AC-AC dönüştürücünün geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu çalışmanın sonucunda elde edilecek devre tasarımı yardımıyla yeni teknolojik ürünlerin geliştirilebilmesine katkı sağlanması amaçlanmaktadır.

1.3 Hipotez

Verim ve THD, ev türü endüksiyonlu ocaklarda kullanılan dönüştürücü devreyle doğrudan bağlantılıdır. Dönüştürücü devrede kullanılan toplam yarı iletkenlerin sayısı ve devrede aynı anda iletimde olan yarı iletken sayısı dikkate alınarak daha verimli tasarımlar gerçekleştirilebilir.

EV TÜRÜ ENDÜKSİYONLU OCAKLAR**2.1 Giriş**

Genellikle tek ya da iki fazlı çalışabilen ev türü endüksiyonlu ocaklar 30cm, 60cm, 80cm ve 90cm genişliğinde ve ankastre olarak tasarlanırlar. Şekil 2.1’de Türkiye’ de tasarımı yapılmış 30cm ve 60cm ölçülerinde 2 farklı ankastre ev türü endüksiyonlu ocak gösterilmektedir.

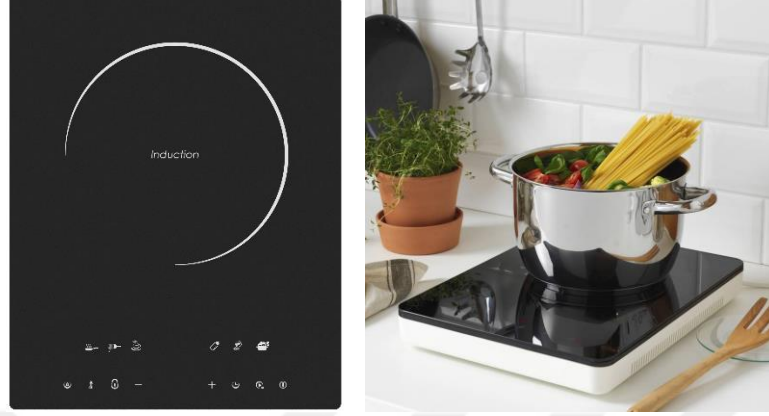


(a)

(b)

Şekil 2.1 Ankastre endüksiyonlu ocak örnekleri (a) 30cm (b) 60cm

Bununla birlikte tek gözlü ve taşınabilir endüksiyonlu ocak modelleri özellikle Uzakdoğu' da yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 2.2'de taşınabilir tekli ocak uygulaması gösterilmektedir.




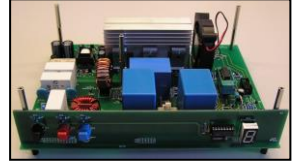
(a)

(b)

Şekil 2.2 Taşınabilir endüksiyonlu ocak örnekleri (a) Üstten görünüş (b) Uygulama örneği

Ev türü endüksiyonlu ocak bileşenleri Çizelge 2.1'de gösterilmektedir. Burada gösterilen bileşenler çok farklı geometri ve boyutlarda tasarlanabilir. Tasarım için temel ölçütler ocaktan beklenen performans ve ürün maliyeti arasındaki ilişkidir.

Çizelge 2.1 Endüksiyonlu ocak bileşenleri

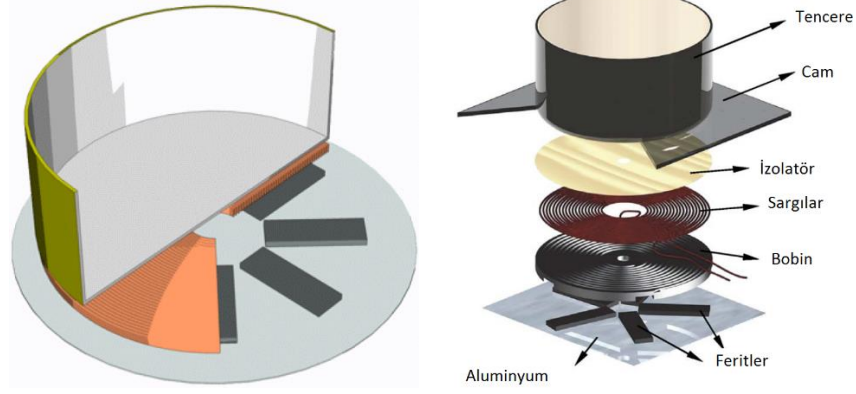
| | | |
|--------------------------|---|---|
| Kullanıcı Arayüzü | Kullanıcı tarafından ocağın istenen güç kademesinin ayarlanmasını sağlar. Genellikle kapasitif ya da optik olarak tasarlanır. |  |
| Ana Güç ve Kontrol Kartı | Güç elektroniği devre elemanlarını içeren kısımdır. Kullanıcı Arayüzü ile haberleşerek çeşitli kontrol algoritmaları yardımıyla tencerenin ısıtılmasını sağlar. |  |

Çizelge 2.1 Endüksiyonlu ocak bileşenleri (devamı)

| | | |
|-------------------|--|--|
| Bobin | Ana karta elektriksel olarak bağlı bulunan bobin camın altında konumlandırılmıştır. Tencere tabanında manyetik alan oluşması amacıyla kullanılmaktadır. Bakır ya da alüminyum katkılı bakır olarak kullanılır. |  |
| Seramik Bazlı Cam | Kullanıcı tarafından görülebilen ve temas edilebilen tek kısımdır. Tencere bu yüzeye oturtulur. 600C sıcaklığa ve tencere düşmesi gibi mekanik zorlanmalara dayanıklıdır. |  |
| Soğutucu ve Fan | Güç elektroniği devre bileşenleri ve bobinin soğutulması amacıyla zorlamalı soğutma gerekmektedir. Eksenel ya da radyal fan modelleri tercih edilebilir. |  |

2.2 Ev Türü Endüksiyonlu Ocaklarda Kullanılan Bobinler

Endüksiyonlu ocaklarda değişken manyetik alan içinde kalan tencerenin ısıtılması amacıyla inverter tarafından beslenen düzlemsel bobinler kullanılmaktadır [21]. Düzlemsel bobinler konusunda yapılan akademik çalışmalara örnek olarak bobinlerin elektromanyetik olarak modellenmesi [22], [23] bobinlerdeki güç kaybı dağılımının analiz edilmesi [24] ve bobin kayıplarının incelenmesi [25], [26], [27] gösterilebilir. Şekil 2.3'te alüminyum plaka üzerine sırasıyla yerleştirilmiş ferit, bobin ve tencere kesitini içeren endüksiyonlu ocak bobini gösterilmiştir.



Şekil 2.3 Endüksiyon bobini kesiti [24], [28]

Burada kullanılan alüminyum plaka ferit nüveler için taşıyıcı olmanın yanı sıra manyetik alanı yönlendirme amacı taşımaktadır. Bobin ile ısıtılacak tencere arasında elektriksel olarak yalıtkan, mekanik ve sıcaklık dayanımı yüksek 4mm kalınlığa sahip seramik esaslı bir cam bulunmaktadır.

Bobin tasarımında kullanılan diğer bir yöntem ise ferit nüve ve bobin sargılarının plastik karkasa yerleştirilmesidir. Şekil 2.4'te gösterilen plastik karkaslı bobin uygulaması, özellikle düşük çıkış gücüne sahip (<2000W) uygulamalarda tercih edilmektedir.



Şekil 2.4 Plastik karkaslı bobin örneği

2.2.1 Tencere, Kaynak ve Bobin Sayısı İlişkisi

Endüksiyonlu ocağın çıkış gücü, kullanım alanı, ısıtılacak tencerenin boyutu ve benzer performans beklentilerine bağlı olarak çok çeşitli geometri ve özelliklerde bobin çeşitleri bulunmaktadır. Tek kaynaktan tek bobinin beslendiği klasik uygulamaların yanı sıra tek

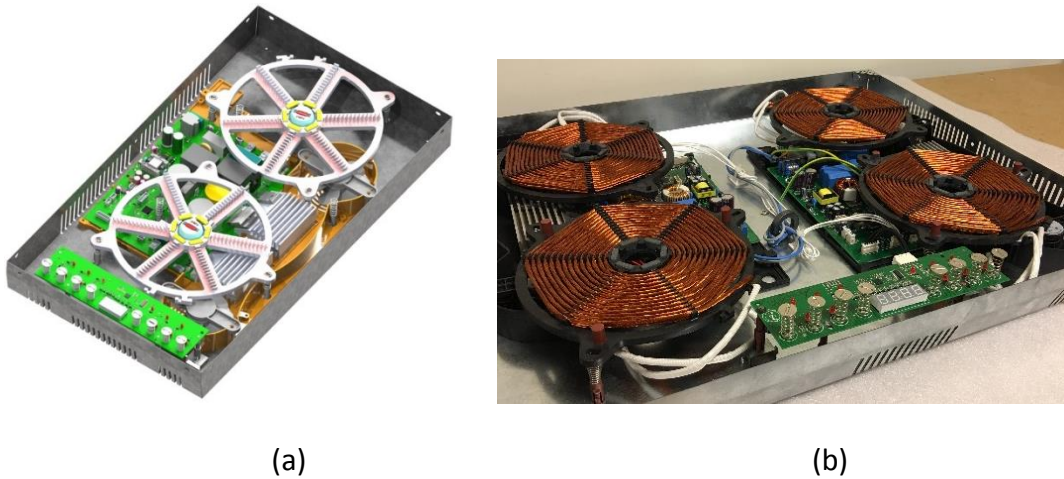
kaynaktan çok bobinin beslenebildiği uygulamalar da kullanılmaktadır [29], [30], [31], [32].

2.2.1.1 Tencerenin Tek Bobinden Beslendiği Uygulamalar

Şekil 2.5 ve Şekil 2.6’da gösterildiği gibi ev türü endüksiyonlu ocaklar genellikle bir ısıtıcının bir inverter tarafından beslendiği uygulamalardır. Elektronik devrede L_{EQ} ve R_{EQ} şeklinde modellenen tencere ocak cam yüzeyinde bulunan ve ipek baskı (serigrafi) ile gösterilen bölgeye yerleştirilir.



Şekil 2.5 Endüksiyonlu ocağın üstten görünüşü (a) ankastre (b) set üstü

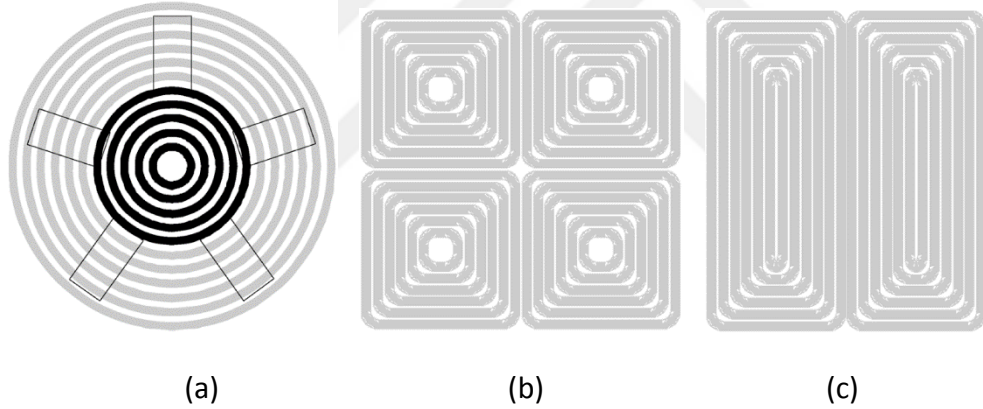


Şekil 2.6 Ankastre endüksiyonlu ocağın iç görünüşü (a) ikili ocak (b) dörtlü ocak

2.2.1.2 Tencerenin Birden Fazla Bobinden Beslendiği Uygulamalar

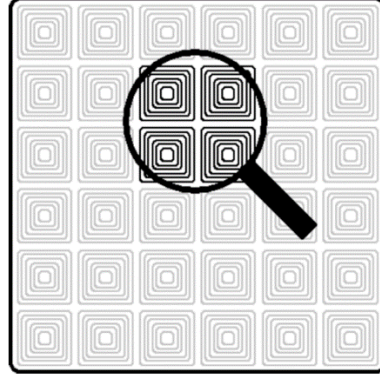
Ev türü endüksiyonlu ocaklar için son dönemde öne çıkan çalışmalarından biri serigrafiden bağımsız, çok bobinli ocak uygulamalarıdır [32]. Kullanıcı ocak yüzeyi üzerinde tencereyi istediği bölgeye yerleştirebilir. Elektronik kontrol sistemi tencerenin bulunduğu bölgeyi algılayarak tencerenin istenilen güç kademesinde ısıtılmasını sağlar. Bu yapıların temel avantajı hem ısıtmanın daha verimli ve homojen yapılabilmesi hem de ocak yüzeyinin daha etkili kullanılabilmesidir. Serigrafiye bağlı kalmadan neredeyse tüm ocak yüzeyi ısıtma amacıyla kullanılabilir.

Tencerenin birden fazla bobinden beslendiği uygulamalarda kullanılan bobin geometrileri çok çeşitli şekillerde olabilir. Bazı uygulamalarda genel tencere tabanına uygun olacak şekilde yuvarlak bobinler tercih edilirken, bazı uygulamalarda kare ve dikdörtgen bobinler tercih edilerek ısıtma yüzeyinin artırılması amaçlanmaktadır. Şekil 2.7’de farklı bobin geometrileri gösterilmektedir.



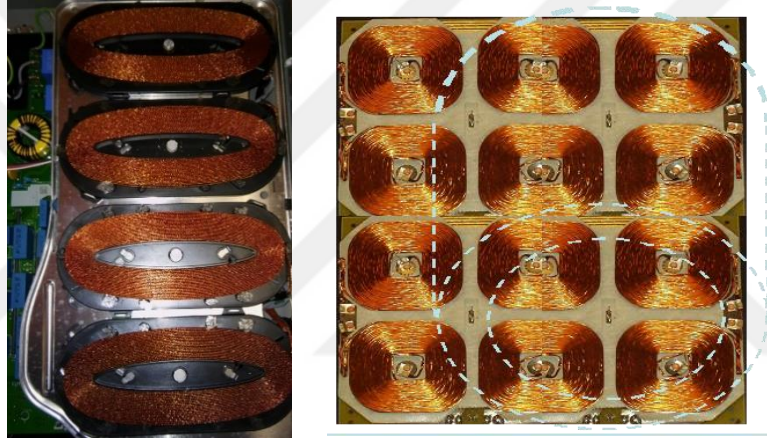
Şekil 2.7 Tek tencere için çoklu bobin örnekleri [19] (a) iç içe yuvarlak bobin (b) kare bobin (c) dikdörtgen bobin

Şekil 2.7’de gösterilen bobin yapıları kullanılarak tüm ocak yüzeyinin ısıtma amacıyla kullanılması sağlanabilir. Şekil 2.8’de kare bobinler kullanılarak tümüyle aktifleştirilmiş ocak yüzeyi gösterilmektedir. Tencerenin konumuna bağlı olarak bobinler ve bu bobinleri kontrol edecek dönüştürücüler belirlenir. Tencerenin bulunmadığı bobinler çalıştırılmaz.



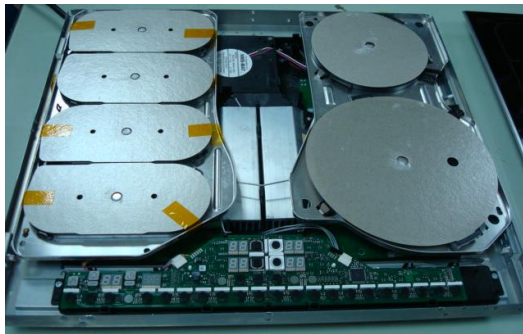
Şekil 2.8 Tümüyle aktifleştirilmiş yüzey [19]

Şekil 2.9, Şekil 2.10, Şekil 2.11 ve Şekil 2.12’de çok bobinli tencere örnekleri verilmektedir.



Şekil 2.9 Tek tencere için çoklu bobin uygulama örnekleri

Şekil 2.10 incelendiğinde ürünün sol tarafında bulunan ve genellikle yuvarlak tercih edilen iki adet standart bobin yerine dört adet kare formlu bobin yerleştirilmiştir.



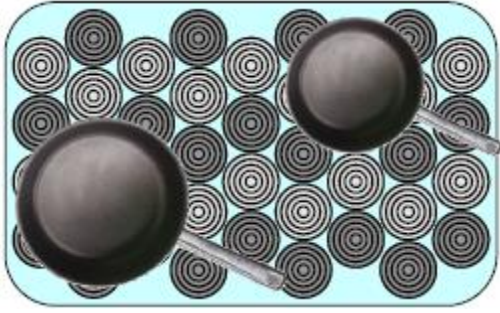
(a)



(b)

Şekil 2.10 Siemens çok bobinli endüksiyonlu ocak (a) iç görünüş (b) genel görünüş

Şekil 2.11 incelendiğinde 90cm ölçülerine sahip bir endüksiyonlu ocak uygulamasında 40 adet bobin kullanıldığı görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 2.11 Bosch çok bobinli endüksiyonlu ocak [33] (a) iç görünüş (b) genel görünüş

Şekil 2.12 incelendiğinde 90cm ölçülerine sahip bir endüksiyonlu ocak uygulamasında 12 adet bobin kullanıldığı görülmektedir.



(a)



(b)

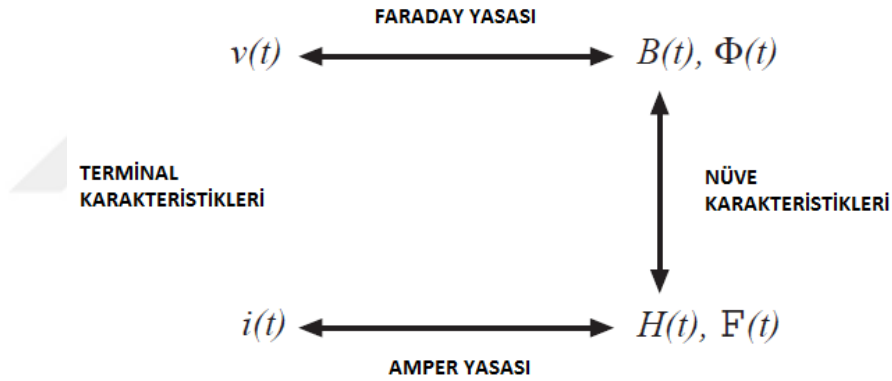
Şekil 2.12 De Dietrich çok bobinli endüksiyonlu ocak (a) iç görünüş (b) genel görünüş

Tencerenin birden fazla bobinden beslenebildiği çok bobinli uygulamalarda bobinlerin kaç adet inverter tarafından besleneceği, inverter sayısı ile bobin sayısı arasında nasıl bir ilişki olacağı, kullanılacak güç elektroniği devresi ve kontrol yöntemleri her çalışmada farklılık göstermektedir.

ENDÜKSİYON İLE ISITMADA KULLANILAN TEMEL KAVRAMLAR

3.1 Temel Manyetik Kavramlar

Endüksiyonla ısıtmada adından sıkça bahsedilen temel manyetik kavramların birbiriyle olan ilişkisi Şekil 3.1'deki çevrimle gösterilmektedir.

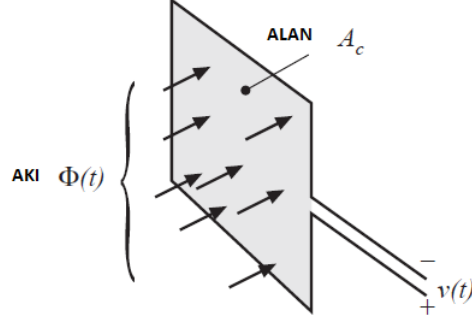


Şekil 3.1 Temel elektriksel ve manyetik kavramlar [10]

3.1.1 Faraday Yasası

1831 yılında Michael Faraday değişken manyetik alan içinde akım üretilebileceğini ve zamanla değişen manyetik alanın etkilediği devrede gerilim ve elektromotor kuvvet (emk) endükleyebileceğini keşfetmiştir [34]. Faraday Yasasına göre kapalı çevrim devrede akı değişimine bağlı olarak gerilim endüklenir ve bu gerilimin değeri akı değişimi ile orantılıdır [34], [10]. Şekil 3.2 gösterilen A_C kesit alanı, ϕ ilgili kesitten geçen toplam akı, B akı yoğunluğu ve V ise sargı uçlarında endüklenen gerilim olarak tanımlanmaktadır. Faraday yasası aşağıdaki denklem ile ifade edilir [10].

$$V(t) = A_c \frac{dB(t)}{dt} \quad (3.1)$$

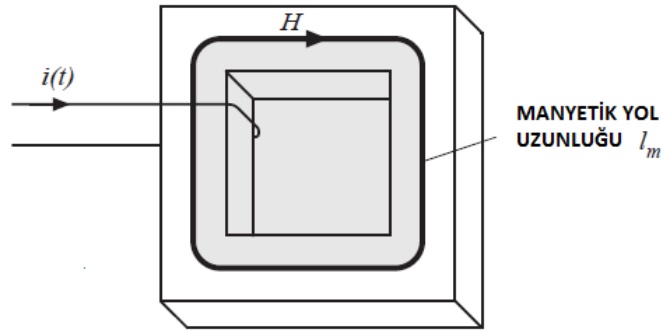


Şekil 3.2 Faraday Yasası [10]

3.1.2 Amper Yasası

Amper Yasasına göre (1826), akım taşıyan bir iletken bir manyetik alan şiddeti meydana getirir [10], [34]. Bu alan şiddeti H ile gösterilir. Şekil 3.3 incelendiğinde l_m manyetik yol uzunluğu, $i(t)$ iletken telden akım, H ise manyetik alan şiddetini göstermektedir. Kapalı bir yol etrafındaki net MMF $F(t)$, yolun içinden geçen toplam akıma eşittir.

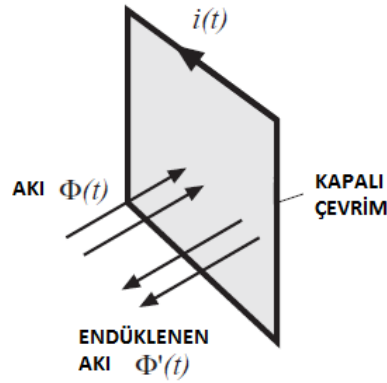
$$F(t) = H(t)l_m = n i(t) \quad (3.2)$$



Şekil 3.3 Amper Yasası [10]

3.1.3 Lenz Yasası

Şekil 3.4'te gösterildiği gibi değişken akı tarafından endüklenen gerilimin yönü, kendisini oluşturan akıyı azaltıcı yönde olacaktır. Bu durum Heinrich Lenz' in Lenz Yasası olarak ifade edilir [2], [34], [10].



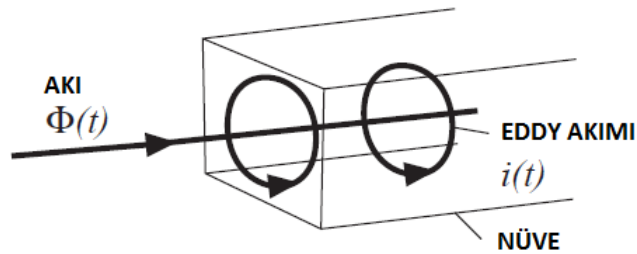
Şekil 3.4 Lenz Yasası [10]

Faraday ve Lenz Yasalarının birlikte kullanılmasıyla, transformatörler geliştirilmiştir. Bu çevrimin diğer bir çıktısı ise transformatörlerde kullanılan nüvelerde açığa çıkan ısı enerjisi olmaktadır [2]. Elektromanyetik endüksiyon sonucu ortaya çıkan kayıp ısı elektrikle ısıtma sistemlerinde verimli bir enerjiye dönüştürülebilir.

3.2 Endüksiyonla Isıtmada Kullanılan Temel Elektromanyetik Kavramlar

Endüksiyon bobinine alternatif gerilim uygulanması sonucu, bobin içinden alternatif akım akar. Alternatif bobin akımı, bobin etrafında zamanla değişen manyetik alan oluşturur. Bu manyetik alan, bobin çevresindeki iletken maddelerde girdap (Eddy) akımları oluşmasına neden olur.

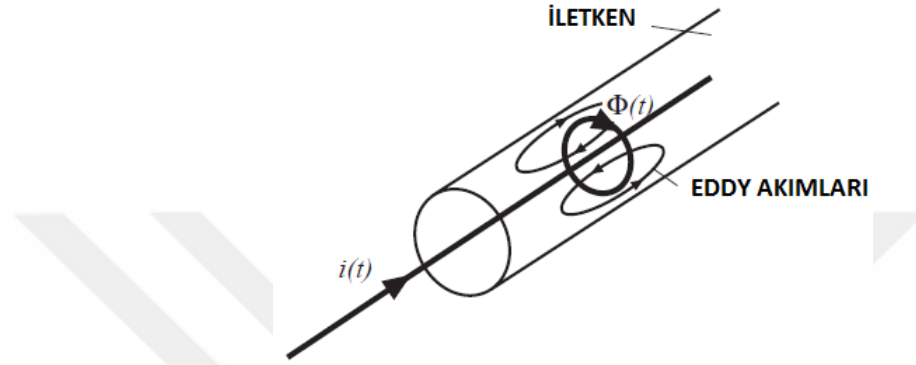
Zamanla değişen manyetik alan sonucu oluşan gerilim, iletken nüve üzerinde de girdap akımları oluşturur. Girdap akımları nüvenin ısınmasına ve toplam nüve kaybının artmasına neden olur [34]. Oluşan bu girdap akımları Joule etkisi nedeniyle ısı üretir [2]. Şekil 3.5'te akı değişimine bağlı olarak nüve üzerinde oluşan girdap akımlarını ve bu akımların yönü gösterilmektedir.



Şekil 3.5 Nüvede oluşan girdap akımları [10]

3.2.1 Deri Etkisi

Şekil 3.6'da gösterildiği gibi, alternatif akımın taşındığı iletken, nüve ve sargıların çevresinde kendi akımları nedeniyle manyetik alan oluşmakta, oluşan manyetik alan da iletken nüve ve sargılarda girdap akımları oluşmasına neden olmaktadır. Bu girdap akımları manyetik enerjiyi ısı enerjisine dönüştüren direnç kayıplarına neden olur. Deri etkisi girdap akımlarının sonucu olarak ortaya çıkmaktadır [34].



Şekil 3.6 İletkende oluşan girdap akımları [10]

Bir iletkenden alternatif akım geçirildiğinde akım yoğunluğu iletkenin yüzeyinde daha fazla olur. Akım yoğunluğu iletken yüzeyinden merkeze doğru gidildikçe azalır. Alternatif akımın sonucu oluşan bu durum, deri etkisi olarak bilinmektedir. Sonuç olarak, manyetik alan içinde kalan maddelerde de deri etkisi görülür [2].

3.2.2 Nüfuz Derinliği ve Elektriksel Özdirenç

Manyetik alan içinde kalan maddelerde, maddenin yüzeyi boyunca oluşan akım yoğunluğunun dağılımını etkileyen parametreler aşağıda verilmiştir.

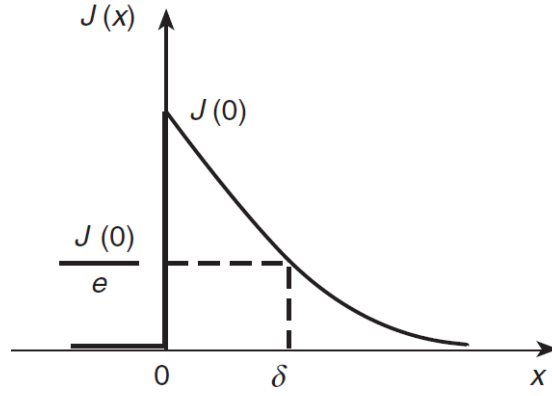
$J(x)$ Yüzeyden x kadar uzakta iken oluşan akım yoğunluğu (A/m^2),

x Madde yüzeyine olan uzaklık (m),

$J(0)$ Madde yüzeyindeki akım yoğunluğu (A/m^2),

δ Nüfuz derinliği (m)

$$J(x) = J(0) e^{-x/\delta} \quad (A/m^2) \quad (3.3)$$



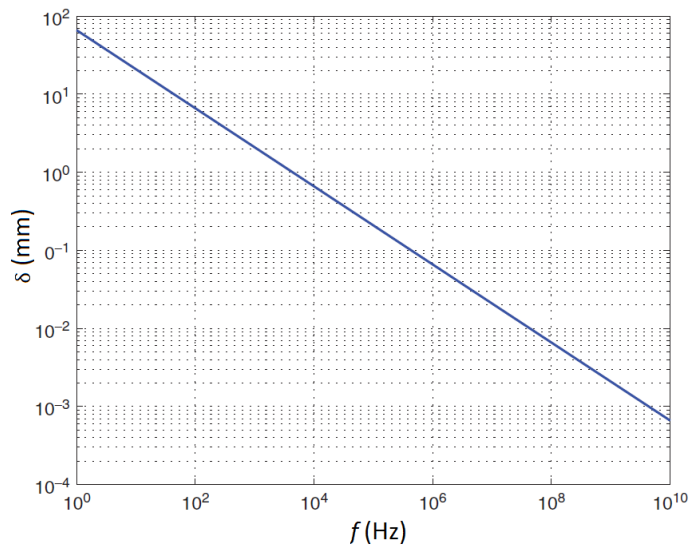
Şekil 3.7 Akım yoğunluğuna göre nüfuz derinliğinin değişimi [2], [34]

ρ metalin elektriksel özdirenci, μ_r bağıl manyetik geçirgenlik, μ_0 havanın manyetik geçirgenliği olarak tanımlanmaktadır. Manyetik geçirgenlik μ ve nüfuz derinliği δ aşağıdaki denklemler ile ifade edilmektedir [35].

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad (3.4)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi f}} \quad (3.5)$$

Nüfuz derinliği, elektriksel özdirencin kareköküyle doğru orantılı olarak değişirken, frekans ve bağıl manyetik geçirgenliğin kareköküyle ters orantılı olarak değişmektedir. Şekil 3.8’de bakır için frekansa bağlı nüfuz derinliği grafiği gösterilmektedir.



Şekil 3.8 Bakır için f frekansına göre nüfuz derinliğinin değişimi [34]

Çizelge 3.1'de tencere yapımında kullanılan bakır, alüminyum ve paslanmaz çelik gibi bazı metaller ile diğer malzemelerin oda sıcaklığındaki elektriksel özdirenç değerleri verilmiştir.

Çizelge 3.1 Temel maddelerin oda sıcaklığındaki elektriksel özdirençleri [2]

| Malzeme | Elektriksel Özdirenç ($\mu\Omega.m$) |
|------------------------|--|
| Gümüş | 0.015 |
| Bakır | 0.017 |
| Altın | 0.024 |
| Alüminyum | 0.027 |
| Tungsten | 0.054 |
| Çinko | 0.059 |
| Nikel | 0.068 |
| Kobalt | 0.09 |
| Hafif Karbon Çelik | 0.16 |
| Paslanmaz Çelik | 0.7 |
| Kurşun | 0.21 |
| Titanyum | 0.42 |
| Nikrom | 1 |
| Grafit | 14000 |
| Ahşap | $10^{14} - 10^{17}$ |
| Cam | $10^{16} - 10^{20}$ |
| Mika | $10^{17} - 10^{21}$ |
| Teflon | $>10^{19}$ |

3.2.3 Maddenin Yüzey Direnci

Manyetik alan içinde kalan maddenin yüzey direnci aşağıdaki formülle ifade edilir [35], [36].

$$R_s = \frac{\rho}{\delta} = \sqrt{f \mu \pi \rho} \quad (3.6)$$

Metalin yüzey direnci R_s , frekans ve elektriksel özdirençin kareköküyle doğru orantılıdır.

Oda sıcaklığında metal malzemelerin elektriksel özdirenç ρ ve manyetik geçirgenliği μ sabit olduğundan metalin yüzey direncini değiştirmek amacıyla f frekans değeri değiştirilir. Demir ve çelik benzeri malzemelerin 20kHz'lik çalışma frekansı için hesaplanmış yüzey direnci, alüminyum ve bakırla kıyaslandığında çok daha fazladır.

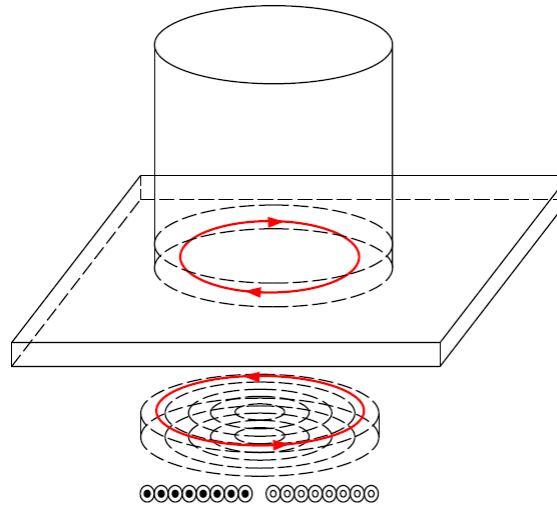
Alüminyum ve bakır benzeri manyetik olmayan tencerelerin ısıtılabilmesi amacıyla f frekansının artırılması gerekmektedir. Çizelge 3.2’de tencere yapımında sıklıkla kullanılan malzemelerin karakteristik değerleri verilmiştir.

Çizelge 3.2 Metal malzemelerin karakteristik değerleri [35]

| Metal Malzeme | Demir | 432 Çelik | Alüminyum | Bakır |
|---|----------------------|---------------------|-----------------------|-----------------------|
| Özdirenç (Ω m) | 9.8×10^{-8} | 60×10^{-8} | 2.8×10^{-8} | 1.7×10^{-8} |
| Bağıl Manyetik Geçirgenlik | 100 | 100 | 1 | 1 |
| Nüfuz Derinliği δ (mm) @20kHz | 0.11 | 0.28 | 0.6 | 0.46 |
| Yüzey Direnci R_s (Ω) @20kHz | 8.8×10^{-4} | 22×10^{-4} | 0.47×10^{-4} | 0.37×10^{-4} |

3.3 Endüksiyonlu Ocakta Isıtılacak Tencerenin Seçimi

Endüksiyonlu ocaklarda genellikle manyetik özellikli demir ya da paslanmaz çelik tencereler kullanılır. Demir ya da paslanmaz çelik gibi manyetik özelliği olan malzemeler manyetik alan içine yerleştirildiklerinde, ısıtılacak malzeme üzerinde girdap akımları oluşur ve malzeme direncinden dolayı malzeme ısınır [37], [33].

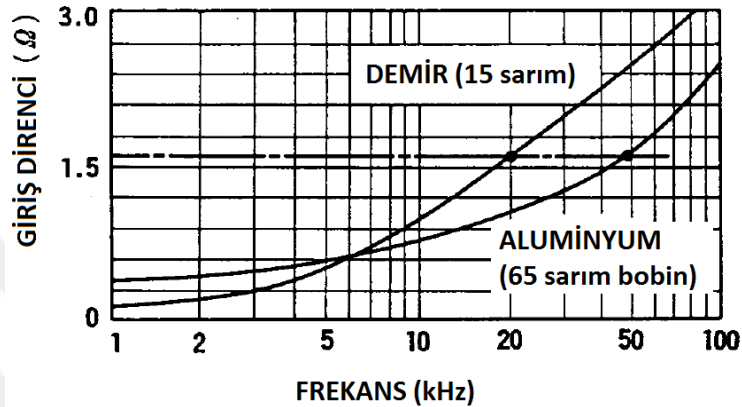


Şekil 3.9 Tencere tabanında oluşan girdap akımı ve bobinden geçen akım

Alüminyum ve bakır gibi manyetik olmayan ve düşük özdirence sahip tencereler ısıtılmazlar [35]. Tencere direnci ve dolayısıyla tencereye aktarılmak istenen güç frekans ve elektriksel özdirencin kareköküyle doğru orantılıdır. Demir ve çelik malzemenin 20

kHz frekansı için hesaplanmış yüzey direnci, alüminyum ve bakırla kıyaslandığında çok daha fazladır.

Bobin tasarımında değişiklik yapılarak ve gelişmiş kontrol teknikleri kullanılarak alüminyum ve bakır gibi manyetik olmayan tencerelerin de ısıtılması mümkündür. Şekil 3.10'da gösterildiği gibi manyetik olmayan tencerelerin ısıtılması istendiğinde tencerenin yüzey direncini artırmak için sarım sayısı veya frekans artırılmalıdır.



Şekil 3.10 Frekansa göre tencere eşdeğer direncinin değişimi [35]

Manyetik olmayan tencereleri ısıtabilmek amacıyla geliştirilen bobin, güç elektroniği devresi ve kontrol yöntemleri standart tasarımlara göre daha karmaşık ve maliyetlidir. Bu nedenle birçok tasarımcı ve üretici firma yalnızca manyetik özellikli tencereleri ısıtan tasarımlar geliştirmektedir.

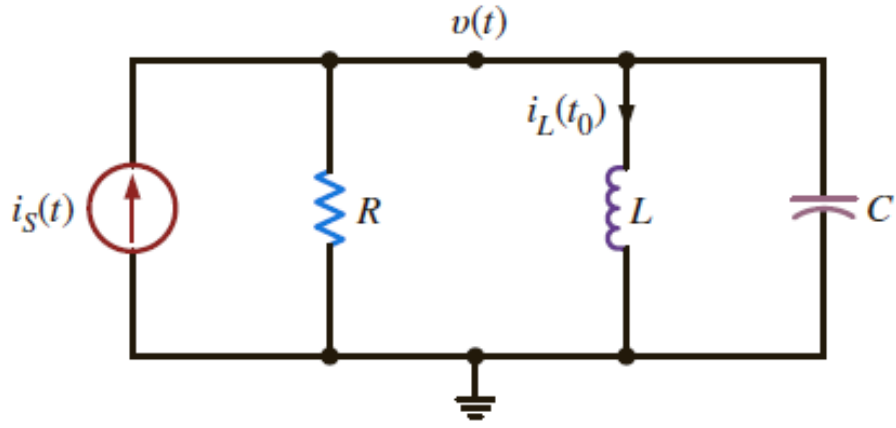
Endüksiyon ile ısıtma işlemine başlamadan önce ısıtılmak istenen tencerenin manyetik olup olmadığı ayrıca tencere boyutunun ilgili ocakta ısıtmaya uygunluğu kontrol edilir. Bununla birlikte tencere ısıtmaya başladıktan sonra da güç kontrol algoritmasına ek olarak tencere algılama algoritması çalıştırılmalıdır. Tencerenin kaldırıldığı ya da yerinden kaydığı durumlar gözlenerek devre yarı iletkenlerinin aşırı akım ve gerilimlere maruz kalmasının önüne geçilmelidir.

TEMEL REZONANS DEVRELERİ

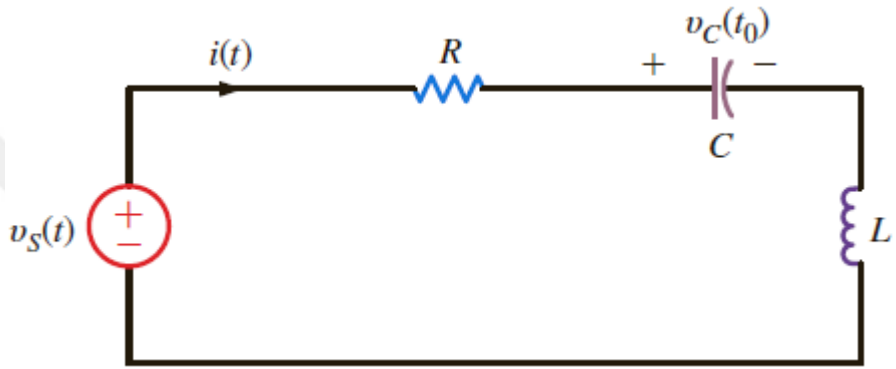
4.1 Giriş

Endüksiyonla ısıtmanın gerçekleştirilmesi için endüksiyon bobininin yüksek frekanslı ve sinüs biçimli akımlar ile uyarılması gerekir. Bölüm 3'te, 'Endüksiyonla Isıtmada Kullanılan Temel Elektromanyetik Kavramlar' kısmında bahsedildiği gibi; frekans, nüfuz derinliğine etkisi nedeniyle endüksiyonla ısıtmada güç kontrolü için önemli bir parametredir [2]. Ev uygulamalarında ısının tencere yüzeyinde oluşması için çalışma frekansının 20kHz-100kHz aralığında olması gerekir. Bu frekans aralığında enerji aktarımında maksimum verimin elde edilebilmesi için "Yumuşak Anahtarlama" teknikleri kullanılır. Yumuşak anahtarlama teknikleri, genel olarak Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS) ve Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS) olarak ikiye ayrılır. ZVS'de iletme girmeden önce yarı iletken uçlarındaki gerilim sıfıra düşürülerek iletme girme enerji kaybı düşürülür. ZCS'de ise yarı iletken kesime girmeden önce yarı iletken içinden geçen akımın sıfır olması sağlanarak yarı iletkenin kesime girme enerji kaybı düşürülür. Yarı iletkenin gerilim veya akımını sıfıra indirebilmek için akım ve gerilimin dalga şeklinin sinüs biçiminde olması istenir. Sinüzoidal akım ve gerilim üretmek amacıyla kullanılan ve rezonans devresi içeren dönüştürücüler rezonanslı dönüştürücüler olarak adlandırılır [34]. Rezonanslı dönüştürücüler, her anahtarlama periyodunda akım ve gerilimi sinüzoidal olarak değişen endüktans ve kondansatör elemanlarını içermektedir [10], [39].

Rezonanslı dönüştürücüleri analiz edebilmek amacıyla, RLC devrelerinin temel devre denklemlerinin analizi üzerinde durulmalıdır. Rezonanslı dönüştürücüler Şekil 4.1'de gösterildiği gibi seri ve paralel olmak üzere ikiye ayrılır.



(a)



(b)

Şekil 4.1 (a) Paralel rezonanslı devre şeması (b) Seri rezonanslı devre şeması [40]

Literatürde endüksiyonlu ocaklar için seri RLC devreleri kullanıldığından dolayı bu bölümde seri rezonans devreleri ayrıntılı olarak incelenecektir.

4.1.1 Seri RLC Devreleri İçin DC Analiz

Seri RLC devre analizi sonucunda elde edilecek denklemler aynı zamanda tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücülerin analizinde kullanılacaktır. Seri RLC devresi için çevre denklemi aşağıda verilmektedir [40].

$$v_s(t) = L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i(x) dx + v_c(t_0) \quad (4.1)$$

İlgili çevre denkleminin zamana göre türevi alındığında aşağıdaki denklem elde edilmektedir.

$$\frac{dv_s}{dt} = L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} \quad (4.2)$$

Kaynak geriliminin sabit olduğu durumda temel matematiksel varsayımlar ile devre denklemini çözdüğümüzde aşağıdaki karakteristik denkleme ulaşılır.

$$0 = s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} \quad (4.3)$$

Karakteristik denklemin köklerini çözdüğümüzde aşağıdaki denklemler elde edilecektir.

$$s = \frac{-R \pm \sqrt{R^2 - 4L/C}}{2L} \quad (4.4)$$

$$s_1 = -\alpha + j\omega_d \quad (4.5)$$

$$s_2 = -\alpha - j\omega_d \quad (4.6)$$

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad (4.7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.8)$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (4.9)$$

α sönümlenme katsayısı, ω_0 sönümsüz doğal frekans ve ω_d sönümlü doğal frekanstır.

Devre denkleminin çözülmesi sonucu $\alpha < \omega_0$ durumu için (sönümlü sinüs) seri RLC devresinin zamana bağlı denklemini aşağıdaki şekilde bulunur.

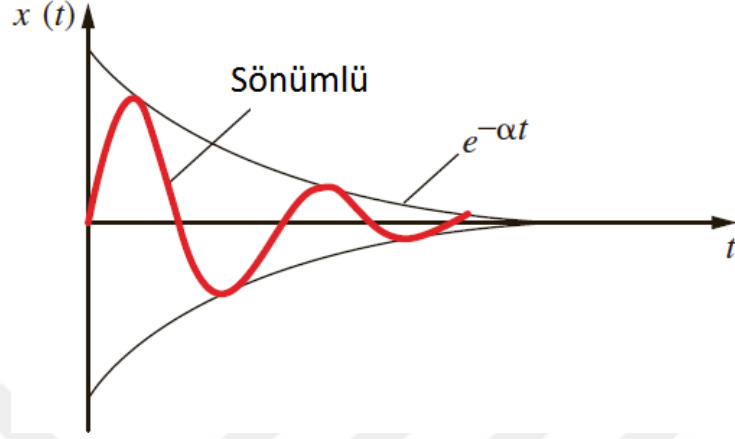
$$x(t) = e^{-\alpha t} (A_1 \cos(\omega_d t) + A_2 \sin(\omega_d t)) \quad (4.10)$$

$x(t) = i(t)$ durumunda A_1 ve A_2 sabitlerini bulmak için (3.10) eşitliği, (3.2) eşitliği ile birlikte çözülür.

$$A_1 = I_0 \quad (4.11)$$

$$A_2 = \frac{(V - RI_0)}{L\omega_d} + \frac{\alpha I_0}{\omega_d} \quad (4.12)$$

Sönümlü durum için elde edilen grafik Şekil 4.2’de gösterilmektedir.



Şekil 4.2 Sönümlü durum grafiği [40]

4.1.2 Seri RLC Devreleri İçin AC Kararlı Hal Analizi

Bu bölümde seri RLC devresinin AC kararlı hal analizi yapılacaktır. Bu analizin sonucunda elde edilecek denklemler yarım köprülü seri rezonanslı devrenin kararlı hal analizi için önemlidir. Zamanla sinüzoidal olarak değişen bir işaret aşağıdaki denklem ile tanımlanmaktadır.

$$x(t) = X_M \sin(\omega t) \quad (4.13)$$

Bu denklemde $x(t)$ ile belirtilen değişken, $v(t)$ ya da $i(t)$ olabilir. X_M değişkeni, x değişkeninin maksimum değeri ve ω açısal frekanstır [40].

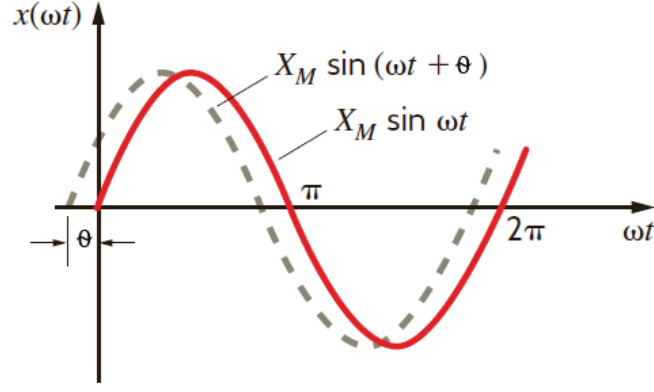
T periyod, f frekans, 2π fonksiyonun tekrar periyodu ve ω açısal hız olarak tanımlandığında devre analizinde kullanılacak temel denklemler aşağıda verilmektedir.

$$f = 1/T \quad (4.14)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (4.15)$$

$$x(t) = X_M \sin(\omega t + \theta) \quad (4.16)$$

$X_M \sin(\omega t)$ ve θ faz açısı kadar ilerdeki $X_M \sin(\omega t + \theta)$ fonksiyonları Şekil 4.3’te gösterilmektedir.



Şekil 4.3 $X_M \sin(\omega t)$ ve $X_M \sin(\omega t + \theta)$ fonksiyonlarının grafiği [40]

X_L endüktif reaktans, X_C kapasitif reaktans, Z eşdeğer devre empedansı, θ faz açısı ve f_0 rezonans frekansı olarak tanımlanmaktadır. Sinüzoidal kalıcı durumdaki devrelerde R, L ve C pasif elemanlarının akım ve gerilimleri arasındaki fazör bağıntılar incelendiğinde aşağıdaki denklemlere ulaşılır [40].

$$X_L = j2\pi fL \quad (4.17)$$

$$X_C = 1/j2\pi fC \quad (4.18)$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (4.19)$$

$$\theta = \arccos(R/Z) \quad (4.20)$$

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (4.21)$$

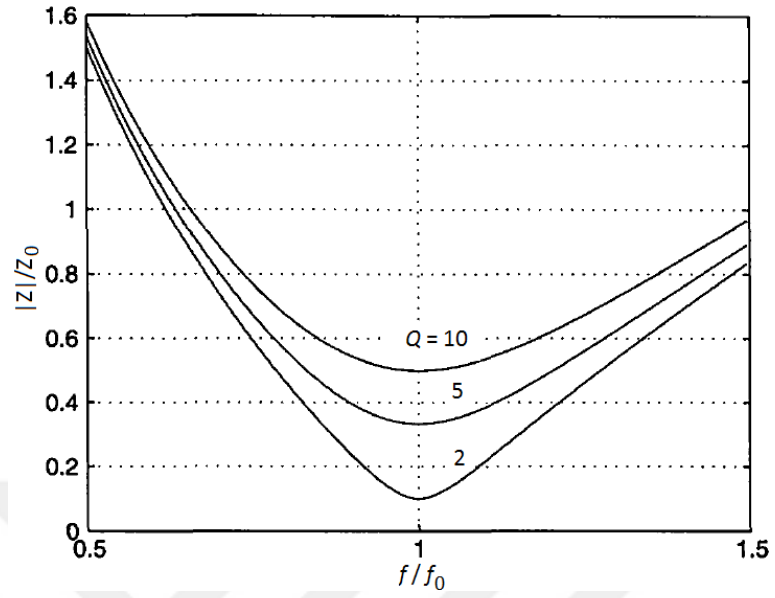
W_L L endüktansında depolanan enerji ve W_C C kapasitesinde depolanan enerji olarak kabul edildiğinde L ve C devre elemanlarında depolanan enerjiler aşağıdaki denklemler ile belirtilmektedir.

$$W_L = 1/2 LI_L^2 \quad (4.22)$$

$$W_C = 1/2 CV_C^2 \quad (4.23)$$

L ve C'de depolanan enerjinin karşılıklı olarak transfer edilmesi sonucu rezonans oluşur. f_0 , RLC devresinin empedansının minimum, çıkış akımının maksimum olduğu frekanstır. Devre empedansının minimum olduğu $X_L = X_C$ durumunda çıkışa maksimum güç aktarılmaktadır. Şekil 4.4'te görüldüğü gibi, rezonans frekansının üzerinde ya da altında bir frekans değerinde çalışma durumunda empedans değeri yükselir, çıkış akımı düşer.

Rezonans devrelerinde maksimum güç aktarımı yapmak için rezonans frekansında çalışmaya dikkat edilmesi gerekir.



Şekil 4.4 Q parametre olmak üzere normalize edilmiş frekansa göre empedansın değişimi

EV TÜRÜ ENDÜKSİYONLU OCAKLARDA KULLANILAN DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Ev türü endüksiyonlu ocaklar için ısıtılması amaçlanan yük tenceredir. Tencerede ısı oluşturabilmek amacıyla yüksek frekanslı (20kHz-100kHz) yönü ve şiddeti değişen akımlara ihtiyaç vardır. Bu akımlar güç elektroniği devreleri kullanılarak elde edilir. Bu amaçla kullanılan güç elektroniği devre topolojileri yarım köprülü seri rezonanslı inverter ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterdir.

5.1 Yarım Köprülü Seri Rezonanslı Inverter

1959 yılında Baxandall tarafından geliştirilen yarım köprülü seri rezonanslı inverter, DC enerjiyi AC enerjiye çevirmek amacıyla çok çeşitli uygulamalarda kullanılmaktadır [1], [11]. Yarım köprülü seri rezonanslı inverterde rezonans devresinden geçen akım sinüzoidal, yarı iletkenlerden geçen akım ise yarım dalga sinüstür. Yarı iletkenlerin gerilimi ise kare dalgadır [1].

Şekil 1.3'te görülen yarım köprülü seri rezonanslı inverter seri bir RLC devresidir. Bu nedenle seri RLC devresi için elde edilen AC kararlı hal denklemleri yarım köprülü rezonanslı devre için de aynen geçerlidir. Şekil 1.3 (a)'da L_{EQ} eşdeğer endüktans, R_{EQ} eşdeğer direnç, C_{RES1} ve C_{RES2} ise rezonans devresi kondansatörüdür. T_1 ve T_2 yarı iletkenleri, V_{DC} ise DC giriş gerilimidir. Yarım köprülü seri rezonanslı devrenin analiz edilmesi amacıyla kalite faktörü Q yeterince büyük seçilerek rezonans devresinden akan akımın sinüzoidal olması sağlanmıştır. Bu durum seri RLC devresi denklemlerinin doğal sonucudur [41].

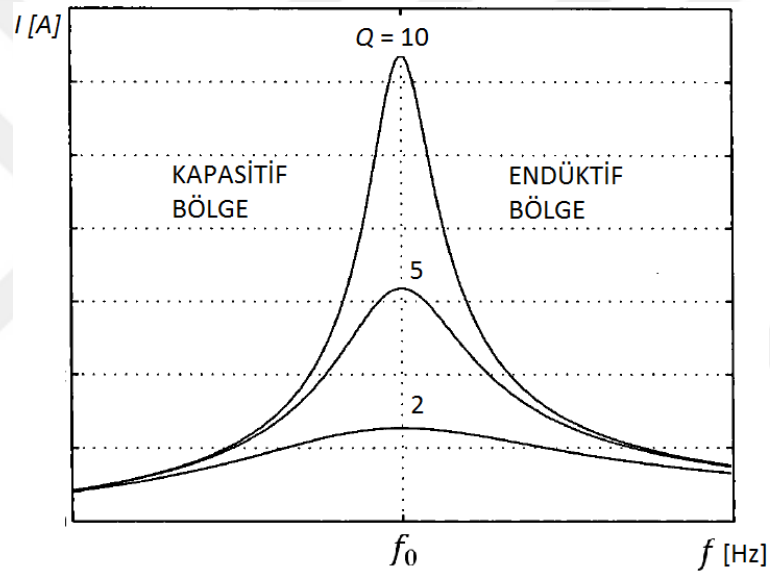
ω_0 rezonans frekansı, Z_0 karakteristik empedans ve Q kalite faktörü olmak üzere yarım köprülü seri rezonanslı devreyi analiz ederken kullanacağımız temel denklemler aşağıda verilmektedir.

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_{EQ}C_{RES}} \quad (5.1)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{EQ}}{C_{RES}}} = \omega_0 L_{EQ} = 1/(\omega_0 C_{RES}) \quad (5.2)$$

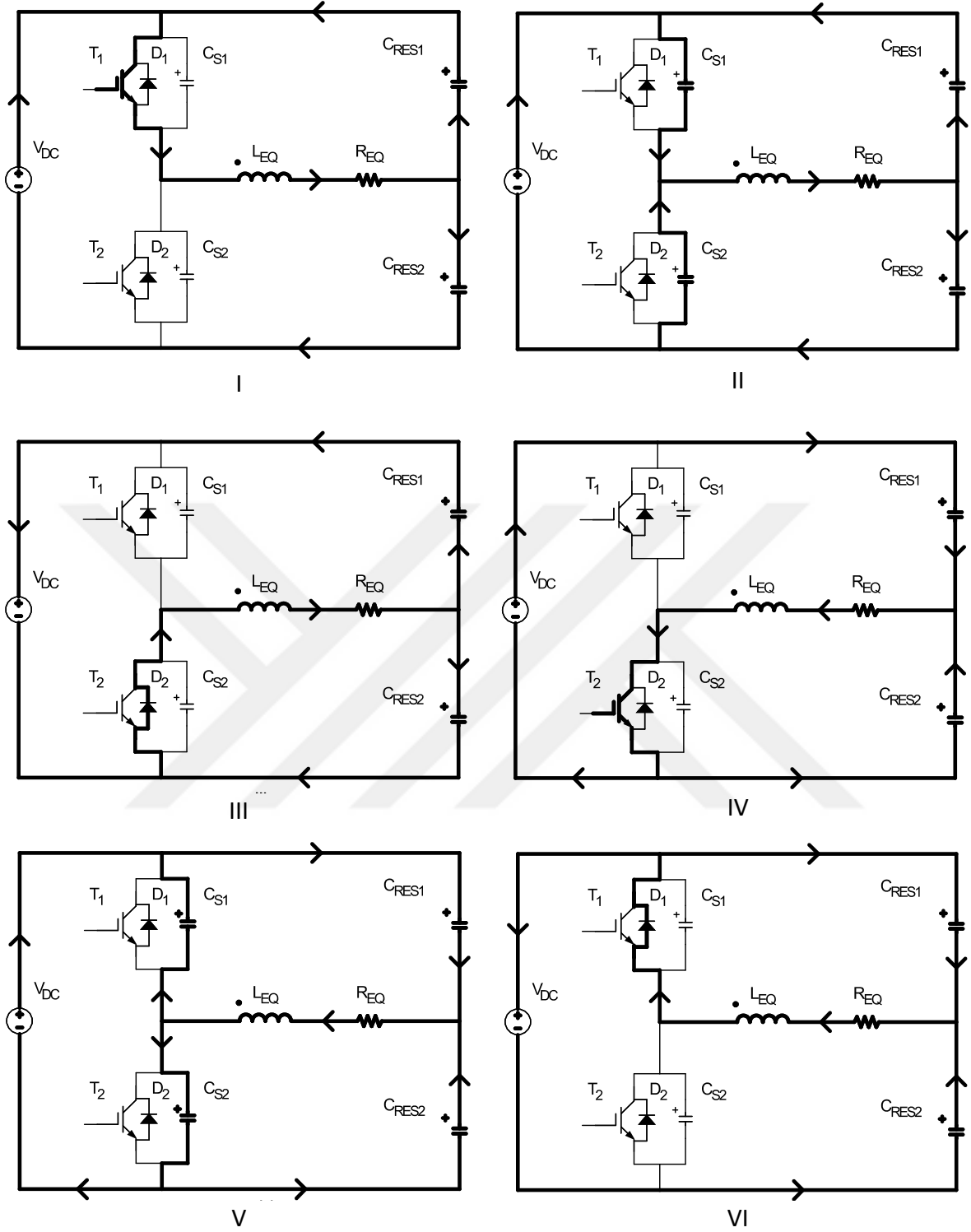
$$Q = \omega_0 L_{EQ}/R_{EQ} = 1/(\omega_0 C_{RES}R_{EQ}) = \frac{Z_0}{R} \quad (5.3)$$

Frekans ve akıma bağlı Q grafiği Şekil 5.1'deki gibi gösterilebilir. Bu durum seri rezonans devre denklemlerinin sonucudur.

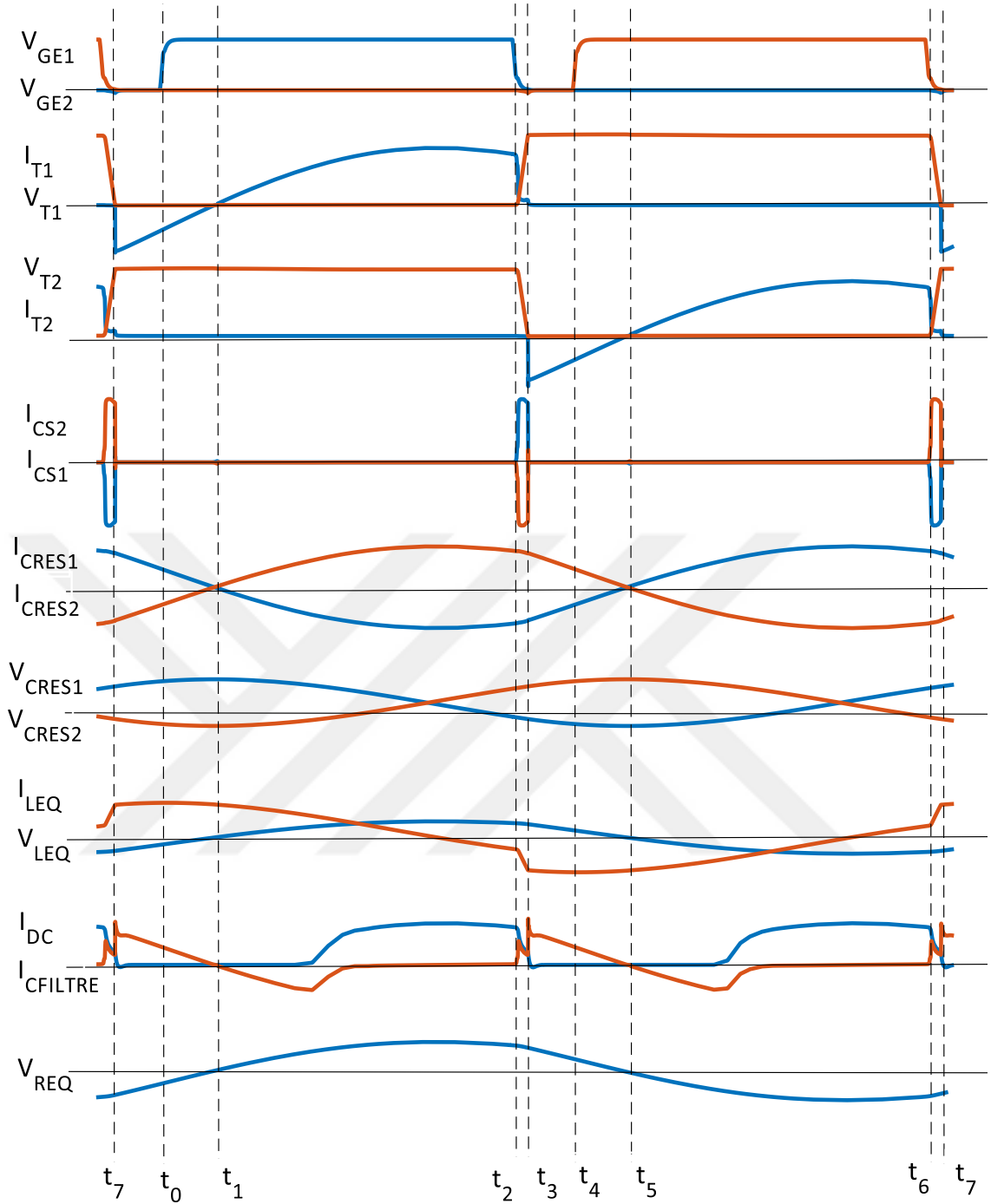


Şekil 5.1 Q parametresi olmak üzere frekansa göre akımın değişimi [41]

Genelde endüksiyonlu ocak uygulamalarında çalışma frekansı f , f_0 rezonans frekansının üstünde çalıştırılarak çıkış gücü kontrol edilir [1]. Kapasitif bölge yerine endüktif bölgede çalışılmasının nedeni anahtarlama ve iletim kayıplarının birbirleriyle ters orantılı değişiyor olmasıdır. Yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücü için çalışma aralıkları Şekil 5.2'de gösterilmektedir. Altı aralıkta incelenen yarım köprülü seri rezonanslı devrenin simülasyon çalışmalarıyla elde edilen akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 5.3'te ayrıntılı olarak gösterilmektedir.



Şekil 5.2 Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin çalışma aralıkları

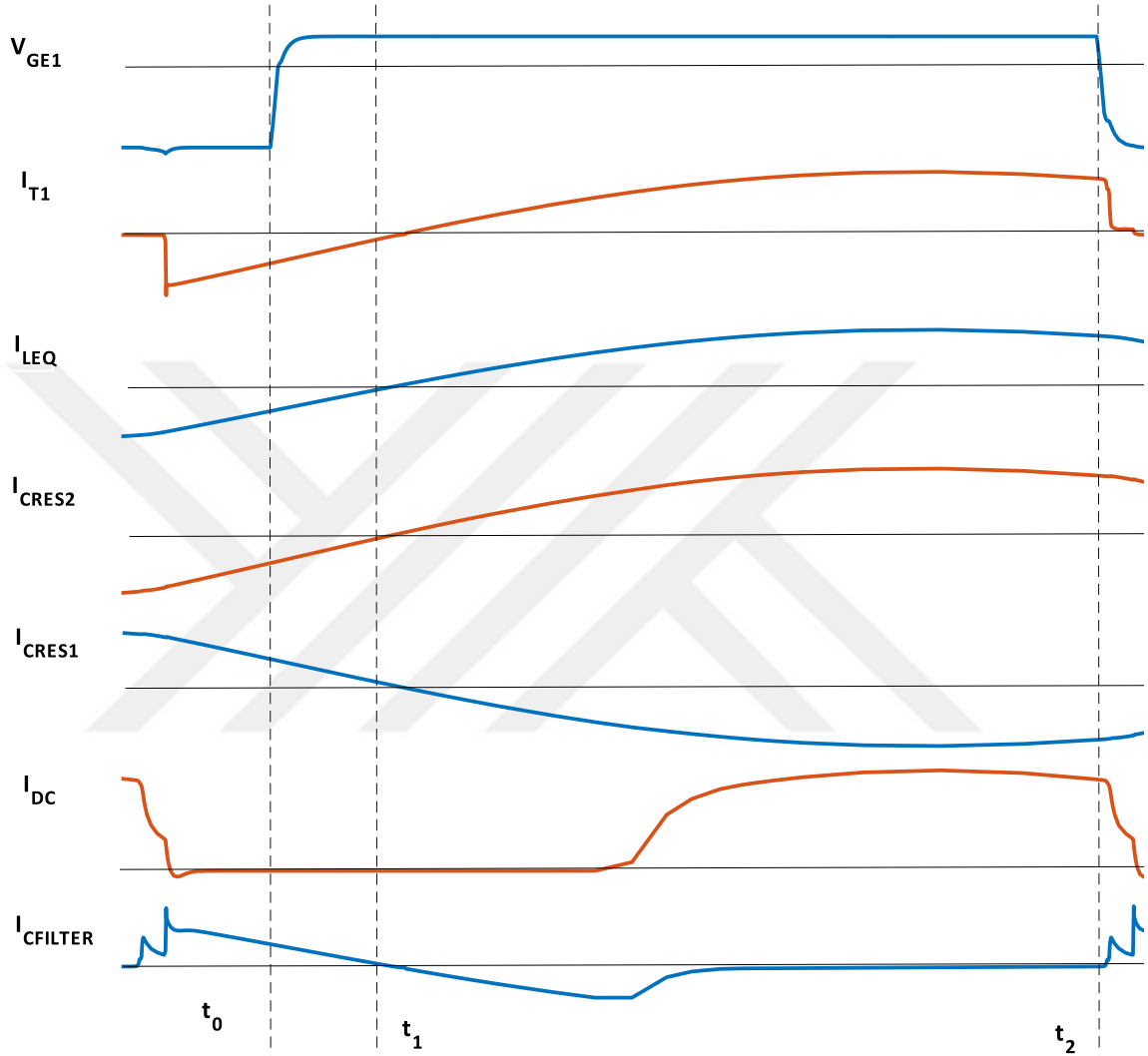


Şekil 5.3 Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri

Başlangıç anında; T_1 ve T_2 yarı iletkenleri kesimdedir. V_{DC} giriş kaynağının gerilim değeri V kabul edilirse C_{RES1} ve C_{RES2} kondansatörleri $\frac{V}{2}$ gerilim değerindedir ve L_{EQ} endüktansından akım akmamaktadır.

Aralık I ($t_1 < t < t_2$); D_1 diyotunun kesime ve T_1 yarı iletkeninin ilettime girmesiyle başlar. Şekil 5.4'teki dalga şekillerinde gösterildiği gibi kaynak akımı I_{DC} , T_1 - L_{EQ} - R_{EQ} - C_{RES2}

üzerinden çevrimini tamamlar. Benzer bir şekilde C_{RES1} akımı I_{CRES1} , $T_1 - L_{EQ} - R_{EQ}$ üzerinden çevrimini tamamlar. Bu aralık boyunca C_{RES1} kondansatörü deşarj olurken C_{RES2} kondansatörü şarj olur. L_{EQ} endüktansından geçen akımın yarısı deşarj olan C_{RES1} kapasitesinden (I_{CRES1}), diğeri yarısı şebekeden (I_{DC}) sağlanır.

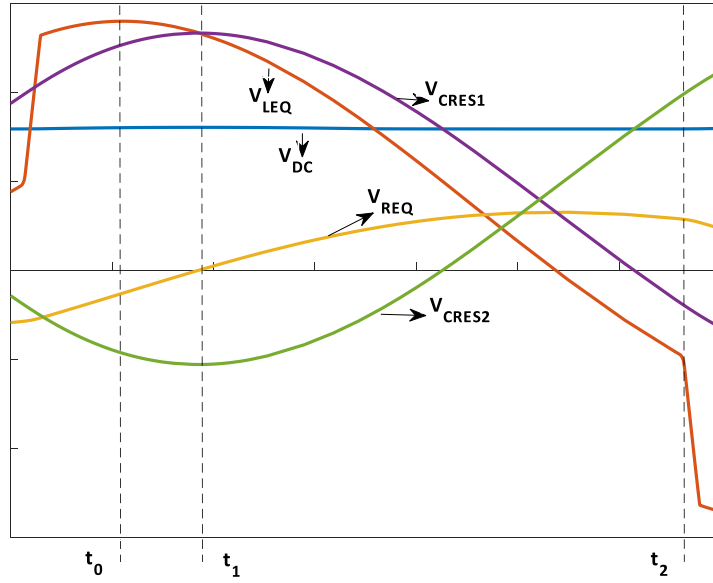


Şekil 5.4 $t_0 < t < t_2$ aralığı için akım ve gerilim dalga şekilleri

Bu aralık için DC kaynağa T_1 yarı iletkeni yardımıyla bağlı bulunan devrenin devre denklemi seri RLC devresi ile aynı olacaktır. Şekil 5.5'te birinci çalışma aralığı için detaylı gerilim grafikleri görülmektedir.

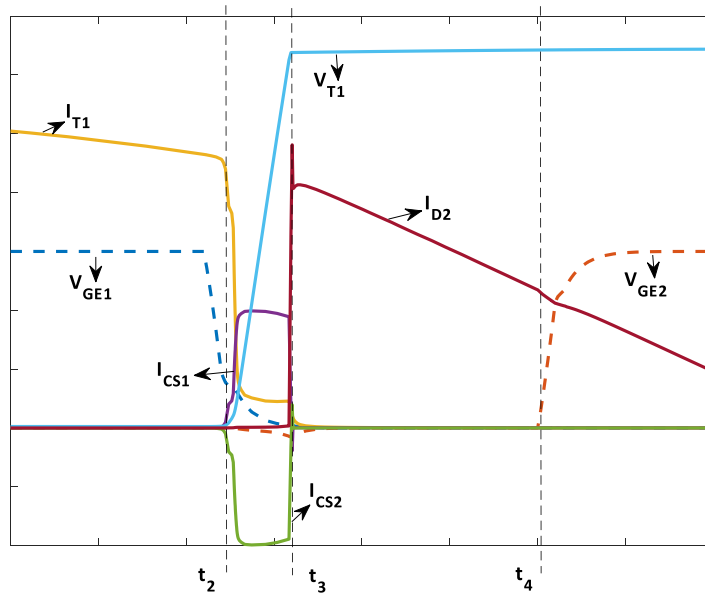
$$V_{DC} = v_{LEQ}(t) + v_{REQ}(t) + v_{CRES2}(t) \quad (5.4)$$

$$v_{LEQ}(t) + v_{REQ}(t) - v_{CRES1}(t) = 0 \quad (5.5)$$



Şekil 5.5 $t_0 < t < t_2$ aralığı için gerilim dalga şekilleri

Aralık II ($t_2 < t < t_3$); T_1 yarı iletkeninin kesime girmesiyle başlar. Şekil 5.6'da gösterilen dalga şekilleri incelendiğinde, T_1 yarı iletkeni kesime girer girmez T_1 yarı iletkenine paralel bağlı C_{S1} bastırma kondansatörü DC giriş gerilimi ile şarj olurken (I_{CS1}), C_{S2} bastırma kondansatörü deşarj olur (I_{CS2}). Bu çalışma aralığının sonuna kadar girişten I_{DC} akımı çekilmeye devam eder. C_{S1} bastırma kondansatörü T_1 yarı iletkeni kesime girdiğinde şarj olarak T_1 uçlarındaki gerilimin bir anda yükselmesine izin vermez. Bu durum T_1 yarı iletkeninin yumuşak anahtarlama ile (ZVS) kesime girmesini sağlar.



Şekil 5.6 $t_2 < t < t_4$ aralığı için akım ve gerilim dalga şekilleri

Aralık III ($t_3 < t < t_5$); C_{S1} bastırma kondansatörünün tamamen şarj olması, C_{S2} bastırma kondansatörünün tamamen deşarj olması (I_{CS2}) ve D_2 diyotundan akım akmaya başlamasıyla (I_{D2}) başlar. Diyottan akım akmasıyla birlikte kaynak akımının yönü değişir. L_{EQ} endüktansı bu aralıkta kaynak gibi davranır ve devreden akan akımın hemen sifira inmesine izin vermez. Rezonans devresinden akan akım D_2 diyotu üzerinden akmaya başlar ($I_{LEQ} = I_{D2}$). Birinci ve ikinci aralıkta olduğu gibi bu aralıkta da C_{RES1} kondansatörü deşarj olurken C_{RES2} kondansatörü şarj olmaya devam eder.

Aralık IV ($t_5 < t < t_6$); D_2 diyotunun kesime ve T_2 yarı iletkeninin ilettime girmesiyle başlar. D_2 diyotu iletimde iken T_2 yarı iletkenine sürme sinyali uygulanır. Rezonans akımının yön değiştirmesi ile birlikte T_2 yarı iletkeni sıfır gerilimde ilettime girer (ZVT). Kaynak akımı I_{DC} , $C_{RES1} - R_{EQ} - L_{EQ} - T_2$ üzerinden çevrimini tamamlar. Benzer bir şekilde C_{RES2} akımı I_{CRES2} , $R_{EQ} - L_{EQ} - T_2$ üzerinden çevrimini tamamlar. Bu aralık boyunca C_{RES1} kondansatörü şarj olurken C_{RES2} kondansatörü deşarj olur. L_{EQ} endüktansından geçen akımın yarısı deşarj olan C_{RES2} kondansatörü (I_{CRES2}), diğer yarısı DC giriş kaynağından (I_{DC}) sağlanır. Bu aralık için devre denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$V_{DC} = v_{CRES1}(t) - v_{REQ}(t) - v_{LEQ}(t) \quad (5.6)$$

$$v_{CRES2}(t) + v_{LEQ}(t) + v_{REQ}(t) = 0 \quad (5.7)$$

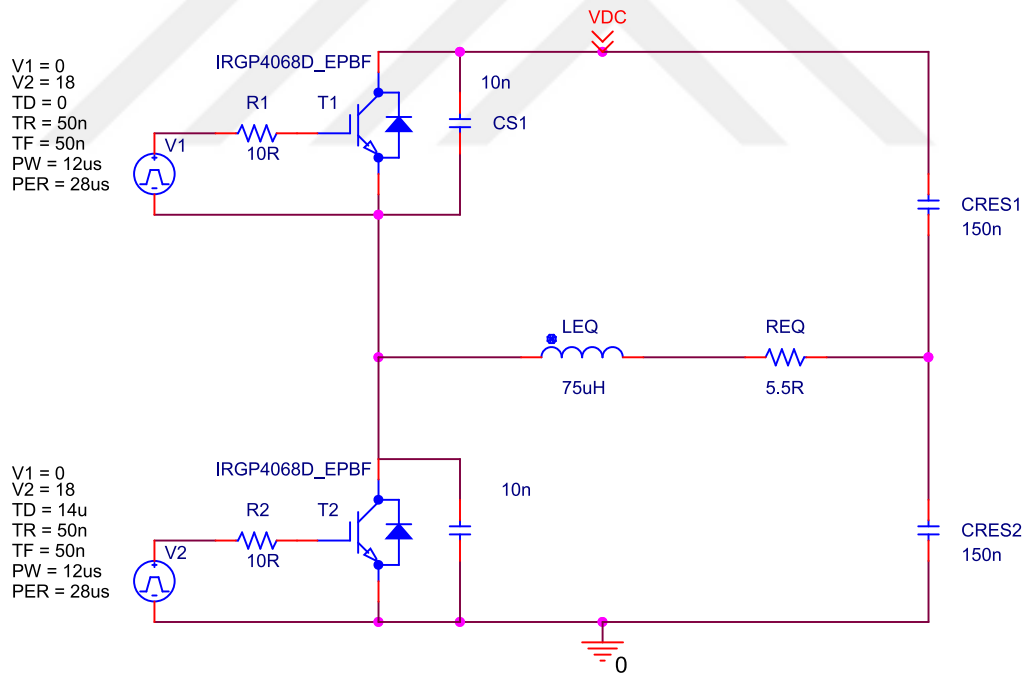
Aralık V ($t_6 < t < t_7$); T_2 yarı iletkeninin kesime girmesiyle başlar. T_2 yarı iletkeni kesime girer girmez paralel bağlı C_{S2} bastırma kondansatörü DC giriş gerilimi ile şarj olurken (I_{CS2}), C_{S1} bastırma kondansatörü deşarj olur (I_{CS1}). T_2 yarı iletkenine paralel bağlı C_{S2} bastırma kondansatörü T_2 kesime girdiğinde şarj olarak T_2 uçlarındaki gerilimin bir anda yükselmesine izin vermez. Bu durum T_2 yarı iletkeninin yumuşak anahtarlama ile (ZVS) kesime girmesini sağlar.

Aralık VI ($t_7 < t < t_1$); C_{S1} bastırma kondansatörünün tamamen deşarj olması (I_{CS1}) ve D_1 diyotundan akım akmaya başlamasıyla (I_{D1}) başlar. L_{EQ} endüktansı bu aralıkta kaynak gibi davranır ve devreden akan akımın hemen sifira inmesine izin vermez. Rezonans devresinden akan akım D_1 diyotu üzerinden akmaya başlar ($I_{LEQ} = I_{D1}$). Dördüncü ve beşinci aralıkta olduğu gibi bu aralıkta da C_{RES2} kondansatörü deşarj olurken C_{RES1} kondansatörü şarj olmaya devam eder.

Yarım köprülü seri rezonanslı inverter devresinin analizi amacıyla V_{DC} giriş gerilimi 320 V, f inverter çalışma frekansı 35kHz, C_{FILTRE} kondansatörü $5\mu F$, L_{FILTRE} endüktansı $100\mu H$ seçilerek simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Simülasyon çalışmalarında kullanılan bileşenler ve bu bileşenlerin değerleri Çizelge 5.1’de, simülasyon çalışmaları amacıyla kullanılan devre ise Şekil 5.7’de gösterilmektedir.

Çizelge 5.1 Simülasyonda kullanılan devre elemanları

| | | |
|----------------------|---|----------------|
| T_1, T_2 | IGBT Yarı iletkeni (IRGP4068DPBF) | 48A / 600 V |
| D_1, D_2 | Serbest geçiş diyotları (IRGP4068DPBF) | 8A Diyot Akımı |
| C_{S1}, C_{S2} | T_1 ve T_2 bastırma kondansatörleri | 10nF |
| L_{EQ} | Eşdeğer devre endüktansı | $75\mu H$ |
| R_{EQ} | Eşdeğer devre direnci | 5.5Ω |
| C_{RES1}, C_{RES2} | Rezonans kondansatörleri | 150nF |



Şekil 5.7 Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma simülasyon devresi

Simülasyon çalışmalarında kullanılan akım ve gerilim sembolleri Çizelge 5.2’de gösterilmektedir.

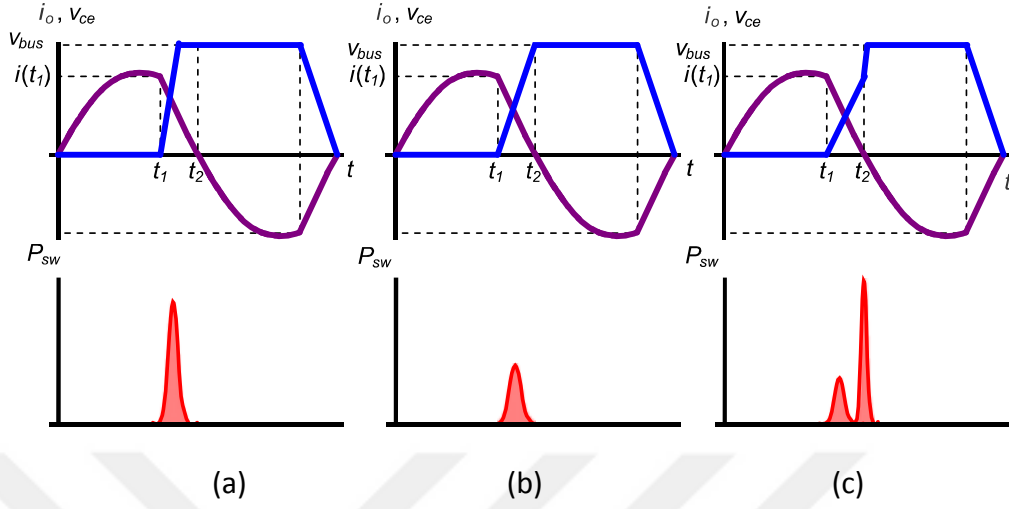
Çizelge 5.2 Simülasyonda kullanılan akım ve gerilim sembolleri

| | |
|-------------------------|--|
| $V_{GE1} - V_{GE2}$ | T_1 ve T_2 yarı iletken sürme gerilimleri |
| $I_{T1} - I_{T2}$ | T_1 ve T_2 yarı iletken akımları |
| $V_{T1} - V_{T2}$ | T_1 ve T_2 yarı iletken uç gerilimleri |
| $I_{CS1} - I_{CS2}$ | C_{S1} ve C_{S2} bastırma kondansatör akımları |
| $I_{CRES1} - I_{CRES2}$ | C_{RES1} ve C_{RES2} kondansatör akımları |
| $V_{CRES1} - V_{CRES2}$ | C_{RES1} ve C_{RES2} kondansatör gerilimleri |
| V_{LEQ} | L_{EQ} eşdeğer endüktans gerilimi |
| I_{LEQ} | L_{EQ} eşdeğer endüktans akımı |
| I_{DC} | DC kaynak akımı |
| $I_{CFILTRE}$ | C_{FILTRE} giriş filtre kondansatör akımı |
| V_{REQ} | R_{EQ} eşdeğer direnç gerilimi |

5.1.1 Endüktif Bölgede Çalışma için Bastırma Kondansatörü Seçimi

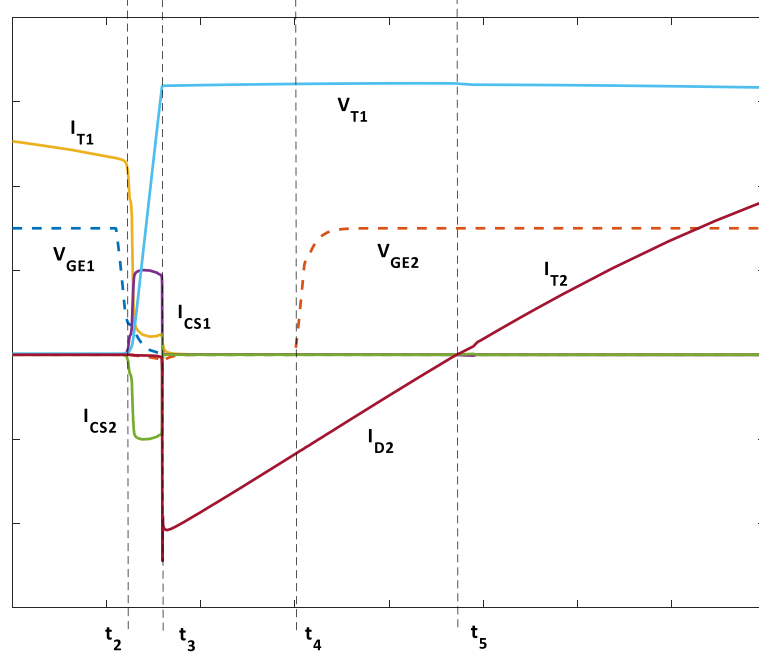
C_{S1} ve C_{S2} bastırma kondansatörleri, anahtarlama kayıplarının azaltılarak inverter veriminin artırılması ve elektromanyetik uyumluluk açısından kritik öneme sahiptir. Bu nedenle bastırma kondansatörlerinin seçimi devre tasarımına ve çalışma frekansına uygun yapılmalıdır [42]. Şekil 5.8’de seçilen C_S bastırma kondansatörünün değerine bağlı olarak oluşan üç anahtarlama durumu özetlenmektedir. Gereğinden küçük seçilen bastırma kondansatörü yarı iletken uçlarındaki gerilimin yükselme hızının artmasına ve kesime girme kayıplarının artmasına neden olur. Benzer şekilde gereğinden büyük seçilen bastırma kondansatörü alt ve üst yarı iletkenler arasındaki ölü zamanda şarj/deşarj olamaz. Bunun sonucu olarak da IGBT’ye sürme sinyali uyguladığımızda paralel bastırma kondansatörü IGBT üzerindendeşarj olurken diğer bastırma kondansatörü aynı IGBT üzerinden şarj olur, sıfır gerilimde iletme girme (ZVT) sağlanamaz. Bastırma kondansatörleri devre tasarımına uygun değerde seçilerek hem iletme hem de kesime girme esnasında yumuşak anahtarlama sağlanmalıdır. Aşağıda verilen denklem kullanılarak ideal bastırma kondansatörü seçimi yapılır [42].

$$C_S = \frac{\int_{t_1}^{t_2} i_0 dt}{2V_{DC}} \quad (5.8)$$



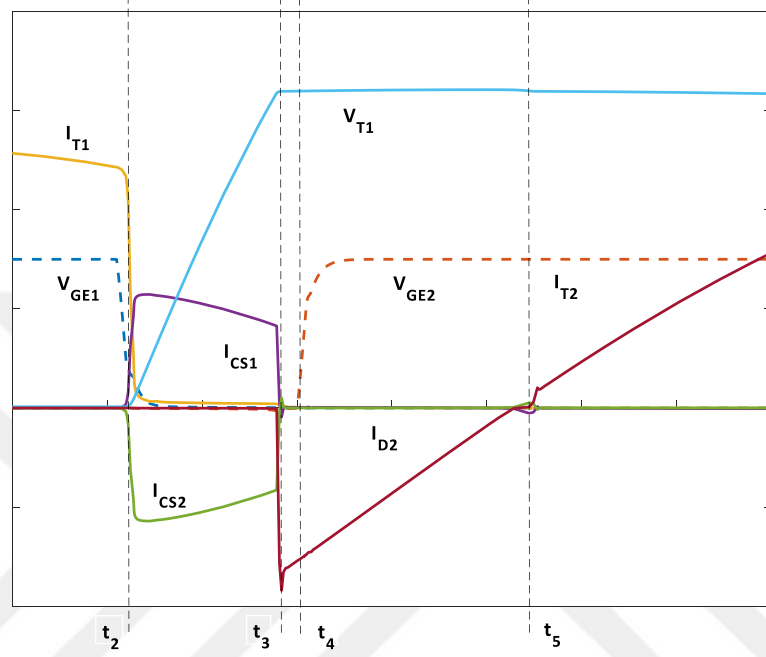
Şekil 5.8 (a) İdeal değerinden küçük C_s (b) İdeal C_s (c) İdeal değerinden büyük C_s [42]

Şekil 5.9'da 38kHz çalışma frekansında 10nF bastırma kondansatörü kullanılması durumu için akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. T_1 yarı iletkeninin kesime girmesiyle birlikte önce bastırma kondansatörleri şarj ve deşarj olurlar. Ardından T_2 yarı iletkenine ters paralel konumlandırılmış D_2 diyotu iletme girer. Sonrasında T_2 yarı iletkeni iletme ZVT koşullarında girer.



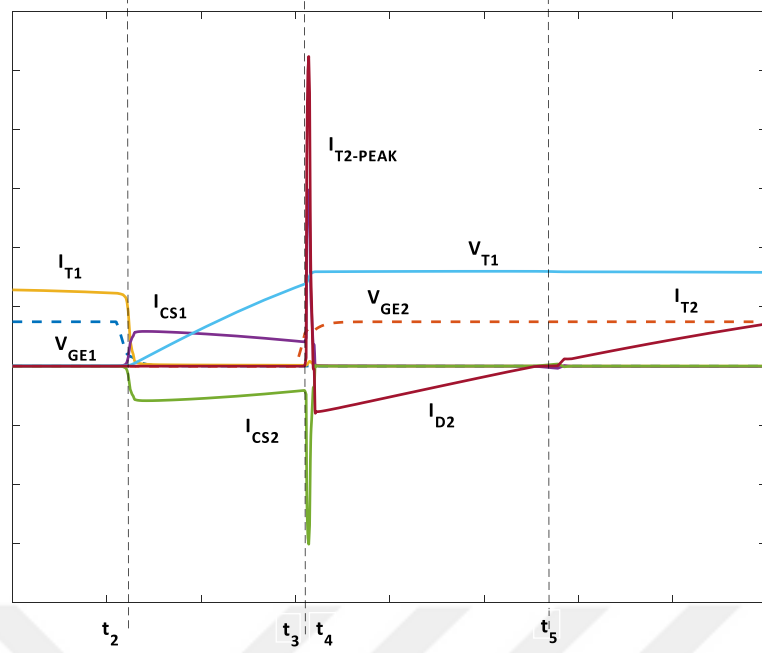
Şekil 5.9 $C_s = 10\text{nF}$ ve 38kHz için akım ve gerilim dalga şekilleri

Şekil 5.10'da 38 kHz çalışma frekansında 50nF bastırma kondansatörü kullanılması durumu için akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Aynı koşullar altında çalışan yarım köprülü seri rezonanslı devrede 10nF bastırma kondansatör değeri, 50nF yapıldığında bastırma kondansatörlerinin şarj ve deşarj süresi uzamaktadır. Böylece T_1 yarı iletkeninin kesime girme anı için anahtarlama kayıpları azaltılabilir.



Şekil 5.10 $C_s = 50\text{nF}$ ve 38kHz için akım ve gerilim dalga şekilleri

Şekil 5.11'de 38kHz çalışma frekansında 70nF bastırma kondansatörü kullanılması durumu için akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. İki sürme sinyali arasındaki ölü zamanda kondansatörler tam olarak şarj/deşarj olamaz. Bastırma kondansatör akımlarının bir kısmı yarı iletken üzerinden akarak ilave anahtarlama kayıplarına neden olur. I_{CS2} deşarj akımı ve I_{CS1} şarj akımlarının T_2 yarı iletkeni üzerinde anlık ve yüksek değerli akımlara neden oldukları gözlenmektedir. Bu akımların tekrarlı olması durumunda anahtarlama kayıpları yükselir ve bu kayıplar yarı iletkenlerde ısınmaya neden olur. Yarı iletkenler üzerinde gözlenen bu anlık ve yüksek değerli şarj/deşarj akımları tek anahtarlı kısmi rezonanslı devrelerin de temel tasarım parametrelerinden birini oluşturmaktadır.

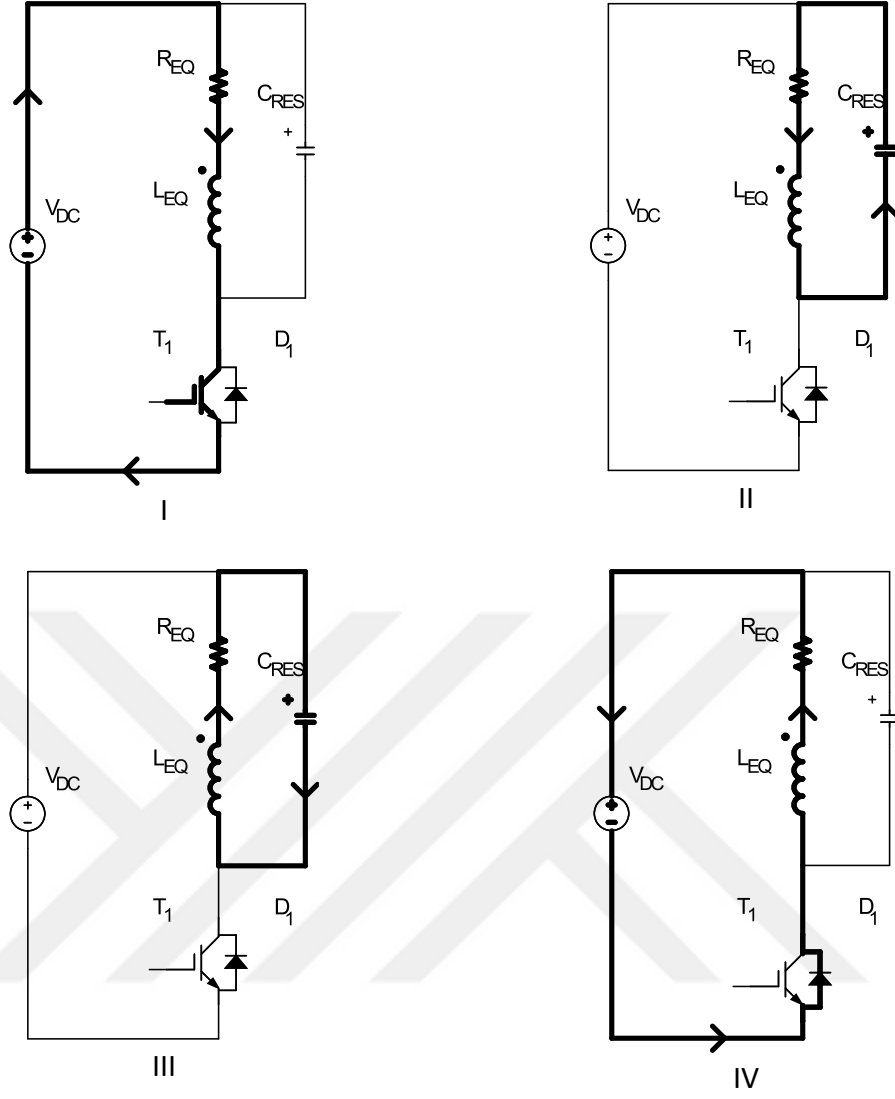


Şekil 5.11 $C_s = 70\text{nF}$ ve 38kHz için akım ve gerilim dalga şekilleri

5.2 Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı İnverter

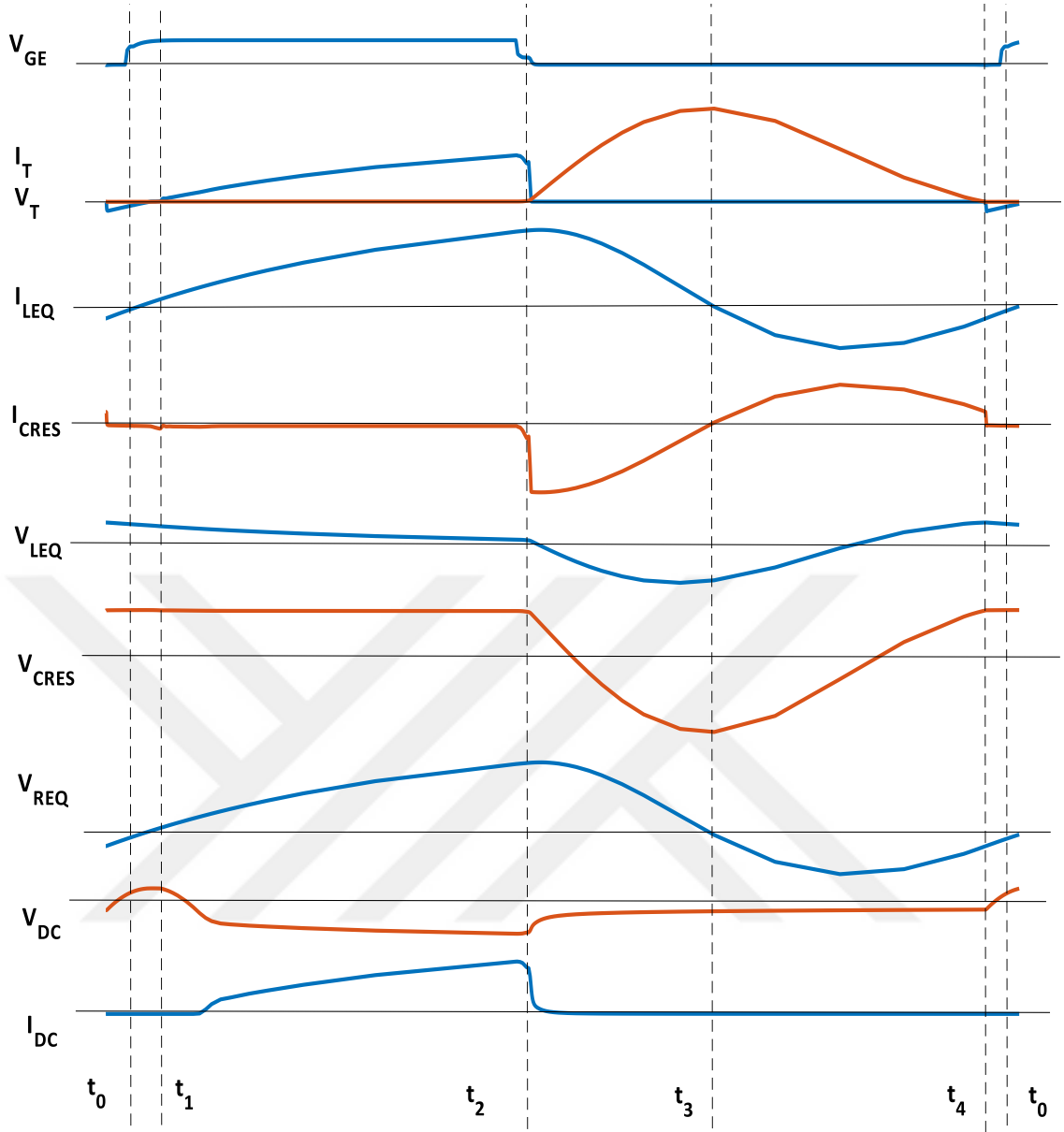
Şekil 1.3 (b)'de tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücünün genel devre şeması verilmektedir. T_1 yarı iletkeni iletme girdiğinde DC kaynak gerilimi endüksiyonlu ocak bobinine uygulanır. L_{EQ} endüktansının akımı yükselir ve endüktansta enerji depo edilir. Yarı iletken kesime girdiğinde ise endüktans ile kondansatör arasında rezonans başlar. Kondansatör gerilimi sıfıra ulaştığında diyot iletme girerek V_{CE} geriliminin sıfırın altına inmesini önler [43].

Tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücü için çalışma aralıkları Şekil 5.12'de gösterilmektedir. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücünün bir periyod içindeki çalışması dört çalışma aralığına ayrılarak incelenebilir. T_1 yarı iletkeninin iletim aralığı olan $t_1 < t < t_2$ aralığı seri RL devresi şeklinde modellenirken L_{EQ} ve C_{RES} arasında rezonansın olduğu $t_2 < t < t_4$ aralığı Bölüm 3' te ayrıntılı olarak anlatılan seri RLC devresi şeklinde analiz edilir.



Şekil 5.12 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin çalışma aralıkları

Tek anahtarlı kısmi rezonanslı devrenin simülasyon çalışmalarıyla elde edilen akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 5.13'te ayrıntılı olarak gösterilmektedir.



Şekil 5.13 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri

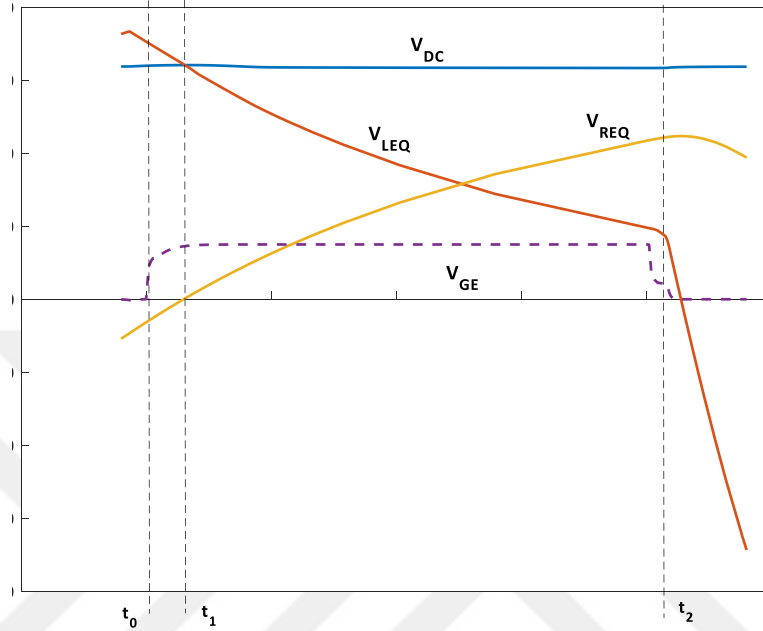
Aralık I ($t_1 < t < t_2$); yarı iletkenin (IGBT) sıfır gerilim altında iletme girmesiyle başlar (ZVT). T_1 yarı iletkeni kesime girene kadar devam eder. Kaynak akımı I_{DC} , $T_1 - L_{EQ} - R_{EQ}$ üzerinden çevrimini tamamlar. Aralık I, RL devresi olarak modellenir ve bu aralıkta endüktans akımı, T yarı iletkeni içinden geçmektedir. I_T akımı aşağıdaki denklemlerle gösterilir.

$$i_{LEQ}(0) = 0 \quad (5.9)$$

$$i_{LEQ} = i_T = \left(\frac{V_{DC}}{R_{EQ}} \right) \left(1 - e^{-\left(\frac{R_{EQ}}{L_{EQ}} \right) t} \right) \quad (5.10)$$

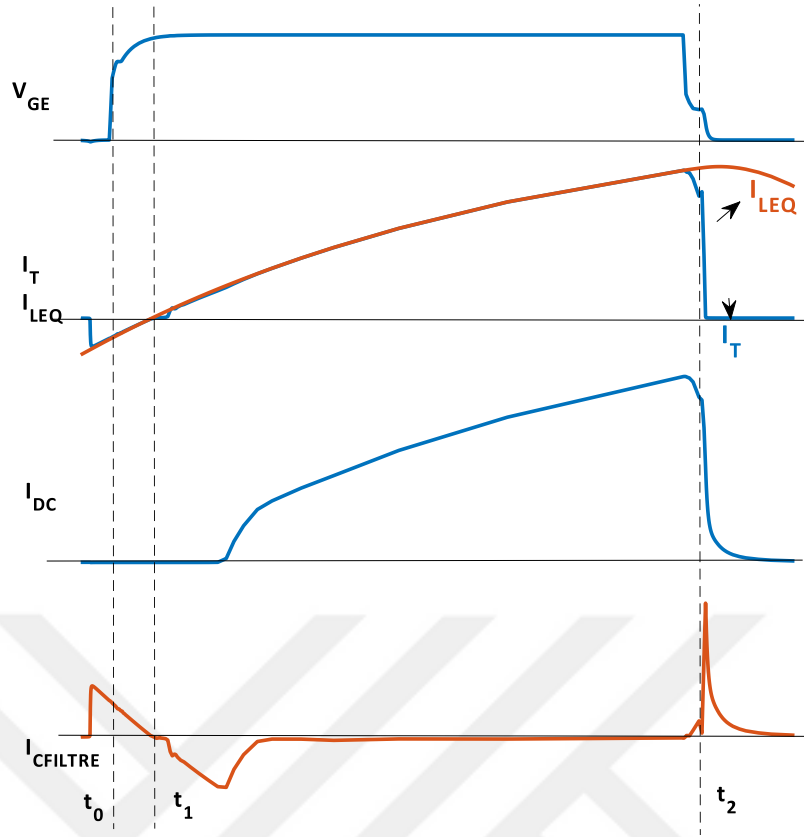
$$V_{DC} = v_{LEQ} + v_{REQ} \quad (5.11)$$

Şekil 5.14'te Aralık I için gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 5.14 $t_0 < t < t_2$ aralığı için gerilim dalga şekilleri

Yarı iletkenin kesime girmesi ile birlikte V_{CE} gerilimi, yaklaşık V_{DC} gerilimine ulaşana kadar akım az da olsa artmaya devam eder. Ancak bu artış devrenin analizini etkileyecek düzeyde değildir. Bu nedenle RL devresi olarak çalışılan aralık için elde edilen maksimum i_{LEQ} akımı, tek anahtarlı kısmi rezonanslı devresinde dolaşan maksimum $I_{LEQ MAX}$ değerine eşit kabul edilebilir. Şekil 5.15'te Aralık I için akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 5.15 $t_0 < t < t_2$ aralığı için akım ve gerilim dalga şekilleri

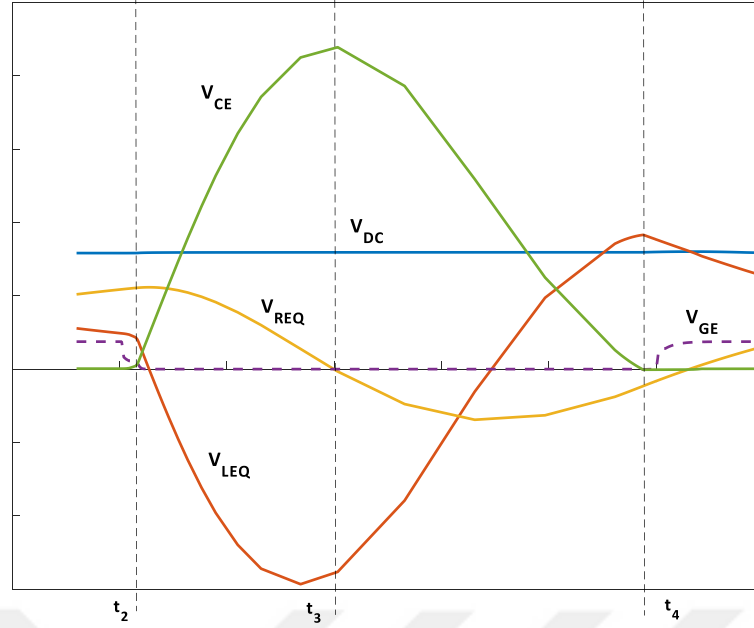
Aralık II ($t_2 < t < t_3$); yarı iletkenin kesime girmesiyle başlar. Endüktans içinde biriken enerji bir anda sıfıra düşemez ve endüktans eğilim kaynağı olarak çalışmaya başlar. Endüktansta biriken enerjinin kondansatöre aktarılması ile birlikte Aralık II sona erer. Bu aralığa ilişkin devre denklemi aşağıda verilmiştir.

$$v_{CRES} = v_{LEQ} + v_{REQ} \quad (5.12)$$

5.12 devre denklemi yardımıyla v_{CE} yarı iletken uç gerilimi aşağıdaki şekilde verilmektedir.

$$v_{CE} = v_{DC} - v_{LEQ} - v_{REQ} \quad (5.13)$$

i_{LEQ} akımının pozitif yönde azaldığı ve bu nedenle $\frac{di_{LEQ}}{dt}$ değerinin negatif olduğu Aralık II süresince yarı iletken uçlarındaki v_{CE} gerilimi artacaktır. Şekil 5.16'da Aralık II için gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 5.16 $t_2 < t < t_4$ aralığı için gerilim dalga şekilleri

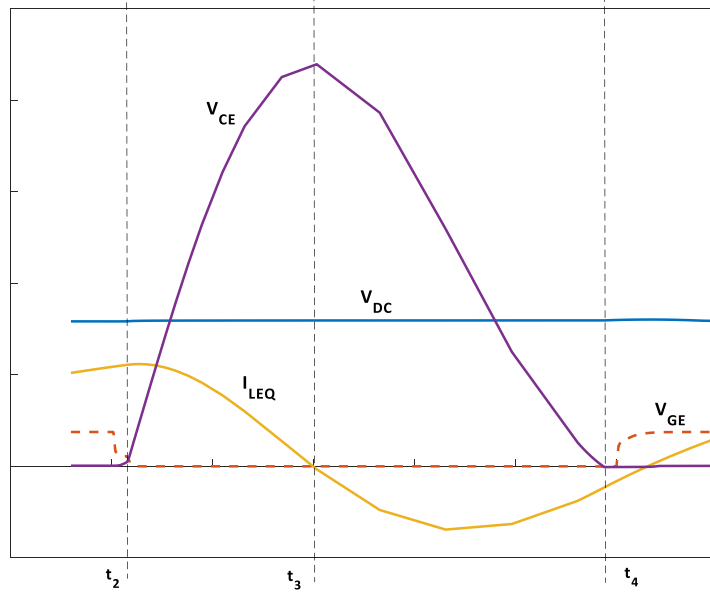
Aralık III ($t_3 < t < t_4$); endüktansta biriken enerjinin kondansatöre tamamen aktarılması ve kondansatörün kaynağa dönüşerek akımın yön değiştirmesi ile başlar. Aralık III süresince kondansatörde biriken enerji endüktansa aktarılır. Aralık III'e ait devre denklemi Aralık II'de olduğu gibi aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$v_{CE} = v_{DC} - v_{LEQ} - v_{REQ} \quad (5.14)$$

$V_{CE MAX}$ gerilimi, rezonans akımının yön değiştirdiği $v_{LEQ} = v_{CRES}$ anında oluşmaktadır. Yarı iletken uç gerilimi v_{CE} , ilgili yarı iletkenin gerilim dayanımını aşmayacak şekilde sınırlandırılmalıdır. V_{DC} DC bara gerilimi, $I_{LEQ MAX}$ maksimum endüktans akımı, Z_0 karakteristik empedans ve $V_{CE MAX}$ T₁ yarı iletkeninin maksimum kolektör emiter gerilimi olarak düşünüldüğünde, $V_{CE MAX}$ aşağıdaki denklemle gösterilir [41].

$$V_{CE MAX} = V_{DC} + I_{LEQ MAX} Z_0 \quad (5.15)$$

Şekil 5.17'de Aralık III için akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir.

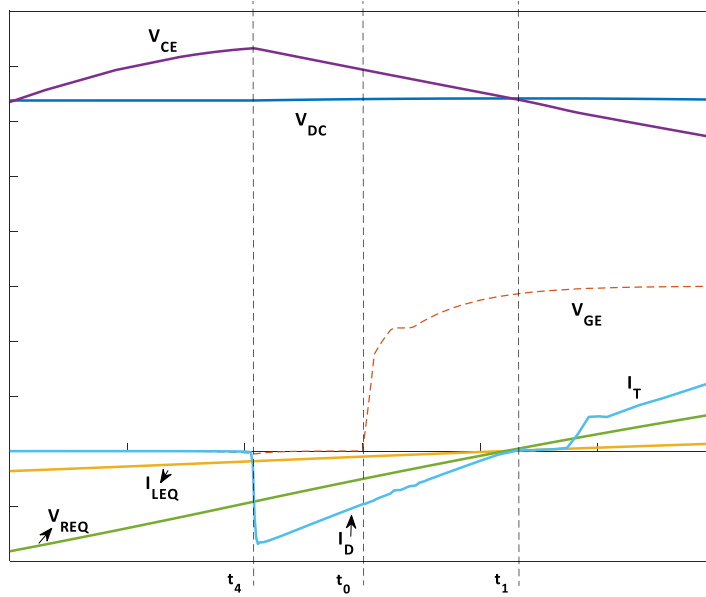


Şekil 5.17 $t_2 < t < t_4$ aralığı için akım ve gerilim dalga şekilleri

Aralık IV ($t_4 < t < t_1$); v_{CE} geriliminin sıfıra ulaşmasıyla birlikte yarı iletkene paralel D_1 diyotunun iletime girmesiyle başlar. D_1 diyotu iletimde iken T_1 için sürme sinyali uygulanarak (t_0) ZVT sağlanır. T_1 yarı iletkeninin iletime girmesiyle birlikte tekrar Aralık I ($t_1 < t < t_2$) başlar. Dördüncü aralığa ait devre denklemleri aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$V_{DC} = v_{REQ} + v_{LEQ} \quad (5.16)$$

Şekil 5.18’de Aralık IV için akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir.



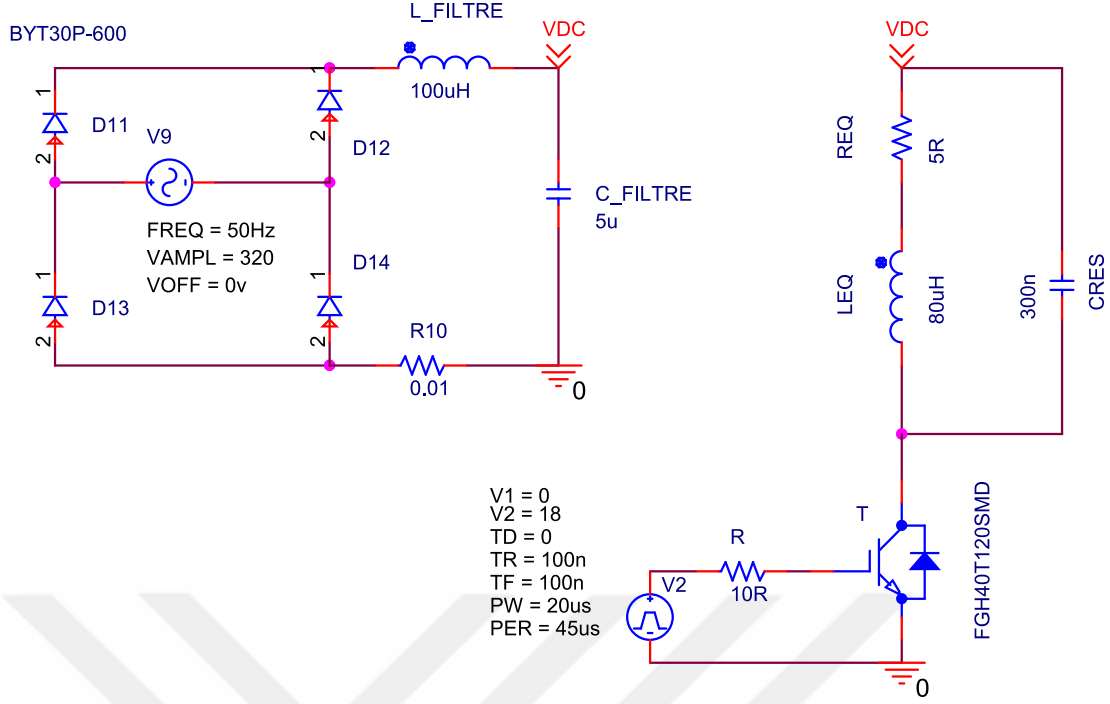
Şekil 5.18 $t_3 < t < t_4$ aralığı için akım ve gerilim dalga şekilleri

Tek anahtarlı kısmi rezonanslı devrede yarı iletkenin kesimde kalma süresi boyunca DC kaynağa seri bağlı R_{EQ} , L_{EQ} ve C_{RES} arasında kısmi zamanlı bir rezonans oluşacaktır. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı devrede yüke aktarılmak istenen gücü arttırmak için T_1 ' in iletim süresi arttırılmalıdır. İletim süresinin artması sonucu $I_{LEQ MAX}$ ve $V_{CE MAX}$ yükselir. $V_{CE MAX}$ değeri T_1 yarı iletkeninin maksimum gerilim dayanımının üzerine çıkarsa yarı iletken kısa devre olur. Diğer taraftan yüke aktarılmak istenen güç R_{EQ} , L_{EQ} ve C_{RES} devre elemanlarının izin verdiği minimum değer altına indirilirse (düşük yük durumu) C_{RES} kondansatörü deşarj olduğunda v_{CE} gerilimi sıfıra ulaşmaz ve diyot iletime giremediği için ZVT sağlanamaz. Bu nedenlerden dolayı tek anahtarlı kısmi rezonanslı devreler, yarım köprülü seri rezonanslı devrelere göre düşük maliyetli ancak güç kontrol aralığı dar ve tasarımı zor devrelerdir.

Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverter devresinin analizi amacıyla V_{DC} giriş gerilimi 320V, f inverter çalışma frekansı 22kHz, C_{FILTRE} kondansatörü 5 μ F, L_{FILTRE} endüktansı 100 μ H seçilerek simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Simülasyon çalışmalarında kullanılan bileşenler ve bu bileşenlerin değerleri Çizelge 5.3'te, simülasyon çalışmaları amacıyla kullanılan devre ise Şekil 5.19'ta gösterilmektedir.

Çizelge 5.3 Simülasyonda kullanılan devre elemanları

| | | |
|-----------|---------------------------------------|-------------|
| T_1 | IGBT Yarı iletkeni (FGH40T120SMD-D) | 40A / 1200V |
| D_1 | Serbest geçiş diyotu (FGH40T120SMD-D) | 40A |
| L_{EQ} | Eşdeğer devre endüktansı | 80 μ H |
| R_{EQ} | Eşdeğer devre direnci | 5 Ω |
| C_{RES} | Rezonans kondansatörü | 300nF |



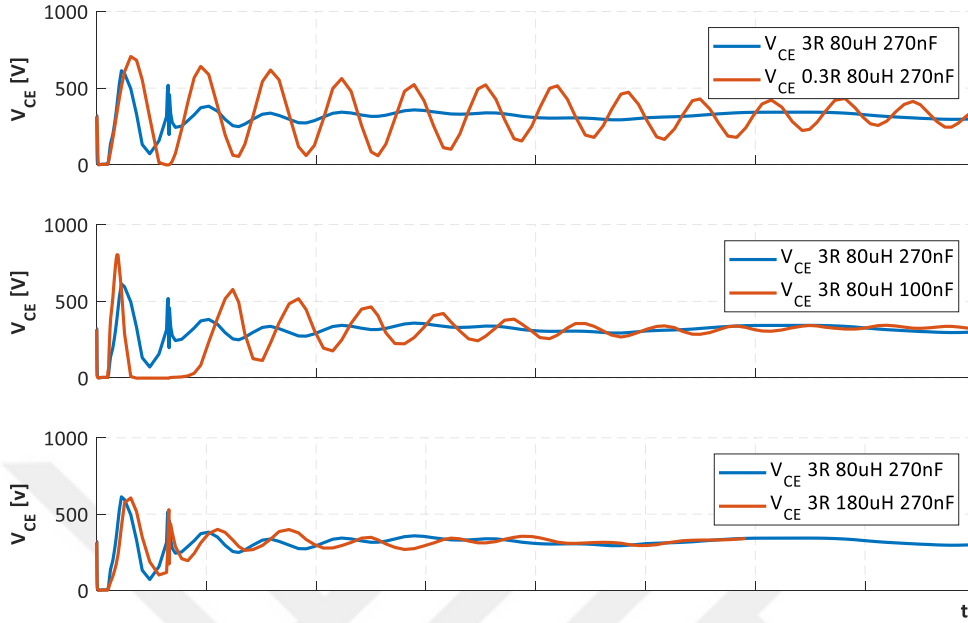
Şekil 5.19 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin simülasyon devresi

5.2.1 Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı Dönüştürücüde RLC Elemanlarının Devreye Etkisi

Üçüncü bölümde detaylı olarak analiz edilen seri RLC devresinin eksik sönümlü olması durumunda elde edilen devre denklemleri denklemler 3.10'da verilmiştir. Bu denklemler incelendiğinde R_{EQ} , L_{EQ} ve C_{RES} değerlerinin tek anahtarlı kısmi rezonanslı devre tasarımı için kritik olduğu görülmektedir. v_{CE} geriliminin maksimum değeri, yarı iletkenin gerilim dayanımının üzerinde olmamalıdır. Aynı zamanda yarı iletkenin iletme ZVT ile girebilmesi için v_{CE} gerilimi sıfıra ulaşmalı ve diyot iletme girmelidir.

Tek anahtarlı kısmi rezonanslı ev türü endüksiyonlu ocak için referans tasarım değerleri $L_{EQ}=80\mu\text{H}$, $C_{RES}=270\text{nF}$ ve $R_{EQ}=3\Omega$ olarak alınarak simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Sırasıyla bu değerler değiştirilmiş ve değişimin v_{CE} gerilimine olan etkisi incelenmiştir. Şekil 5.20'de üç farklı durum için elde edilen v_{CE} gerilim değişimleri gösterilmektedir. Özellikle C_{RES} kondansatörünün değerinin düşürülmesi v_{CE} gerilimini arttırmakta, diğer taraftan ZVT şartını garanti altına almaktadır. Benzer durum R_{EQ} direnci için de geçerlidir. R_{EQ} direnç değerinin küçültülmesi C_{RES} kondansatörünün küçültülmesi ile

benzer etkiler göstermektedir. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı devre tasarımı yapılırken bu etkiler dikkate alınarak RLC seçimi yapılmalıdır.



Şekil 5.20 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücüde RLC elemanlarının etkisi

5.3 AC-AC ve AC-DC Dönüştürücülerin Karşılaştırılması

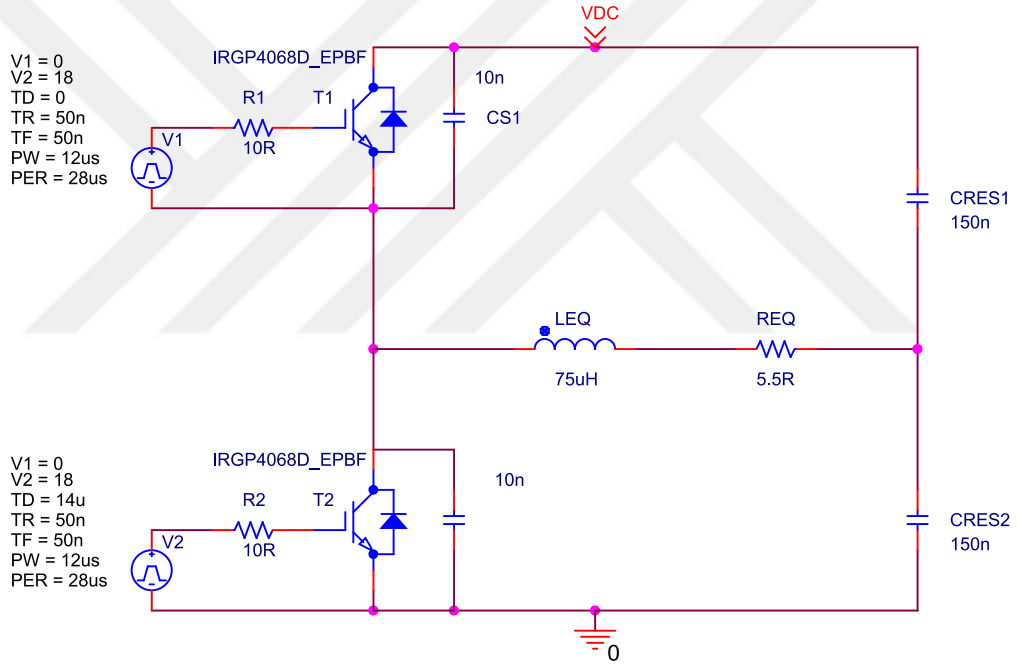
AC-AC rezonanslı dönüştürücüleri kullanmanın başlıca nedeni iletimdeki yarı iletken sayısını azaltmaktır [5], [44]. Bu durum sadece yarı iletken sayısının ve maliyetin azalmasına değil aynı zamanda verimlilik ve güvenilirlik artışına da neden olur. AC-AC rezonanslı dönüştürücüler Şekil 1.4'te görülmektedir.

Doğrudan AC-AC ve AC-DC dönüştürücülerin karşılaştırılması amacıyla yarım köprülü seri rezonanslı devresi kullanılmış, V_{AC} 230V, V_{DC} 320V, f inverter çalışma frekansı 33kHz-66kHz, C_{FILTRE} filtre kondansatörü 5 μ F, L_{FILTRE} filtre endüktansı 100 μ H seçilerek simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Simülasyon çalışmalarında kullanılan devre elemanları ve değerleri Çizelge 5.4'te gösterilmektedir.

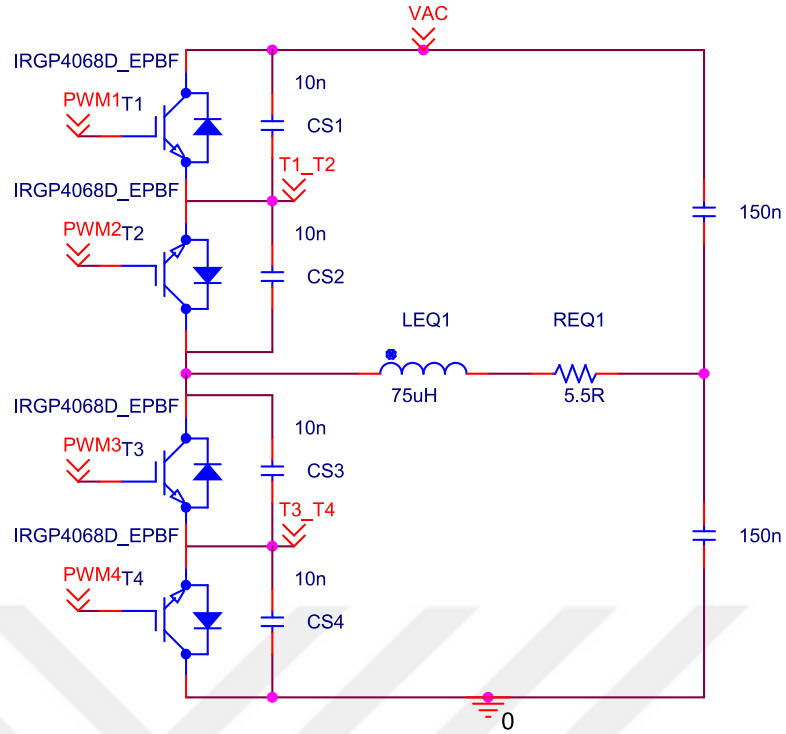
Çizelge 5.4 Simülasyon çalışmalarında kullanılan devre elemanları

| | | |
|------------------|---|---------------------------|
| T_1, T_2 | IGBT Yarı iletkeni (IRGP4068DPBF) | 48A / 600V |
| D_1, D_2 | Serbest geçiş diyotları (IRGP4068DPBF) | 8A |
| C_{S1}, C_{S2} | T_1 ve T_2 bastırma kondansatörleri | 10nF |
| L_{EQ} | Eşdeğer devre endüktansı | 80 μ H – 65 μ H |
| R_{EQ} | Eşdeğer devre direnci | 5 Ω – 7,5 Ω |
| C_{RES} | Rezonans kondansatörü | 300nF |

Simülasyon çalışmaları amacıyla kullanılan devreler AC-DC dönüştürücü için Şekil 5.21 ve AC-AC dönüştürücü için Şekil 5.22’de gösterilmektedir.

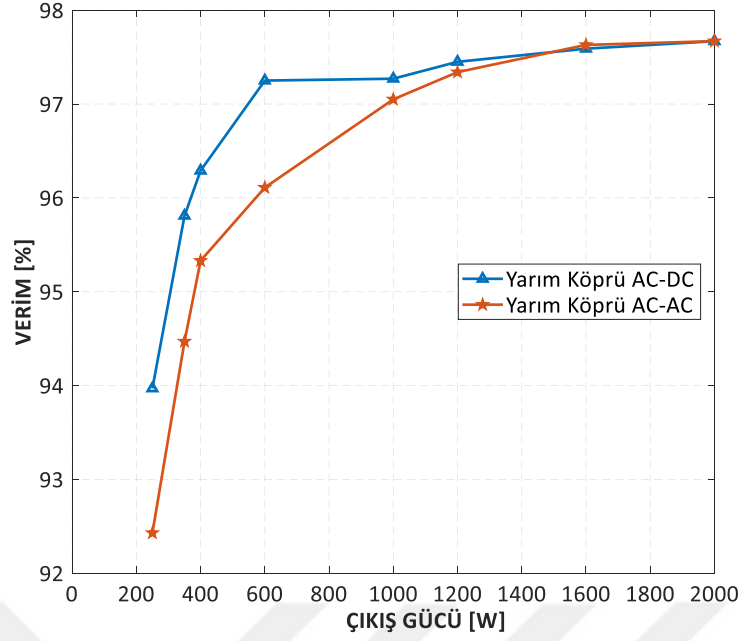


Şekil 5.21 AC-DC yarım köprülü seri rezonanslı inverterin simülasyon devresi



Şekil 5.22 AC-AC yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücünün simülasyon devresi

Her iki devre 33kHz ve 60kHz frekans aralığında 200W ile 2000W aralığında çalıştırılmıştır. Simülasyon çalışmalarında ferro-manyetik özellikli çelik tencere modellenmiş, frekansa bağlı olarak tencere direnci ve eşdeğer endüktans değişeceğinden her frekans için direnç ve endüktans modeli değiştirilmiştir. OrCAD PSpice 17.2 programı yardımıyla giriş gücü, anahtarlama kayıpları ve çıkış gücü değerleri elde edilmiş, AC-AC ve AC-DC dönüştürücüler için ayrı ayrı verim-çıkış gücü eğrileri elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 5.23'te verilmektedir. Simülasyon çalışmaları sonucunda düşük çıkış gücünde AC-DC dönüştürücülerin daha verimli olduğu, çıkış gücü yükseldikçe AC-AC dönüştürücülerin verimlerinin yükseldiği görülmüştür [45].



Şekil 5.23 AC-AC ve AC-DC dönüştürücülerde çıkış gücüne göre verim değişimleri

Giriş akım ve gerilimin formundaki bozulma miktarı toplam harmonik bozulma (THD) adı verilen bir indeks ile ölçülür. Şebekeden çekilen akım i_s , temel akım bileşeni i_{s1} ve giriş akımındaki bozulma bileşeni i_{dis} olarak kabul edildiğinde %THD değeri aşağıdaki formüller ile gösterilir [46].

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) \quad (5.17)$$

$$I_{dis} = [I_s^2 - I_{s1}^2]^{1/2} \quad (5.18)$$

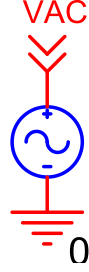
$$\%THD_i(t) = 100 \times I_{dis}/I_{s1} \quad (5.19)$$

AC-AC ve AC-DC dönüştürücüler toplam harmonik bozulma (THD) açısından karşılaştırılmıştır. 1600W giriş gücü için FFT analizleri yapılmış, şebekeden çekilen akımlardaki harmonik bozulmalar karşılaştırılmıştır. Öncelikle giriş gerilim kaynağına hiçbir filtre elemanı bağlanmadan ölçümler alınmış, sonrasında LC filtre eklenerek elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

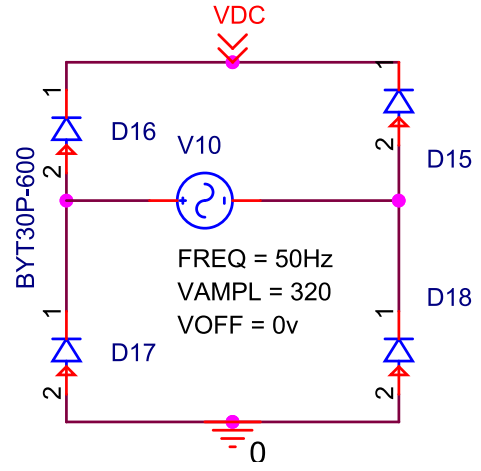
Analiz ve karşılaştırma amacıyla simülasyon çalışmalarında kullanılan filtresiz giriş gerilim kaynakları Şekil 5.24'te gösterilmektedir.

VAC

FREQ = 50
VAMPL = 320
VOFF = 0



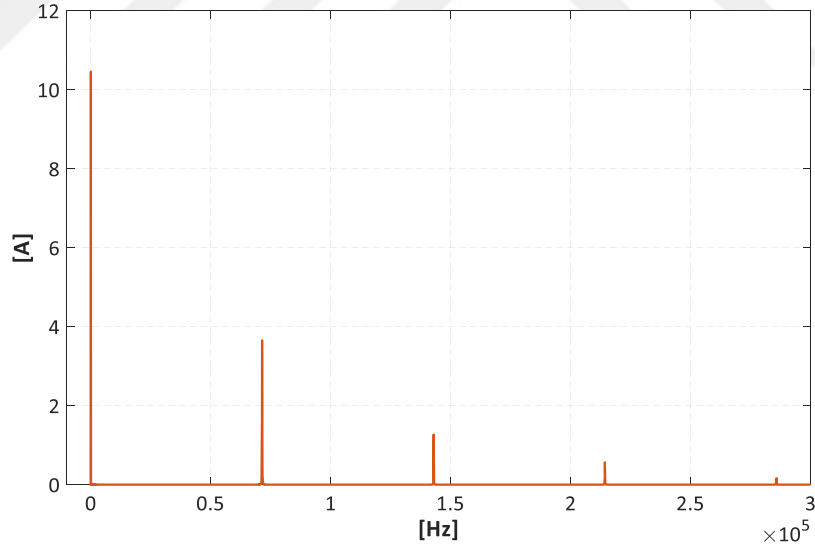
(a)



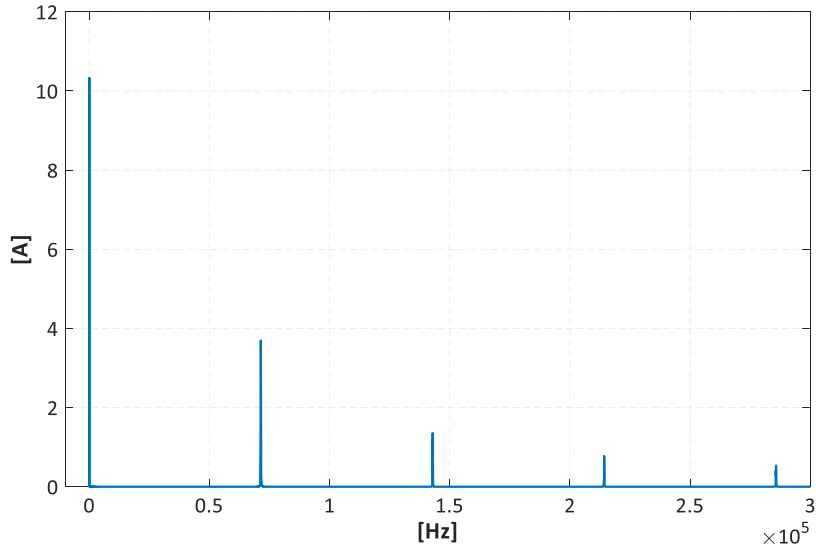
(b)

Şekil 5.24 Simülasyon çalışmalarında kullanılan filtresiz giriş gerilimi kaynakları (a) AC-AC dönüştürücü, (b) AC-DC dönüştürücü

Her iki dönüştürücü devresi filtresiz çalıştırıldığında Şekil 5.25’de gösterilen harmonik açılım değişimleri elde edilmektedir. Karşılaştırma amacıyla yaklaşık 35kHz mertebesinde çalıştırılan AC-AC ve AC-DC dönüştürücülerde, 35kHz’in katları olan harmonik bileşenler karşımıza çıkmaktadır.



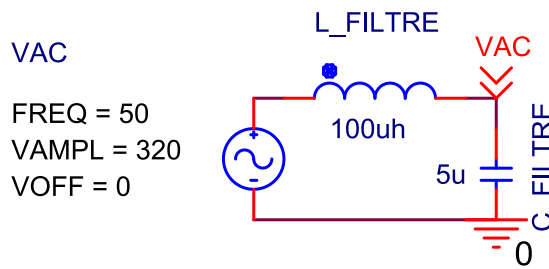
(a)



(b)

Şekil 5.25 Yarım köprülü seri rezonanslı devre için harmonik açılım değişimleri (a) AC-DC dönüştürücü, (b) AC-AC dönüştürücü

Ev türü endüksiyonlu ocaklarda kullanılan giriş gerilim kaynaklarının çıkışında filtre bulunması hem fonksiyonel hem de standartlarca tanımlanmış bir zorunluluktur. Filtre kullanılmadan tasarlanmış bir ev türü ocak ile karşılaşmak mümkün değildir. Bu nedenle Çizelge 5.4'te bahsedilen L_{FILTRE} $100\mu H$ ve C_{FILTRE} $5\mu F$ filtre elemanları kullanılarak THD analizi tekrar edilmiştir. AC-AC dönüştürücü için analiz ve karşılaştırma amacıyla simülasyon çalışmalarında kullanılan LC filtrelili giriş gerilim kaynağı Şekil 5.26'da gösterilmektedir.



Şekil 5.26 AC-AC dönüştürücü simülasyon çalışmalarında kullanılan LC filtrelili giriş gerilimi kaynağı

Diğer taraftan AC-DC dönüştürücüde L_{FILTRE} endüktansının yerine bağlı olarak THD değeri değişkenlik gösterecektir. Bu nedenle dört farklı filtre tasarımı çalışılmış ve tüm alternatifler için THD değeri ayrı ayrı hesaplanmıştır. AC-DC dönüştürücü için analiz ve

karşılaştırma amacıyla simülasyon çalışmalarında kullanılan alternatif LC filtreli giriş gerilim kaynakları Çizelge 5.5'te gösterilmektedir.

Çizelge 5.5 AC-DC dönüştürücüde muhtelif LC giriş filtreleri ve THD değerleri

| | Filtre Devresi | THD |
|---|----------------|---------|
| 1 | | %1.3376 |
| 2 | | %1.3376 |
| 3 | | %1.0539 |
| 4 | | %0.9657 |

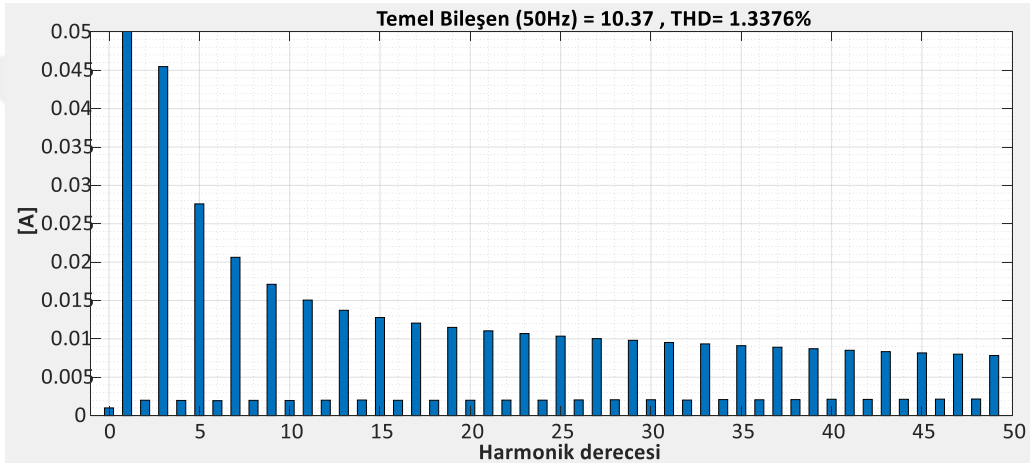
En düşük THD değeri %0.9657 beşinci filtre devresi ile elde edilmiştir. AC-DC ve AC-AC dönüştürücü devrelerinden elde edilen THD değerlerini birebir karşılaştırmak amacıyla birer adet L_{FILTRE} endüktansının kullanıldığı çözümler karşılaştırılmış ve sonuçlar Çizelge

5.6'da gösterilmiştir. Bu sonuçlara göre endüksiyonlu ocaklarda kullanılan yarım köprülü seri rezonanslı devreler LC giriş filtrelili tasarlandığında AC-AC dönüştürücünün THD değeri AC-DC dönüştürücüye göre daha düşük olmaktadır.

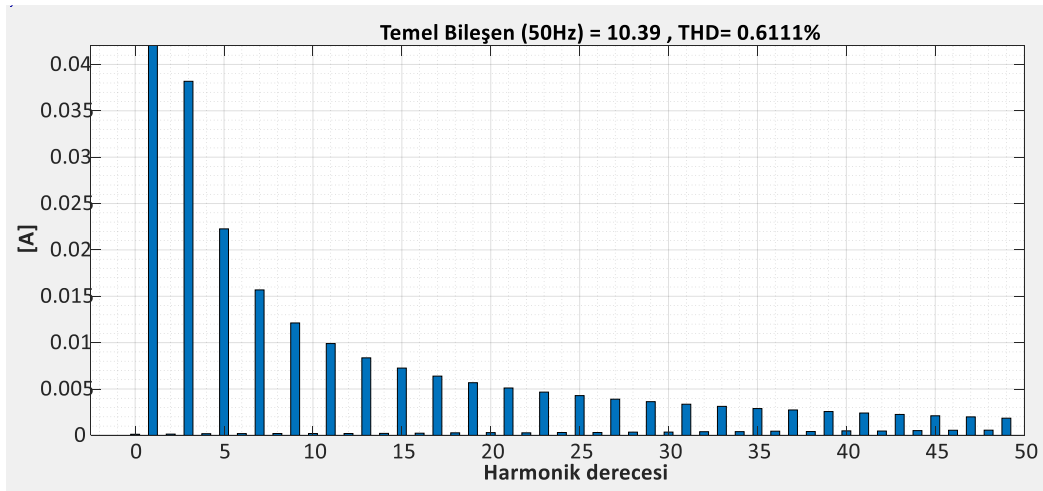
Çizelge 5.6 LC filtrelili AC-DC ve AC-AC devrelerinde THD sonuçları

| | |
|-------------------|---------|
| AC-DC dönüştürücü | %1.3376 |
| AC-AC dönüştürücü | %0.6111 |

Her iki dönüştürücü devresinden elde edilen FFT sonuçları Şekil 5.27'de gösterilmektedir.



(a)



(b)

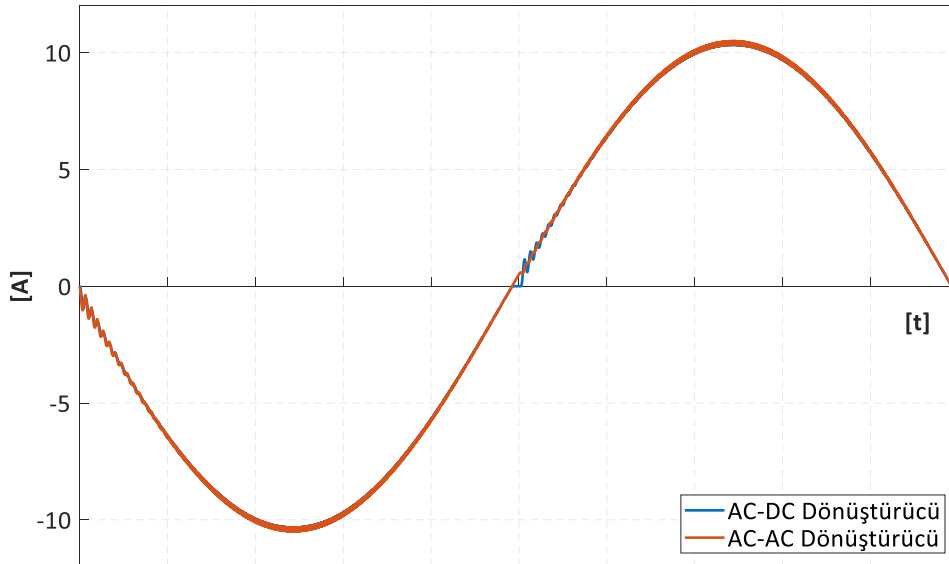
Şekil 5.27 Yarım köprülü seri rezonanslı devre için toplam harmonik bozulma FFT grafiği
(a) AC-DC dönüştürücü, (b) AC-AC dönüştürücü

Ev türü endüksiyonlu ocaklarda kullanılan LC filtre değişkenlerinin değerleri, tasarımdan beklenen maliyet ve hacim kriterlerine bağlı olarak farklı değerlerde seçilebilir. L_{FILTRE} ve C_{FILTRE} değerleri değiştirilerek elde edilen THD değerleri Çizelge 5.7’de gösterilmektedir. Filtre tasarımında kullanılan C_{FILTRE} kapasite değeri yükseldiğinde AC-DC dönüştürücülerin THD değerleri yükselirken AC-AC dönüştürücülerin THD değerleri sabit kalmaktadır.

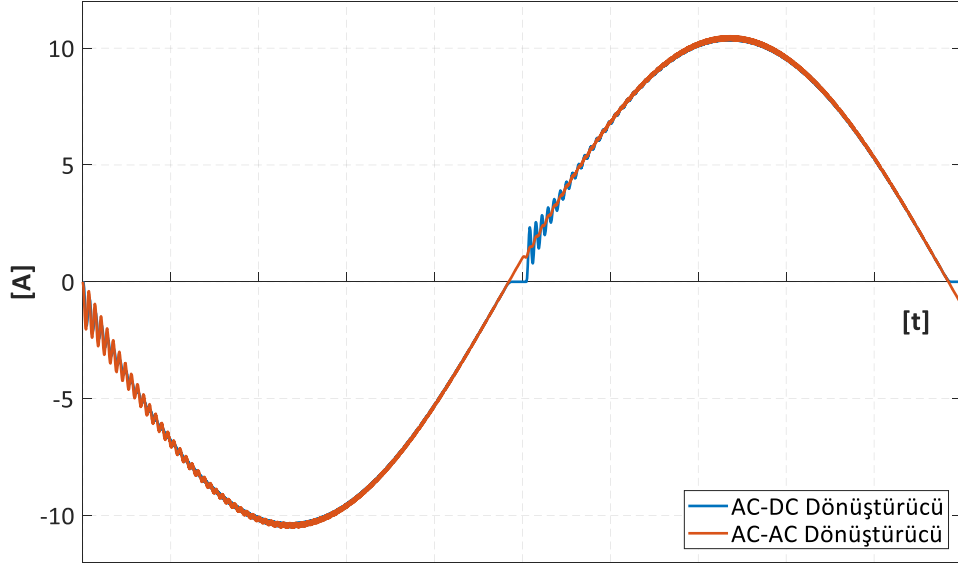
Çizelge 5.7 Farklı LC filtreleri AC-DC ve AC-AC devrelerinde THD sonuçları

| $L_{FILTRE} - C_{FILTRE}$ | 100 μ H - 5 μ F | 50 μ H - 10 μ F | 25 μ H - 20 μ F |
|---------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| AC-DC dönüştürücü | %1.3376 | %3.6488 | %10.3049 |
| AC-AC dönüştürücü | %0.6111 | %0.6276 | %0.6438 |

AC-DC ve AC-AC dönüştürücülerde LC giriş filtre değerleri değiştirilerek elde edilen giriş akımı dalga şekilleri Şekil 5.28’de gösterilmektedir. AC-DC dönüştürücüde C_{FILTRE} kapasite değeri yükseldikçe giriş akım formunda bozulma olmakta ve THD değeri yükselmektedir. AC-AC dönüştürücüde ise giriş akımı formu bozulmamakta ve THD değeri sabit kalmaktadır.



(a)



(b)

Şekil 5.28 Giriş akımı dalga şekilleri (a) $100\mu\text{H} - 5\mu\text{F}$, (b) $50\mu\text{H} - 10\mu\text{F}$

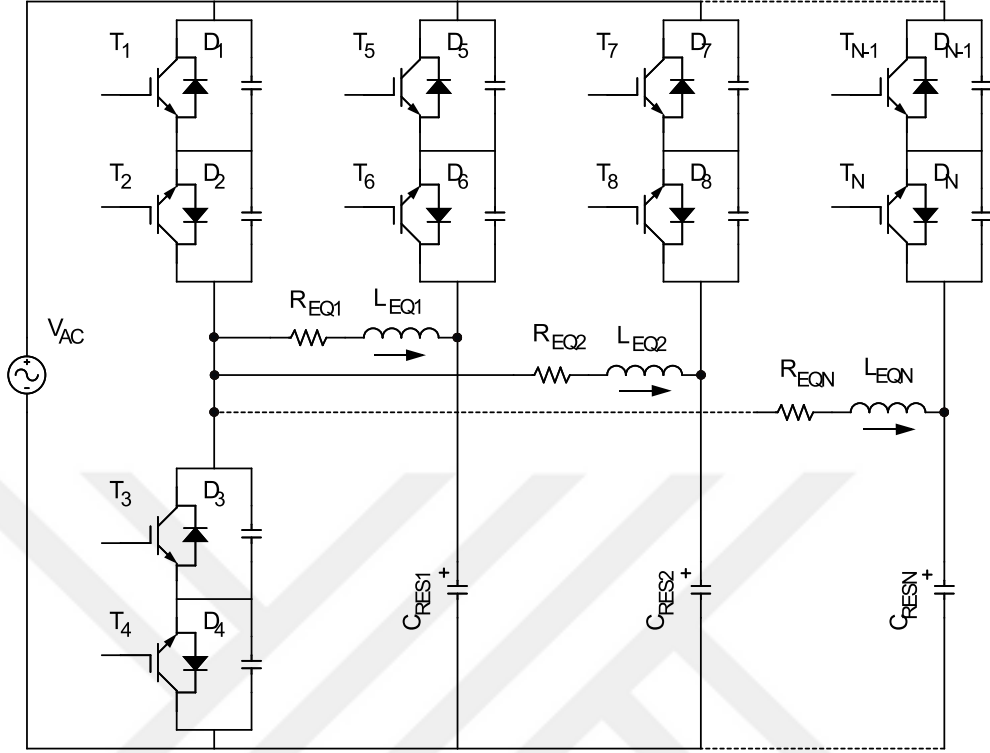
Sonuç olarak tezin ana çalışma konusu olmamakla birlikte, önerilen devrenin AC-DC dönüştürücü yerine AC-AC dönüştürücü olarak tasarlanıyor olmasının incelenmesi adına literatürde kullanılan AC-AC ve AC-DC yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücüler verim ve THD açısından incelenmiştir. AC-AC dönüştürücülerin düşük çıkış gücü için daha verimsiz olmakla birlikte THD açısından daha avantajlı oldukları burada ortaya konmuştur

**EV TÜRÜ ENDÜKSİYONLU OCAKLAR İÇİN YENİ BİR AC-AC
DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIM VE ANALİZİ****6.1 Giriş**

Önerilen AC-AC dönüştürücünün eşdeğer devre şeması Şekil 6.1’de verilmiştir. Önerilen dönüştürücü hem yarım köprülü seri rezonanslı hem de tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Rezonans devresinin tek bir yükü R_{EQ} ve L_{EQ} olarak modellenmiştir. Isıtılmak istenen yük miktarı arttırılabilir ancak yük miktarındaki artış tüm devrenin ana akımını taşıyan T_1 , T_2 , T_3 ve T_4 yarı iletkenlerinin akım kapasitesi ile sınırlıdır. Önerilen dönüştürücü tek anahtarlı kısmi rezonanslı olarak çalıştırıldığında tüm bobinler bağımsız olarak kontrol edilebilir. Bu sayede devrede bulunan bobinlere farklı güç seviyeleri uygulanabileceği gibi bir bobin çalıştırılırken diğer bobinler çalıştırılmayabilir. Diğer taraftan önerilen dönüştürücü yarım köprülü seri rezonanslı olarak çalıştırıldığında devrede bulunan tüm bobinler aynı frekansta çalıştırılır. Herhangi bir bobinin bağımsız çalıştırılması mümkün değildir. Bu nedenle devrede kullanılacak toplam bobin miktarı tasarımın başında belirlenmelidir.

Toplam sistem verimliliği, güç kontrol aralığı, bağımsız ve ayırık kontrol gereksinimleri ve duyulabilir ses kriterlerine bağlı olarak önerilen devrenin çalışma modu belirlenir. Örneğin, önerilen güç dönüştürücüsüne bağlı tüm bobinlerin aynı anda çalışması gereken durumlarda güç kontrol aralığını artırmak ve duyulabilir sesi önlemek için yarım köprülü seri rezonanslı çalışma tercih edilir. Önerilen dönüştürücünün kontrol ettiği bobinlere farklı güç seviyelerinin aktarılmak istendiği durumlarda ise tek anahtarlı kısmi

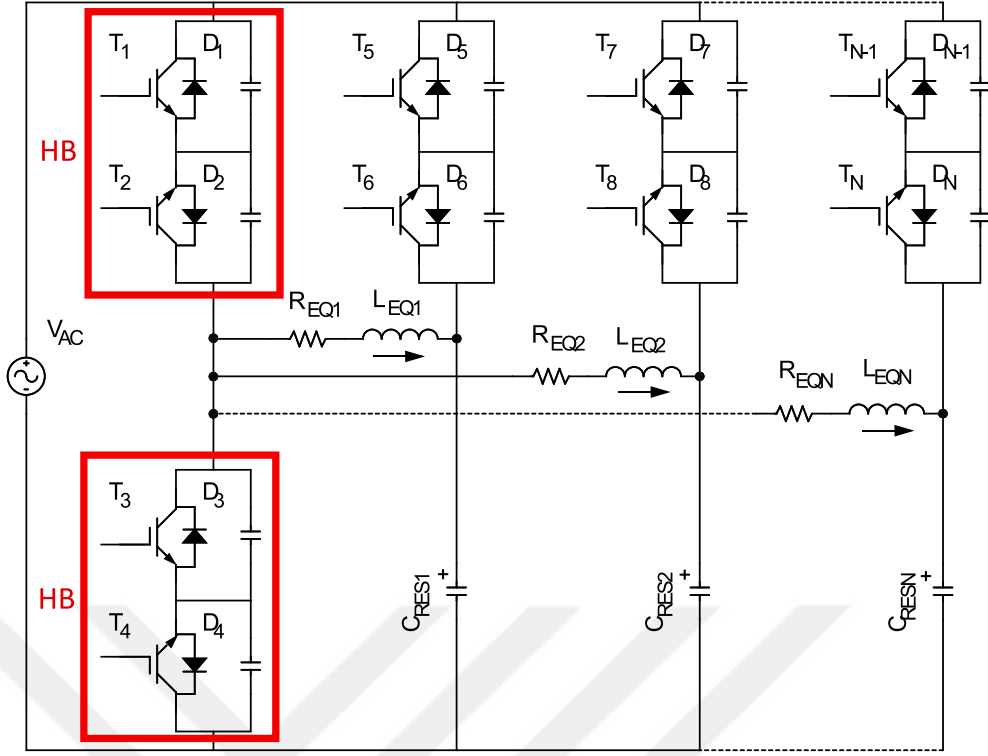
rezonanslı çalışma seçilir. Aşağıda ayrıntılı olarak anlatılan sistem gereksinimlerine bağlı olarak önerilen devre için en uygun çalışma modu seçimi gerçekleştirilir.



Şekil 6.1 Ev türü endüksiyonlu ocaklar için önerilen dönüştürücünün devre şeması

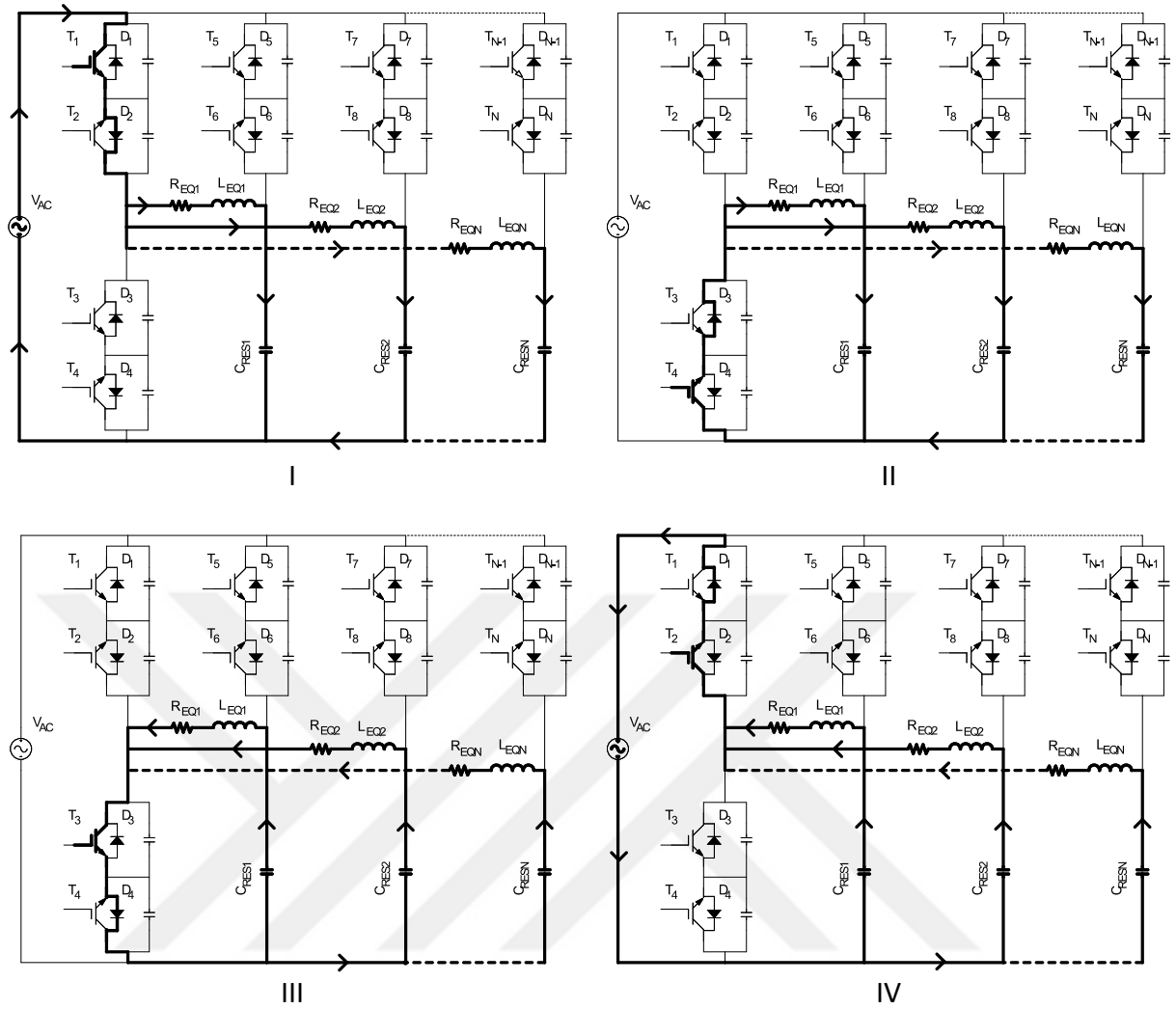
6.2 Yarım Köprülü Seri Rezonanslı İnverter Çalışma Modu

Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma için bir çalışma periyodunda iletme giren yarı iletkenler Şekil 6.2'de HB blokları ile gösterilmektedir. Yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücü T_1 , T_2 , T_3 ve T_4 yarı iletkenlerinden oluşan iki anahtarlama bloğu ile bobin sayısı kadar R_{EQ} , L_{EQ} ve C_{RES} 'ten oluşur. Her anahtarlama bloğu ise kapama yönünde seri bağlı iki adet IGBT ve IGBT'lere ters paralel bağlı diyotlarından oluşmaktadır. Yarım köprülü seri rezonanslı çalışmada devre tasarımı gereği devrede bulunan tüm bobinler aynı frekansta çalıştırılır. Devrede bulunan herhangi bir bobinin çalışmaması ya da farklı bir frekansta çalışması mümkün değildir.



Şekil 6.2 Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin aktif elemanları

Önerilen dönüştürücünün yarım köprülü seri rezonanslı çalışması AC şebekenin pozitif alternansında dört aralıkta incelenebilir. Pozitif alternans çalışma için T_1 ve T_3 anahtar, T_2 ve T_4 ise kontrollü diyot olarak çalışır. AC şebeke geriliminin pozitif ve negatif alternanslarında önerilen dönüştürücünün N bobinli eşdeğer devresinin çalışma aralıkları sırasıyla Şekil 6.3 ve Şekil 6.5'te verilmiştir.



Şekil 6.3 Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin pozitif yarı periyottaki çalışma aralıkları

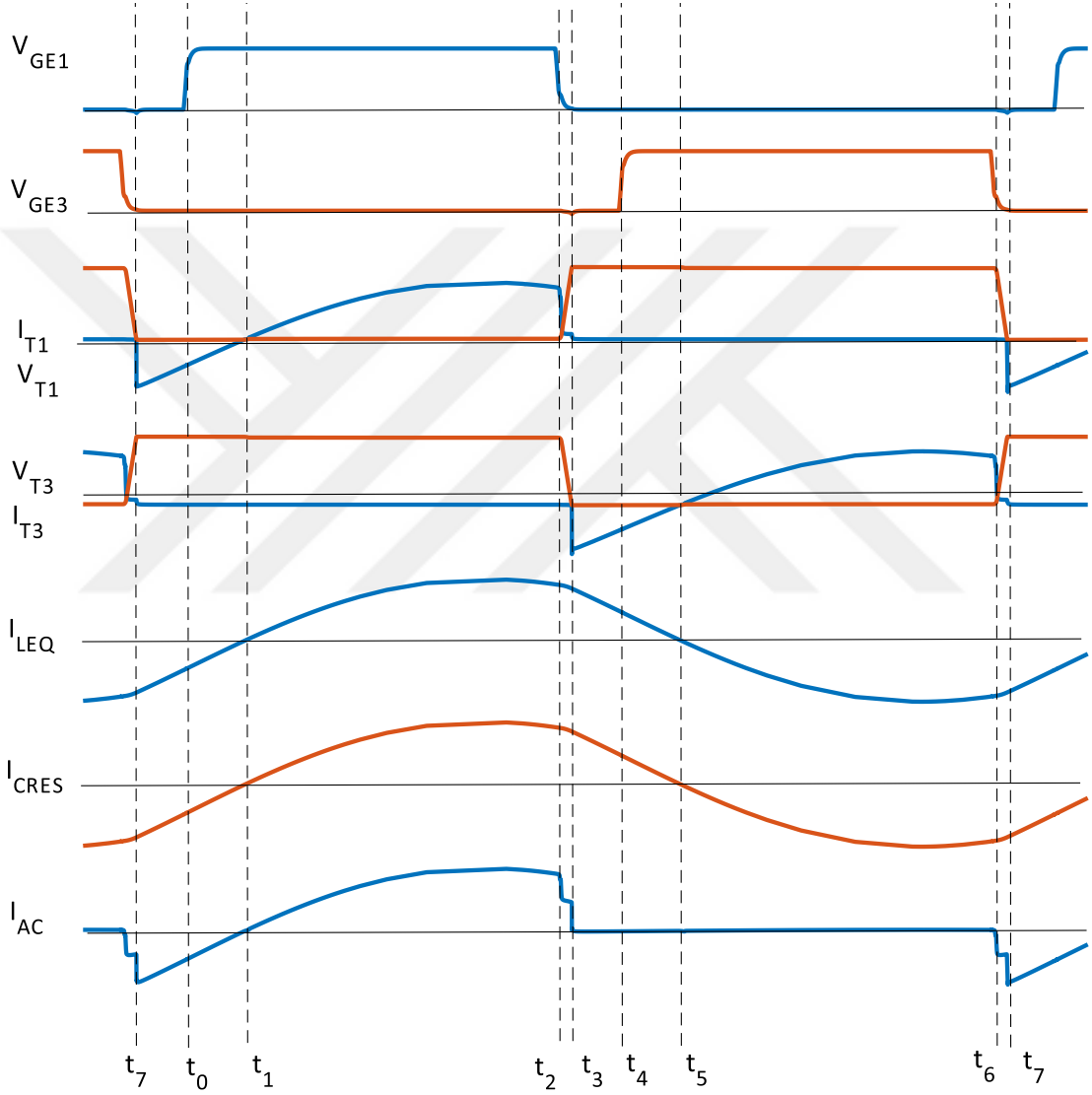
Aralık I (t_1-t_2): T_1 yarı iletkeninin iletme girmesi ile başlar. T_1 ve D_2 iletimdedir ve akım T_1 ve D_2 yarı iletkenleri ile birlikte devrede bulunan tüm R_{EQ} , L_{EQ} ve C_{RES} üzerinden çevrimini tamamlar.

Aralık II (t_2-t_5): T_1 yarı iletkeninin kesime girmesiyle başlar. T_4 ve D_3 iletimdedir ve bu aralık serbest geçiş aralığıdır. Aralık I'de olduğu gibi bu aralıkta da C_{RES} kondansatörleri şarj olmaya devam eder.

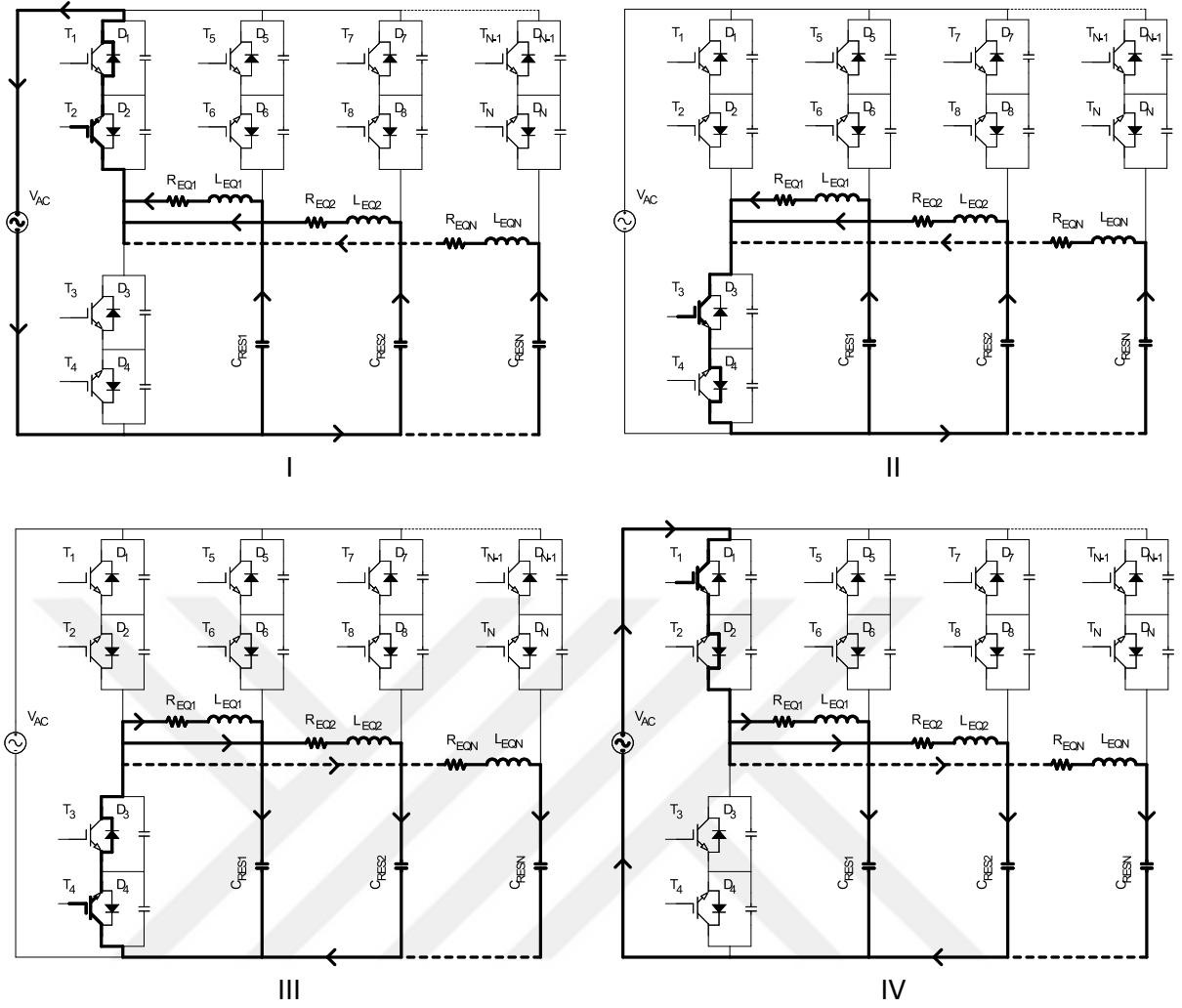
Aralık III (t_5-t_6): Rezonans akımının yön değiştirmesi ile birlikte T_3 yarı iletkeni sıfır gerilimde iletme girer (ZVT). C_{RES} kondansatörleri deşarj olmaya başlar. Rezonans devre akımı T_3 ve D_4 yarı iletkenleri üzerinden çevrimini tamamlamaktadır.

Aralık IV (t_6-t_1): T_3 'ün sürme sinyalinin kesilmesiyle başlar. Bu aralıkta T_2 ve D_1 iletimdedir. Bu aralık serbest geçiş aralığıdır. Aralık III'te olduğu gibi bu aralıkta da C_{RES} kondansatörleri deşarj olmaya devam eder.

Pozitif alternans yarı köprülü seri rezonanslı çalışma için akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 6.4'te gösterilmektedir. Benzer akım ve gerilim işaretleri negatif alternans yarı köprülü seri rezonanslı çalışma durumu için de geçerli olacaktır.



Şekil 6.4 Yarı köprülü seri rezonanslı inverterin pozitif yarı periyottaki çalışmasına ait akım ve gerilim dalga şekilleri



Şekil 6.5 Yarım köprülü seri rezonanslı inverterin negatif yarı periyottaki çalışma aralıkları

Önerilen dönüştürücünün yarım köprülü seri rezonanslı çalışması AC şebekenin negatif alternansında dört aralıkta incelenebilir. Negatif alternans çalışma için T_2 ve T_4 anahtar, T_1 ve T_3 ise kontrollü diyot olarak çalışır.

Aralık I (t_1 - t_2): T_2 yarı iletkeninin iletme girmesi ile başlar. T_2 ve D_1 iletimdedir ve akım T_2 ve D_1 yarı iletkenleri ile birlikte devrede bulunan tüm R_{EQ} , L_{EQ} ve C_{RES} üzerinden çevrimini tamamlar.

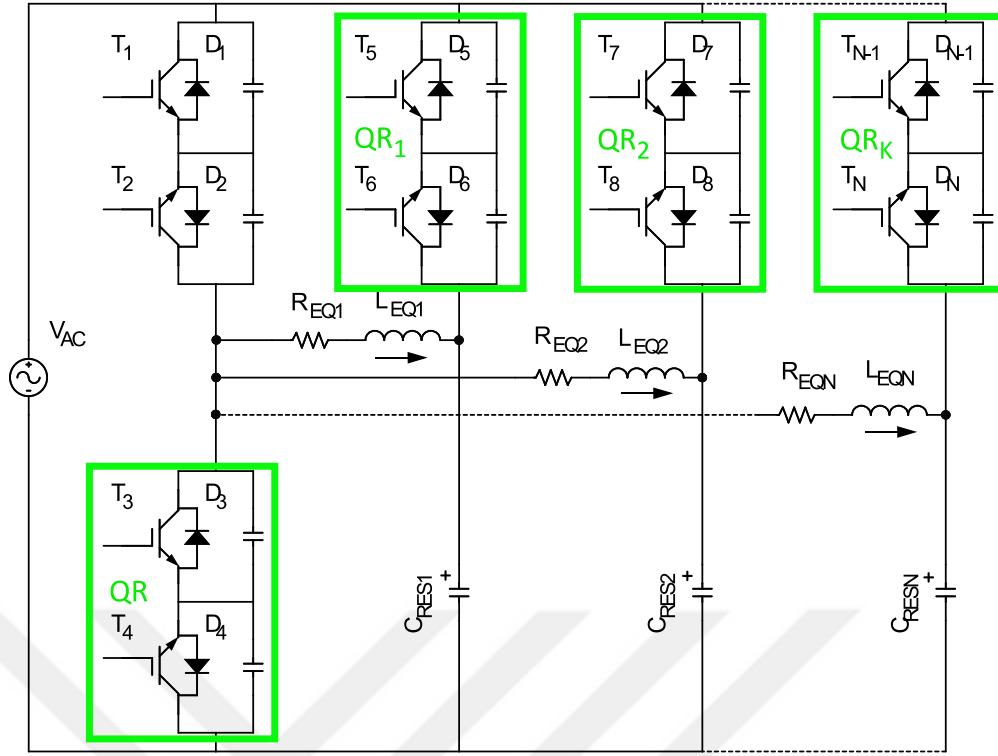
Aralık II (t_2 - t_5): T_2 yarı iletkeninin kesime girmesiyle başlar. T_3 ve D_4 iletimdedir ve bu aralık serbest geçiş aralığıdır. Aralık I'de olduğu gibi bu aralıkta da C_{RES} kondansatörleri şarj olmaya devam eder.

Aralık III (t_5-t_6): Rezonans akımının yön değiştirmesi ile birlikte T_4 yarı iletkeni sıfır gerilimde iletme girer (ZVT). C_{RES} kondansatörleri deşarj olmaya başlar. Rezonans devre akımı T_4 ve D_3 yarı iletkenleri üzerinden çevrimini tamamlamaktadır.

Aralık IV (t_6-t_1): T_4' ün sürme sinyalinin kesilmesiyle başlar. Bu aralıkta T_1 ve D_2 iletimdedir. Bu aralık serbest geçiş aralığıdır. Aralık III'te olduğu gibi bu aralıkta da C_{RES} kondansatörleri deşarj olmaya devam eder.

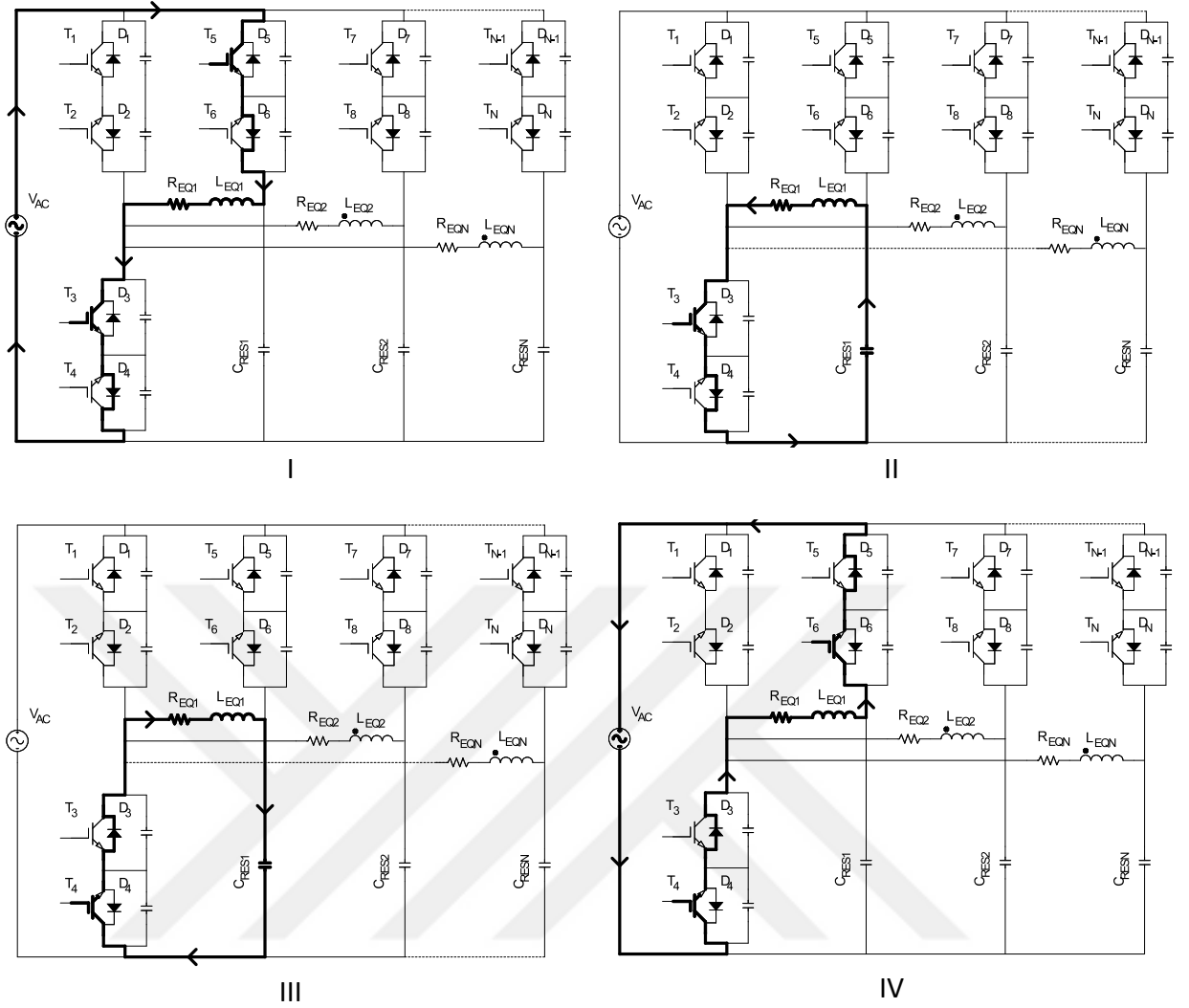
6.3 Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı İnverter Çalışma Modu

Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışmada iletme giren elemanlar Şekil 6.6' de QR blokları ile gösterilmektedir. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma periyodu boyunca T_1 ve T_2 yarı iletkenlerine sürme sinyalleri uygulanmaz, bu yarı iletkenler kesimde tutulur. T_5' ten T_N' e kadar tüm yarı iletkenler AC şebekenin alternansına bağlı olarak tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma için anahtar ya da kontrollü diyot olarak kullanılırlar. Devreden geçen toplam bobin akımı kontrolü diyot olarak kullanılan T_3 ve T_4 yarı iletkenleri üzerinden akar. Devrenin çalışması sırasında ısıtılacak yükün tek veya çok bobinli olmasına bağlı olarak her bobinin ilgili QR blokları aktif hale getirilir. Örnek olarak tek bobinli durumda L_{EQ1} ve R_{EQ1}' den oluşan yükün enerjilendirilebilmesi için QR_1 bloğundaki T_5 ve T_6 yarı iletkenleri sırasıyla AC giriş geriliminin pozitif ve negatif alternanslarında iletme sokulur.



Şekil 6.6 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin aktif elemanları

Önerilen AC-AC dönüştürücünün tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışması her bir alternans için dört çalışma aralığından oluşmaktadır. Örnek olarak L_{EQ1} ve R_{EQ1} 'den oluşan yükün çalıştırıldığı durum için pozitif ve negatif alternans çalışma aralıkları sırasıyla Şekil 6.7 ve Şekil 6.9'da görülmektedir.



Şekil 6.7 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin pozitif yarı periyottaki çalışma aralıkları

Pozitif alternans için T_3 ve T_4 yarı iletkenleri sürekli iletimde tutularak kontrollü diyot olarak kullanılırlar.

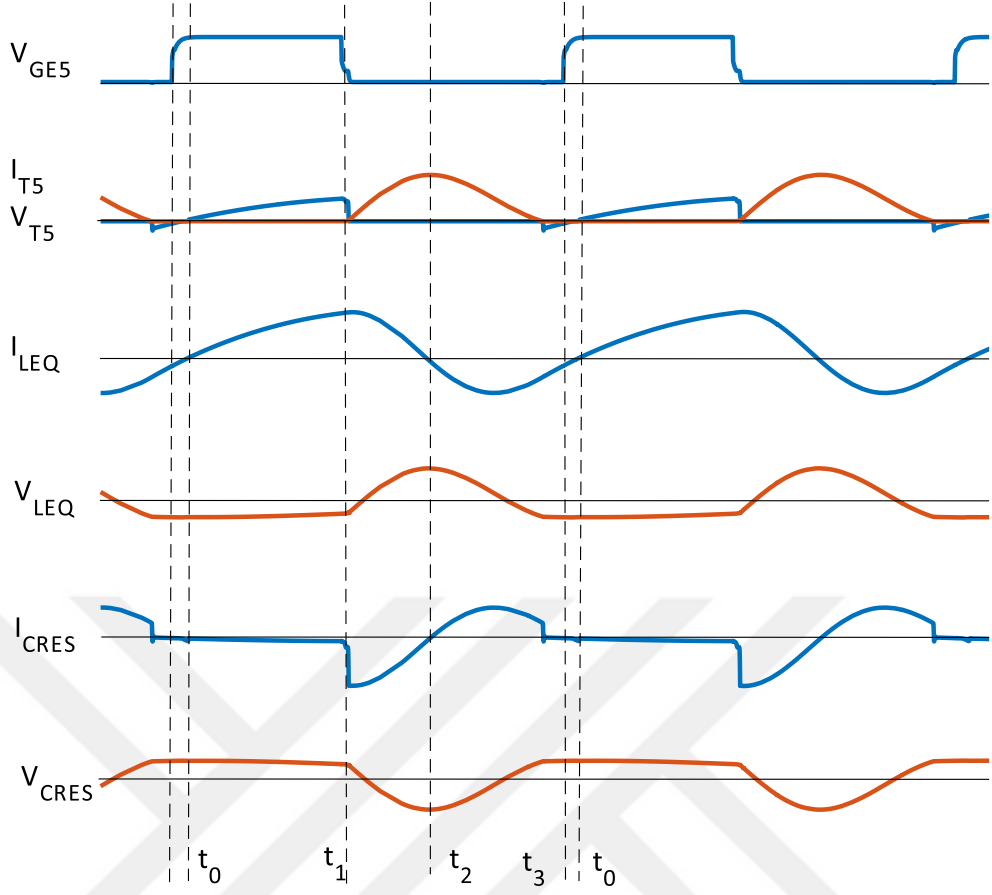
Aralık I (t_0-t_1): T_5 yarı iletkeninin iletime girmesiyle başlar. Kaynaktan çekilen akım $T_5 - D_6 - T_3 - D_4$ üzerinden çevrimini tamamlar. Devre kaynağa seri bağlı RL devresi olarak çalışır.

Aralık II (t_1-t_2): T_5 yarı iletkeninin kesime girmesiyle başlar. T_5 yarı iletkeninin uçlarındaki gerilim C_{RES} kondansatörü nedeniyle yavaş yükselecektir. T_3 ve D_4 iletimdedir. Endüktans akımı bir anda sıfıra düşemez ve endüktans gerilim kaynağı olarak çalışmaya başlar. Endüktansta depolanan enerjinin kondansatöre aktarılması ile birlikte Aralık II sona erer.

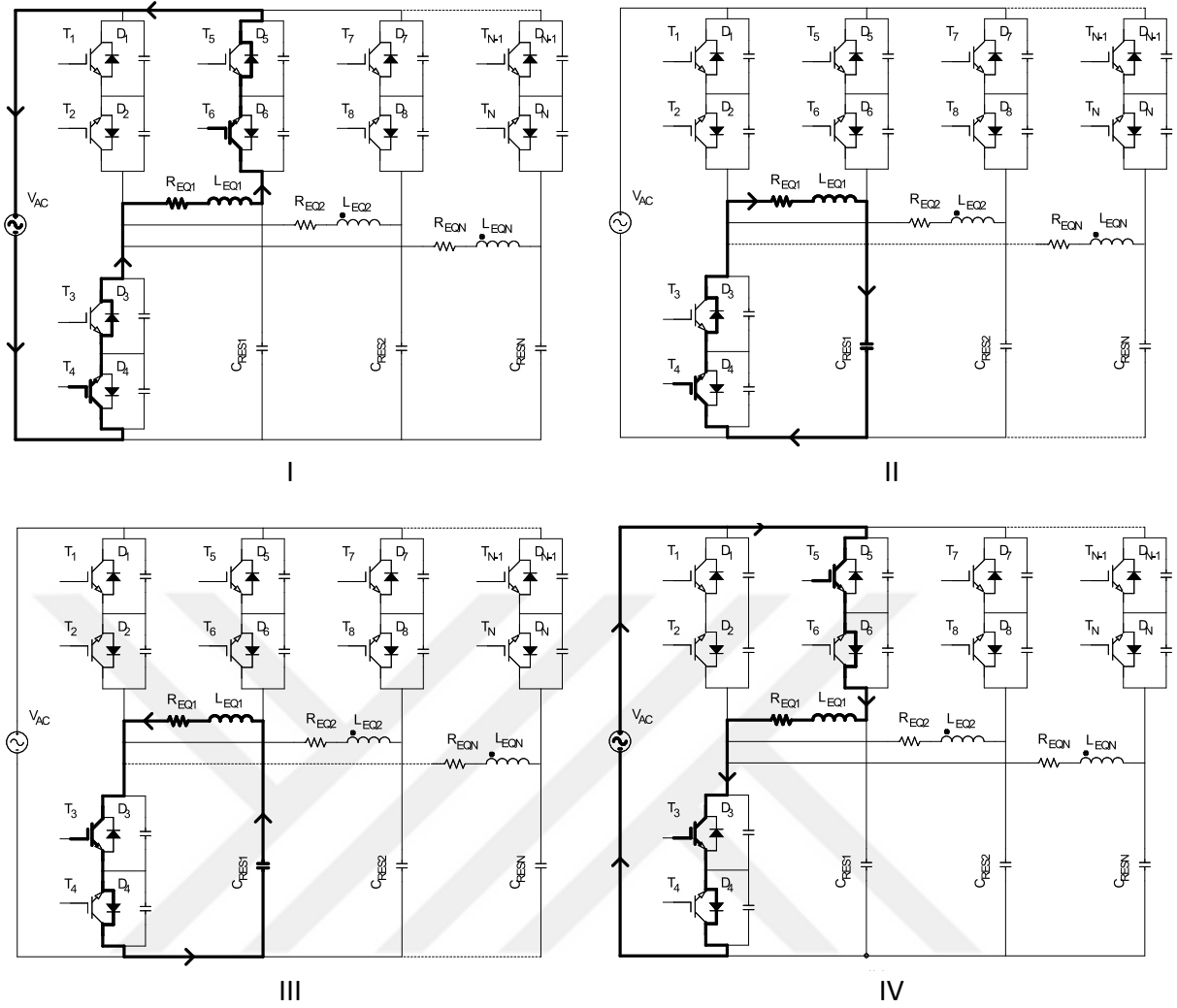
Aralık III (t_2-t_3): Rezonans akımının yön değiştirmesi ile başlar. Aralık III süresince kondansatörde depolanan enerji endüktansa aktarılır. Bu aralıkta T_4 ve D_3 yarı iletkenleri iletimdedir.

Aralık IV (t_3-t_0): Serbest geçiş aralığıdır. T_6 ve D_5 iletimdedir ve akım negatif yönde akmaya devam eder.

Pozitif alternans çalışma için L_{EQ1} bobinine aktarılan enerji T_5 yarı iletkeni kullanılarak kontrol edilir. Aralık I'den Aralık IV'e, T_3 , T_4 ve T_6 yarı iletkenleri kontrollü diyot olarak kullanılır ve ilgili yarı iletkenlerin sürme sinyalleri sürekli olarak uygulanır. Benzer bir şekilde L_{EQ2} bobinine aktarılan enerji T_7 yarı iletkeni kullanılarak kontrol edilir. Bu durumda T_3 , T_4 ve T_8 yarı iletkenleri tüm çalışma aralıklarında sürekli iletimde tutulmalıdır. Pozitif alternans için T_5 ve T_7 anahtar, T_6 ve T_8 kontrollü diyot olarak kullanılır. Daha fazla bobini çalıştırmak için ek bobinlerin kontrolü benzer şekilde yapılır. Pozitif alternans tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma için akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 6.8'de gösterilmektedir. Benzer akım ve gerilim işaretleri negatif alternans tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma durumu için de geçerli olacaktır.



Şekil 6.8 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin pozitif yarı periyottaki çalışmasına ait akım ve gerilim dalga şekilleri



Şekil 6.9 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterin negatif yarı periyottaki çalışma aralıkları

Negatif alternans için T_3 ve T_4 yarı iletkenleri sürekli iletimde tutularak kontrollü diyot olarak kullanılırlar.

Aralık I (t_0-t_1): T_6 yarı iletkeninin iletime girmesiyle başlar. Kaynaktan çekilen akım $T_4 - D_3 - T_6 - D_5$ üzerinden çevrimini tamamlar.

Aralık II (t_1-t_2): T_6 yarı iletkeninin kesime girmesiyle başlar. T_6 yarı iletkeninin uçlarındaki gerilim C_{RES} kondansatörü nedeniyle yavaş yükselecektir. T_3 ve D_4 iletimdedir. Endüktans akımı bir anda sıfıra düşemez ve endüktans gerilim kaynağı olarak çalışmaya başlar. Endüktansta depolanan enerjinin kondansatöre aktarılması ile birlikte Aralık II sona erer.

Aralık III (t_2-t_3): Rezonans akımının yön değiştirmesi ile başlar. Aralık III süresince kondansatörde depolanan enerji endüktansa aktarılır. Bu aralıkta T_3 ve D_4 yarı iletkenleri iletimdedir.

Aralık IV (t_3-t_0): Serbest geçiş aralığıdır. T_5 ve D_6 iletimdedir ve akım negatif yönde akmaya devam eder.

Negatif alternans çalışma için L_{EQ1} bobinine aktarılan enerji T_6 yarı iletkeni kullanılarak kontrol edilir. Aralık I'den IV'e, T_3 , T_4 ve T_5 yarı iletkenleri kontrollü diyot olarak kullanılır ve ilgili yarı iletkenlerin sürme sinyalleri sürekli olarak uygulanır. Benzer bir şekilde T_8 yarı iletkeni kullanılarak L_{EQ2} bobinine aktarılan enerji kontrol edilir. Bu durumda T_3 , T_4 ve T_7 tüm çalışma aralıklarında sürekli iletimde tutulmalıdır. Negatif alternans için T_6 ve T_8 anahtar, T_5 ve T_7 kontrollü diyot olarak kullanılır. Daha fazla bobini çalıştırmak için ek bobinlerin kontrolü benzer şekilde yapılır.

Devrede aynı anda kullanılabilecek toplam endüksiyonlu ocak bobin sayısı kullanıcı talebine göre arttırılabilir. Ancak burada dikkat edilmesi gereken nokta bobin sayısının T_3 ve T_4 yarı iletkenlerinin akım taşıma kapasitesi ile sınırlı olmasıdır.

6.4 Çalışma Modu Seçim Kriterleri

6.4.1 Güç Kontrol Aralığı

Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma çıkış gücü bakımından tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışmaya göre daha avantajlıdır. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışmada yarı iletkenin gerilim stresinden dolayı yüke aktarılan maksimum güç sınırlıdır. Ayrıca düşük yük nedeniyle minimum güç belirli bir değerin altına düşemez. Özellikle düşük güçlerde önerilen dönüştürücü için yarım köprülü seri rezonanslı çalışma seçilir. Ev türü endüksiyonlu ocak kullanımı uygulamalarında yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücülerin güç kontrol aralığı pratikte 50W-3500W aralığında iken tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücüler için bu değer 1000W-2000W aralığındadır.

6.4.2 Yük Miktarı ve Bağımsız Kontrol

Önerilen dönüştürücüde yarım köprülü seri rezonanslı çalışma seçildiğinde dönüştürücüye bağlı tüm bobinler aynı anda ve aynı frekans ile çalışırlar. Bu nedenle önerilen dönüştürücüden beslenen tüm bobinlerin üzerine konan tencere ya da tencerelere aynı güç aktarılmak istendiğinde yarım köprülü seri rezonanslı çalışma anlamlıdır. Diğer taraftan önerilen dönüştürücüye bağlı bobinlerden birinin üzerinde tencere var iken diğer bobinlerde tencere olmayabilir. Ya da bobinler üzerinde farklı güçlerde çalıştırılmak istenen cezve benzeri farklı tencere modelleri olabilir. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma seçilerek bobinler birbirlerinden bağımsız olarak çalıştırılabilir.

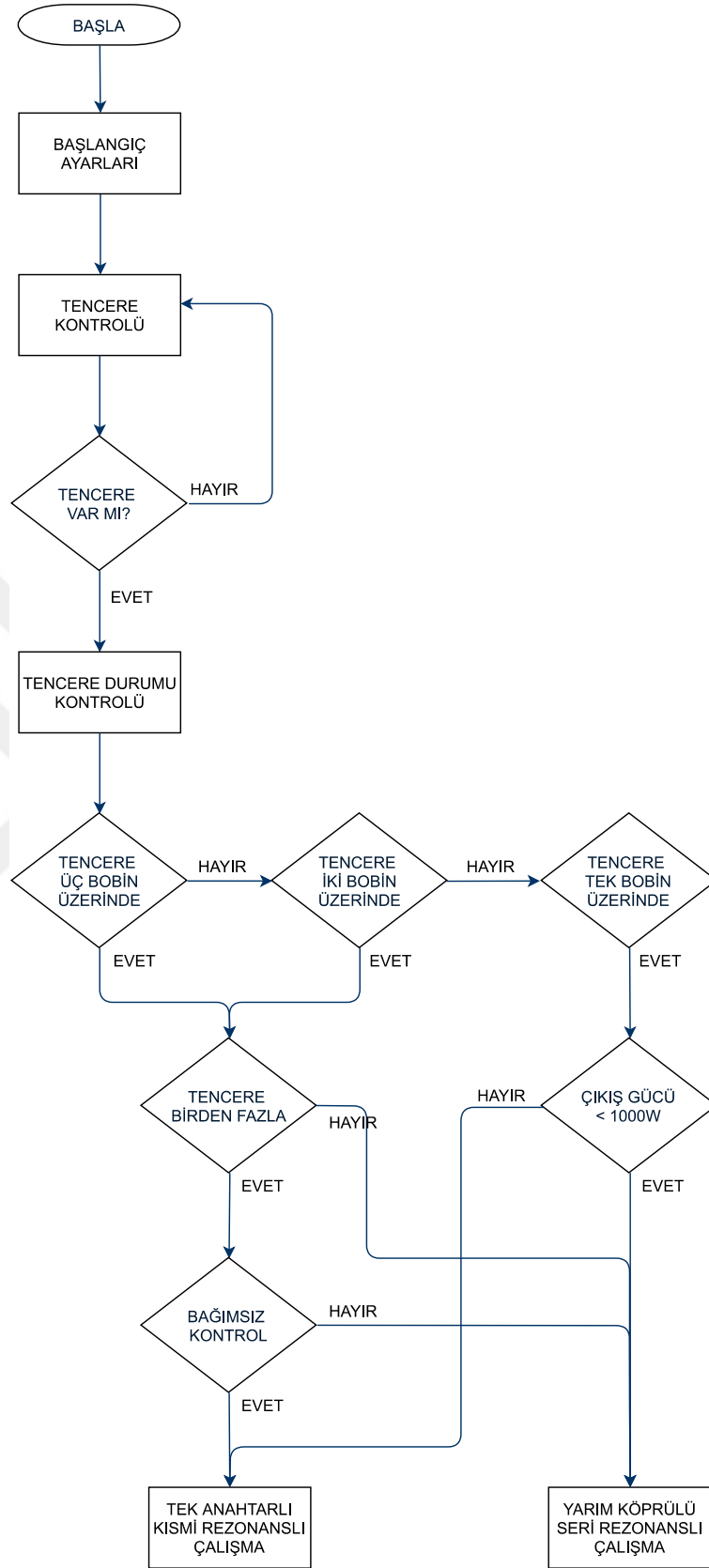
6.4.3 Duyulabilir Ses

İnsan kulağının duyabileceği ses frekansı genel olarak 20Hz ile 20kHz aralığındadır. Endüksiyonla ısıtma yöntemleri çıkış gücünü ayarlamak için değişken frekans kontrolü kullanmaktadır. Aynı dönüştürücüden beslenen iki ya da daha fazla bobin eş zamanlı olarak farklı anahtarlama frekanslarıyla çalıştırıldığında çalışma frekansları arasındaki fark insan kulağının duyabileceği 20Hz-20kHz aralığında ise duyulabilir sese neden olacaktır. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışmanın tercih edileceği ve önerilen dönüştürücüden beslenen bobinlerin bağımsız olarak kontrol edilmesi gereken durumlarda duyulabilir ses oluşacaktır. Duyulabilir ses, özellikle ev kullanıcıları açısından rahatsız edici bir unsurdur. Önerilen dönüştürücüye bağlı tüm bobinlerin çalıştırılması gereken durumlarda duyulabilir sesi önlemek için yarım köprülü seri rezonanslı çalışma tercih edilerek tüm bobinlerin aynı frekansta çalışması sağlanır. Endüksiyonlu ısıtma sistemlerinde genellikle gücü ayarlamak için değişken frekans kontrolü kullanılır. Çok bobinli sistemlerde, iki veya daha fazla dönüştürücü farklı anahtarlama frekansı ile çalışırsa duyulabilir ses oluşur. Sabit frekansta çalışmak ise duyulabilir sesi önler [47].

Yukarıda açıklanan kriterlere bağlı olarak, önerilen dönüştürücünün hangi modda çalışacağı belirlenmektedir. Önerilen dönüştürücü yardımıyla üç farklı bobinin beslenebildiği örnek bir uygulama için geliştirilen algoritma, Şekil 6.10' te gösterilmektedir. Önerilen dönüştürücünün çalışma modu, tencerenin kaç adet bobinin

üzerine yerleştirildiğinin tespit edilmesinden sonra belirlenmektedir. Eğer tencere üç bobinden sadece bir tanesi üzerine yerleştirilirse tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma seçilirken, iki ya da üç bobinin üzerine yerleştirildiği durumlarda güç kontrol aralığı ve duyulabilir ses kriterlerine bağlı olarak yarım köprülü seri rezonanslı ya da tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma tercih edilebilir.





Şekil 6.10 Önerilen dönüştürücü çalışma modu seçim algoritması

Dönüştürücünün anahtarlama frekans aralığının belirlenmesi amacıyla kullanılan parametreler; duyulabilir ses, yüke aktarılacak istenen güç ve yarı iletkenlerin maksimum anahtarlama frekansı olarak özetlenebilir. Pratikte çalışma frekansı aralığı 20kHz-100kHz'dir. Dönüştürücünün anahtarlama frekansı şebeke frekansından (50-60Hz) çok daha yüksektir [4], [5]. Bu nedenle önerilen AC-AC dönüştürücünün analizini basitleştirmek için giriş geriliminin sabit pozitif bir gerilim olduğu kabul edilir. Şebeke geriliminin pozitif ve negatif alternanslarında elde edilen sonuçlar birbirlerini bütünlükler.

6.5 Tasarım Yöntemi

Bu çalışmanın amacı tek bir kaynak yardımıyla birden fazla bobinin sürülebildiği bir AC-AC dönüştürücü geliştirmektir. Önerilen devre ve bağlı bulunan bobin grubu yardımıyla tek bir tencere ısıtılabilir gibi birden fazla tencere de ısıtılabilir. Devrenin kaç bobinli tasarlanacağına endüksiyonlu ocağın geometrisi yardımıyla karar verilmelidir. Örneğin 60cm genişliğinde standart bir ocak düşünüldüğünde 4 kaynak ve 12 bobinli bir tasarım yapılabilir. Bu sayede tek bir kaynak yardımıyla üç farklı bobin aynı anda kontrol edilecektir.

6.5.1 Yarım Köprülü Seri Rezonanslı Çalışma İçin Tasarım

6.5.1.1 Gerilim, Akım ve Güç Hesabı

Şekil 1.3' te gösterilen yarı köprülü seri rezonanslı devrenin giriş gerilimi T_1 yarı iletkeni iletimde iken V_{DC} , T_2 yarı iletkeni iletimde iken sıfırdır. V_{DC} için Fourier analizi yapıldığında rezonans devresi geriliminin maksimum değeri V_M ve efektif değeri V_{RMS} aşağıdaki denklemlerle gösterilmektedir [41].

$$v = V_{DC}, \quad 0 < \omega t < \pi \quad (6.1)$$

$$v = 0, \quad \pi < \omega t < 2\pi \quad (6.2)$$

$$v = V_{DC} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (6.3)$$

$$V_M = \frac{2V_{DC}}{\pi} = 0.637V_{DC} \quad (6.4)$$

$$V_{RMS} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{\pi} = 0.45V_{DC} \quad (6.5)$$

$$i(t) = I_M \sin(\omega t - \theta) \quad (6.6)$$

$$I_M = V_M / |Z| \quad (6.7)$$

$$I_{RMS} = I_M / \sqrt{2} \quad (6.8)$$

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} \quad (6.9)$$

$$P_{\text{ÇIKIŞ}} = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \cdot \cos\theta \quad (6.10)$$

$$P_{DC} \cong P_{\text{ÇIKIŞ}} \quad (6.11)$$

$$I_{DC} = 0.45I_{RMS} \quad (6.12)$$

Rezonans devresinin eşdeğer direnci R_{EQ} ve eşdeğer endüktansı L_{EQ} olarak modellenmiştir. Tasarımda kullanılacak devre elemanlarının değerlerini belirleyebilmek adına öncelikle bilinen değerlerden başlanmış, sonrasında da iteratif yöntemler kullanılarak bilinmeyen değişkenler hesaplanmıştır.

- Önerilen devre 220-240VAC / 50-60Hz besleme gerilimi koşullarında çalışacak şekilde tasarlanmıştır.
- R_{EQ} direnç değeri endüksiyona uyumlu ferromanyetik tencere kullanılması ve 20kHz-100kHz aralığında çalışılması durumunda $3\Omega - 7.5\Omega$ aralığında olacaktır.
- Q kalite faktörü rezonans devresi akımının sinüzoidal olabilmesi amacıyla yeterince büyük seçilmelidir ($Q > 2$).
- Devrenin rezonans frekansı insan kulağının duyabileceği 20kHz değerinin üzerinde seçilmelidir.
- Akım ve gerilim değerleri yarı iletkenlerin limit değerlerini geçmemelidir.

Rezonans devresinin L_{EQ} eşdeğer endüktansı, bobin kalite faktörü Q ve rezonans frekansı ω_R kullanılarak aşağıdaki denklemlerle bulunur.

$$L_{EQ} = Q R_{EQ} / \omega_R \quad (6.13)$$

Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma tasarım parametreleri Çizelge 6.1’de verilmektedir. Bu değerler kullanılarak hem simülasyon çalışmaları hem de uygulama devresi gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 6.1 Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma için tasarım parametreleri

| | | |
|--------------|--|---------------------------|
| C_S | T bastırma kondansatörü | 10nF |
| L_{EQ} | Eşdeğer devre endüktansı | 80 μ H – 65 μ H |
| R_{EQ} | Eşdeğer devre direnci | 5 Ω – 7.5 Ω |
| f | İnverter çalışma frekansı | 33kHz – 60kHz |
| C_{RES} | Rezonans kondansatörü | 300nF |
| C_{FILTRE} | C_{FILTRE} giriş filtre kondansatörü | 5 μ F |
| L_{FILTRE} | L_{FILTRE} giriş filtre endüktansı | 100 μ H |

6.5.2 Tek Anahtarlı Kısmi Rezonans Çalışma İçin Tasarım

Tek anahtarlı kısmi rezonanslı devre tasarımı yapılırken, yarı iletken devre elemanlarının maksimum akım ve gerilim dayanım değerleri dikkate alınmalıdır. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma üç farklı aralıkta incelenir. İlk çalışma aralığı RL devresi olarak modellenir. Endüktans ve yarı iletken akımları aşağıdaki denklemle gösterilir.

$$i_{LEQ}(t) = i_T(t) = (V_{DC} / R_{EQ}) (1 - e^{-\left(\frac{R_{EQ}}{L_{EQ}}\right)t}) \quad (6.14)$$

İkinci çalışma aralığında, yarı iletkenin kesime girmesi ile birlikte V_{CE} gerilimi V_{DC} gerilimine ulaşana kadar akım az da olsa artmaya devam eder. Ancak bu artış devrenin analizini etkileyecek düzeyde değildir. İlk çalışma aralığında elde edilen i_{LEQ} akımının maksimum değeri, $I_{LEQ MAX}$ değerine eşit kabul edilir.

Yarı iletkenin gerilimi, ilgili yarı iletkenin maksimum gerilim dayanım değerini geçmeyecek şekilde sınırlandırılmalıdır. V_{DC} DC bara gerilimi, Z_0 karakteristik empedans değerlerine bağlı olarak V_{CEPEAK} IGBT kolektör gerilimi aşağıdaki denklemle gösterilir.

$$V_{CEPEAK} = V_{DC} + I_{LEQ MAX} Z_0 - V_{REQ} \quad (6.15)$$

6.14 ve 6.15 denklemleri kullanılarak hesaplanmış tasarım parametreleri Çizelge 6.2’de verilmektedir. Bu değerler kullanılarak hem simülasyon çalışmaları hem de uygulama devresi gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 6.2 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma için tasarım parametreleri

| | | |
|--------------|--|---------------|
| C_S | T bastırma kondansatörü | 10nF |
| L_{EQ} | Eşdeğer devre endüktansı | 80 μ H |
| R_{EQ} | Eşdeğer devre direnci | 5 Ω |
| f | İnverter çalışma frekansı | 22kHz – 35kHz |
| C_{RES} | Rezonans kondansatörü | 300nF |
| C_{FILTRE} | C_{FILTRE} giriş filtre kondansatörü | 5 μ F |
| L_{FILTRE} | L_{FILTRE} giriş filtre endüktansı | 100 μ H |

6.6 Verim Analizi

Endüksiyonlu ocaklarda kullanılan dönüştürücüler için en önemli tasarım kriterlerinden biri verimdir. Dönüştürücünün performansını belirleyen verim; yarı iletkenin iletim ve anahtarlama kayıpları tarafından belirlenir [5], [7].

İletim kayıpları, yarı iletkenin iletim aralığındaki gerilimi ve akımı tarafından belirlenir. Dönüştürücünün verimini hesaplamak için yarı iletkenin içinden geçen akımın ortalama ve RMS değerleri gereklidir [7]. İletim kayıpları IGBT ve diyot kayıpları olarak iki farklı şekilde ele alınmalıdır. Her iki elemanın iletim kaybı da bir direnç R_{ON} ve bir gerilim kaynağı V_{ON} ' un seri bağlanması şeklinde modellenebilir [43].

$$P_{ON} = V_{ON} I_{AVG} + R_{ON} I_{RMS}^2 \quad (6.16)$$

I_{AVG} ve I_{RMS} yarı iletkenin ortalama ve RMS akımlarıdır. IGBT ve diyot iletim kayıplarının hesaplanması için kullanılmıştır. Diğer bir yarı iletken kaybı da elemanın iletme ve kesime girme süreleri esnasında oluşan anahtarlama kayıplarıdır. Endüksiyonlu ocaklar

için IGBT yarı iletkenleri ZVS ile iletme girer, böylece sadece kesime girme anahtarlama kayıplarından bahsedilir [43].

$$P_{SW} = f W_{OFF} \quad (6.17)$$

Önerilen dönüştürücünün her iki çalışma modu ve klasik dönüştürücü verim açısından karşılaştırılmıştır. Bu amaçla önce devrede kullanılan toplam yarı iletken sayısı tablo halinde karşılaştırılmıştır. Daha sonra simülasyon çalışmaları ile çıkış gücüne bağlı verim analizi yapılmıştır. En son olarak da prototipi gerçekleştirilen devre yardımıyla simülasyon çalışmaları ve uygulama sonucunda elde edilen değerler karşılaştırılmıştır.

Önerilen dönüştürücü devrede kullanılan toplam yarı iletkenlerin sayısı ve devrede aynı anda iletimde olan yarı iletken sayısı dikkate alınarak klasik dönüştürücü [3] ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonuçları Çizelge 6.3'te ayrıntılı olarak verilmiştir.

Çizelge 6.3 Önerilen yeni AC-AC dönüştürücünün klasik dönüştürücü ile karşılaştırılması

| | Klasik Çok Bobinli AC-AC Dönüştürücü | | | Önerilen AC-AC Dönüştürücü | | | | | |
|---|--------------------------------------|------------------|-----------------|-----------------------------|------------------|-----------------|------------------------------|------------------|-----------------|
| | | | | Yarım Köprülü Seri Rezonans | | | Tek Anahtarlı Kısmi Rezonans | | |
| <i>Toplam Bobin Sayısı</i> | <i>Tek Bobin</i> | <i>İki Bobin</i> | <i>Üç Bobin</i> | <i>Tek Bobin</i> | <i>İki Bobin</i> | <i>Üç Bobin</i> | <i>Tek Bobin</i> | <i>İki Bobin</i> | <i>Üç Bobin</i> |
| Toplam IGBT Sayısı | 5 | 6 | 7 | 6 | 8 | 10 | 6 | 8 | 10 |
| Toplam Diyot Sayısı | 5 | 6 | 7 | 6 | 8 | 10 | 6 | 8 | 10 |
| Toplam Yarı İletken Sayısı | 10 | 12 | 14 | 12 | 16 | 20 | 12 | 16 | 20 |
| Toplam Aktif IGBT Sayısı | 2 | 3 | 4 | 1 | 1 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| Toplam Aktif Diyot Sayısı | 2 | 3 | 4 | 1 | 1 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| Toplam Aktif Yarı İletken Sayısı | 4 | 6 | 8 | 2 | 2 | 2 | 4 | 6 | 8 |

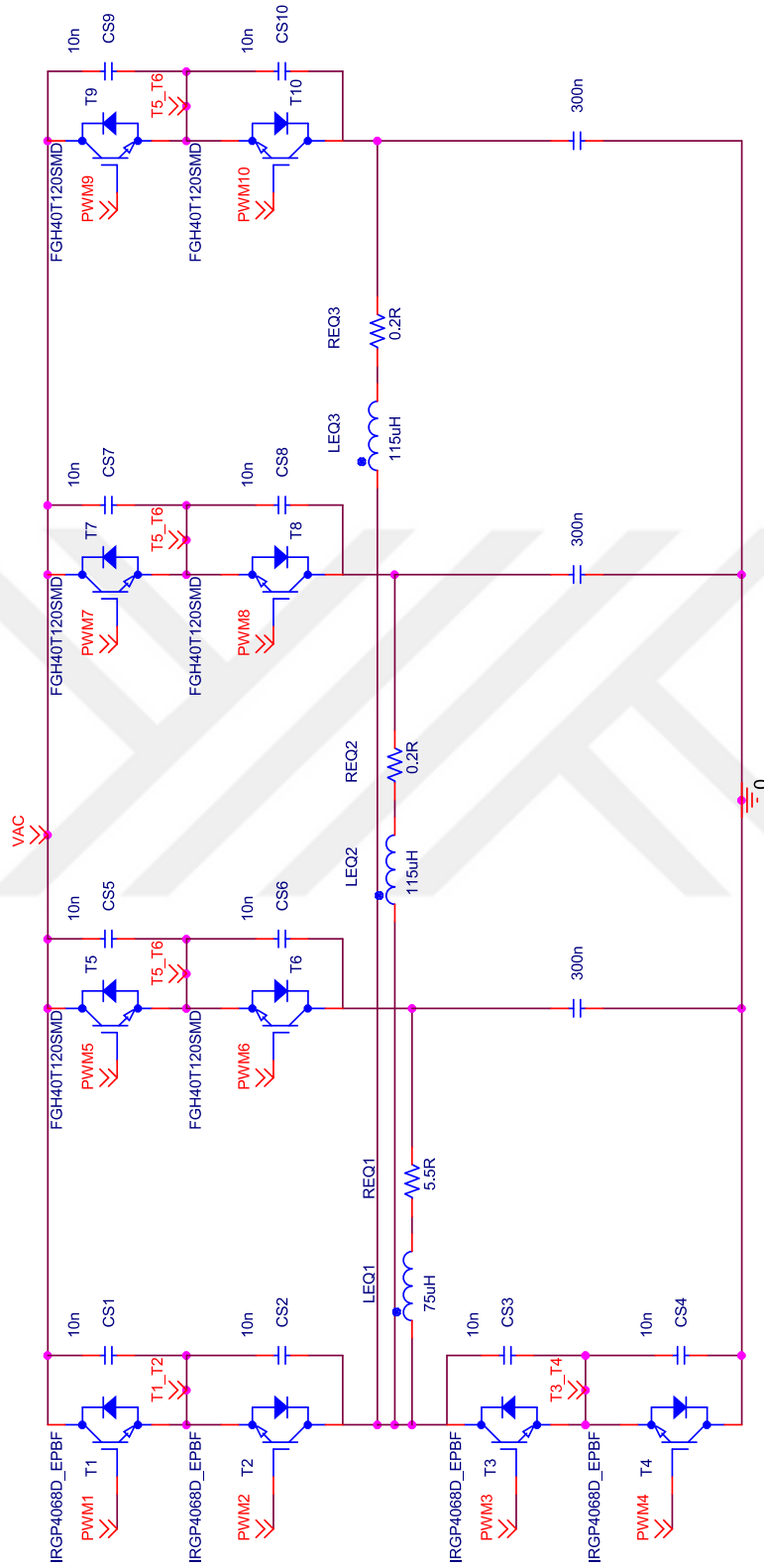
Devrede kullanılan toplam yarı iletken miktarı açısından klasik dönüştürücüye göre önerilen dönüştürücünün bir avantajı olmamaktadır. Ancak diğer taraftan önerilen dönüştürücünün yarım köprülü seri rezonanslı çalışmasında devrede yer alan aktif yarı iletken sayısı klasik dönüştürücüde kullanılan aktif yarı iletken sayısına göre daha azdır. Bunun sonucu olarak önerilen dönüştürücünün daha verimli olduğu öngörüsü yapılabilir.

Önerilen devrenin daha verimli olduğunun ispatlanabilmesi amacıyla simülasyon ve uygulama çalışmaları yapılmıştır.



ÖNERİLEN YENİ AC-AC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN SİMÜLASYONU

Önerilen çok bobinli AC-AC dönüştürücünün yarım köprülü seri rezonanslı ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışmaları ile klasik çok bobinli AC-AC dönüştürücünün verim açısından karşılaştırılmaları amacıyla OrCAD PSpice 17.2 programı yardımıyla simülasyon çalışmaları yapılmış, PSIM Versiyon 9.0 yardımıyla simülasyon sonuçlarının sağlanması yapılmıştır. Önerilen dönüştürücü ve klasik dönüştürücüler 200-2000W çıkış gücü aralığında çalıştırılarak analiz edilmiştir. Önerilen dönüştürücünün analizini yapabilmek adına Şekil 7.1'de gösterilen devre kullanılmış, PSpice modeli verilen yarı iletkenlerin kayıp değerleri ölçülmüştür. Çıkış gücünün hesaplanması amacıyla giriş gücünden yarı iletken kayıpları çıkarılmıştır. Ayrıca çıkış gücü bobin uçlarındaki akım ve gerilim değerleri yardımıyla doğrudan hesaplanmıştır. Her iki durumda da benzer çıkış güç değerlerine ulaşılmıştır. Her iki dönüştürücünün çıkış gücüne bağlı verim grafikleri elde edilerek karşılaştırma yapılmıştır.



Şekil 7.1 Önerilen yeni AC-AC dönüştürücünün simülasyon devre şeması

Yapılan analizlerde ortam sıcaklığının da etkisi incelenmiş, ortam sıcaklığının analizleri etkileyecek düzeyde bir değişime neden olmadığı gözlenmiştir. Bu nedenle tüm analizler 25C° ortam koşullarında gerçekleştirilmiştir.

7.1 Simülasyon Çalışmalarında Kullanılan Devre Değişkenlerinin Seçimi

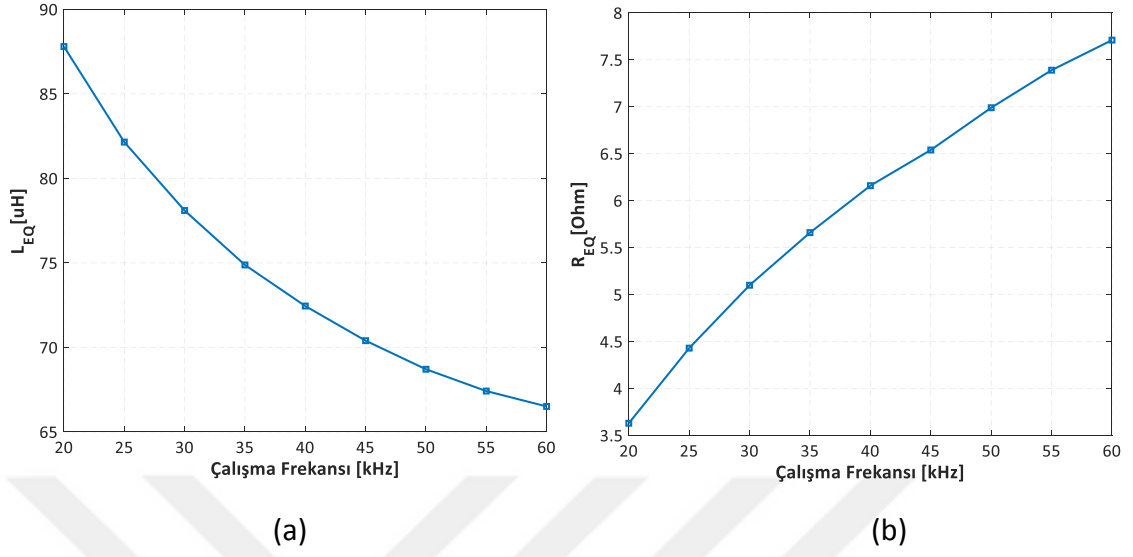
Klasik çok bobinli dönüştürücü ve önerilen dönüştürücünün yarım köprülü seri rezonanslı çalışma frekans aralığı 33kHz-60kHz olarak belirlenmiştir. Önerilen dönüştürücünün tek anahtarlı kısmı rezonanslı çalışma frekans aralığı ise 22kHz-35kHz aralığındadır. Dolayısıyla bobin ve tencereden oluşan devrenin frekansa bağlı olarak eşdeğer direnci ve eşdeğer endüktans değerleri değişkenlik göstermektedir. Simülasyon çalışmalarında elde edilecek sonuçların uygulama devresi ile benzer sonuçlar verebilmesi amacıyla tüm çalışma frekansı ve çıkış gücü değerleri için eşdeğer direnç R_{EQ} ve eşdeğer endüktans L_{EQ} yeniden belirlenerek analizler yapılmıştır. 180m çapında ferromanyetik özellikli bir çelik tencere ve GwInstek marka LCR-6200 serisi LCR metre kullanılarak yapılan ölçüm düzeneği Şekil 7.2’de gösterilmektedir.



Şekil 7.2 Çelik tencere ve LCR metreden oluşan ölçüm düzeneği

Kullanılan bobinin tencere olmadan yapılan ölçüm sonucunda L_{EQ} 115 μ H ve R_{EQ} 0.2 Ω olarak ölçülmüştür. Tencere kullanılmadan yapılan ölçümlerde frekans değişimine bağlı L_{EQ} ve R_{EQ} değişimi ihmal edilebilecek kadar azdır. Ferromanyetik çelik tencere ile bobin arasına 4mm kalınlığında seran cam yerleştirilmiş ve farklı frekanslarda ölçümler

tekrarlanmıştır. Şekil 7.3'te frekansa bağlı olarak ölçülen eşdeğer endüktans ve eşdeğer direnç değerleri gösterilmektedir.



Şekil 7.3 (a) Frekansa göre L_{EQ} eşdeğer endüktansın değişimi, (b) Frekansa göre R_{EQ} eşdeğer direncin değişimi

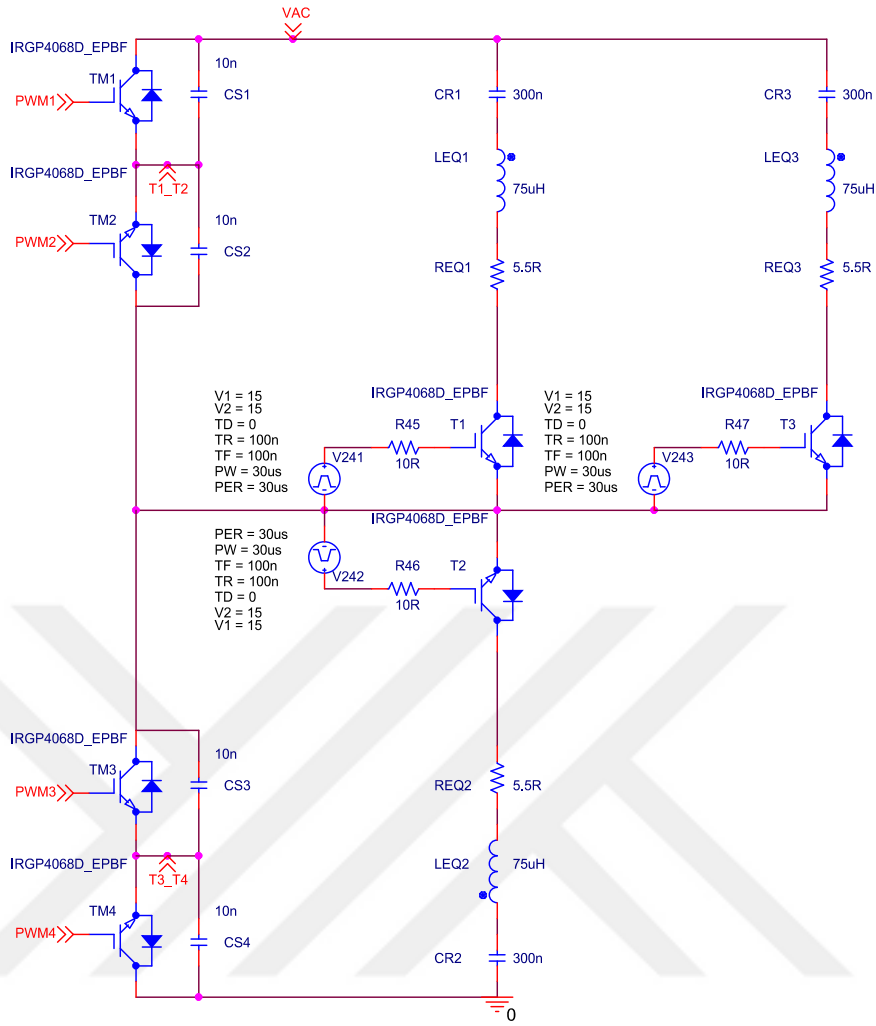
20kHz'de L_{EQ} 88µH, R_{EQ} 3.6Ω iken 60kHz'de L_{EQ} 67µH, R_{EQ} 7.7Ω'dur. Eşdeğer endüktans ve eşdeğer direnç değerinin frekansa bağlı değişimi ihmal edilemez. Simülasyon çalışmalarında frekans bir parametre olarak kullanılmalı, her frekans için ayrı ayrı eşdeğer direnç ve endüktans değeri tanımlanmalıdır.

Simülasyon çalışmalarında kullanılacak IGBT ve diyotların seçiminde elektriksel olarak uygunluğun yanı sıra ilgili devre elemanlarının PSpice modellerinin olması ve uygulama devresinde kullanabilmek adına kolay temin edilebilmesi göz önünde bulundurulmuştur. Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma için International Rectifier (Infineon) firmasının 600V 48A değerlerine sahip IRGP4068DPbF modeli kullanılmıştır. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma için Fairchild (On Semiconductor) firmasının 1200V 40A değerlerine sahip FGH40T120SMD modeli kullanılmıştır. V_{AC} 230V, V_{DC} 320V, f inverter çalışma frekansı yarım köprülü seri rezonanslı çalışma için 33 kHz-66 kHz, tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma için 22kHz-35kHz aralığında seçilmiş, C_{FILTRE} filtre kondansatörü 5µF, L_{FILTRE} filtre endüktansı 100µH seçilerek simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Çalışma aralıklarının analizi için simülasyon çalışmalarında kullanılan devre elemanları Çizelge 7.1'de verilmiştir.

Çizelge 7.1 Simülasyonda kullanılan devre elemanları

| | | |
|---|--|-------------|
| T ₁ , T ₂ , T ₃ , T ₄ | IGBT (IRGP4068DPBF) | 48A / 600V |
| D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄ | Serbest geçiş diyotları (IRGP4068DPBF) | 8A Diyot |
| T ₅ , T ₆ , T ₇ , T ₈ | IGBT (FGH40T120SMD) | 40A / 1200V |
| D ₅ , D ₆ , D ₇ , D ₈ | Serbest geçiş diyotları (FGH40T120SMD) | 40A Diyot |
| C _S | Bastırma kondansatörleri | 10nF |
| L _{EQ} | Eşdeğer devre endüktansı | 67μH - 88μH |
| R _{EQ} | Eşdeğer devre direnci | 3.6Ω – 7.7Ω |
| C _{RES} | Rezonans kondansatörleri | 300nF |

Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma için dönüştürücünün çalışma frekansı 33kHz ile 60kHz aralığında değiştirilerek 200W ile 2000W arasında çıkış gücü elde edilmiştir. PSpice modelleri verilen IGBT ve Diyotların kayıpları doğrudan ölçülerek çıkış gücüne bağlı verim grafikleri elde edilmiştir. Diğer taraftan önerilen dönüştürücünün tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma frekansı 22kHz ile 35kHz aralığında değiştirilerek 450W ile 2000W arasında çıkış gücü elde edilmiştir. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışmanın doğası gereği minimum ve maksimum çıkış gücü limitlidir. Bu nedenle 450W'ın altında tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma yapılamamıştır. PSpice modelleri verilen IGBT ve Diyotların kayıpları doğrudan ölçülerek çıkış gücüne bağlı verim grafikleri elde edilmiştir. Klasik AC-AC çok bobinli dönüştürücünün simülasyon devresi Şekil 7.4'te gösterilmektedir. Dönüştürücünün çalışma frekansı 33kHz ile 60kHz aralığında değiştirilerek 200W ile 2000W arasında çıkış gücü elde edilmiştir. PSpice modelleri verilen IGBT ve Diyotların kayıpları doğrudan ölçülerek çıkış gücüne bağlı verim grafikleri elde edilmiştir.



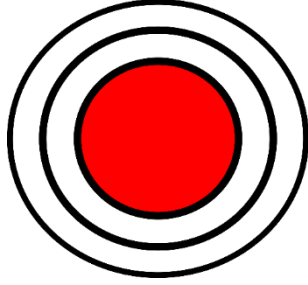
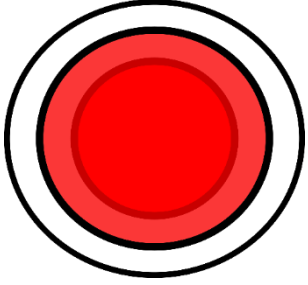
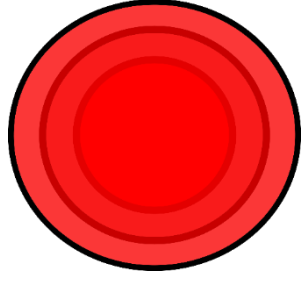
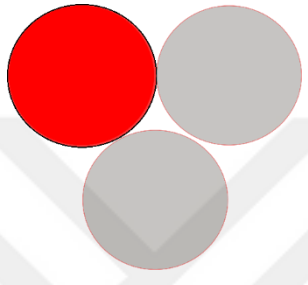
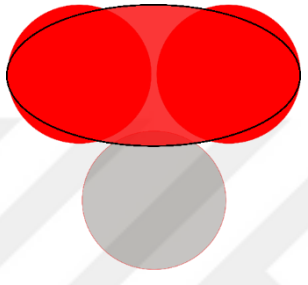
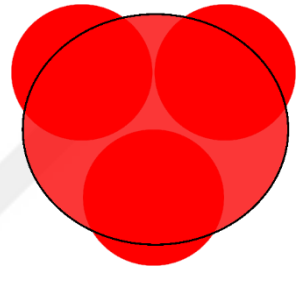




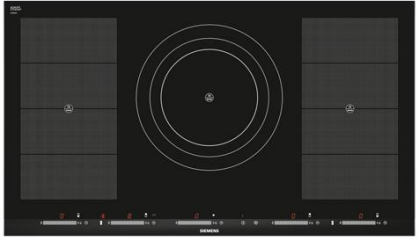
Şekil 7.4 Klasik AC-AC dönüştürücünün simülasyon devresi

Çok bobin içeren ev türü endüksiyonlu ocakların geometrik özellikleri ve pratikte kullanılan tencerelerin boyutları dikkate alınarak bir kaynaktan üç bobinin beslenebildiği devre seçilmiştir. Klasik ve önerilen dönüştürücüler ayrı ayrı analiz edilmiş ve karşılaştırılmıştır. Tencere ve bobinlerin arasındaki ilişkiye bağlı olarak, her dönüştürücü için üç farklı çalışma durumu vardır. Bu üç durum

Çizelge 7.2’de özetlenmiştir. Dönüştürücülerden beslenen üç sargı, eş merkezli bobinler veya çoklu bobin olarak düzenlenebilir. Tencerenin konumunun daha kolay anlaşılabilmesi amacıyla tencere, kırmızı sembol ile gösterilmektedir. İlk durumda, tencere üç sargının sadece bir tanesi üzerine yerleştirilmiştir. İkinci durumda, tencere üç sargının ikisi üzerine yerleştirilmiştir. Üçüncü durumda, tencere üç sargının tümü üzerine yerleştirilmiştir. Öncelikle her dönüştürücü bahsedilen üç farklı durum için ayrı ayrı analiz edilmiş, elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.



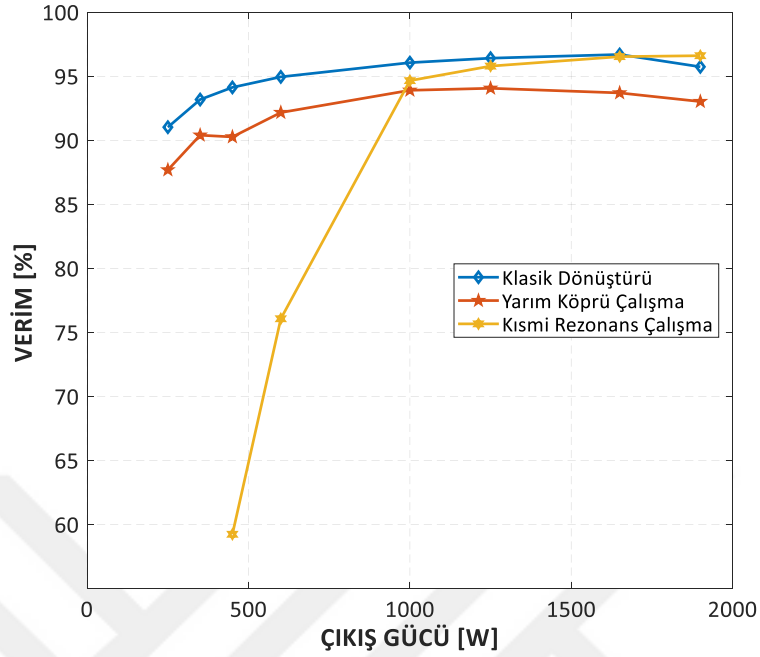
Çizelge 7.2 Tencere ve bobinlerin arasındaki ilişkiye bağlı üç farklı çalışma durumu

| | Durum I | Durum II | Durum III |
|----------------------|---|--|---|
| Eş merkezli bobinler |  |  |  |
| Çoklu bobinler |  |  |  |
| Uygulama Örnekleri |  |  |  |
| |  |  | |

7.2 Verim Analizi

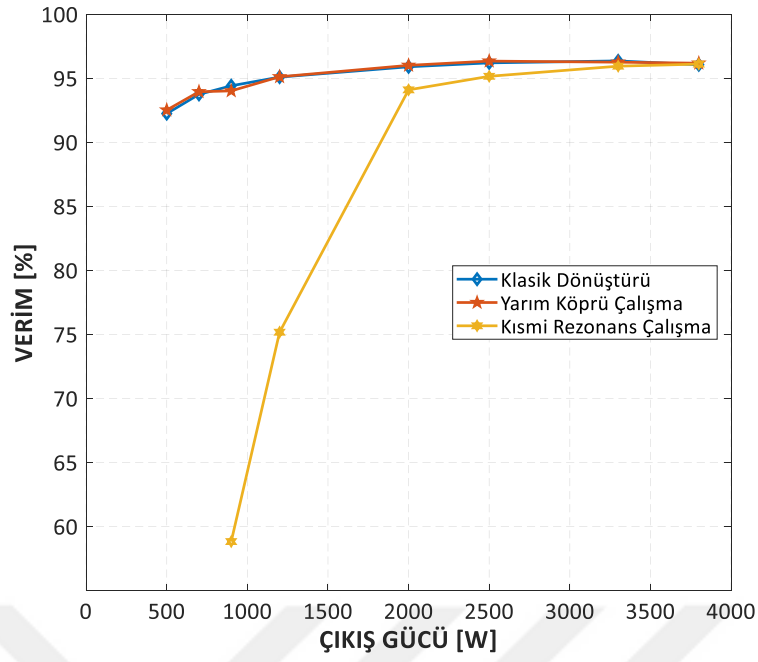
Durum I için elde edilen çıkış gücüne bağlı verim grafikleri Şekil 7.5'te gösterilmektedir. Tencerenin üç sargıdan sadece bir adedi üzerine yerleştirildiği durum analiz edildiğinde klasik dönüştürücünün, önerilen dönüştürücünden daha verimli olduğu görülmektedir. Önerilen dönüştürücünün yarım köprülü seri rezonanslı çalışma modu seçildiğinde tencere boyutu ne olursa olsun tüm bobinler beslenmek zorundadır. Diğer taraftan

1500W'ın üzerindeki güçlerde tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma tercih edilerek klasik dönüştürücüye göre daha verimli bir çalışma sağlanmaktadır.

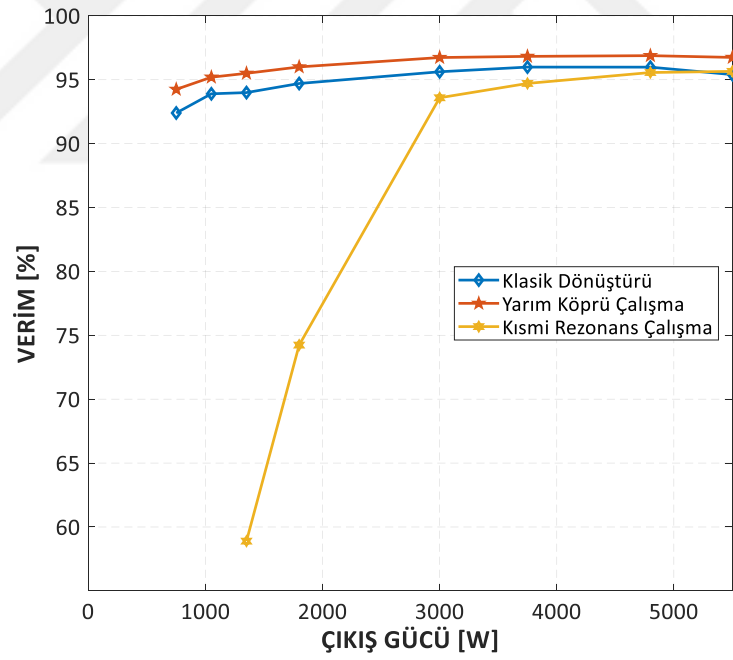


Şekil 7.5 Durum I için çıkış gücüne göre verim değişimleri

Durum II için elde edilen çıkış gücüne bağlı verim grafikleri Şekil 7.6'da gösterilmektedir. Önerilen dönüştürücünün yarım köprülü seri rezonanslı çalışma modunun klasik dönüştürücüden daha verimli olduğu görülmektedir. Diğer taraftan 3500W'ın üzerindeki güçlerde tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma tercih edilerek klasik dönüştürücüye göre daha verimli bir çalışma sağlanmaktadır. Durum III için elde edilen çıkış gücüne bağlı verim grafikleri Şekil 7.7'de gösterilmektedir. Tencerenin üç sargının tümü üzerine yerleştirildiği durum analiz edildiğinde önerilen dönüştürücü yarım köprülü seri rezonanslı çalışma modunun klasik dönüştürücüye göre daha verimli olduğu görülmektedir. Bunun nedeni önerilen dönüştürücünün yarım köprülü seri rezonanslı çalışma modunda iletimde bulunan aktif yarı iletken sayısının klasik dönüştürücüye göre daha az olmasıdır.



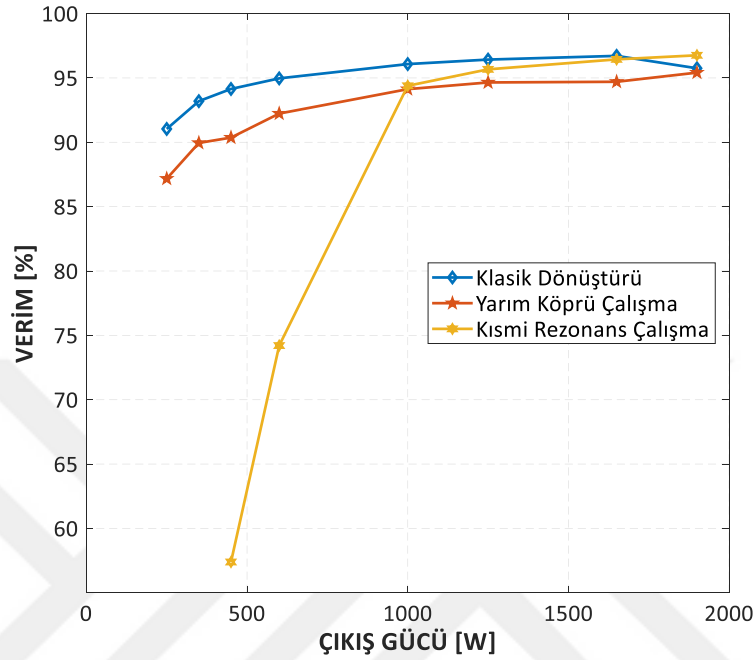
Şekil 7.6 Durum II için çıkış gücüne göre verim değişimleri



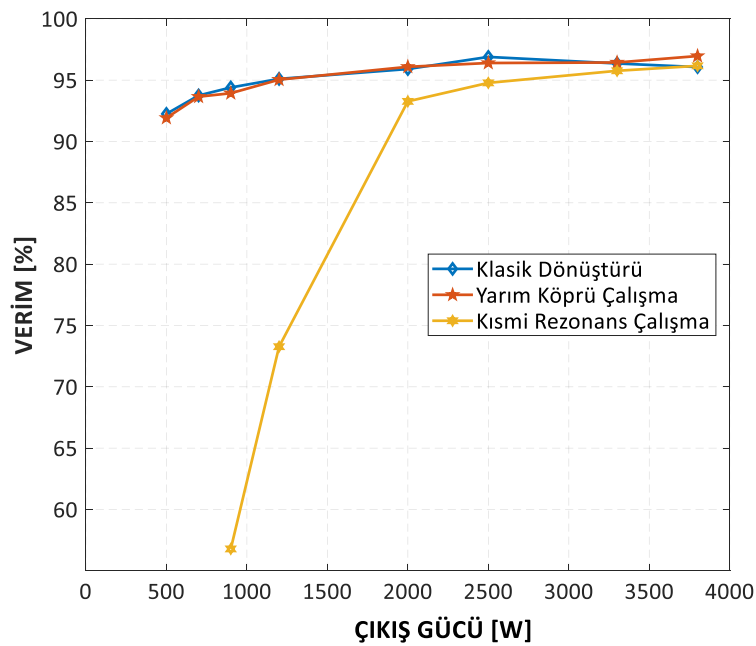
Şekil 7.7 Durum III için çıkış gücüne göre verim değişimleri

Çok bobin içeren ev türü endüksiyonlu ocakların geometrik özellikleri ve pratikte kullanılan tencerelerin boyutları dikkate alınarak bir kaynaktan üç bobinin beslenebildiği üç bobinli durum seçilmiş, simülasyon çalışmaları üç bobinli yapı için gerçekleştirilmiştir. Diğer taraftan ilgili kaynaktan beslenen bobin sayısının artırılması durumunda önerilen

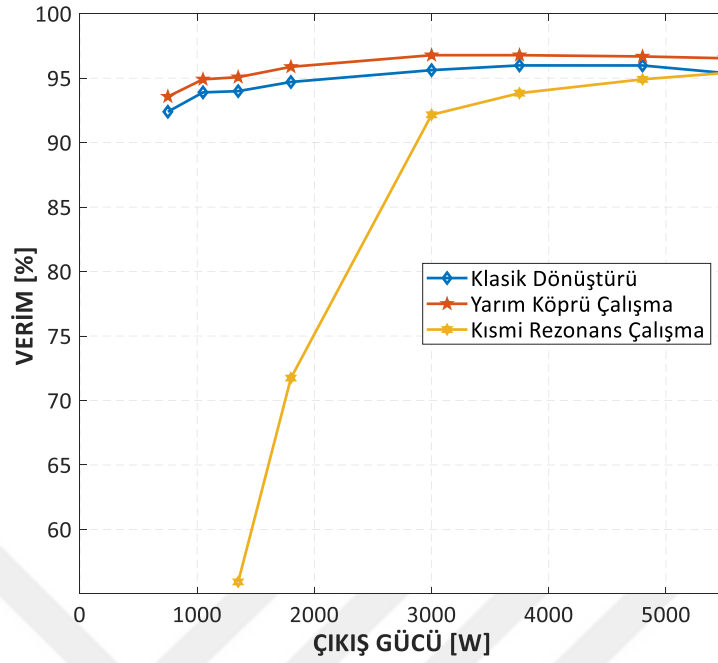
devrenin klasik dönüştürücüye göre performansı incelenmiştir. Bu amaçla bir kaynaktan dört bobinin beslendiği dört bobinli durum seçilerek simülasyon çalışmaları tekrarlanmıştır. Elde edilen çıkış gücüne bağlı verim grafikleri Şekil 7.8, Şekil 7.9, Şekil 7.10 ve Şekil 7.11’de gösterilmektedir.



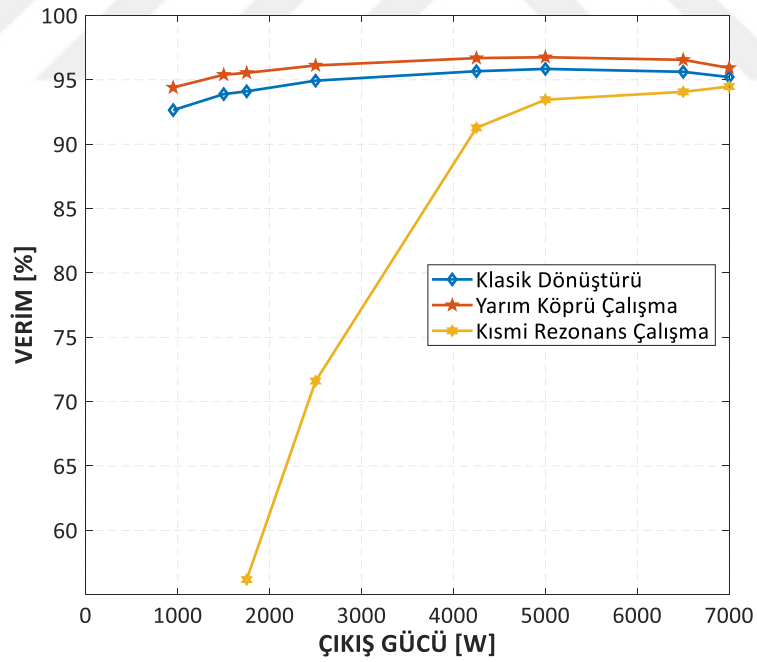
Şekil 7.8 Dört bobin tek tencereli durum için çıkış gücüne göre verim değişimleri



Şekil 7.9 Dört bobin iki tencereli durum için çıkış gücüne göre verim değişimleri



Şekil 7.10 Dört bobin üç tencereli durum için çıkış gücüne göre verim değişimleri



Şekil 7.11 Dört bobin dört tencereli durum için çıkış gücüne göre verim değişimleri

Elde edilen sonuçlar bir kaynaktan üç bobinin beslendiği durumdan elde edilen sonuçlarla birebir aynıdır. Tek kaynaktan üç ya da dört bobin besleniyor olması çıkış gücüne bağlı verim grafiğini değiştirmemektedir.

Simülasyon sonuçları incelendiğinde önerilen dönüştürücünün yarım köprülü seri rezonanslı modunun Durum I dışında klasik dönüştürücüden daha verimli olduğu görülmektedir. Bir kaynaktan beslenen toplam bobin sayısındaki artış verim sonuçlarını değiştirmemektedir. Diğer taraftan, dönüştürücünün tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma durumu incelendiğinde, özellikle düşük güçlerde klasik dönüştürücüden daha az verimli olduğu görülmektedir.

7.3 THD Analizi

Klasik ve önerilen dönüştürücü, toplam harmonik bozulma açısından da karşılaştırılmıştır. Durum I, Durum II ve Durum III için THD analizleri yapılmış, şebekeden çekilen akımdaki harmonik bozulmalar karşılaştırılmıştır. THD değerlerinin aynı güç koşullarında karşılaştırılabilmesi amacıyla önerilen dönüştürücünün tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma frekansı 22.5kHz, yarım köprülü seri rezonanslı çalışma ile klasik dönüştürücü çalışma frekansları ise 35kHz olarak belirlenmiştir.

Ev türü endüksiyonlu ocaklarda kullanılan giriş gerilim kaynaklarının çıkışında filtre bulunması hem fonksiyonel hem de standartlarca tanımlanmış bir zorunluluktur. THD analizi L_{FILTRE} 100 μ H ve C_{FILTRE} 5 μ F devre elemanları kullanılarak yapılmıştır. Her iki devreden alınan THD değerleri karşılaştırıldığında Çizelge 7.3'te verilen sonuçlar elde edilmektedir.

Çizelge 7.3 Klasik ve önerilen dönüştürücülerde THD sonuçları

| | Durum I | Durum II | Durum III |
|--|---------|----------|-----------|
| Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı Çalışma | %12.634 | %12.2652 | %11.7692 |
| Yarım Köprülü Seri Rezonanslı Çalışma | %7.8146 | %5.2233 | %4.9012 |
| Klasik Dönüştürücü | %4.9200 | %0.5612 | %1.7835 |

THD analizi L_{FILTRE} 250 μ H ve C_{FILTRE} 10 μ F devre elemanları kullanılarak tekrarlanmıştır. Her iki devreden alınan THD değerleri karşılaştırıldığında Çizelge 7.4'te verilen sonuçlar elde edilmektedir.

Çizelge 7.4 Klasik ve önerilen dönüştürücülerde THD sonuçları

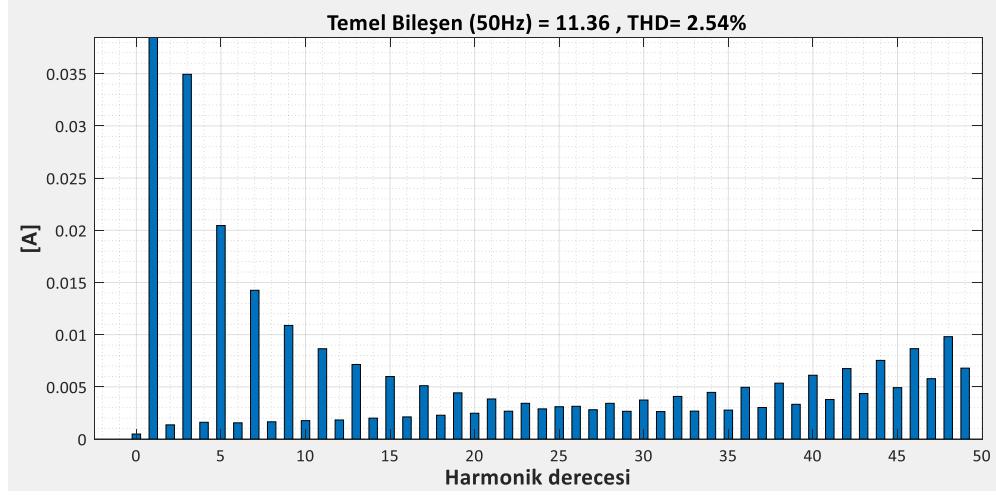
| | Durum I | Durum II | Durum III |
|--|---------|----------|-----------|
| Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı Çalışma | %2.54 | %2.33 | %2.27 |
| Yarım Köprülü Seri Rezonanslı Çalışma | %1.5386 | %1.0447 | %0.9620 |
| Klasik Dönüştürücü | %0.9999 | %0.2405 | %0.3846 |

Durum I, Durum II ve Durum III ayrı ayrı incelendiğinde önerilen dönüştürücünün tek anahtarlı kısmi rezonanslı ve yarım köprülü seri rezonanslı çalışma modlarının klasik dönüştürücüye göre daha yüksek THD değerlerine sahip olduğu ortaya çıkmıştır.

Önerilen dönüştürücüden elde edilen en yüksek THD değeri tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma durumunda ortaya çıkmaktadır. IEC 61000-3-2 standardında tanımlanmış harmonik derecesine bağlı harmonik limit değerleri Çizelge 7.5'te gösterilmektedir. Şekil 7.12'de gösterilen harmonik akımları incelendiğinde önerilen dönüştürücünün harmonik derecesine bağlı harmonik akımları standart limitlerinin altında kalmaktadır.

Çizelge 7.5 IEC 61000-3-2 Harmonik Limit Değerleri

| Harmonik Derecesi (n) | İzin Verilen En Yüksek Harmonik Akımı (A) |
|-----------------------|---|
| 3 | 2.30 |
| 5 | 1.14 |
| 7 | 0.77 |
| 9 | 0.40 |
| 11 | 0.33 |
| 15 ≤ n ≤ 40 | 2.25/n |



Şekil 7.12 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma THD grafiği



ÖNERİLEN YENİ AC-AC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

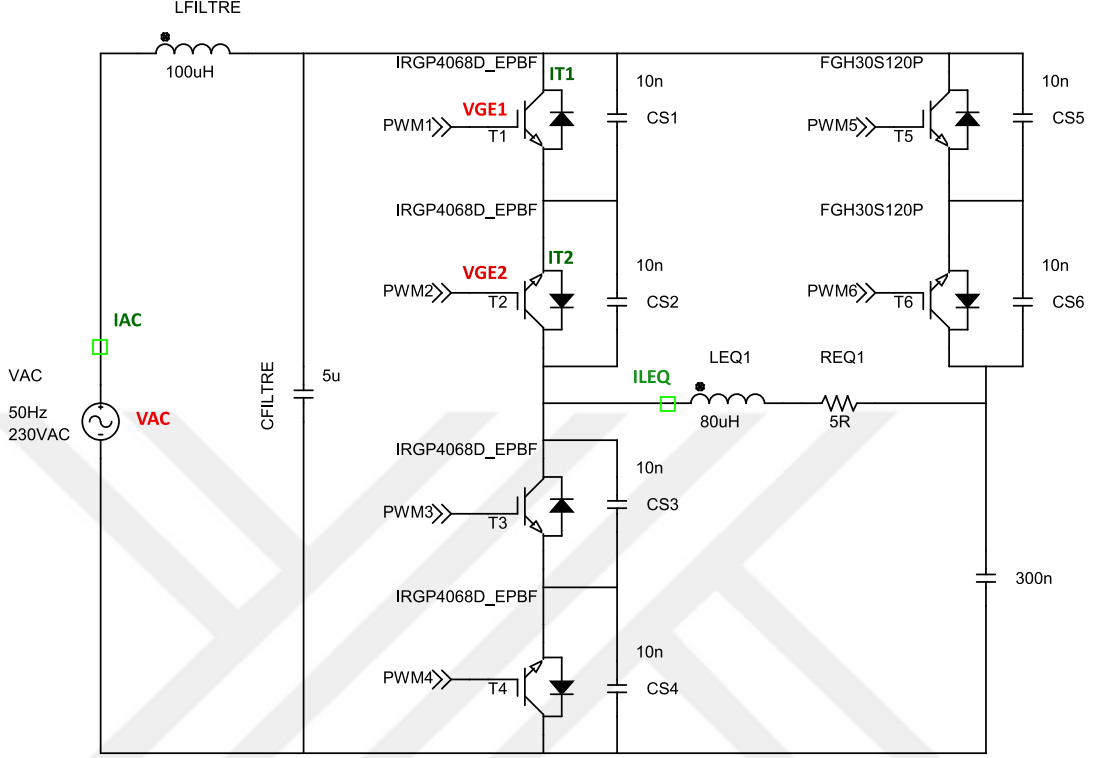
Simülasyon çalışmalarında elde edilen çıkış gücü, verim ve THD değerlerinin doğrulanması amacıyla prototip bir uygulama devresi geliştirilmiş, bu devre yardımıyla elde edilen sonuçlar simülasyon çalışmalarında elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Simülasyon çalışmalarında kullanılan ve Çizelge 7.1’de listelenen devre elemanları, uygulama devresinde de kullanılmıştır. Diğer taraftan uygulama devresini geliştirebilmek amacıyla kullanılan diğer devre elemanları ve bilgisayar programları Çizelge 8.1’de listelenmektedir.

Çizelge 8.1 Uygulama çalışmalarında kullanılan yazılım ve devre elemanları

| | |
|---------------------------------|--|
| Altium Designer 17.1.5 | Şema (sch) ve baskı devre (pcb) tasarımı |
| µVision MDK-Lite Version: 5.18a | Derleyici |
| STM32 ST-LINK Utility v3.2.1 | Programlayıcı |
| STM32CubeMX Version 4.25.0 | Başlangıç kodu üretme programı |
| ST STM32F100R8 | 32 bit ARM tabanlı Cortex-M3 İşlemci |
| Infineon 1EDI05I12AF | ±0.5A Tek kanal izole IGBT sürücüsü |
| Coolcox CC8025H18S | 18V 0.2A Eksenel fan |

Uygulama devresi tasarlanırken hem AC-AC hem de AC-DC dönüştürücü olarak çalışması amaçlanmıştır. Tez çalışmaları sırasında öncelikle AC-DC çalışma sağlanmış, devrenin çalışır olduğundan emin olunduktan sonra AC-AC devre çalışma gerçekleştirilmiştir. Önerilen dönüştürücünün prototip uygulama çalışmasında Şekil 8.1’de gösterilen devre kullanılmıştır. Köprü doğrultucu kullanılmadan gerçekleştirilen uygulama devresinin giriş

kısımında L ve C den oluşan bir filtre bulunmaktadır. Uygulama devresinde yalnızca bir adet bobin kullanılmış, elde edilen sonuçlar simülasyon sonuçları ile karşılaştırılarak doğrulama yapılmıştır.

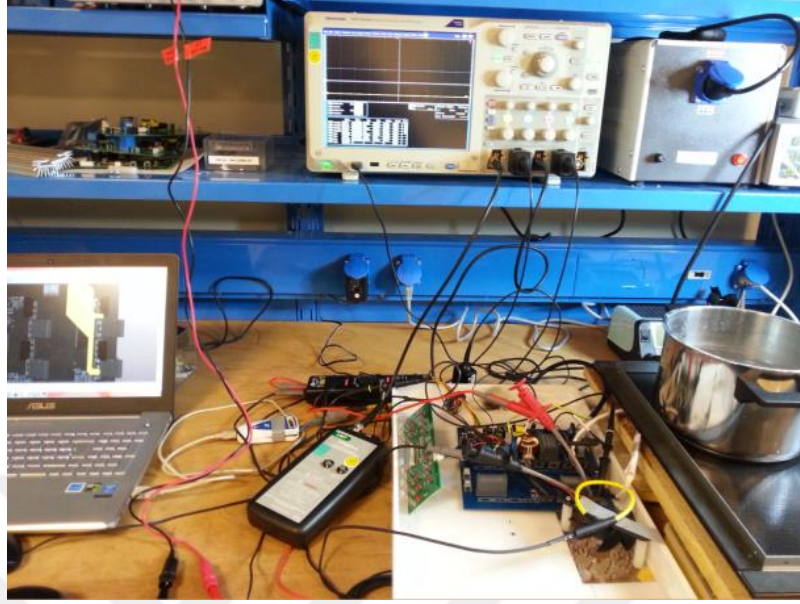


Şekil 8.1 Önerilen dönüştürücü uygulama devresi genel şeması

Devrenin tasarımında kullanılan şema ve pcb dosyaları EK-B kısmında ayrıntılı olarak verilmiştir. Şekil B.1'de AC giriş gerilimi bağlantı şeması gösterilmektedir. Şekil B.2'de yarım köprülü seri rezonanslı çalışmada kullanılan T_1 ve T_2 yarı iletkenlerinin sürme devresi görülmektedir. Benzer bir şekilde Şekil B.3'te tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışmada kullanılan T_5 ve T_6 yarı iletkenlerinin sürme devresi görülmektedir. Mikroişlemci ünitesinden gelen sürme sinyalini, IGBT sürme sinyaline çevirmek için izoleli sürücü kullanılmıştır. Şekil B.4'te devrenin kontrolü için kullanılan işlemcinin bağlantı şeması verilmektedir. Şekil B.5, Şekil B.6 ve Şekil B.7'de uygulama devresine ait baskı devre (pcb) çizimleri gösterilmektedir.

Önerilen dönüştürücüyü test edebilmek amacıyla Şekil 8.2'de gösterilen uygulama devresi ve test düzeneği oluşturulmuştur. Uygulama devresi yardımıyla tek anahtarlı

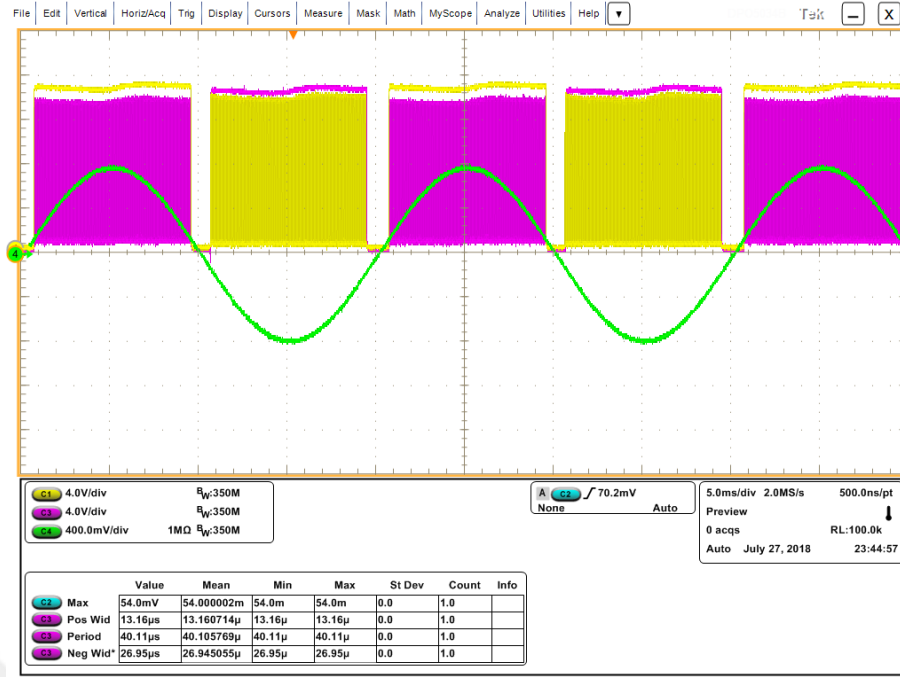
kısmi rezonanslı ve yarım köprülü seri rezonanslı çalışma sonuçları ayrı ayrı çalıştırılarak kayıt altına alınmış ve elde edilen sonuçlar simülasyon çalışmaları ile karşılaştırılmıştır.



Şekil 8.2 Prototip uygulama devresi genel görünüm

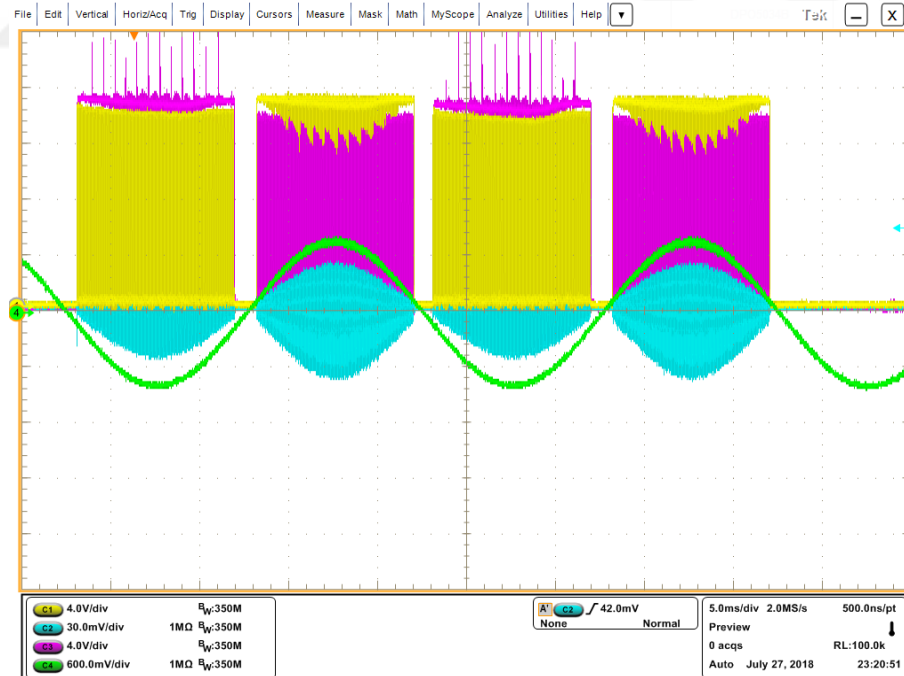
8.1.1.1 Tek Anahtarlı Kısmi Rezonanslı Çalışma Sonuçları

Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışmanın analiz edilebilmesi amacıyla 13us iletim süresi ve 27us kesim süresi kullanılarak 25kHz anahtarlama frekansında çalışma gerçekleştirilmiştir. 180mm çelik tencerenin kullanıldığı çalışmada eşdeğer devre endüktansı L_{EQ} 80 μ H, eşdeğer devre direnci R_{EQ} 5 Ω olarak ölçülmüştür. Akım probunun çevirme oranı 2mV/1A'dir. Şekil 8.3, Şekil 8.4, Şekil 8.5, Şekil 8.6 ve Şekil 8.7'de tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışmaya yönelik temel akım ve gerilim şekilleri gösterilmektedir. Elde edilen akım ve gerilim değerleri simülasyon çalışmaları ile uyum göstermektedir. Şekil 8.3'de AC şebeke gerilimi ve T_5 ve T_6 yarı iletkenlerinin sürme sinyalleri gösterilmektedir. AC şebeke geriliminin sıfır geçiş noktası tespit edilerek 50Hz çalışma frekansı için ilk 10ms'de anahtar olarak çalıştırılan yarı iletken, ikinci 10ms'de kontrollü diyot olarak çalıştırılır. T_5 yarı iletkeni anahtar olarak kullanıldığında T_6 yarı iletkeni kontrollü diyot olarak kullanılmaktadır. Benzer şekilde T_6 yarı iletkeni anahtar olarak kullanıldığında T_5 yarı iletkeni kontrollü diyot olarak kullanılmaktadır.



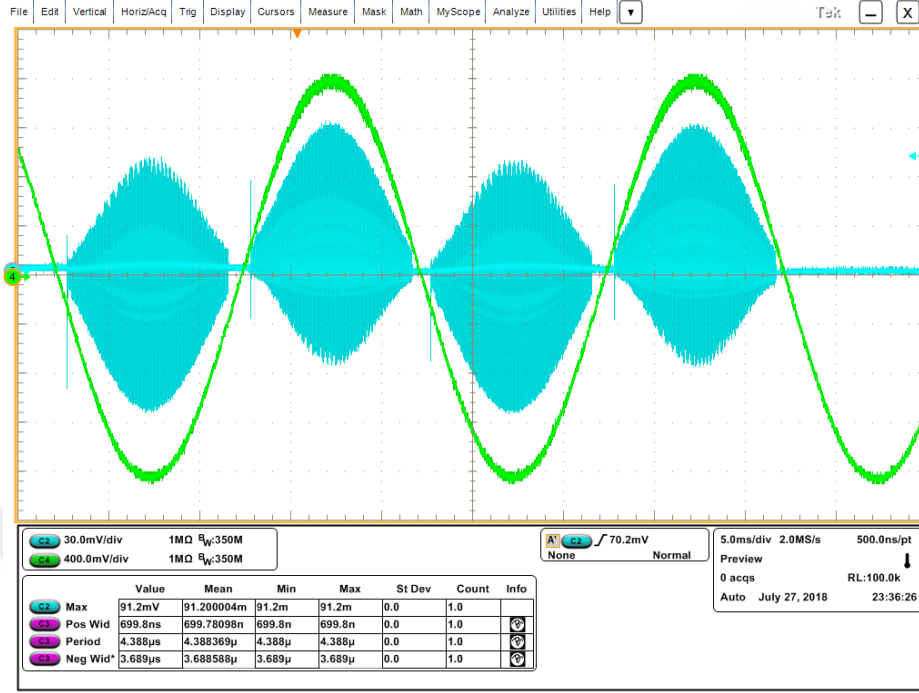
Şekil 8.3 AC şebeke gerilimi ve sürme sinyallerinin osiloskop görüntüsü Mor (C3): T₅ yarı iletkeninin kapı sürme sinyali (4V/div), Sarı (C1): T₆ yarı iletkeninin kapı sürme sinyali (4V/div), Yeşil (C4): AC şebeke gerilimi (160V/div)

Şekil 8.4'te şebeke gerilimi, yarı iletken sürme gerilimi ve bobin akımı gösterilmektedir.

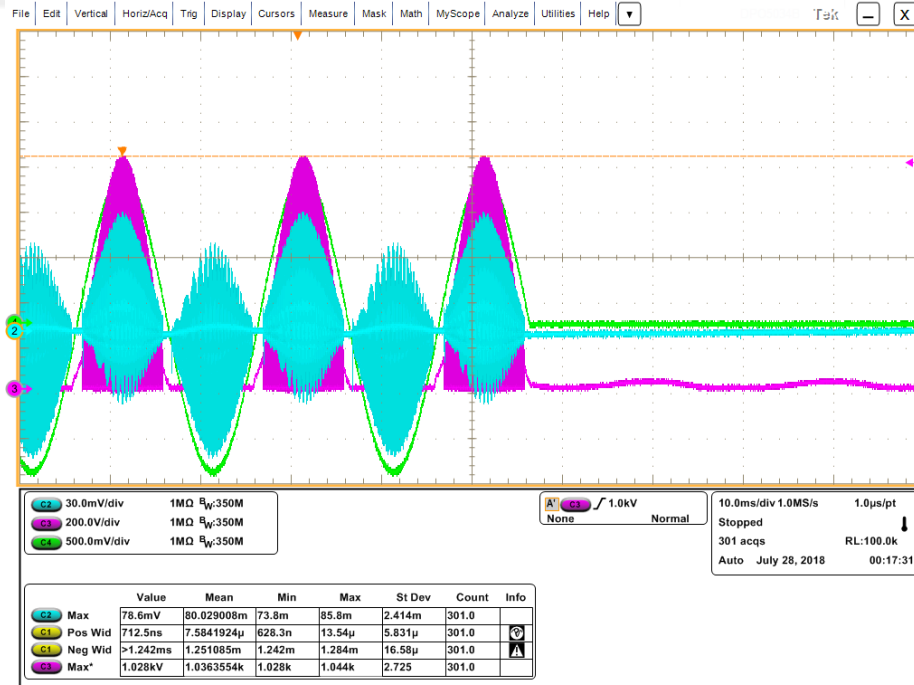


Şekil 8.4 AC şebeke gerilimi, bobin akımı ve sürme sinyalleri Mor (C3): T₅ yarı iletkeninin kapı sürme sinyali (4V/div), Sarı (C1): T₆ yarı iletkeninin kapı sürme sinyali (4V/div), Yeşil (C4): AC şebeke gerilimi (200V/div), Mavi (C2): Bobin akımı (15A/div)

Şekil 8.5'te AC şebeke gerilimi ve bobin akımı daha ayrıntılı gösterilmektedir. Şekil 8.6'da ise yarı iletken akımı ve gerilimi gösterilmektedir.

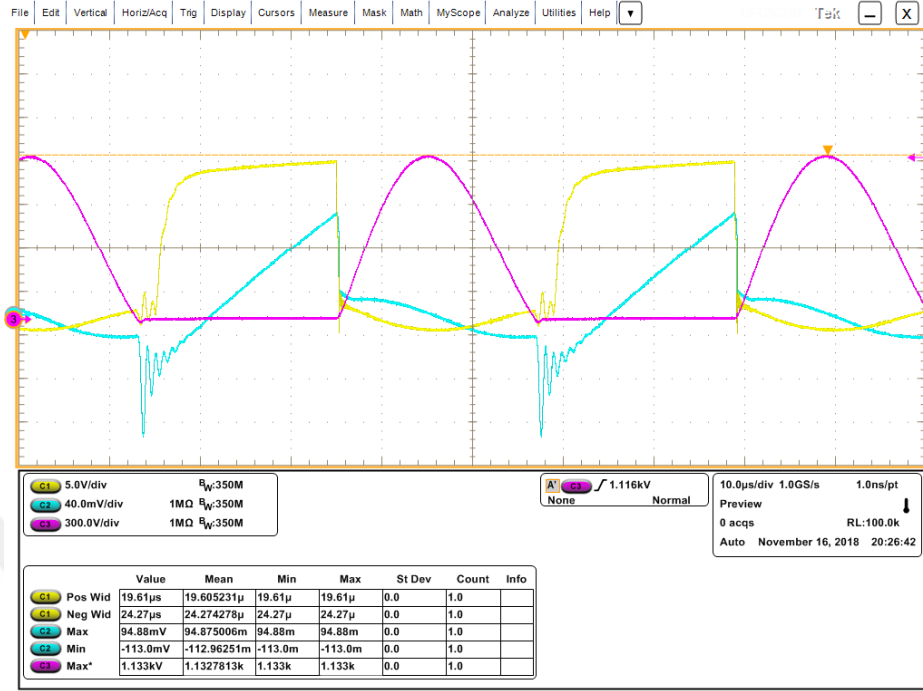


Şekil 8.5 AC şebeke gerilimi ve bobin akımının osiloskop görüntüsü Yeşil (C4): AC şebeke gerilimi (80V/div), Mavi (C2): Bobin akımı (10A/div)



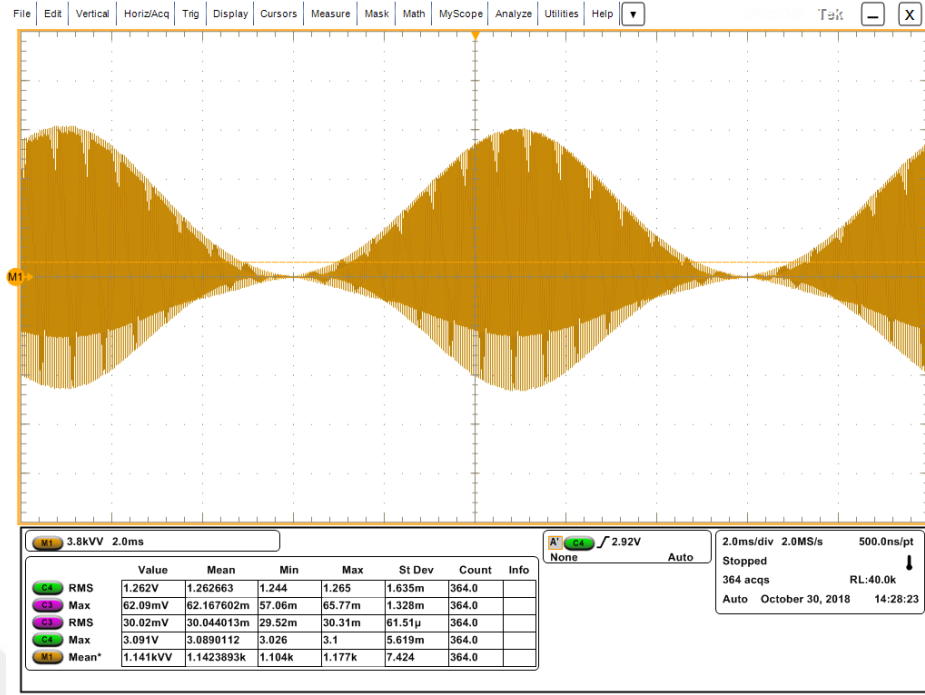
Şekil 8.6 AC şebeke gerilimi, bobin akımı ve V_{CE} geriliminin osiloskop görüntüsü Mor (C3): Yarı iletken V_{CE} gerilimi (200V/div), Yeşil (C4): AC şebeke gerilimi (160V/div), Mavi (C2): Yarı iletken akımı (15A/div)

Şekil 8.7'de yarı iletkenin akımı, gerilimi ve kapı sürme gerilimi ayrıntılı olarak gösterilmektedir.



Şekil 8.7 Sürme sinyalleri, IGBT akımı ve V_{CE} gerilimi Sarı (C1): T_5 yarı iletkeninin kapı sürme sinyali (4V/div), Mor (C3): Yarı iletken V_{CE} gerilimi (300V/div), Mavi (C2): Yarı iletken akımı (20A/div)

Çıkış gücünün ölçülebilmesi bobin uç gerilimi ve bobin akımı anlık olarak çarpılarak çarpımların ortalaması alınmıştır. Prototip uygulama devresi yardımıyla bobin akımı ile bobin uç geriliminin çarpılması sonucu elde edilen osiloskop görüntüsü Şekil 8.8'da gösterilmektedir. Elde edilen 1140W çıkış gücü değeri simülasyon çalışmaları ile uyum göstermektedir. Eş zamanlı olarak güç analizörü yardımıyla kaynaktan çekilen aktif gücün 1220W olduğu ölçülmüş, verim %93.5 olarak hesaplanmıştır. Simülasyon çalışmalarında aynı koşullar altında verim %95 mertebesinde bulunmaktadır. Simülasyon çalışmaları ile uygulama devresi arasındaki hata %2 den küçüktür ve kabul edilebilir düzeydedir.



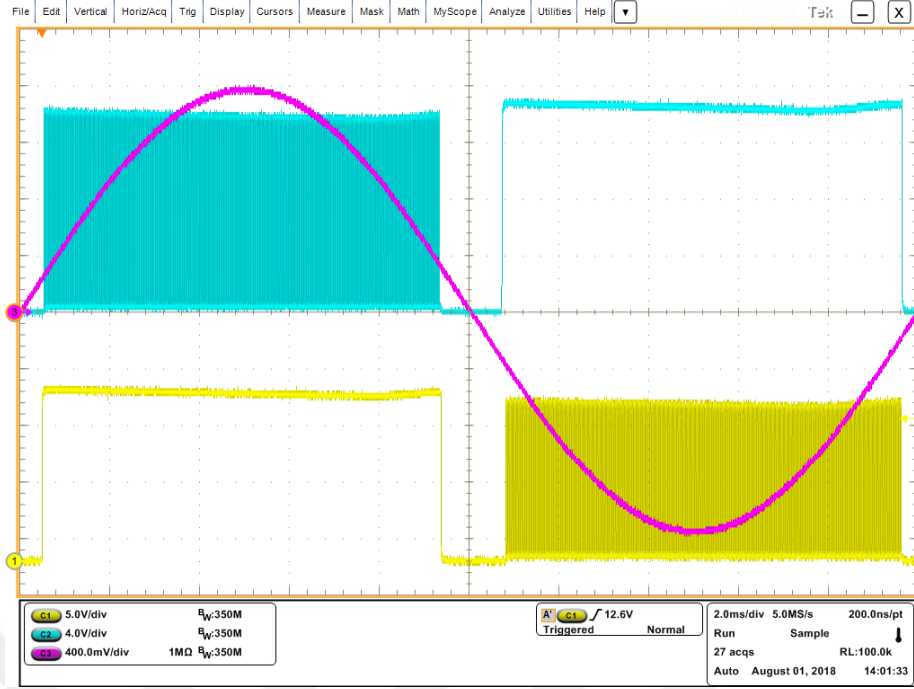
Şekil 8.8 Bobin akımı ve geriliminin çarpılması ile üretilen sonucun osiloskop görüntüsü
Uygulama devresinin tek anahtarlı kısmı rezonanslı çalışması sonucunda elde edilen giriş ve çıkış değerleri Çizelge 8.2’de gösterilmektedir.

Çizelge 8.2 Tek anahtarlı kısmı rezonanslı çalışma değerleri

| Frekans | Kaynak Gerilimi | Giriş Gücü | Çıkış Gücü | Verim | THD _I | THD _V | PF Güç Faktörü | CF Crest Faktörü |
|---------|-----------------|------------|------------|--------|------------------|------------------|----------------|------------------|
| 50 Hz | 230 V | 1220 W | 1140 W | %93.45 | %8.4 | %0.21 | 0.9894 | 1.5217 |

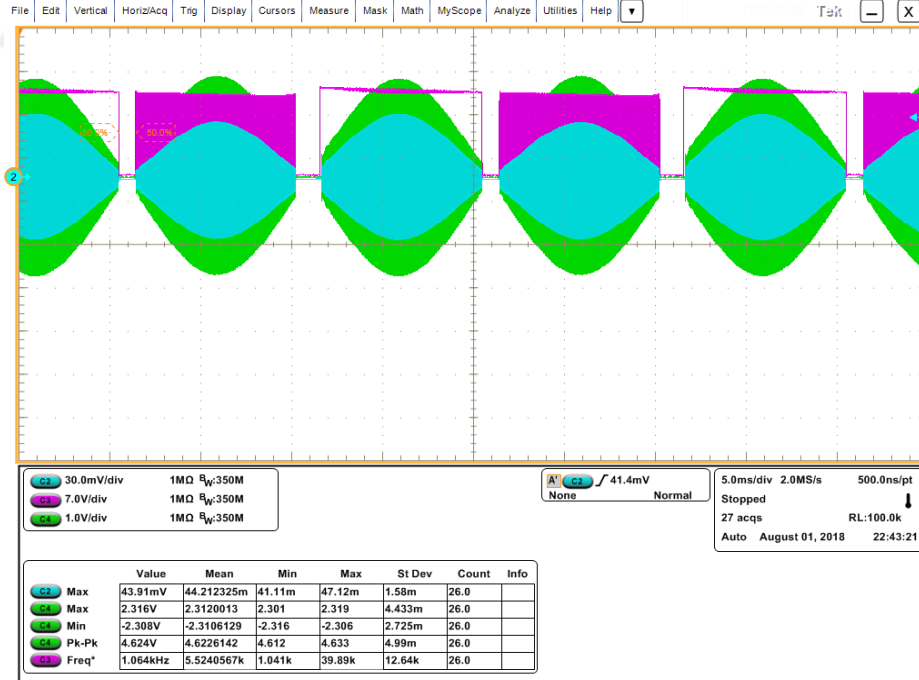
8.1.1.2 Yarım Köprülü Seri Rezonanslı Çalışma Sonuçları

Yarım köprülü seri rezonanslı çalışmanın analiz edilebilmesi amacıyla 40kHz anahtarlama frekansında çalışma gerçekleştirilmiştir. 180mm çelik tencerenin kullanıldığı çalışmada eşdeğer devre endüktansı L_{EQ} 75μH, eşdeğer devre direnci R_{EQ} 6Ω olarak ölçülmüştür. Şekil 8.9, Şekil 8.10, Şekil 8.11, Şekil 8.12 ve Şekil 8.13’te yarım köprülü seri rezonanslı çalışmaya yönelik temel akım ve gerilim şekilleri gösterilmektedir. Elde edilen akım ve gerilim değerleri simülasyon çalışmaları ile uyum göstermektedir. Şekil 8.9’da AC şebeke gerilimi ve T_1 ve T_2 yarı iletkenlerinin sürme sinyalleri gösterilmektedir. AC şebeke geriliminin sıfır geçiş noktası tespit edilerek 50Hz çalışma frekansı için ilk 10ms’de anahtar olarak çalıştırılan yarı iletken, ikinci 10ms’de kontrollü diyot olarak çalıştırılır.



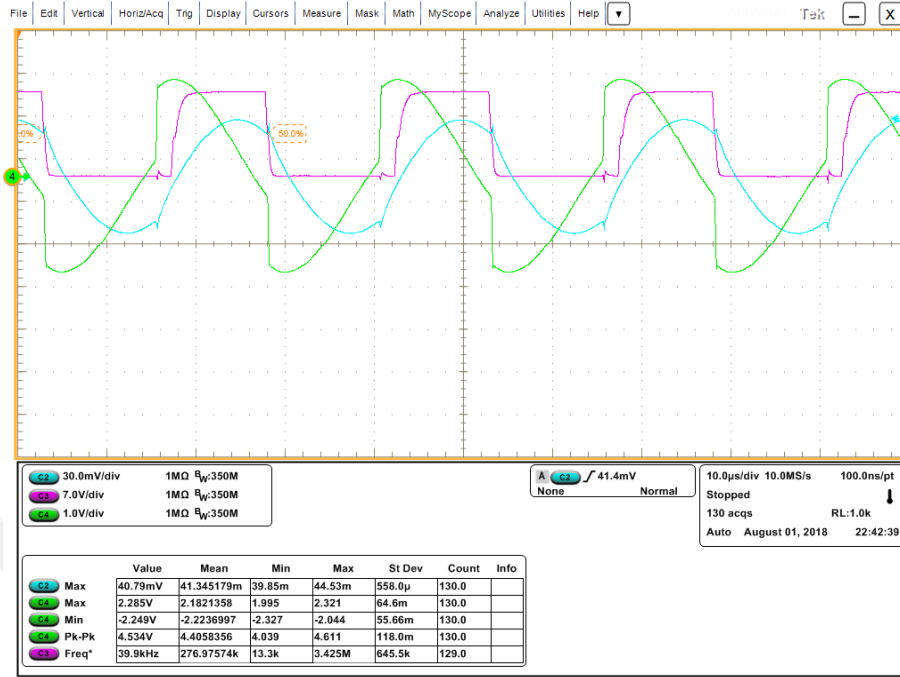
Şekil 8.9 AC şebeke gerilimi ve sürme sinyalleri Mavi (C2): T₁ kapı sürme sinyali (5V/div), Sarı (C1): T₂ kapı sürme sinyali (5V/div), Mor (C4): AC şebeke gerilimi (80V/div)

Şekil 8.10'da yarı iletken sürme gerilimi, bobin akımı ve bobin gerilimi gösterilmektedir.

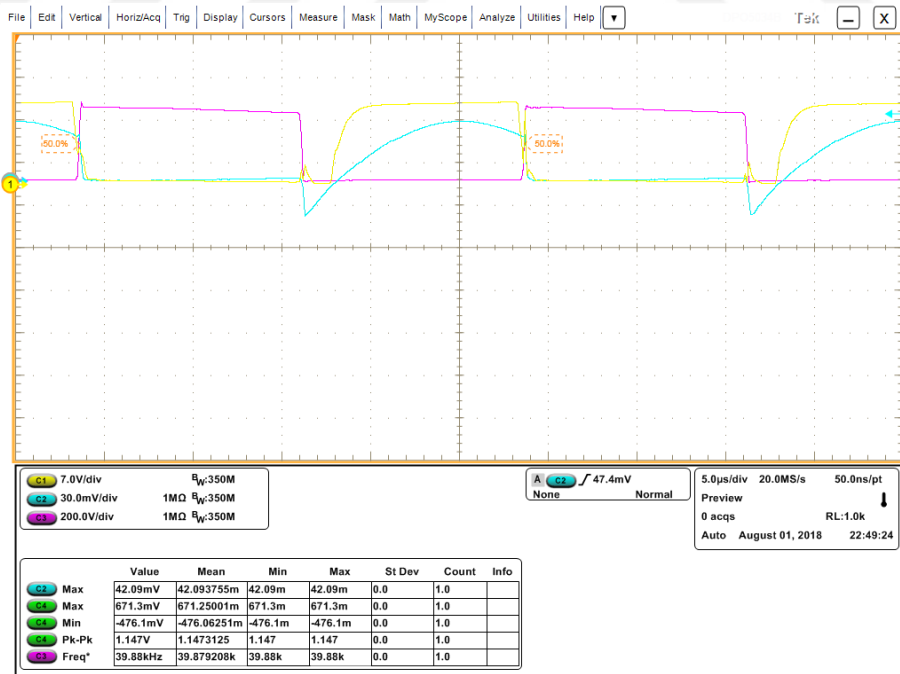


Şekil 8.10 Bobin akımı, bobin gerilimi ve sürme sinyali Mor (C3): T₃ kapı sürme sinyali (5V/div), Mavi (C2): bobin akımı (15A/div), Yeşil (C4): bobin gerilimi (200V/div)

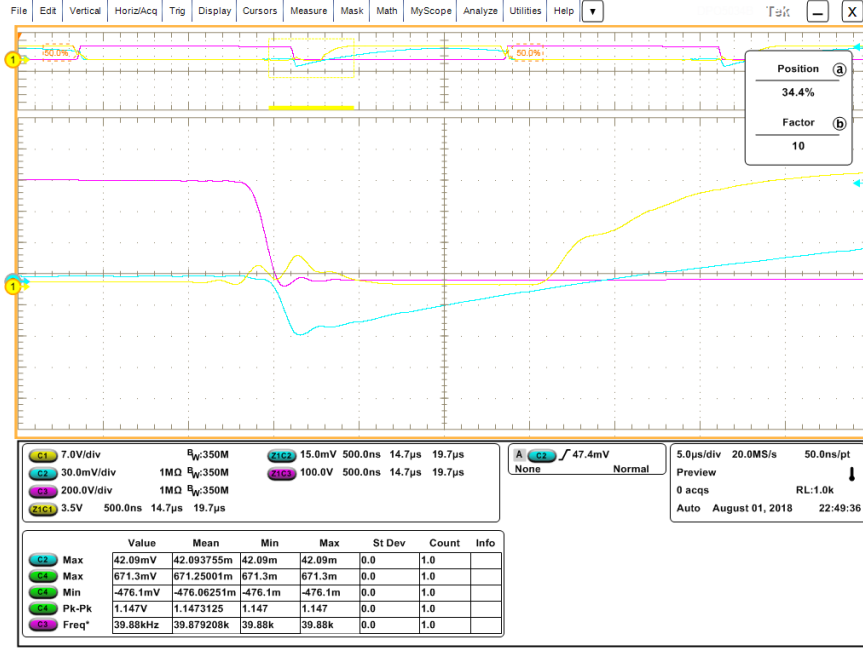
Şekil 8.11’de yarı iletkenin kapı sürme gerilimi, bobin akımı ve bobin gerilimi, Şekil 8.12’de yarı iletkenin akımı, gerilimi ve kapı sürme gerilimi ayrıntılı olarak gösterilmektedir.



Şekil 8.11 Bobin akımı, bobin gerilimi ve sürme sinyali Mor (C3): T_3 kapı sürme sinyali (5V/div), Mavi (C2): bobin akımı (15A/div), Yeşil (C4): bobin gerilimi (200V/div)

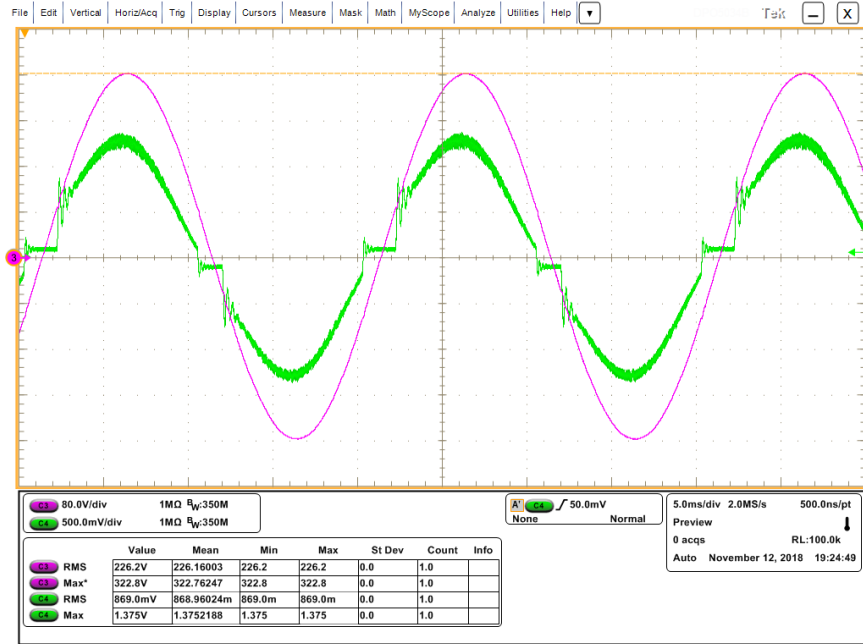


Şekil 8.12 T_1 yarı iletkeninin sürme gerilimi, akımı ve uç gerilimi Sarı (C1): T_1 kapı sürme sinyali (5V/div), Mavi (C2): T_1 akımı (15A/div), Mor (C3): T_1 uç gerilimi (200V/div)



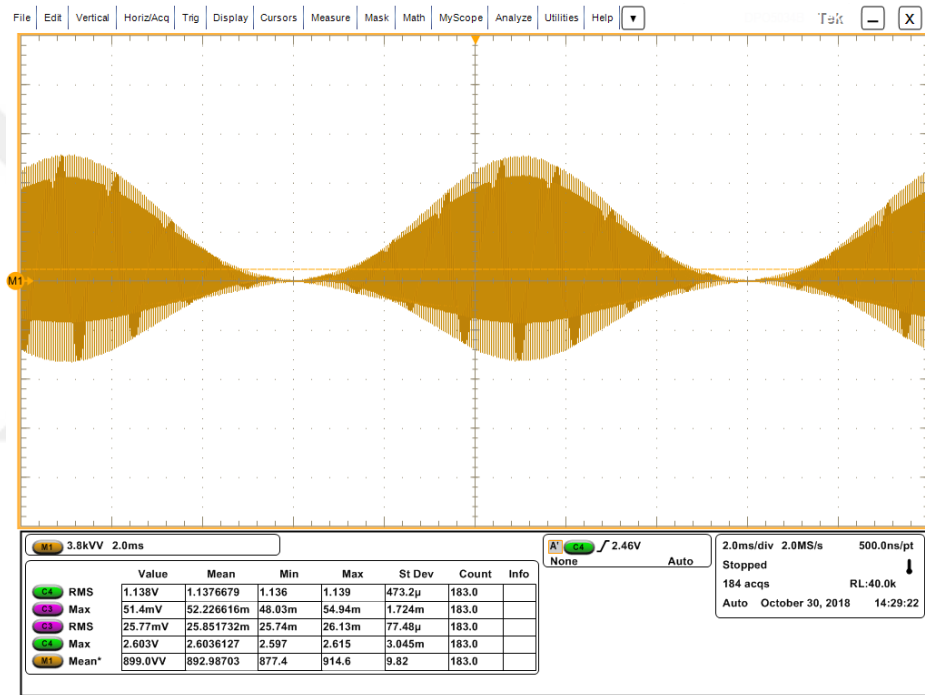
Şekil 8.13 T_1 sürme gerilimi, akımı ve uç gerilimi Sarı (C1): T_1 kapı sürme sinyali (5V/div),
Mavi (C2): T_1 akımı (15A/div), Mor (C3): T_1 uç gerilimi (160V/div)

Şekil 8.14'te AC şebeke gerilimi ve akımı gösterilmektedir. Akım işaretinin sıfır geçiş noktalarında bozulmasının nedeni şebeke alternans geçişlerinde kontrol devresi tarafından ölü zaman bırakılmasıdır. Daha gelişmiş AC şebeke sıfır geçiş algılama devreleri ve kontrol teknikleri yardımıyla şebeke akımının formu iyileştirilebilir.



Şekil 8.14 AC şebeke akımı ve şebeke gerilimi Mor (C3): AC şebeke gerilimi (80V/div),
Yeşil (C4): AC şebeke akımı (3A/div)

Çıkış gücünün ölçülebilmesi bobin uç gerilimi ve bobin akımı anlık olarak çarpılarak çarpımların ortalaması alınmıştır. Prototip uygulama devresi yardımıyla bobin akımı ile bobin uç geriliminin çarpılması sonucu elde edilen osiloskop görüntüsü Şekil 8.15'te gösterilmektedir. Elde edilen 910W çıkış gücü değeri simülasyon çalışmaları ile uyum göstermektedir. Eş zamanlı olarak güç analizörü yardımıyla kaynaktan çekilen aktif gücün 925W olduğu ölçülmüş, verim %98.3 olarak hesaplanmıştır. Simülasyon çalışmalarında aynı koşullar altında verim %96.7 mertebesinde bulunmaktadır. Simülasyon çalışmaları ile uygulama devresi arasındaki hata %2'den küçüktür ve kabul edilebilir düzeydedir.



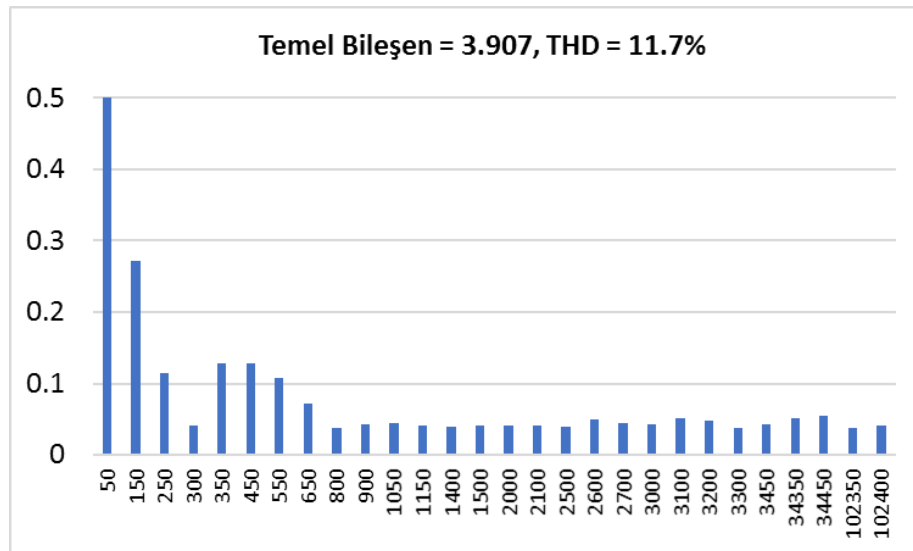
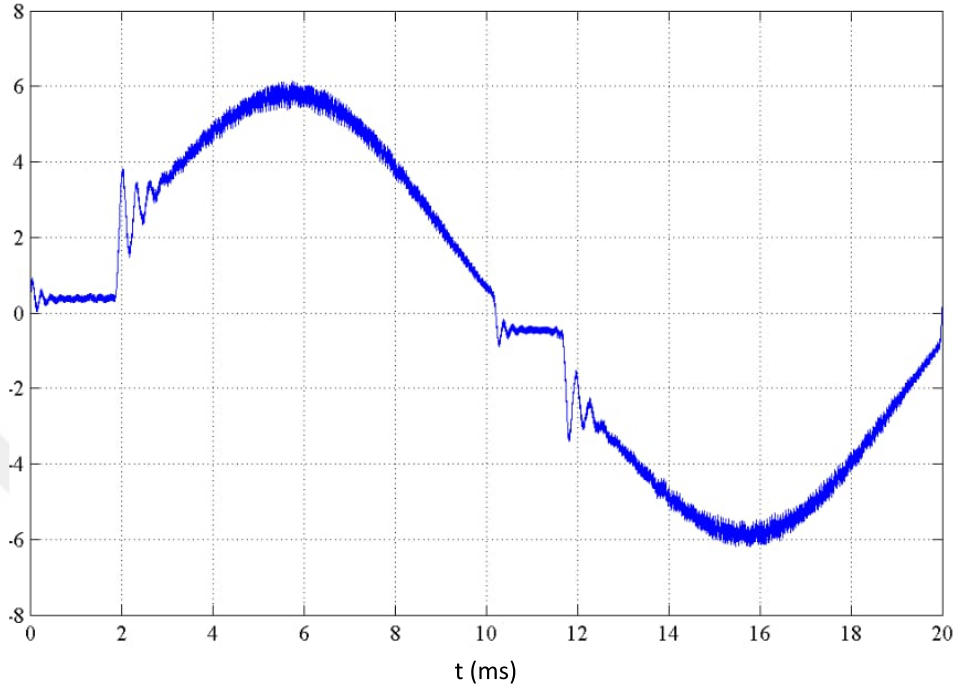
Şekil 8.15 Bobin akımı ve geriliminin çarpılması ile üretilen sonucun osiloskop görüntüsü

Uygulama devresinin yarım köprülü seri rezonanslı çalışması sonucunda elde edilen giriş ve çıkış değerleri Çizelge 8.3'te gösterilmektedir.

Çizelge 8.3 Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma değerleri

| Frekans | Kaynak Gerilimi | Giriş Gücü | Çıkış Gücü | Verim | THD _I | THD _V | PF Güç Faktörü | CF Crest Faktörü |
|---------|-----------------|------------|------------|--------|------------------|------------------|----------------|------------------|
| 50 Hz | 230 V | 925 W | 910 W | %98.37 | %11.7 | %0.23 | 0.9827 | 1.4876 |

Şekil 8.14' te verilen akım değerleri Matlab R2017b programı yardımıyla analiz edildiğinde Şekil 8.16 elde edilmektedir. Şekil 8.16 yardımıyla giriş akımının frekansa bağlı harmonik bileşenleri gösterilmektedir.



Şekil 8.16 (a) Giriş akımı, (b) Frekansa bağlı giriş akımı harmonikleri

SONUÇ VE ÖNERİLER

Endüksiyonla ısıtma günümüzde endüstride metallerin ısıtılması, eritilmesi ve yüzey sertleştirme işlemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bununla birlikte, metal içerikli malzemeler için yapıştırma, ergitme, ısıl işleme, pişirme ve benzeri alanlarda da kullanım alanına sahiptir. Ev türü endüksiyonlu ocaklar, diğer pişirme teknikleriyle karşılaştırıldıklarında önemli üstünlükleri vardır. Bu avantajlar arasında endüksiyonlu ocakların güvenli, hızlı, yüksek verimli olması, yangın veya gaz kaçağı tehlikesinin olmaması, ortam sıcaklığını yükseltmemesi ve kontrol aralıklarının geniş olması sayılabilir.

Endüksiyon temelli teknolojilerin geliştirilmesi amacıyla çalışılan konular üç ana grupta toplanabilir. Bu ana konular; Güç Elektroniği Devre Tasarımı, Manyetik Tasarım ve Kontrol Teknikleri olarak karşımıza çıkmaktadır. Ev uygulamaları için kullanılan endüksiyonla ısıtma teknolojisi son on yılda özellikle yumuşak anahtarlama teknikleri ve güç elektroniği devreleri sayesinde ilerleme kaydetmiştir. Endüksiyonla ısıtmada yaygın olarak kullanılan topolojiler yarım köprülü seri rezonanslı ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücülerdir. Yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücüler genellikle yüksek güç gerektiren ev uygulamaları için kullanılır. Ayrıca, diğer dönüştürücü türleri ile karşılaştırıldığında tasarım ve kontrol kolaylığı açısından avantajlıdır. Bahsedilen avantajlara rağmen, yarım köprülü seri rezonanslı dönüştürücü, tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücüye göre daha maliyetlidir. Endüksiyon teknolojisi ile ilgili son çalışmalar incelendiğinde çok bobinli tasarımlar ve doğrudan AC-AC tasarımlar ön plana çıkmaktadır. Endüksiyon ile ısıtmada güncel teknoloji tek kaynaktan çok bobinin

beslendiği AC-AC donusturucu tasarımlarıdır. Ancak bu tasarımların bazı dezavantajları vardır.

- Çok bobinli donusturucuların bir kısmı elektromekanik anahtarlar kullanılarak tasarlanmıştır. Isıtılmak istenen bobin grubuna bağlı elektromekanik röle devreye alınarak ısıtma sağlanır. Röle hem devre boyutlarını hem de maliyeti artırmakta, kullanıcı tarafından duyulabilir mekanik sese neden olmaktadır.
- Röle kullanılmayan tasarımlarda ise bobinleri enerjilendirmek için kontrollü yarı iletkenler kullanılmaktadır. Devrede kullanılan toplam aktif yarı iletken sayısı artar, maliyet artar, verim duser.
- Çok bobinli yapılar tasarlanırken yarım köprülü seri rezonanslı ya da tek anahtarlı kısmi rezonanslı devre topolojilerinden biri seçilmek zorundadır. Literatürde her iki devre çalışmasını aynı topolojide toplayan bir devre yoktur.

Bu çalışmada, endüksiyonlu ocak için yeni bir çok ıkışlı AC-AC donusturucu tasarlanmıştır. Yeni tasarım sayesinde devre herhangi bir elektromekanik röle eklenmeden yarım köprülü seri rezonanslı veya tek anahtarlı kısmi rezonanslı donusturucu olarak çalıştırılabilir. Çalışma topolojisinin seçim kriterleri olarak tencerenin fiziksel yerleşimi, tencereye aktarılmak istenen güç seviyesi ve ısıtılması istenen toplam tencere sayısı verilebilir.

Tasarım bir kaynaktan eş zamanlı olarak uç bobin beslenebilecek şekilde yapılmıştır. önerilen donusturucuyu test edebilmek amacıyla uygulama devresi ve test düzeneği oluşturulmuştur. Uygulama devresi yardımıyla tek anahtarlı kısmi rezonanslı ve yarım köprülü seri rezonanslı çalışma sonuçları ayrı ayrı çalıştırılarak kayıt altına alınmış ve elde edilen sonuçlar simülasyon çalışmaları ile karşılaştırılmıştır. Uygulama devresinden elde edilen verim ve THD değerleri ile simülasyon çalışmalarından elde edilen değerler uyum göstermektedir.

Yapılan simülasyon ve uygulama çalışmalarının sonucunda önerilen donusturucunun aşağıdaki avantajlara sahip olduğu ortaya konmuştur.

- Ev türü endüksiyonlu ocak uygulamalarında kullanılmakuzere geliştirilmiştir.

- Tek kaynaktan çok bobinin enerjilendirilebildiği ve bu sayede homojen ısıtma yapılabilen bir tasarımıdır.
- Toplam harmonik bozulmanın AC-DC dönüştürücülere göre daha az olduğu doğrudan AC-AC dönüştürücülü bir tasarımıdır.
- Hem yarım köprülü seri rezonanslı hem de tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Isıtılmak istenen yükün gereksinimlerine bağlı olarak çalışma modu seçilir.
- Yarım köprülü seri rezonanslı veya tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma herhangi bir elektromekanik röle kullanılmadan sağlanmıştır.
- Tek bobinin enerjilendiği durum hariç; önerilen dönüştürücü yarım köprülü seri rezonanslı çalışmada tüm çıkış güçleri için literatürdeki klasik dönüştürücüden daha verimlidir.
- Önerilen dönüştürücünün harmonik akımları standartlarca belirlenmiş limitlerin altında kalmaktadır.
- Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterde bobin nüvesinin daha düşük akım değerlerinde doymasına neden olan asimetrik bobin akımı AC-AC inverter yardımıyla ortadan kaldırılmış ve simetrik çalışma sağlanmıştır.

Bundan sonraki çalışmalara ışık tutabilmek adına, önerilen dönüştürücünün AC-DC olarak uygulanabildiği yeni dönüştürücü çözümleri ortaya konulabilir. Ayrıca önerilen dönüştürücünün kontrol yöntemi geliştirilerek daha düşük THD değerine sahip çözümler geliştirilebilir. Üç ya da dört bobin kullanmak yerine daha fazla sayıda bobin kullanılarak dönüştürücünün verim ve THD analizleri tekrarlanabilir.

- [1] Zinn, S. and Semiatin, S. L., (1988). Elements of Induction Heating Design, Control and Applications, Second Edition, EPRI, ASM International, California.
- [2] Valery ,I. R., Don, L., Raymond, C. ve Black, M., (2002). Handbook of Induction Heating: Manufacturing Engineering and Materials Processing, Second Edition , Marcel Dekker, Inc., New York.
- [3] Lucía, O., Maussion, P., Dede, E. ve Burdíó, J. M., (2014). "Induction heating technology and its applications: Past Developments, current Technology, and future challenges", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(5):2509-2520.
- [4] Sarnago, H., Lucia, O., Mediano, A. ve Burdíó, J. M., (2014). "A class-e direct AC-AC converter with multicycle modulation for induction heating systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(5):2521-2530.
- [5] Sarnago, H., Lucia, H., Mediano, O. ve Burdio, J. M., (2014). "Direct AC-AC Resonant Boost Converter for Efficient Domestic Induction Heating Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, 29(3):1128-1139.
- [6] Aslan, S., Ozturk, M. ve Altintas, N.,(2018). "A comparative study of SiC and Si power devices in induction cookers", 2018 5th International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE), 3-5 May 2018, Istanbul, 297-301.
- [7] Sarnago, H., Lucia, O., Mediano, A. ve Burdio, J. M., (2014). "Efficient and cost-effective ZCS direct AC-AC resonant converter for induction heating", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(5):2546-2555.
- [8] Öztürk, M. ve Altıntaş, N., (2017). "Ev Tipi İndüksiyon Ocaklar İçin Çok Bobinli AC-AC Dönüştürücü Tasarımı", EEMKON, 16-18 Kasım 2017, İstanbul, 118-123.
- [9] Dzieniakowski, M. A.,(2017). "Power Electronics Converters in Induction Heating – the survey", 2017 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE), 25-30 June 2017, Koscielisko.
- [10] Erickson, R. W. and Maksimovic, D., (2004). Fundamentals of Power Electronics, Second Edition, Kluwer Academic Publishers, New York.
- [11] Nagy, I.,(2002). Inverters-Resonant Converters. CRC, New York.
- [12] Sakamoto, S., Mishima, T. ve Ide, C.,(2016). "A Phase-Shift PWM-Controlled ZVS Boost Full-Bridge AC-AC Converter for Metal-Surface High-Frequency Induction

- Heating Applications”, 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 18-22 Sept. 2016, Milwaukee.
- [13] Zachariah, K. S., Vennila, M., Madhusudhanan, M. E. ve Mahavishnu, M. E., (2016). “High Power Frequency Parallel Resonance Inverter With Bridgeless Rectifier For Induction Heating Application”, 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), 3-5 March 2016, Chennai, 4847-4852.
- [14] Sarnago, H., Lucia, O., Mediano, A. ve Burdio, J. M., (2014). “A Class-E Direct AC – AC Converter With Multicycle Modulation for Induction Heating Systems”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(5):2521–2530.
- [15] Pérez-tarragona, M., Sarnago, H., Lucía, Ó. ve Burdio, J. M., (2018). “Design and Experimental Analysis of PFC Rectifiers for Domestic Induction Heating Applications,” IEEE Transactions on Power Electronics, 33(8):6582-6594.
- [16] Sarnago, H., Lucia, O. ve Burdío, J. M., (2017). “Multiple-Output ZCS Resonant Inverter for Multi- Coil Induction Heating Appliances”, 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 26-30 March 2017, Tampa.
- [17] Han, W., Chau, K. T., Zhang, Z. ve Jiang, C., (2017). “Single-Source Multiple-Coil Homogeneous Induction Heating”, IEEE Transactions on Magnetics, 53(11):7207706 .
- [18] Monterde, F., Hernández, P., Burdío, J. M., García, J. R. ve Martínez, A., (1999). “Multiple-Output Series-Resonant Inverter for Induction Cookers Previous state-of-the-art F1”, 8th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 99), Lausanne, 1-8.
- [19] Forest, F., Faucher, S., Gaspard, J. Y., Montloup, D., Huselstein, J. J. ve Joubert, C., (2007). “Frequency-synchronized resonant converters for the supply of multiwinding coils in induction cooking appliances”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(1):441-452.
- [20] Saoudi, M., Puyal, D., Sarnago, H., Anton, D. ve Mediano, A., (2011). “A new multiple coils topology for domestic induction cooking system”, Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, 30 Aug.-1 Sept. 2011, Birmingham, 1-7.
- [21] Acero, J., Alonso, R., Burdío, J. M., Barragán, L. A. ve Carretero, C., (2007). “A model of losses in twisted-multistranded wires for planar windings used in domestic induction heating appliances”, Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 25 Feb.-1 March 2007, Anaheim, 1247-1253.
- [22] Acero, J., Burdío, J. M., Barragán, L. A. ve Alonso, R., (2007). “A model of the equivalent impedance of the coupled winding-load system for a domestic induction heating application”, 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 4-7 June 2007, Vigo, 491-496.
- [23] Tourkhani, F. ve Viarouge, P., (2001). “Accurate analytical model of winding losses in round Litz wire windings”, IEEE Transactions on Magnetics, 37(1):538-543.


- [24] Hernandez, P., Monterde, F. ve Burdio, J. M., (1999). "About the power losses distribution in inductors for induction cooking appliances", 8th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 99), Lausanne, 1-7.
- [25] Podoltsev, A. D., Kucheryavaya, I. N. ve Lebedev, B. B., (2003). "Analysis of Effective Resistance and Eddy-Current Losses in Multiturn Winding of High-Frequency Magnetic Components", IEEE Transactions on Magnetics, 39(1):539-548.
- [26] Sullivan, C. R., (2001). "Computationally Efficient Winding Loss Calculation Geometry," IEEE Transactions on Power Electronics, 16(1):142-150.
- [27] Hernandez, P., Monterde, F., Burdi, J. M., Garcia, J. R. ve Llorente, S., (2002). "Power Losses Distribution in the Litz-wire Winding of an Inductor for an Induction Cooking Appliance", IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, 5-8 Nov. 2002, Sevilla.
- [28] Acero, J., Carretero, C., Alonso, R. ve Burdío, J. M., (2013). "Quantitative Evaluation of Induction Efficiency in Domestic Induction Heating Applications", IEEE Transactions on Magnetics, 49(4):1382-1389.
- [29] Saoudi, M., Puyal, D., Antón, D. ve Mediano, A., (2011). "Domestic induction cooking with a new loads multiplexing topology using mechanical switches", 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 27-30 June 2011, Gdansk, 233-238.
- [30] Hirokawa, T., Hiraki, E., Tanaka, T., Imai, M., Yasui, K. ve Sumiyoshi, S., (2013). "Dual-frequency multiple-output resonant soft-switching inverter for induction heating cooking appliances", IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 10-13 Nov. 2013, Vienna, 5028-5033.
- [31] Meng, L. C., Cheng, K. W. E. ve Luk, P. C. K., (2012). "Field analysis of an induction cooker with square 9-coil system by applying diverse exciting patterns", 6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 27-29 March 2012, Bristol.
- [32] Lucía, O., Burdío, J. M., Millán, I. ve Acero, J., (2010). "Multiple-output resonant inverter topology for multi-inductor loads", 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 21-25 Feb. 2010, Palm Springs, CA, 1328-1333.
- [33] Lucía, Ó., Burdío, J. M., Barragán, L. A., Acero, J. ve Millán, I., (2010). "Series-resonant multiinverter for multiple induction heaters", IEEE Transactions on Power Electronics, 25(1):2860-2868.
- [34] Kazimierczuk, M. K.,(2009). High-Frequency Magnetic Components, Second Edition, Wiley, Chennai.
- [35] Tanaka, T., (1989). "A new induction cooking range for heating any kind of metal vessels", IEEE Transactions on Consumer Electronics, 35(3):635-641.
- [36] Fujita, A., Sadakata, H., Hirota, I., Omori, H. ve Nakaoka, M.,(2009). "Latest developments of high-frequency series load resonant inverter type built-in

- cooktops for induction heated all metallic appliances”, 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 17-20 May 2009, Wuhan, 2537-2544.
- [37] Sheikhan, I., Kaminski, N., Voß, S., Scholz, W. ve Herweg, E., (2013). “Optimisation of Quasi-resonant Induction Cookers”, 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2-6 Sept. 2013, Lille.
- [38] Sazak, B. S. ve Cetin, S., (2009). “Reducing the number of measurements in induction cooker design”, 2009 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments, 16-19 Aug. 2009, Beijing, 1450-1454.
- [39] Bodur, H., (2012). Güç Elektroniği, Second Edition, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [40] Irwin, J. D. ve Nelms, R. M., (2015). Basic Engineering Circuit Analysis, Eleventh edition, Wiley, New York.
- [41] Kazmierczuk, M. K. ve Czarkowski, D., (2011). Resonant Power Converters, Second Edition, A John Wiley & Sons, Inc., Publication, New Jersey.
- [42] Lucia, O., Carretero, C., Palacios, D., Valeau, D. ve Burdi, J. M., (2011). “Configurable snubber network for efficiency optimisation of resonant converters applied to multi-load induction heating”, Electronics Letters, 47(17):989-991.
- [43] Millán, I., Puyal, D., Burdío, J. M., Lucía, O. ve Palacios, D., (2009). “IGBT selection method for the design of resonant converters for domestic induction heating”, 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 8-10 Sept. 2009, Barcelona.
- [44] Fairchild Semiconductor Corporation, (2000). AN9012 Induction Heating System Topology Review, 1-28.
- [45] Ozturk, M., Aslan, S., Altintas, N. ve Sinirlioglu, S., (2018). “Comparison of Induction Cooker Power Converters”, in CEIT 2018 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology, 25-27 October 2018, Istanbul.
- [46] Mohan, N., (2003). Power Electronics Converters, Applications, and Design, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc, New York.
- [47] Monterde, F., Hernandez, P., Burdío, J. M., Garcia, J. R. ve Martinez, A., (2000). “A New ZVS Two-Output Series-Resonant Inverter for Induction Cookers Obtained by a Synthesis Method”, 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 23 June 2000, Galway, 1375-1380.





DEVRE ELEMANLARININ TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Simülasyon ve uygulama devrelerinde kullanılan devre elemanlarının teknik özellikleri bu bölümde ayrıntılı olarak gösterilmektedir. Uygulama çalışmalarında kullanılan donanımlar Çizelge A.1’de gösterilmektedir.

Çizelge A.1 Uygulama çalışmalarında kullanılan donanımlar ve özellikleri

| Ürün | Marka | Model | Özellik | Resim |
|-------------------|-----------|--------------------|---------------|---|
| Dijital Osiloskop | Tektronix | DPO5034B | 350MHz |  |
| Akım Probu | Rogowski | CWT Mini 15 PEM | 3kA 2mV/1A |  |
| Gerilim Probu | Pintek | DP-25 | Diferansiyel |  |

Çizelge A.1 Uygulama çalışmalarında kullanılan donanımlar ve özellikleri (devamı)

| | | | | |
|----------------|-----------|------------|-----------------|--|
| Gerilim Probu | Tektronix | TPP0500B | 500MHz 300V |  |
| Gerilim Probu | Pmk | PHV-1000RO | 400MHz 1000V |  |
| Güç Analizörü | Chroma | 66202 | |  |
| AC Güç Kaynağı | Apt | 7000 | |  |

A.1 IGBT ve IGBT Sürücüsü

Yarım köprülü seri rezonanslı çalışmada kullanılan IGBT ile tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma için kullanılan IGBT elemanları farklı teknik özelliklere sahip olmak zorundadır. Tek anahtarlı kısmi rezonanslı devrenin çalışma prensibi gereği IGBT yarı iletkeninin yüksek gerilim dayanımına sahip olmalıdır. Pratik uygulamada bu değer 1200-1350V_{DC} gerilim değerine karşılık gelmektedir. Diğer taraftan yarım köprülü seri rezonanslı çalışmada IGBT gerilimleri DC bara gerilimini geçmez. Diğer taraftan önerilen devrenin uygulama ve simülasyon çalışmalarında kullanılacak IGBT elemanları seçilirken Pspice modeline bulunan IGBT'ler seçilmiş, simülasyon ve uygulama sonuçlarının mümkün olduğunca benzer sonuçlar vermesi amaçlanmıştır.

Şekil A.1'de yarım köprülü seri rezonanslı çalışmalarda kullanılan 48A 600V IRGP4068DPbF IGBT teknik özellik özeti gösterilmiştir.

Şekil A.2’de tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma için kullanılan 30A 1300V FGA30S120P IGBT teknik özellik özeti verilmektedir.

Diğer taraftan güç elektroniği uygulamalarında devreyi kontrol eden mikroişlemciler tarafından üretilen düşük akım ve düşük gerilimli işaretleri (3.3V 10mA) IGBT leri sürmek için gerekli yüksek gerilim ve yüksek akımlı işaretlere dönüştüren (18V 0.5A) sürücü ünitelerine ihtiyaç duyulur. $\pm 0.5A$ tek kanallı izole IGBT sürücüsü 1EDI05I12AF’nın teknik özellik özeti Şekil A.3’te gösterilmektedir.

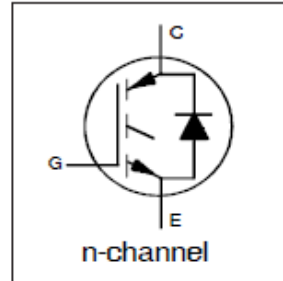


INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRA-LOW VF DIODE
FOR INDUCTION HEATING AND SOFT SWITCHING APPLICATIONS

IRGP4068DPbF IRGP4068D-EPbF

Features

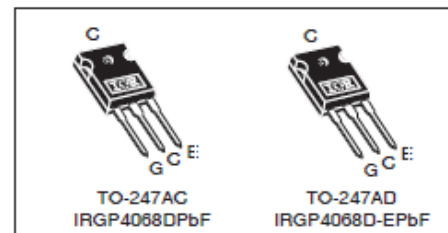
- Low $V_{CE(ON)}$ Trench IGBT Technology
- Low Switching Losses
- Maximum Junction temperature 175 °C
- 5 μ S short circuit SOA
- Square RBSOA
- 100% of the parts tested for I_{LM} ①
- Positive $V_{CE(ON)}$ Temperature co-efficient
- Ultra-low V_F Hyperfast Diode
- Tight parameter distribution
- Lead Free Package



| |
|--|
| $V_{CES} = 600V$ |
| $I_C = 48A, T_C = 100^\circ C$ |
| $t_{SC} \geq 5\mu s, T_{J(max)} = 175^\circ C$ |
| $V_{CE(on)} \text{ typ.} = 1.65V$ |

Benefits

- Device optimized for induction heating and soft switching applications
- High Efficiency due to Low $V_{CE(ON)}$, Low Switching Losses and Ultra-low V_F
- Rugged transient Performance for increased reliability
- Excellent Current sharing in parallel operation
- Low EMI



| | | |
|------|-----------|---------|
| G | C | E |
| Gate | Collector | Emitter |

Absolute Maximum Ratings

| | Parameter | Max. | Units |
|-------------------------------|---|-----------------------------------|-------|
| V_{CES} | Collector-to-Emitter Voltage | 600 | V |
| $I_C @ T_C = 25^\circ C$ | Continuous Collector Current | 96 | A |
| $I_C @ T_C = 100^\circ C$ | Continuous Collector Current | 48 | |
| I_{CM} | Pulse Collector Current, $V_{GE} = 15V$ | 144 | |
| I_{LM} | Clamped Inductive Load Current, $V_{GE} = 20V$ ① | 192 | |
| $I_F @ T_C = 160^\circ C$ | Diode Continuous Forward Current ② | 8.0 | |
| I_{FSM} | Diode Non Repetitive Peak Surge Current @ $T_J = 25^\circ C$ ③④ | 175 | |
| $I_{FBM} @ T_C = 100^\circ C$ | Diode Repetitive Peak Forward Current at $t_p=10\mu s$ ⑤⑥ | 100 | V |
| V_{GE} | Continuous Gate-to-Emitter Voltage | +20 | |
| | Transient Gate-to-Emitter Voltage | +30 | W |
| $P_D @ T_C = 25^\circ C$ | Maximum Power Dissipation | 330 | |
| $P_D @ T_C = 100^\circ C$ | Maximum Power Dissipation | 170 | °C |
| T_J | Operating Junction and Storage Temperature Range | -55 to +175 | |
| T_{SRA} | Soldering Temperature, for 10 sec. | 300 (0.063 in. (1.6mm) from case) | |
| | Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw | 10 lbf-in (1.1 N-m) | |

Thermal Resistance

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units |
|------------------|--|------|------|------|-------|
| R_{JC} (IGBT) | Thermal Resistance Junction-to-Case-(each IGBT) | — | — | 0.45 | °C/W |
| R_{JC} (Diode) | Thermal Resistance Junction-to-Case-(each Diode) | — | — | 2.0 | |
| R_{CS} | Thermal Resistance, Case-to-Sink (flat, greased surface) | — | 0.24 | — | |
| R_{JA} | Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (typical socket mount) | — | — | 40 | |

Şekil A.1 Yarım köprülü seri rezonanslı çalışma için kullanılan 48A 600V IRGP4068DPbF IGBT teknik özellik özeti

FGA30S120P Shorted Anode™ IGBT

Features

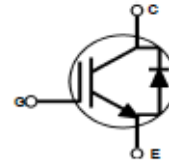
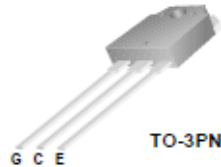
- High speed switching
- Low saturation voltage: $V_{CE(sat)} = 1.75V @ I_C = 30A$
- High input impedance
- RoHS compliant

Applications

- Induction Heating and Microwave Oven
- Soft Switching Applications

General Description

Using advanced Field Stop Trench and Shorted Anode technology, Fairchild's Shorted Anode™ Trench IGBTs offer superior conduction and switching performances, and easy parallel operation with exceptional avalanche capability. This device is designed for induction heating and microwave oven.



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ C$ unless otherwise noted

| Symbol | Description | Ratings | Units |
|-------------|---|-------------|------------|
| V_{CES} | Collector to Emitter Voltage | 1300 | V |
| V_{GES} | Gate to Emitter Voltage | ± 25 | V |
| I_C | Collector Current @ $T_C = 25^\circ C$ | 60 | A |
| | Collector Current @ $T_C = 100^\circ C$ | 30 | A |
| $I_{CM(1)}$ | Pulsed Collector Current | 150 | A |
| I_F | Diode Continuous Forward Current @ $T_C = 25^\circ C$ | 60 | A |
| I_F | Diode Continuous Forward Current @ $T_C = 100^\circ C$ | 30 | A |
| P_D | Maximum Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ | 348 | W |
| | Maximum Power Dissipation @ $T_C = 100^\circ C$ | 174 | W |
| T_J | Operating Junction Temperature | -55 to +175 | $^\circ C$ |
| T_{stg} | Storage Temperature Range | -55 to +175 | $^\circ C$ |
| T_L | Maximum Lead Temp. for soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds | 300 | $^\circ C$ |

Thermal Characteristics

| Symbol | Parameter | Typ. | Max. | Units |
|------------------------|---|------|------|--------------|
| $R_{\theta JC}$ (IGBT) | Thermal Resistance, Junction to Case | -- | 0.43 | $^\circ C/W$ |
| $R_{\theta JA}$ | Thermal Resistance, Junction to Ambient | -- | 40 | $^\circ C/W$ |

Notes:
1: Limited by T_{Jmax}

Şekil A.2 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı çalışma için kullanılan 30A 1300V FGA30S120P IGBT teknik özellik özeti



1EDI EiceDRIVER™ Compact Single Channel IGBT Gate Driver IC

Separate output
variant for IGBT

1 Overview

Main Features

- Single channel isolated IGBT Driver
- Input to output isolation voltage up to 1200 V
- For high voltage power IGBTs
- Up to 10 A typical peak current at rail-to-rail outputs
- Separate source and sink outputs

Product Highlights

- Galvanically isolated Coreless Transformer Driver
- Wide input voltage operating range
- Suitable for operation at high ambient temperature

Typical Application

- AC and Brushless DC Motor Drives
- High Voltage DC/DC-Converter and DC/AC-Inverter
- Induction Heating Resonant Application
- UPS-Systems
- Welding
- Solar

Description

The 1EDI05I12AF, 1EDI20I12AF, 1EDI40I12AF, and 1EDI60I12AF are galvanically isolated single channel IGBT driver in a PG-DSO-8-51 package that provide minimum output currents up to 6 A at separated output pins.

The input logic pins operate on a wide input voltage range from 3 V to 15 V using CMOS threshold levels to support even 3.3 V microcontroller.

Data transfer across the isolation barrier is realized by the Coreless Transformer Technology.

Every driver family member comes with logic input and driver output under voltage lockout (UVLO) and active shutdown.

| Product Name | Gate Drive Current (min) | Package |
|--------------|--------------------------|-------------|
| 1EDI05I12AF | ±0.5 A | PG-DSO-8-51 |
| 1EDI20I12AF | ±2.0 A | PG-DSO-8-51 |
| 1EDI40I12AF | ±4.0 A | PG-DSO-8-51 |
| 1EDI60I12AF | ±6.0 A | PG-DSO-8-51 |



Şekil A.3 ±0.5A Tek kanal izole IGBT sürücüsü 1EDI05I12AF teknik özellik özeti

A.2 Mikroişlemci

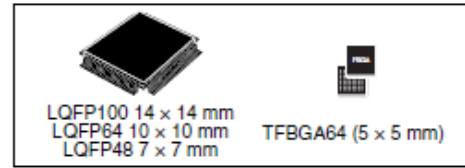
Şekil A.4'te sistemin kontrolünü sağlayan STM32F100R8 32 bit ARM tabanlı Cortex-M3 işlemcisi teknik özellik özeti gösterilmektedir.

STM32F100x4 STM32F100x6 STM32F100x8 STM32F100xB

Low & medium-density value line, advanced ARM-based 32-bit MCU with 16 to 128 KB Flash, 12 timers, ADC, DAC & 8 comm interfaces

Features

- Core: ARM 32-bit Cortex™-M3 CPU
 - 24 MHz maximum frequency, 1.25 DMIPS/MHz (Dhrystone 2.1) performance
 - Single-cycle multiplication and hardware division
- Memories
 - 16 to 128 Kbytes of Flash memory
 - 4 to 8 Kbytes of SRAM
- Clock, reset and supply management
 - 2.0 to 3.6 V application supply and I/Os
 - POR, PDR and programmable voltage detector (PVD)
 - 4-to-24 MHz crystal oscillator
 - Internal 8 MHz factory-trimmed RC
 - Internal 40 kHz RC
 - PLL for CPU clock
 - 32 kHz oscillator for RTC with calibration
- Low power
 - Sleep, Stop and Standby modes
 - V_{BAT} supply for RTC and backup registers
- Debug mode
 - Serial wire debug (SWD) and JTAG interfaces
- DMA
 - 7-channel DMA controller
 - Peripherals supported: timers, ADC, SPIs, I²Cs, USARTs and DACs
- 1 × 12-bit, 1.2 µs A/D converter (up to 16 channels)
 - Conversion range: 0 to 3.6 V
 - Temperature sensor
- 2 × 12-bit D/A converters
- Up to 80 fast I/O ports
 - 37/51/80 I/Os, all mappable on 16 external interrupt vectors and almost all 5 V-tolerant



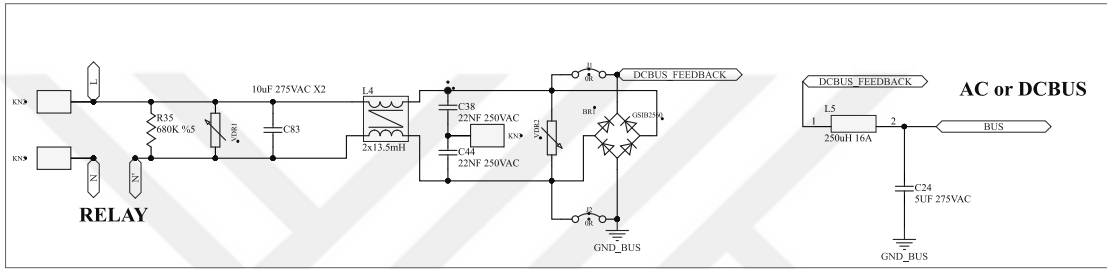
- Up to 12 timers
 - Up to three 16-bit timers, each with up to 4 IC/OC/PWM or pulse counter
 - 16-bit, 6-channel advanced-control timer: up to 6 channels for PWM output, dead time generation and emergency stop
 - One 16-bit timer, with 2 IC/OC, 1 OCN/PWM, dead-time generation and emergency stop
 - Two 16-bit timers, each with IC/OC/OCN/PWM, dead-time generation and emergency stop
 - 2 watchdog timers (Independent and Window)
 - SysTick timer: 24-bit downcounter
 - Two 16-bit basic timers to drive the DAC
- Up to 8 communications interfaces
 - Up to two I²C interfaces (SMBus/PMBus)
 - Up to 3 USARTs (ISO 7816 interface, LIN, IrDA capability, modem control)
 - Up to 2 SPIs (12 Mbit/s)
 - Consumer electronics control (CEC) interface
- CRC calculation unit, 96-bit unique ID
- ECOPACK® packages

Table 1. Device summary

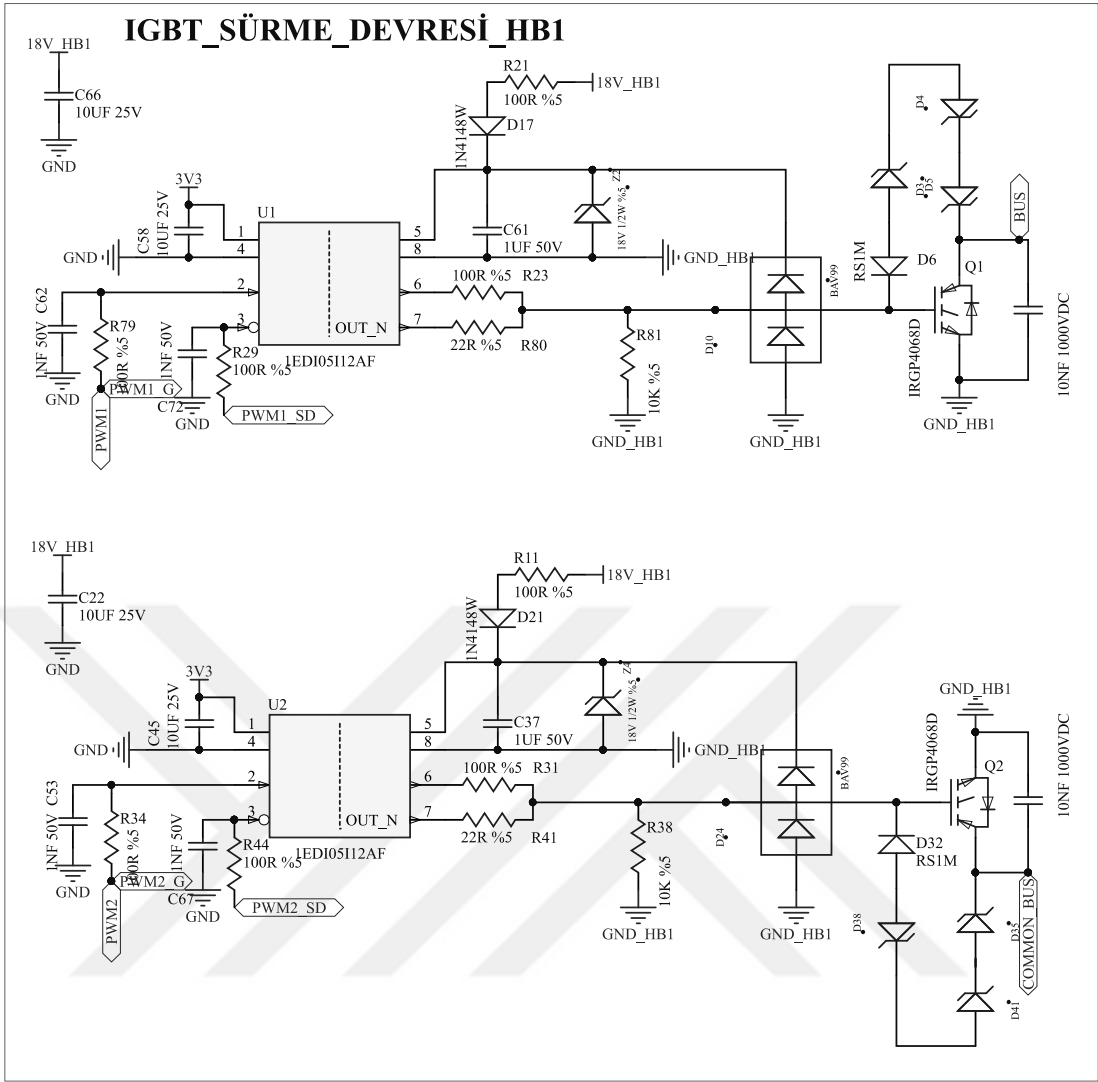
| Reference | Part number |
|-------------|---------------------------------------|
| STM32F100x4 | STM32F100C4, STM32F100R4 |
| STM32F100x6 | STM32F100C6, STM32F100R6 |
| STM32F100x8 | STM32F100C8, STM32F100R8, STM32F100V8 |
| STM32F100xB | STM32F100CB, STM32F100RB, STM32F100VB |

Şekil A.4 STM32F100R8 32 bit ARM tabanlı Cortex-M3 işlemci teknik özellik özeti

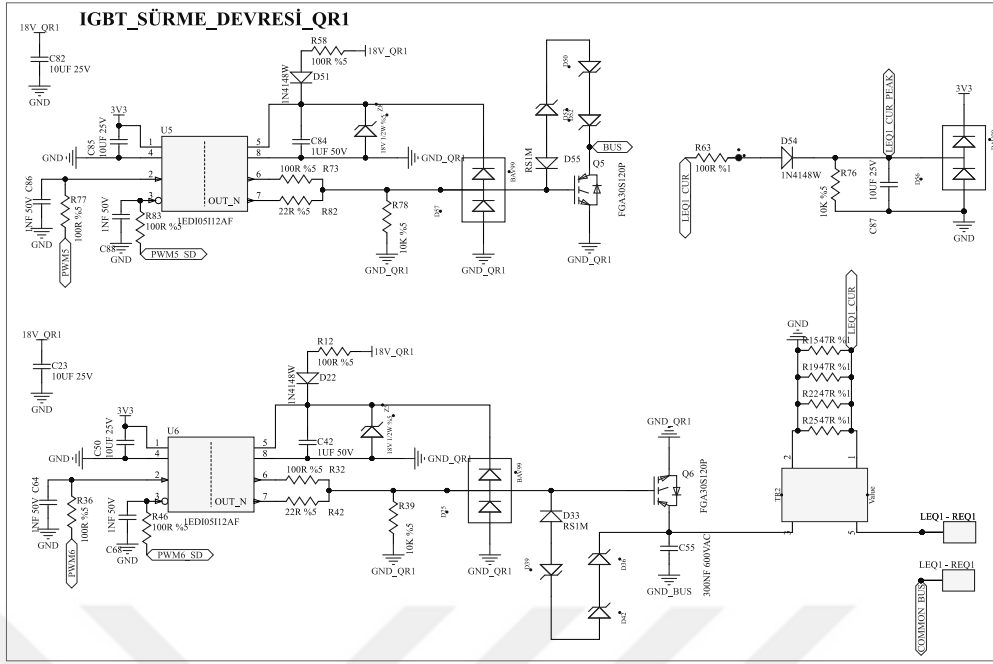
SCH VE PCB TASARIM ÇALIŞMALARI



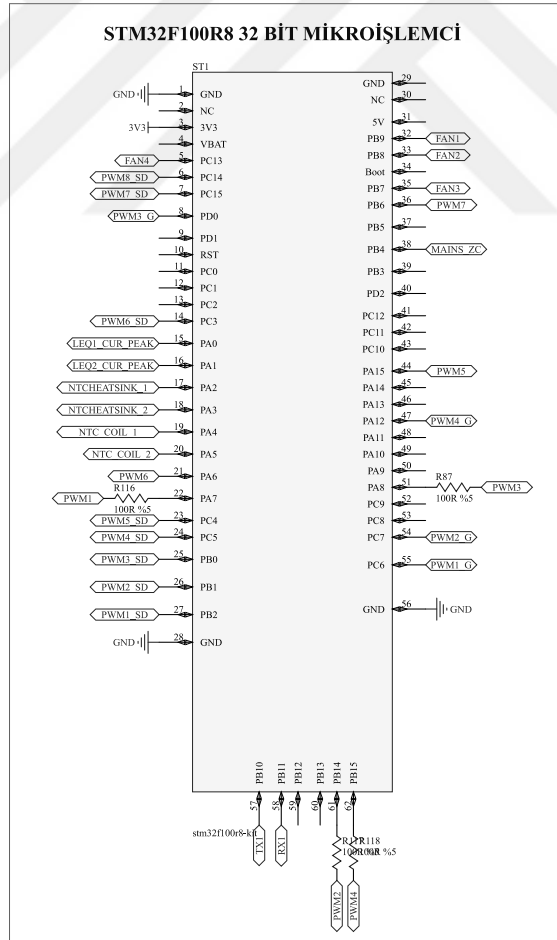
Şekil B.1 AC giriş gerilimi bağlantı devresi



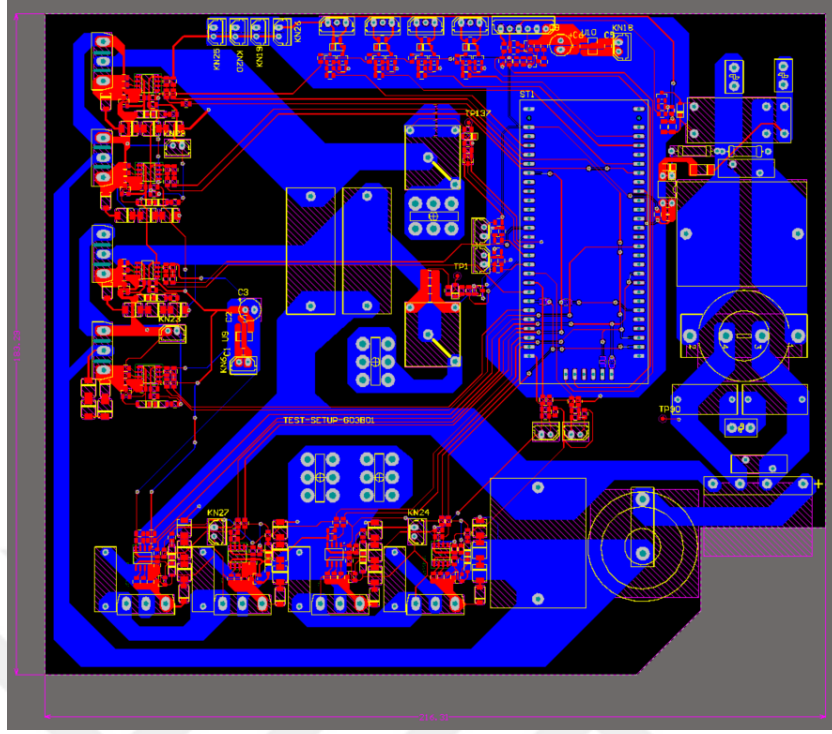
Şekil B.2 HB bloğu için IGBT sürme devresi



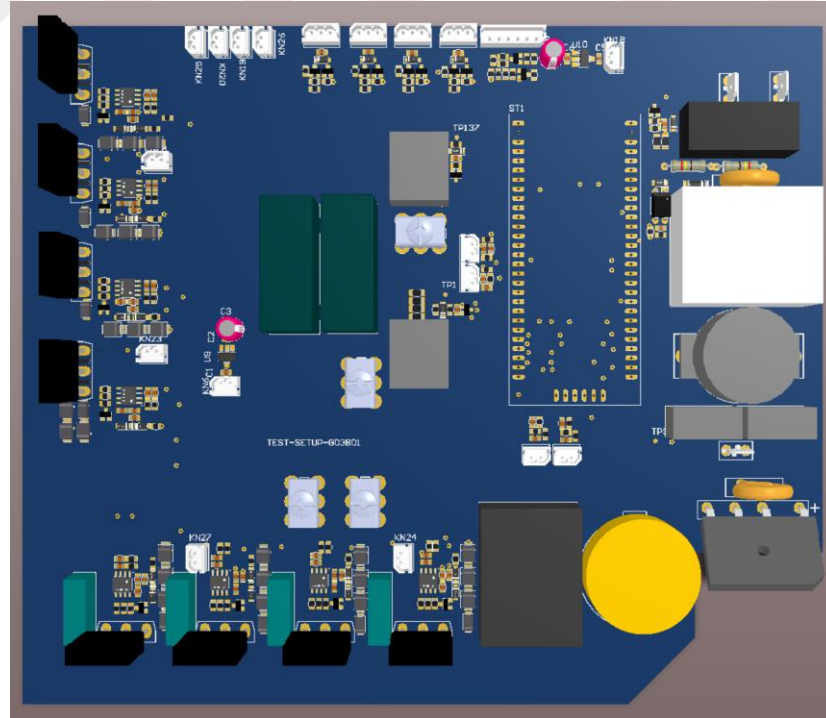
Şekil B.3 QR bloğu için IGBT sürme devresi



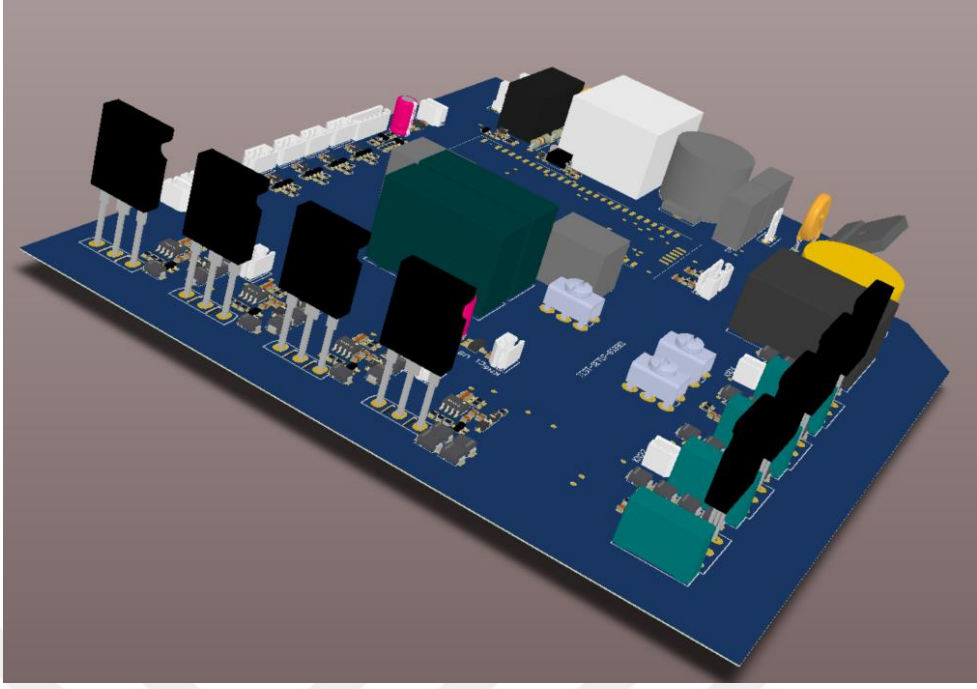
Şekil B.4 İşlemci devresi



Şekil B.5 Uygulama devresi pcb tasarımı 2D PCB üstten görünüş



Şekil B.6 Uygulama devresi pcb tasarımı 3D üstten görünüş



Şekil B.7 Uygulama devresi pcb tasarımı 3D izometrik görünüm

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Metin ÖZTÜRK
Doğum Tarihi ve Yeri : 22.07.1981, Kastamonu
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : metinytu@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

| Derece | Alan | Okul/Üniversite | Mezuniyet Yılı |
|----------|-----------------------|---------------------------|----------------|
| Y.Lisans | Güç Elektroniği | YTÜ | 2006 |
| Lisans | Elektrik Mühendisliği | YTÜ | 2004 |
| Lise | Sayısal | Habire Yahşi Süper Lisesi | 1999 |

İŞ TECRÜBESİ

| Yıl | Firma/Kurum | Görevi |
|-------------|--------------|-------------------------|
| 2017 - | MAMUR A.Ş. | Ar-Ge Yöneticisi |
| 2016 - 2017 | MAMUR A.Ş. | Ar-Ge Mühendisi |
| 2012 - 2016 | ARÇELİK A.Ş. | Ar-Ge Kıdemli Uzm. Müh. |
| 2010 - 2012 | ARÇELİK A.Ş. | Ar-Ge Uzman Mühendisi |

| | | |
|-------------|----------------|--------------------------|
| 2006 - 2010 | ARÇELİK A.Ş. | Ar-Ge Mühendisi |
| 2004 - 2006 | AC-DC Ltd. Şti | Satış Mühendisi |
| 2002 - 2003 | PESA Ltd. Şti. | Proje Çalışanı / Stajyer |



YAYINLARI

Bildiri

1. Öztürk, M. ve Altıntaş, N., (2017). “Ev Tipi İndüksiyon Ocaklar İçin Çok Bobinli AC-AC Dönüştürücü Tasarımı”, EEMKON, 16-18 Kasım 2017, İstanbul, 118-123.
2. Aslan, S., Ozturk, M. ve Altintas, N.,(2018). “A comparative study of SiC and Si power devices in induction cookers”, 2018 5th International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE), 3-5 May 2018, Istanbul, 297-301.
3. Ozturk, M., Aslan, S., Altintas, N. ve Sinirlioglu, S., (2018). “Comparison of Induction Cooker Power Converters”, in CEIT 2018 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology, 25-27 October 2018, Istanbul.

Patent

1. ES2606687 (T3) - AN INDUCTION HEATING COOKTOP
OZTURK METIN; YILMAZ NAMIK; YARDIBI HAKAN SULEYMAN; ASTOPRAK METIN
2. EP3042541 (B1) - QUASI-RESONANT INDUCTION HEATER HAVING COOKWARE
OZTURK METIN [TR]; ASTOPRAK METIN [TR]; OKTAY ULAS [TR]; YILMAZ NAMIK
3. EP2659733 (B1) - AN INDUCTION HEATING COOKER
OZTURK METIN [TR]; YILMAZ NAMIK [TR]
4. ES2551429 (T3) - INDUCTION HEATING COOKER
YILMAZ NAMIK; OZTURK METIN; YARDIBI HAKAN SULEYMAN
5. ES2549219 (T3) - AN INDUCTION HEATING COOKER
YILMAZ NAMIK; OZTURK METIN; YARDIBI HAKAN SULEYMAN
6. EP3170362 (B1) - SYSTEM AND METHOD ENABLING MODIFICATION
YILMAZ NAMIK; OZTURK METIN; YARDIBI HAKAN SULEYMAN

7. ES2549219 (T3) - AN INDUCTION HEATING COOKER
YILMAZ NAMIK [TR]; SOYYIGIT SELÇUK [TR]; INAM TOLGA [TR]; ÖZTÜRK METİN [TR]; ASTOPRAK METİN [TR]; BARIS MEHMET [TR]; OZ ÖZGÜR MUTLU [TR];
DUMLU BEKİR [TR]
8. EP3170363 (B1) - SYSTEM AND METHOD FOR IMPROVING NOISE PERFORMANCE
ASTOPRAK METİN [TR]; ÖZTÜRK METİN [TR]; YILMAZ NAMIK [TR]; YARDIBI
HAKAN SULEYMAN [TR]
9. Diğer patent ve patent başvuruları için: <https://worldwide.espacenet.com>

Proje

1. YTÜ Y. Lisans Tezi / 3 Fazlı Asenkron Motorun Uzay Vektörü, Altı Adımlı Pwm Ve
Kare Dalga Pwm Modülasyon Teknikleri Ile Skaler (V/F) Kontrolü
2. ARI Kısmi Rezonanslı İndüksiyon Ocak Projesi / 2010-2011 Arçelik A.Ş. / Proje
Lideri – Donanım ve Algoritma Tasarımı - EMC – SMPS / TEYDEB 3100653
3. PETEK Kısmi Rezonanslı ve Çok Bobinli İndüksiyon Ocak Projesi / 2011-2012 Arçelik
A.Ş. / Proje Lideri – Donanım ve Algoritma Tasarımı - EMC - SMPS / TEYDEB
3120372
4. ARI M1 Kısmi Rezonanslı ve İç içe Bobinli İndüksiyon Ocak Projesi / 2012-2013
Arçelik A.Ş. / Proje Lideri – Donanım ve Algoritma Tasarımı - EMC – SMPS /
TEYDEB 3100653
5. HITIT-3 Yarım Köprü İndüksiyon Ocak Projesi / 2014-2016 Arçelik A.Ş. / Proje
Lideri – Donanım ve Algoritma Tasarımı – Prototip Yazılım- EMC – SMPS / TEYDEB
3120372
6. MOONSHINE Kısmi Rezonanslı İndüksiyon Ocak Projesi / 2016-2017 MAMUR A.Ş. /
Proje Lideri – Donanım ve Algoritma Tasarımı – Yazılım – EMC – SMPS - Üretim
Sorumlusu / TEYDEB 7160526 // KOBİ Ar-Ge

7. Dokunmatik Zamanlayıcı ve Ana Emniyet Valfi İle Bütünleşik, Yüksek Emniyetli Ev Tipi Ocak Tasarımı Ve Prototip İmalatı / 2016-2017 MAMUR A.Ş. / Proje Destek – Donanım ve Algoritma Tasarımı – Yazılım / TEYDEB 7151609 / KOBİ Ar-Ge
8. Yeni nesil indüksiyon ocakların üretim kabiliyetlerinin geliştirilmesi / 2018-2019 MAMUR A.Ş. / KOBİ Gelişim Destek Programı (KOBİGEL)
9. Yarım Köprü Eviricili Akıllı İndüksiyon Pişirici Geliştirilmesi Ve Prototip İmalatı / 2018-2020 MAMUR A.Ş. / Fikir Sahibi – Proje Lideri – Donanım ve Algoritma Tasarımı / TEYDEB 3180568 // Sanayi Ar-Ge
10. Yüksek Teknolojili Elektrikli Fırın Tasarımı Ve Prototip İmalatı / 2018-2020 MAMUR A.Ş. / Proje Lideri – Donanım ve Algoritma Tasarımı / TEYDEB 3180691 // Sanayi Ar-Ge

ÖDÜLLERİ

1. TESİD 2012 Yenilikçilik Yaratıcılık Ödülleri / Ankastre Mutfaklar İçin Endüksiyonlu Ocak <http://www.tesid.org.tr/tsd/ttPage.asp?pageID=177>
2. Arçelik A.Ş. 2012 Yılın Patenti Ödülü
EP2659733 (B1) - AN INDUCTION HEATING COOKER
OZTURK METIN [TR]; YILMAZ NAMIK [TR]