

Tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverterde güvenli çalışma bölgesi Safe operating area in single switch quasi resonant inverter

Metin ÖZTÜRK^{1*}

¹Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Ve Mimarlık Fakültesi, İstanbul Esenyurt Üniversitesi, İstanbul, Türkiye.
metinytu@gmail.com

Geliş Tarihi/Received: 25.02.2024
Kabul Tarihi/Accepted: 13.05.2025

Düzeltilme Tarihi/Revision: 14.03.2025

doi: 10.5505/pajes.2025.05673
Araştırma Makalesi/Research Article

Öz

Endüksiyon ile ısıtma (EI) teknolojisi, özellikle son yıllarda, yüksek verimlilik, hız, güvenli çalışma ve benzeri özellikleri nedeniyle ev tipi uygulamalarda geniş bir kullanım alanı bulmaktadır. EI sistemlerinde genellikle yüksek verimlilikleri ve yumuşak anahtarlama yetenekleri nedeniyle rezonanslı inverter devreleri kullanılmaktadır. EI sistemlerinde kullanılan çeşitli rezonanslı inverterler arasında, tek anahtarlı kısmi rezonanslı (SSQR) inverter topolojisi düşük maliyetli ve düşük güç gerektiren uygulamalar için tercih edilmektedir. Ancak, SSQR inverter, maliyet avantajına rağmen, yumuşak anahtarlama ile çalışabildiği güç aralığının dar oluşu, güç kontrolünün zorluğu ve yarı iletken anahtarlarda oluşan akım ve gerilim zorlanmalarının diğer inverter uygulamalarına kıyasla yüksek olması gibi dezavantajları barındırır. Güç elektroniği devrelerindeki güvenli çalışma koşullarını zorlayan en önemli unsurlar, yarı iletken anahtarların maruz kalacağı yüksek gerilim ve yüksek akımlardır. Bununla birlikte elektronik devrelerin tüm bileşenleri aşırı akım ve aşırı gerilim stresinden etkilenirse de, invertör uygulamalarında en savunmasız elemanlar yarı iletken anahtarlardır. Aşırı akımın ürettiği aşırı ısı, zorlamalı soğutma yöntemleriyle azaltılabilirse bile, yüksek gerilimlere maruz kalan yarı iletken anahtarlar, muhtemelen kısa devre olacak ve devre çalışamaz hale gelecektir. Bu çalışmada EI'da kullanılan SSQR inverter için yarı iletken anahtarların maruz kaldığı aşırı gerilimleri engelleyecek bir yöntem önerilmektedir. Önerilen yöntemin avantajları teorik olarak incelenmiş ve simülasyonlar ve prototip devreler aracılığıyla doğrulanmıştır.

Anahtar kelimeler: Endüksiyonlu ısıtma sistemleri, rezonanslı inverter, tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverter, yarı iletken anahtar, aşırı gerilim koruma.

Abstract

Induction heating (IH) technology has found extensive use in residential applications in recent times, owing to its high efficiency, speed, and safe operation characteristics. Resonant inverter circuits are commonly employed in IH systems due to their high efficiency and soft-switching capabilities. Among various resonant inverters used in IH systems, the single-switch quasi-resonant (SSQR) inverter topology is preferred for low-cost and low-power applications. However, despite its cost advantages, the SSQR inverter has limitations, including a narrow operating range for soft-switching, challenges in power control, and higher stresses on semiconductor switches compared to other inverter applications. The most critical factors challenging the safe operation conditions of power electronic circuits are the high voltage and current stresses imposed on semiconductor switches. While all components of electronic circuits are affected by excessive current and voltage stresses, semiconductor switches, particularly in inverter applications, are the most vulnerable elements. Despite efforts to reduce excessive heat generated by overcurrent through forced cooling methods, semiconductor switches subjected to high voltages are prone to short-circuiting, rendering the circuit inoperable. This study proposes a method to mitigate the overvoltage stresses on semiconductor switches used in SSQR inverters for induction heating applications. The theoretical advantages of the proposed method have been investigated and verified through simulations and prototype circuits.

Keywords: Induction heating systems, resonant inverter, single switch quasi resonant inverter, semiconductor switch, over voltage protection.

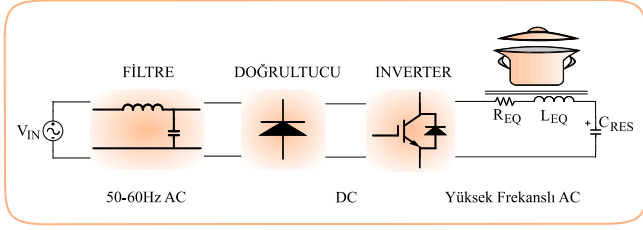
1 Giriş

Son yıllarda endüksiyonlu ısıtma (EI) sistemleri, kullanıcı güvenliği, etkili ve hızlı ısıtma, ve kolay bakım gibi dikkate değer özellikleri nedeniyle endüstriyel, evsel ve tıbbi uygulamalarda önemini artırmıştır [1]. Güç elektroniği ve elektronik alanındaki ilerlemeler, endüksiyon teknolojisinin gelişimine katkıda bulunmuştur [2]. Ev tipi endüksiyonlu pişirme ürünlerinde, bir veya daha fazla endüksiyon bobini, üzerine konulan tencereyi ısıtmak için vitro seramik cam bir yüzeyin altına yerleştirilir [3]. Endüksiyon bobini, tencereyi ısıtmak amacıyla aynı frekansta manyetik alan üreten bir alternatif akım ile beslenir. Tencere tabanında eddy akımlarının endüklenmesi sonucu ısıtma işlemi gerçekleştirilir [4]. EI sistemlerinin başlıca bileşenleri, AC-DC dönüşümü için bir doğrultucu ünite ve rezonanslı inverter üniteleridir [5]. Şekil 1, ev türü endüksiyonlu ocaklar için genel bir güç transfer döngüsünü göstermektedir.

EI sistemlerinin kilit bir bileşeni olan güç dönüştürücüler, tek aşamalı ya da çift aşamalı yapılar şeklinde karşımıza çıkmaktadır [6]. Çift aşamalı sistemler, hem AC'den DC'ye hem de DC'den AC'ye dönüşümleri içerir [7]. Buna karşılık, tek aşamalı AC'den AC'ye sistemlerde bir doğrultucu ünitesi bulunmamaktadır. Bu sistemler, giriş AC voltajını doğrudan dönüştürenler ve onu yükseltenler olmak üzere iki gruba ayrılabilir.

Ayrıca, EI sistemleri, tek veya çoklu yük/bobin içerecek şekilde tasarlanabilir. Geçmiş yıllarda, tek bobinli sistemler endüstriyel ve evsel endüksiyon uygulamalarında yaygın olarak kullanılmıştır. Son dönemlerde ise çok çıkışlı endüksiyon

*Yazışılan yazar/Corresponding author

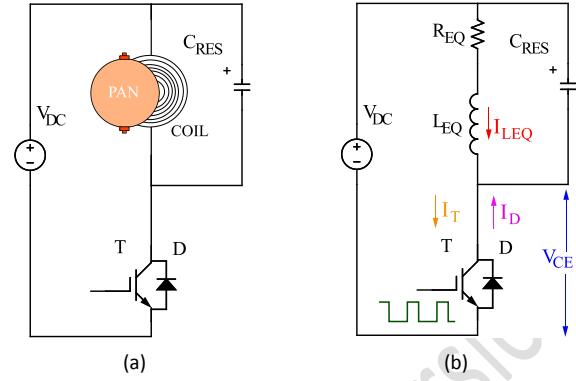


Şekil 1. Genel güç transfer döngüsü.
Figure 1. General power transfer loop.

ısıtıcıları, ayarlanabilir pişirme yüzeyleri aracılığıyla performansı artırmaya yönelik öneriler getirmiştir [8]–[10]. Farklı bobin modellerinin seçimi, tasarım gereksinimleri, maliyet, çıkış gücü ve ocak geometrisi gibi faktörlere bağlıdır. Tencere boyutu ve bobin tasarımına dayalı olarak pişirme yüzeylerini yapılandırmak için çeşitli yaklaşımlar kullanılmaktadır [11]. Genellikle ferromanyetik malzemeden yapılmış tencereler yük olarak kullanılırken, son zamanlarda yapılan çalışmalar aynı zamanda ferromanyetik olmayan metal malzemeden yapılmış tencere modellerini de incelemiştir [12]–[14].

Maliyet ve performans arasındaki dengeye bağlı olarak farklı rezonanslı inverter topolojileri önerilmiştir. El sistemlerinde kullanılan en yaygın inverter topolojileri yarım köprü seri rezonanslı (HBSR) [15]–[19] ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı (SSQR) [20], [21] inverterlerdir. SSQR inverter topolojisi, düşük güç ve düşük maliyetli El uygulamaları için güvenilir bir çözüm sunar. Ancak, kısmi rezonans inverter devresinin temel dezavantajı, gücün HBSR inverter devrelerinde olduğu gibi frekans kontrollü bir şekilde yüke transfer edilememesidir. Bu sınırlama, SSQR inverterin çalışma modlarının RL ve RLC devreleri arasında geçiş yapmasından kaynaklanmaktadır [22]. Yarı iletken anahtarın iletimde olduğu RL çalışma aralığında bobine aktarılan enerji, anahtarın kesime girmesi ile birlikte rezonans kondansatörüne aktararak bobin ve kondansatör arasında rezonans başlamasına neden olacaktır. Kondansatör gerilimi DC kaynak gerilimine ulaştığında ise yarı iletken anahtara ters paralel bağlı diyot iletime girerek bir sonraki anahtarlama periyodu için yumuşak anahtarlamanın oluşmasını sağlayacaktır. Ancak ev tipi El sistemlerinde kullanıcının tencere tercihine bağlı olarak RLC devresinin karakteristiği değişmektedir. Bunun sonucu olarak da özellikle anahtarın iletime ve kesime girdiği geçiş anlarında anlık yüksek gerilim ve akımlar oluşabilmektedir. Bu ve benzeri akım ve gerilim yükselmelerinin önüne geçebilmek amacıyla, yarı iletken anahtarın açma ve kapama zamanlarını belirlemek için kapalı çevrim kontrol algoritmaları kullanılmaktadır.

SSQR inverter kullanan El sistemlerinde yük parametreleri, yarı iletken anahtarın akım ve gerilim sınırları, yarı iletken anahtarın açma ve kapanma süreleri ile kapalı çevrim güç kontrol metodları arasında önemli bir ilişki bulunmaktadır. Dahası, SSQR inverterli El sistemlerinde rezonant devre elemanlarının modellenmesi amacıyla kullanılan bobin eşdeğer endüktans ve eşdeğer direnç değerlerini belirlemek çok kolay değildir. Ayrıca, bu değerler, rezonanslı inverter devresinin çalışma frekansı, çevresel sıcaklık ve tencere ile bobin arasındaki hava boşluğu gibi faktörlere bağlı olarak değişmektedir. Bu nedenle, geniş bir akademik araştırma yelpazesi, yalnızca tencere ve yük tanıma üzerine odaklanmaktadır [23]–[25]. Diğer taraftan, sadece bobin tasarımı bile tek başına kapsamlı bir akademik araştırmayı



Şekil 2. SSQR inverter (a) devre diyagramı (b) devre şeması.
Figure 2. SSQR inverter (a) circuit diagram (b) circuit schematics.

gerektirmektedir. Özellikle manyetik alan bağlamında birçok çalışma, bobin tasarımı üzerine yapılmıştır [26], [27].

Güç elektroniği devrelerindeki güvenli çalışma koşullarını zorlayan en önemli unsurlar, yarı iletken anahtarların maruz kalacağı yüksek gerilim ve yüksek akımlardır. Bununla birlikte elektronik devrelerin tüm bileşenleri aşırı akım ve aşırı gerilim stresinden etkilense de, invertör uygulamalarında en savunmasız elemanlar yarı iletken anahtarlardır. Aşırı akımın ürettiği aşırı ısı, zorlamalı soğutma yöntemleriyle azaltılabilir bile, yüksek gerilimlere maruz kalan yarı iletken anahtarlar, muhtemelen kısa devre olacak ve devre çalışamaz hale gelecektir. Bu nedenle literatürde özellikle IGBT yarı iletken elemanını yüksek gerilimlerden korumak amacıyla çeşitli çalışmalar yapılmış ve yapılmaya devam etmektedir [28]–[30]. [28] ile verilen çalışmada, parazitik endüktans kaynaklı oluşan yüksek gerilimlerin IGBT yarı iletken devre elemanına zarar vermemesi için geliştirilen bir güç elektroniği devresinden bahsedilmektedir. [29] ile verilen çalışmada da benzer şekilde IGBT yarı iletken anahtarının kesime gitme anında oluşan gerilim yükselmelerinin engellenmesi amacıyla önerilen aşırı gerilim koruma devresi önerilmektedir. [30] ile verilen çalışmada ise bir önceki örneklere benzer şekilde zener diyot ve TVS lardan oluşan bir donanım devresi yardımıyla IGBT uç geriliminin bastırılması amaçlanmaktadır.

El sistemlerinde kullanılan çeşitli rezonanslı inverterler arasında SSQR inverter topolojisi düşük maliyetli ve düşük güç gerektiren uygulamalar için tercih edilmektedir. Ancak, SSQR inverter, maliyet avantajına rağmen, yumuşak anahtarlama ile çalışabildiği güç aralığının dar oluşu, güç kontrolünün zorluğu ve yarı iletken anahtarlarda oluşan akım ve gerilim zorlanmalarının diğer inverter uygulamalarına kıyasla yüksek olması gibi dezavantajları barındırır. Bu çalışmada El'da kullanılan SSQR inverter için yarı iletken anahtarların maruz kaldığı aşırı gerilimleri engelleyecek etkili bir yöntem önerilmektedir. Önerilen yöntem literatürde karşılaşılan donanımsal koruma devrelerine ilaveten mikrodenetleyici destekli ilave yazılım korumalarını da içermektedir. Bu sayede hem geçici hem de kalıcı hal durumlarında IGBT uç gerilimleri kontrol altına alınmış olacaktır. Ayrıca yalnızca donanımsal koruma devresi ya da bastırma devresi içeren yöntemlerin neden olabileceği IGBT ısınma problemlerinin de önüne geçilecektir. Önerilen yöntem yardımıyla, düşük maliyetli ve güvenilir El sistemlerinin tasarımına yönelik önemli bir adım atılmış olacaktır.

Çalışmanın geri kalanı şu şekilde yapılandırılmıştır: Bölüm 2'de SSQR invertör dönüştürücü devre denklemleri yardımıyla

anlatılmaktadır. Bölüm 3'te SSQR inverter için güvenli çalışma bölgesi ayrıntılı olarak anlatılmaktadır. Bölüm 4'te önerilen ayrıntılı koruma yöntemi anlatılmakta, sonrasında sırasıyla simülasyon (benzetim) çalışmaları ve deneysel sonuçlar gösterilmektedir. Bu çalışmanın sonucu Bölüm 5'te verilmektedir.

2 SSQR Inverterli Devrenin Tanımlanması

2.1 Genel

Tek anahtarlı yarı rezonanslı inverttere ait devre diyagramı ve devre şeması, Şekil 2 'de ve inverttere ait akım ve gerilim dalga şekilleri ise Şekil 3'te verilmektedir. Devre şeması incelendiğinde, T yarı iletken anahtarı, D serbest geçiş diyotunu, R_{EQ} eşdeğer direnci, L_{EQ} eşdeğer endüktansı ve C_{RES} rezonans kondansatörünü belirtmektedir. T anahtarı iletme girdiğinde, devre seri RL devresi gibi davranır. Bu aşamada bobin, anahtar iletim süresi t_{ON} boyunca R_{EQ} direnci üzerinden enerji biriktirir. Başka bir ifade ile yarı iletken anahtar devrede olduğu sürece süresi boyunca bobin, V_{DC} gerilim kaynağı tarafından sağlanan enerjiyi biriktirmektedir.

T yarı iletken anahtarı kesime götürüldüğünde devre, seri RLC devresi olarak çalışmaya başlar. Bu çalışma modunda, bobin ve kondansatör arasında rezonans oluşur ve enerji alışverişi sağlanır. Bobinde biriken enerji, C_{RES} rezonans kondansatörüne aktarıldığı anda, T anahtar uç gerilimi V_{CE} , V_{CEMAX} değerine ulaşır. Rezonansın sonunda C_{RES} kondansatörü, kaynak gerilimi ile şarj olduğunda ise V_{CE} gerilimi sıfır olacaktır. Eş zamanlı olarak, yarı iletken anahtar T yeniden etkinleştirilerek yumuşak anahtarlama sağlanmış olacaktır [31]-[34].

2.2 Devre Çalışma Modları – Devre Denklemleri

SSQR inverterin çalışma modları, Şekil 4'te gösterilen dört temel kısımda incelenmektedir. T yarı iletkeninin iletimde olduğu $t_6 < t < t_0$ aralığı R_{EQ} ve L_{EQ} bileşenlerini içeren bir seri RL devresi olarak modellenmektedir. Buna ek olarak, $t_0 < t < t_5$ zaman aralığı, L_{EQ} ve C_{RES} arasındaki rezonanslı içeren bir seri RLC devresi olarak analiz edilmektedir. Son olarak, D serbest geçiş diyotunun iletimde olduğu $t_5 < t < t_6$ aralığı seri RL devresi olarak modellenmektedir.

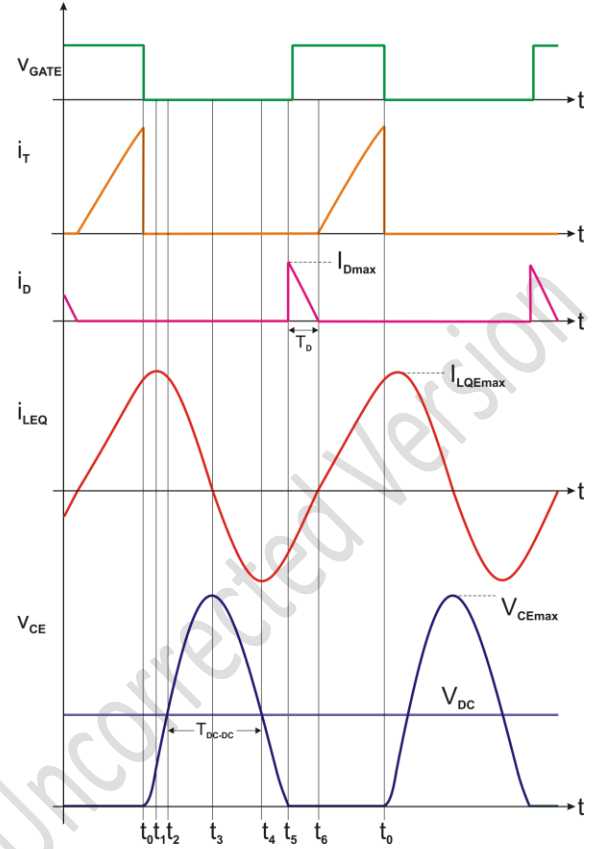
SSQR inverterin dört çalışma aralığından 2 ve 3 aralığının seri RLC devresi, 1 ve 4 aralığının ise seri RL devresi olarak modellenmesinden dolayı, HBSR inverterde olduğu gibi frekans domeninde incelemek yerine zaman domeninde değerlendirmek daha anlamlı olmaktadır. Devre analiz edilirken, sadeleştirme açısından sürekli hal analiz edilmekte, rezonans kondansatörünün deşarj akımı ve benzer geçici durumlar bilinçli bir şekilde göz ardı edilmektedir.

Aralık I ($t_6 - t_0$): Bu aralık, T yarı iletken anahtarının sıfır gerilim koşullarında iletime girmesi (ZVT) ile başlar ve T anahtarı kesime götürülene kadar devam eder. RL devresinin işleyişiyle ilgili olarak, aşağıdaki denklemler (1)-(3) şeklinde formüle edilebilir [35].

$$i_{LEQ}(t_6) = 0 \quad (1)$$

$$i_{LEQ}(t) = i_T(t) = V_{DC}/R_{EQ} \cdot (1 - e^{-\frac{R_{EQ}}{L_{EQ}}t}) \quad (2)$$

$$V_{DC} = V_{LEQ} + V_{REQ} \quad (3)$$



Şekil 3. SSQR inverttere ait akım ve gerilim dalga şekilleri.
Figure 3. Current and voltage waveforms for SSQR inverter.

Aralık II-III ($t_0 - t_5$): Bu aralık, T yarı iletken anahtarının kesime götürülmesi ile başlar. L_{EQ} ve C_{RES} arasındaki rezonans olayı bir seri RLC devresi olarak analiz edilir. Ayrıca, i_{LEQ} akımını analiz etmek üzere denklem (4)-(7) kullanılabilir [35].

$$i_{LEQ}(t) = e^{-\alpha t} (B_1 \cos(\omega_d t) + B_2 \sin(\omega_d t)) \quad (4)$$

$$i_{LEQ}(t_0) \Rightarrow B_1 = I_0 \quad (5)$$

$$\frac{di_{LEQ}(t)}{dt} = -e^{-\alpha t} [(B_1 \omega_d + B_2 \alpha) \sin(\omega_d t) + (B_1 \alpha - B_2 \omega_d) \cos(\omega_d t)] \quad (6)$$

$$i_{LEQ}(t_0)/dt \Rightarrow$$

$$B_2 = ((V_{DC} - R_{EQ}I_0)/(L_{EQ}\omega_d) + (\alpha I_0)/\omega_d) \quad (7)$$

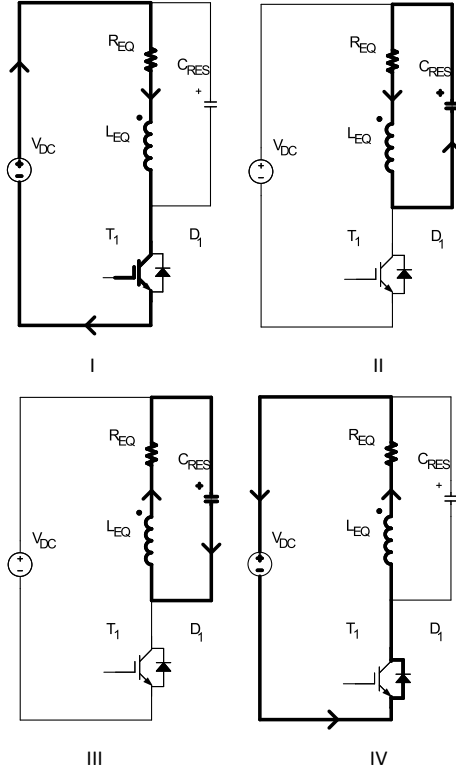
Ayrıca, bahsedilen denklemler, devre denklemleri (8)-(11) ile birlikte kullanılarak Şekil 3'te gösterilen yarı iletken anahtarın uç gerilimi V_{CE} 'yi hesaplamak için kullanılabilir.

$$v(t) = V_{DC} + e^{-\alpha t} (A_1 \cos(\omega_d t) + A_2 \sin(\omega_d t)) \quad (8)$$

$$dv(t)/dt = -e^{-\alpha t} [(A_1 \omega_d + A_2 \alpha) \sin(\omega_d t) + (A_1 \alpha - A_2 \omega_d) \cos(\omega_d t)] \quad (9)$$

$$v(t_0) \Rightarrow A_1 = -V_{DC} \quad (10)$$

$$dv(t_0)/dt \Rightarrow A_2 = (I_0/C_{RES} - \alpha V_{DC})/\omega_d \quad (11)$$



Şekil 4. SSQR inverter için devre çalışma aralıkları (I) RL çalışma aralığı (II) RLC çalışma aralığı (III) RLC çalışma aralığı (IV) RL çalışma aralığı.

Figure 4. Working modes for SSQR inverter (I) RL working mode (II) RLC working mode (III) RLC working mode (IV) RL working mode.

Aralık IV ($t_5 - t_6$): Bu aralık, T güç anahtarına ters paralel bağlı D diyotunun iletme girmesi ile başlar. Şekil 3'te gösterildiği gibi, enerji kaynağından geçen akım çevrimini D güç diyodu üzerinden tamamlar. RL devresinin işleyişiyle ilgili olarak denklemler (12)-(15) verilmektedir. Diyot iletim süresi, t_D ($t_6 - t_5$) ve tepe diyot akımı I_{Dmax} olarak adlandırılır.

$$i_{LEQ}(t) = V_{DC}/R_{EQ} + (I_{Dmax} - V_{DC}/R_{EQ})e^{-\frac{R_{EQ}}{L_{EQ}}t} \quad (12)$$

$$i_{LEQ}(t_D) = 0 = \frac{V_{DC}}{R_{EQ}} + (I_{Dmax} - \frac{V_{DC}}{R_{EQ}})e^{-\frac{R_{EQ}}{L_{EQ}}t_D} \quad (13)$$

$$t_D = \ln\left[\frac{V_{DC}/R_{EQ}}{V_{DC}/R_{EQ} - I_{Dmax}}\right] \left(-\frac{L_{EQ}}{R_{EQ}}\right) \quad (14)$$

$$t_D = -\frac{L_{EQ}}{R_{EQ}} \cdot \ln\left(1 + \frac{I_{Dmax}}{V_{DC}/R_{EQ} - I_{Dmax}}\right) \quad (15)$$

3 SSQR Inverter İçin Güvenli Çalışma Bölgesi

Her bir çalışma aralığı için tanımlanmış detaylı devre denklemleri incelendiğinde, R_{EQ} , L_{EQ} ve C_{RES} değerlerinin, SSQR inverterin güvenli çalışma bölgesinin belirlenmesi açısından büyük öneme sahip oldukları açıktır. Güç elektroniği devrelerinde güvenli çalışmayı tehdit eden temel sorunlar, yarı iletken anahtarların maksimum çalışma değerlerini aşan yüksek gerilim ve yüksek akımlardır. Elektronik devrelerin tüm bileşenleri aşırı akım ve aşırı gerilim stresinden etkilenebilirken, yarı iletken anahtarlar, inverter uygulamalarında en savunmasız elemanlar olarak ön plana

çıkar. Aşırı akımlar tarafından oluşturulan fazla ısı, zorlamalı soğutma yöntemleri yardımıyla azaltılabilir, ancak yarı iletkenlerin bozulma limitlerini aşan gerilimlere maruz kalmaları, onları hızla çalışmaz hale getirebilir.

Aralık IV'te ayrıntılı olarak verildiği gibi L_{EQ} ve C_{RES} arasındaki rezonansın tamamlanması sonucu, anahtar uç geriliminin sıfır değerine ulaşması ile birlikte yarı iletken anahtara paralel bağlı D diyotunun iletme girmesi öngörülmektedir. Ancak bu durum her koşulda mümkün olamamakta, yarı iletken anahtar devreye girerken, anlık yüksek C_{RES} kondansatörü deşarj akımlarına maruz kalmaktadır (I_{T-LL}). SSQR inverter devrelerinde sıkça gözlemlenen C_{RES} kondansatörünün anlık deşarj akımları, hem yarı iletkenlerin hem de güç elektroniği devrelerinin güvenilir çalışması için bir tehdit oluşturur. Bu anlık akımlar, hafif yük akımları olarak da adlandırılır ve yarı iletkenin nominal maksimum akımını üç ile dört kat aşabilir, aşırı ısınma, elektriksel gürültü ve benzeri sorunlara neden olabilir.

Diğer taraftan, yalnızca R_{EQ} , L_{EQ} ve C_{RES} değerleri değil aynı zamanda kapalı çevrim güç kontrol teknikleri de SSQR inverter açısından güvenilir çalışma bölgesinde kalabilmek adına önemli bir rol oynar. SSQR inverter incelendiğinde, çalışma modlarının RL ve RLC devreleri arasında salınım yaptığı görülmektedir. Bu nedenle, yarı iletken anahtarların iletim ve kesim sürelerini belirlemek için kapalı çevrim kontrol yöntemlerinin uygulanması kaçınılmaz hale gelir. Isıtılacak malzemenin özelliklerine, V_{DC} kaynak gerilim değerine ve inverter devre elemanlarının parametrelerine bağlı olarak, yarı iletken anahtarın açma veya kapatma sürelerindeki $1 \mu s$ 'yi aşan hatalı hesaplamalar (yaklaşık %5 lik bir sapma anlamına gelir), anahtarlama kayıplarını arttıracak, bunun sonucu olarak da, aşırı ısınma veya aşırı gerilimler nedeniyle yarı iletken anahtar kısa devre olarak çalışamaz hale gelecektir.

3.1 Akım Sınır Koşullarının Hesaplanması

SSQR inverter tasarımında sınır koşullarını tanımlamak son derece önemlidir. Çalışma aralığı II ve III (seri RLC devre modu) sırasında bobin akımı I_{LEQ} ve anahtar uç gerilimi V_{CE} maksimum değerlerine ulaşır. Bu iki parametre hakkındaki bilgi, tasarımcı açısından sadece güvenilir çalışma koşulları için değil, aynı zamanda güç gibi kontrol sistem parametrelerini belirleme açısından da çok önemli ve değerlidir. Şekil 3'ten de görülebileceği gibi, bobin akımı I_{LEQ} 'nin maksimum değeri I_{LEQMAX} 'a ulaştığında, I_{LEQ} akımının türevi sıfırdır ($t = t_1$). Bu nedenle, maksimum bobin akımı I_{LEQMAX} , (16)-(18) denklemleri yardımıyla türetilir.

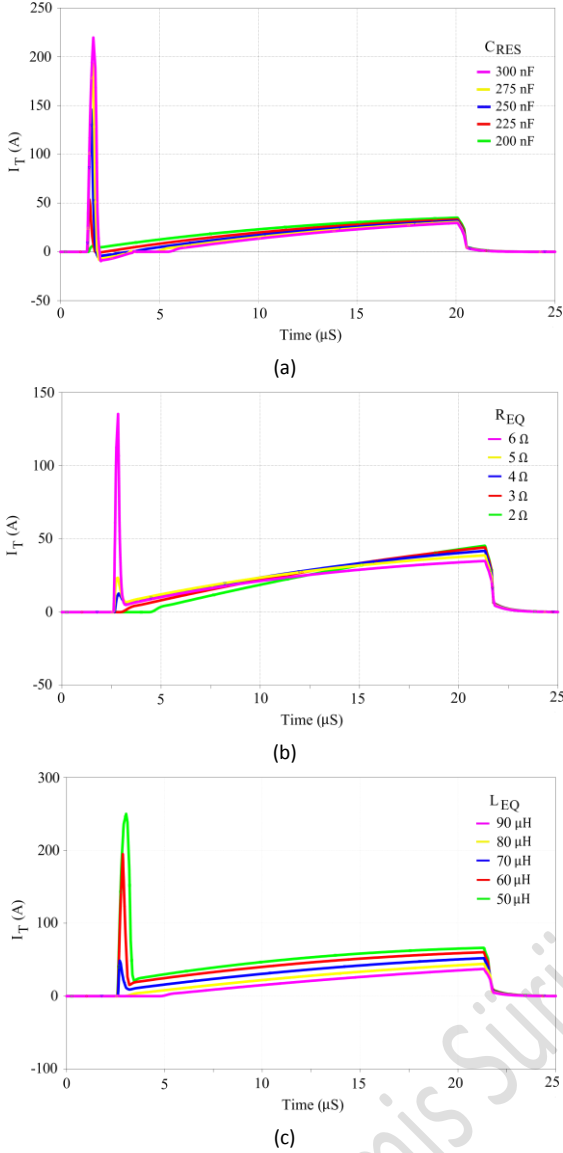
$$di_{LEQ}(t_1)/dt = 0 \Rightarrow i_{LEQ}(t_1) = I_{LEQMAX} \quad (16)$$

$$t_1 = \quad (17)$$

$$\tan^{-1}[-(B_1\alpha - B_2\omega_d)/(B_1\omega_d + B_2\alpha)]/\omega_d \quad (17)$$

$$I_{LEQMAX} = i_{LEQ}(t_1) = e^{-\alpha t_1}(B_1\cos(\omega_d t_1) + B_2\sin(\omega_d t_1)) \quad (18)$$

Ancak burada gözden kaçırılmaması gereken en önemli ayrıntı, ilgili denklemler yardımıyla bobin ve yarı iletkenlerden geçen maksimum nominal akım değerinin tespit edilebileceğidir. Anahtarlama kaybı açısından kritik öneme sahip anlık en yüksek yarı iletken anahtar akım değerinin tespiti ise daha karmaşık bir çalışma gerektirir. Öncelikle rezonansın tamamlandığı t_5 anındaki V_{CE} gerilim değeri hesaplanmalı, sonrasında ise C_{RES} değeri ve deşarj süresi kullanılarak I_{T-LL}



Şekil 5. PSpice programı yardımıyla elde edilen I_T anahtar akımı değişimleri (a) $R_{EQ} = 3 \Omega$, $L_{EQ} = 80 \mu H$ ve C_{RES} değeri değişken (b) $C_{RES} = 270 nF$, $L_{EQ} = 80 \mu H$ ve R_{EQ} değeri değişken (c) $R_{EQ} = 3 \Omega$, $C_{RES} = 270 nF$ ve L_{EQ} değeri değişken.

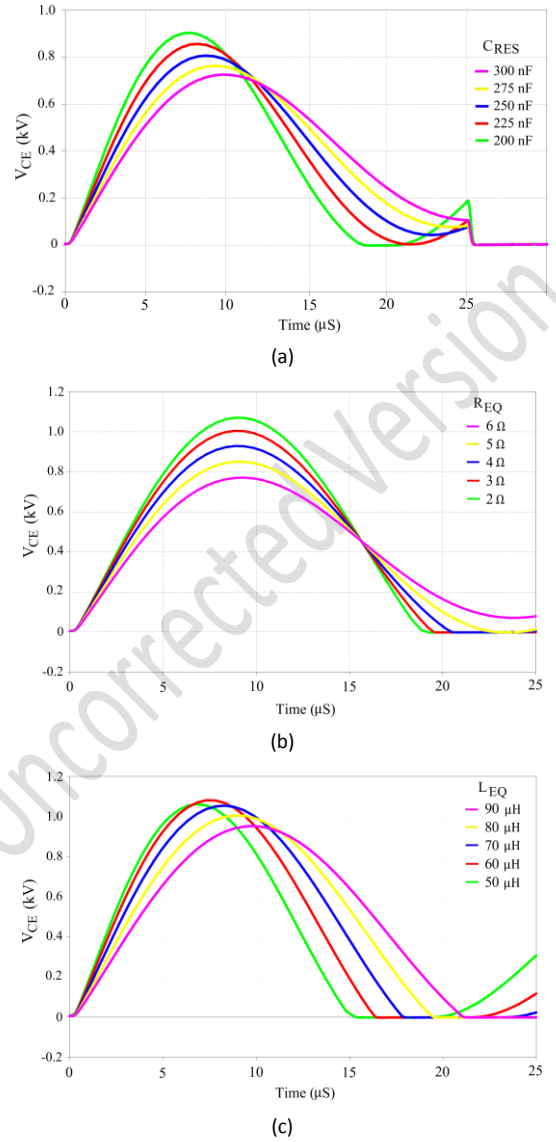
Figure 5. I_T semiconductor switch current waveforms from the Pspice simulation program (a) $R_{EQ} = 3 \Omega$, $L_{EQ} = 80 \mu H$ and C_{RES} is changing (b) $C_{RES} = 270 nF$, $L_{EQ} = 80 \mu H$ and R_{EQ} is changing (c) $R_{EQ} = 3 \Omega$, $C_{RES} = 270 nF$ and L_{EQ} is changing.

hesaplanmalıdır. Bunun için (19) ve (20) denklemleri kullanılabilir.

$$V_{CEMIN} = v(t_5) = V_{DC} + e^{-\alpha t_5} (A_1 \cos(\omega_d t_5) + A_2 \sin(\omega_d t_5)) \quad (19)$$

$$I_{T-LL} = C_{RES} \cdot \Delta V / \Delta t = C_{RES} \cdot V_{CEMIN} / \Delta t \quad (20)$$

Δt süresini tespit edebilmek, rezonans kondansatörü, yarı iletken anahtar ve akım çevriminde yer alan tüm iletken yolların iç direncine bağlı olduğu için çok kolay değildir.



Şekil 6. PSpice programı yardımıyla elde edilen V_{CE} anahtar gerilimi değişimleri (a) $R_{EQ} = 3 \Omega$, $L_{EQ} = 80 \mu H$ ve C_{RES} değeri değişken (b) $C_{RES} = 270 nF$, $L_{EQ} = 80 \mu H$ ve R_{EQ} değeri değişken (c) $R_{EQ} = 3 \Omega$, $C_{RES} = 270 nF$ ve L_{EQ} değeri değişken.

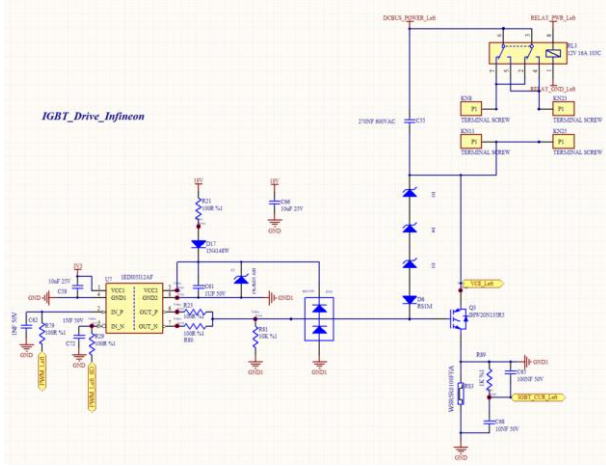
Figure 6. V_{CE} semiconductor switch voltage waveforms from the Pspice simulation program (a) $R_{EQ} = 3 \Omega$, $L_{EQ} = 80 \mu H$ and C_{RES} is changing (b) $C_{RES} = 270 nF$, $L_{EQ} = 80 \mu H$ and R_{EQ} is changing (c) $R_{EQ} = 3 \Omega$, $C_{RES} = 270 nF$ and L_{EQ} is changing.

Ancak pratik ölçümlerde 100-300ns mertebesinde olduğu gözlemlenmiştir.

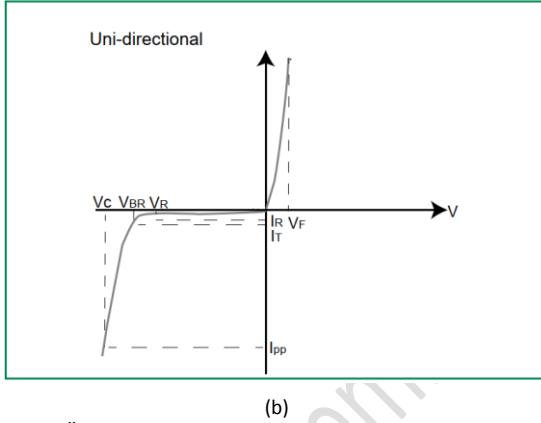
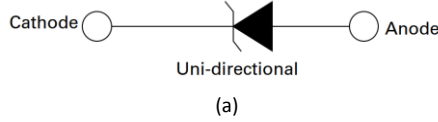
PSpice simülasyon programı kullanılarak, çeşitli rezonans devre parametre değerlerine bağlı yarı iletken anahtarın I_T akım değerindeki değişimler, Şekil 5'te verilmektedir.

3.2 Gerilim Sınır Koşullarının Hesaplanması

SSQR inverterli endüksiyon ocağın maksimum güç seviyesi, yarı iletken anahtarının maksimum gerilim dayanım değeri ile sınırlıdır. Anahtar uç gerilimi maksimum V_{CEMAX} değerine ulaştığında, rezonans akımı yön değiştirecektir ve dolayısıyla I_{LEQ} akımı sıfırdır ($t = t_3$). Bunun sonucunda (21)-(23)



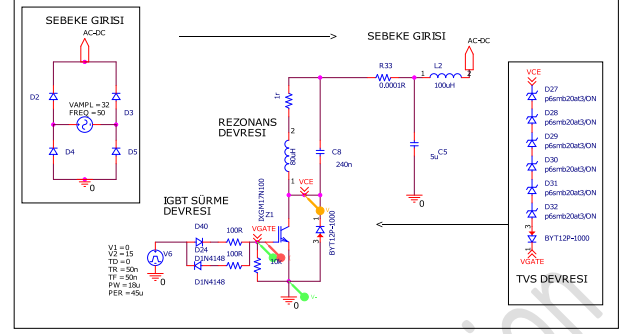
Şekil 9. V_{CE} gerilimine bağlı yarı iletken anahtar ilettime sokan örnek TVS devre şeması.
Figure 9. Sample TVS circuit diagram that activates the semiconductor switch depending on the V_{CE} voltage value.



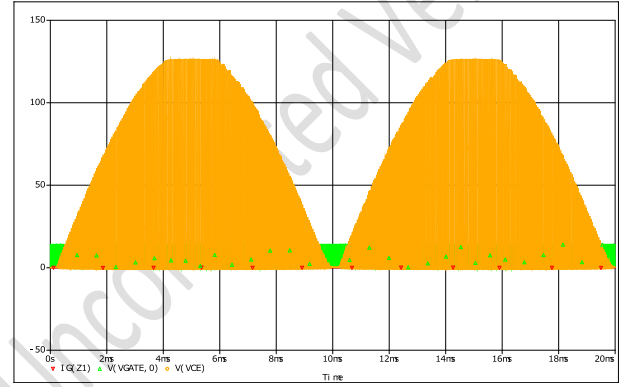
Şekil 10. Örnek bir TVS devre elemanına ait (a) fonksiyonel diyagramı, (b) I-V karakteristiği.
Figure 10. (a) Functional diagram, (b) I-V characteristic of an example TVS circuit element.

4.1 Simulasyon Devresi Sonuçları

Anlık gerilim yükselmelerini engelleyebilmek amacıyla önerilen TVS'li devrenin nasıl çalıştığını inceleyebilmek amacıyla Pspice (OrCAD Capture – Lite version 17.2-2016) benzetim programından yararlanılmıştır. Pratik uygulamada 3 adet seri bağlı 400V devrilme gerilimine sahip P6SMB400 kullanılarak V_{CE} gerilim değerinin $1200V_{DC}$ 'yi geçmemesi hedeflenmektedir. Ancak benzetim çalışmalarında 6 adet 20V devrilme gerilimine sahip P6SMB20AT3G yarı iletkeni seri bağlanarak V_{CE} gerilim değerinin $120V_{DC}$ 'yi geçmemesi hedeflenmiştir. Şebeke gerilimi de $230V_{AC}$ yerine $23V_{AC}$ seçilerek benzetim çalışmasında gerçeğe en yakın ancak 1/10 oranında sayısal olarak küçültülmüş versiyonu incelenmiştir. Şekil 11'de benzetim devresi için kullanılan devre şeması, Şekil 13, Şekil 14 ve Şekil 15'te ise ilgili devre yardımıyla elde edilen yarı iletken anahtar uç gerilimi V_{CE} , anahtar sürme gerilimi



Şekil 11. Orcad PSpice benzetim devresi şeması.
Figure 11. Orcad PSpice simulation circuit diagram.



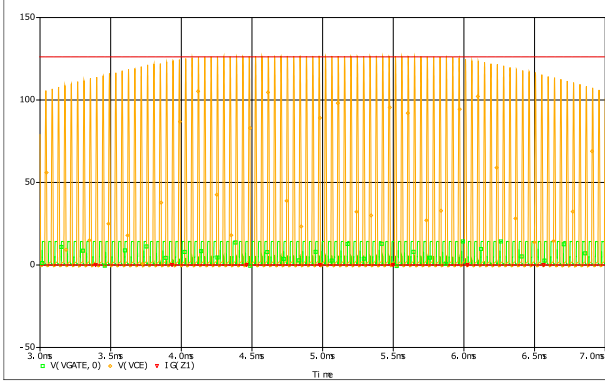
Şekil 12. Benzetim devresinden elde edilen detaylı dalga şekilleri. Turuncu sinyal: V_{CE} yarı iletken anahtar uç gerilimi. Yeşil sinyal: V_{GATE} anahtar sürme gerilimi. Kırmızı sinyal: I_{GATE} anahtar sürme akımı.

Figure 12. Detailed waveforms obtained from the simulation circuit. Orange signal: V_{CE} semiconductor switch voltage. Green signal: V_{GATE} switch gate drive voltage. Red signal: I_{GATE} switch gate drive current.

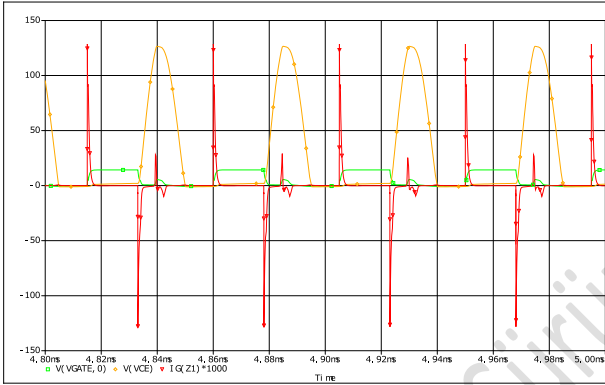
V_{GATE} ve yarı iletken anahtar sürme akımı I_{GATE} gösterilmektedir.

Şekil 11 dikkatlice incelendiğinde, AC şebeke gerilimi önce köprü diyot yardımıyla doğrultulur. Tencereden oluşan ısıtma sistemi RL devresi şeklinde modellenir. Mikro işlemci ve sürme devresini modellemek için darbe generatörü kullanılır. Yarı iletken anahtarın uç geriliminin yükselmemesi için de TVS devresi eklenmiştir.

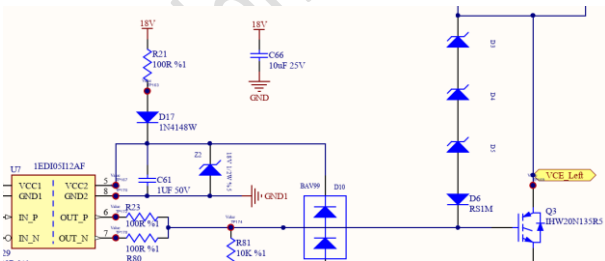
Şekil 12 ve Şekil 13 detaylı incelendiğinde ise anahtar uç gerilim değerinin $120V_{DC}$ değerini aşmadığı görülmektedir. Bunun nedeni ise $120V_{DC}$ değerinden sonra TVS devresinin ilettime girmesi ve yarı iletken anahtarın ilettime girmesini sağlamasıdır. Özellikle Şekil 13 detaylı incelendiğinde, yeşil renk ile gösterilen V_{GATE} sürme sinyallerinin uygulanması ve sinyalin kesilmesi anlarında oluşan ve kırmızı renk ile gösterilen I_{GATE} yarı iletken anahtar akımlarının TVS devrilmesi kaynaklı olarak da oluştuğu görülmektedir. Yarı iletken anahtarın anlık olarak ilettime girmesi sonucunda yarı iletken uç gerilimi yükselişini sürdürmez.



Şekil 13. Benzetim devresinden elde edilen detaylı dalga şekilleri. Turuncu sinyal: V_{CE} yarı iletken anahtar uç gerilimi. Yeşil sinyal: V_{GATE} anahtar sürme gerilimi. Kırmızı sinyal: I_{GATE} anahtar sürme akımı.
Figure 13. Detailed waveforms obtained from the simulation circuit. Orange signal: V_{CE} semiconductor switch voltage. Green signal: V_{GATE} switch gate drive voltage. Red signal: I_{GATE} switch gate drive current.



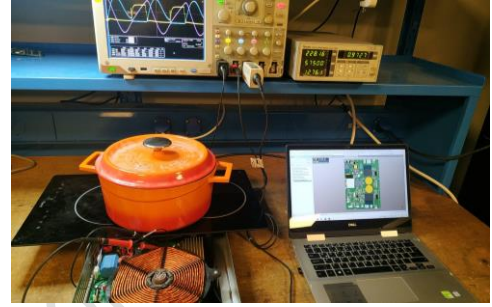
Şekil 14. Benzetim devresinden elde edilen detaylı dalga şekilleri. Turuncu sinyal: V_{CE} yarı iletken anahtar uç gerilimi. Yeşil sinyal: V_{GATE} anahtar sürme gerilimi. Kırmızı sinyal: I_{GATE} anahtar sürme akımı (x 1000).
Figure 14. Detailed waveforms obtained from the simulation circuit. Orange signal: V_{CE} semiconductor switch voltage. Green signal: V_{GATE} switch gate drive voltage. Red signal: I_{GATE} switch gate drive current (x 1000).



Şekil 15. Uygulama devresinde kullanılan devre şeması.
Figure 15. Circuit diagram used in the application circuit.



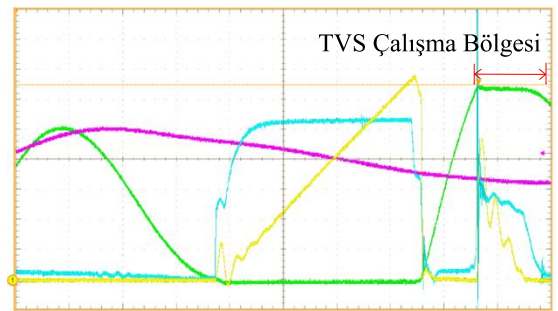
Şekil 16. Uygulama devresinde kullanılan devre bloğu.
Figure 16. Circuit block used in the application circuit.



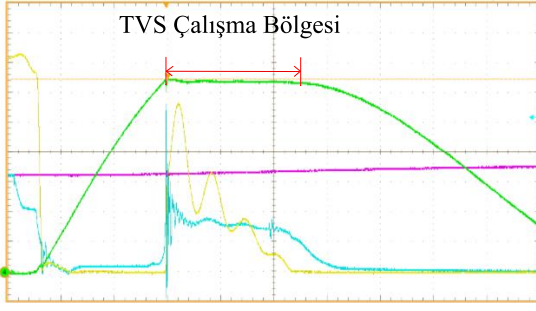
Şekil 17. Uygulama amacıyla kurulan test düzeneği.
Figure 17. Test setup established for application purposes.

4.2 Uygulama Devresi Sonuçları

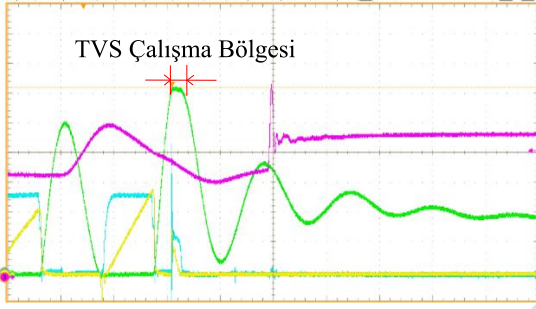
Önerilen TVS'li devrenin pratikte nasıl çalıştığını inceleyebilmek amacıyla bir uygulama devresi geliştirilmiştir. Altium Designer (Version 17.1.5) yardımıyla sch ve pcb çalışmaları yapılmış, sonrasında STM32F100R8 ARM tabanlı işlemci yardımıyla devrenin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Köprü doğrultucu olarak GSIB2560, yarı iletken anahtar olarak IHW20N135R5, IGBT sürücüsü olarak 1EDI05112AF entegresi kullanılmıştır. Öneriye konu olan TVS elemanı ise 400V luk P6SMB400 devre elemanı olarak seçilmiştir. 3 adet TVS seri bağlanarak 1200V_{DC}'lık bir V_{CE} gerilim üst limiti amaçlanmıştır. Rezonans kondansatörü 270nF değerinde seçilmiş, kullanılan bobinin boştaki endüktans değeri 115µH olarak ölçülmüştür.



Şekil 18. Uygulama devresinden elde edilen detaylı dalga şekilleri. Yeşil sinyal: V_{CE} yarı iletken anahtar uç gerilimi (200V/div). Mavi sinyal: V_{GATE} anahtar sürme gerilimi (3V/div). Sarı sinyal: I_{GATE} anahtar sürme akımı (10A/div).
Figure 18. Detailed waveforms obtained from the application circuit. Green signal: V_{CE} semiconductor switch voltage (200V/div). Blue signal: V_{GATE} switch gate drive voltage (3V/div). Yellow signal: I_{GATE} switch gate drive current (10A/div).



Şekil 19. Uygulama devresinden elde edilen detaylı dalga şekilleri. Yeşil sinyal: V_{CE} yarı iletken anahtar uç gerilimi (200V/div). Mavi sinyal: V_{GATE} anahtar sürme gerilimi (5V/div). Sarı sinyal: I_{GATE} anahtar sürme akımı (10A/div).
Figure 19. Detailed waveforms obtained from the application circuit. Green signal: V_{CE} semiconductor switch voltage (200V/div). Blue signal: V_{GATE} switch gate drive voltage (5V/div). Yellow signal: I_{GATE} switch gate drive current (10A/div).



Şekil 20. Uygulama devresinden elde edilen detaylı dalga şekilleri. Yeşil sinyal: V_{CE} yarı iletken anahtar uç gerilimi (200V/div). Mavi sinyal: V_{GATE} anahtar sürme gerilimi (3V/div). Sarı sinyal: I_{GATE} anahtar sürme akımı (10A/div).
Figure 20. Detailed waveforms obtained from the application circuit. Green signal: V_{CE} semiconductor switch voltage (200V/div). Blue signal: V_{GATE} switch gate drive voltage (3V/div). Yellow signal: I_{GATE} switch gate drive current (10A/div).

Tencere olarak döküm tencere seçilmiş, tencereli durumda eşdeğer direnç ve eşdeğer endüktans değeri sırasıyla 4Ω ve $90\mu H$ olarak ölçülmüştür.

Şekil 15'te uygulama devresinde kullanılan devre şeması, Şekil 16'da uygulama devresinde kullanılan devre bloğu ve Şekil 17'de ise uygulama amacıyla kullanılan test düzeneği gösterilmek. Tektronix marka DP05034B Dijital Osiloskop kullanılarak alınan ölçümlerde anahtar uç gerilimi V_{CE} belirli bir değerin üzerine çıktığında yarı iletken anahtarın ilettime girdiği görülmektedir.

Şekil 18 ve Şekil 19 incelendiğinde, yeşil renk ile gösterilen V_{CE} gerilimi, $1200V_{DC}$ değerinin üzerine çıktığında TVS devre elemanları ilettime girmekte ve bunun sonucu olarak sarı ile gösterilen yarı iletken anahtar akımı oluşmakta, bu sayede V_{CE} anahtar geriliminin belirli bir değerin üzerine çıkması engellenmektedir. Şekil 20 incelendiğinde ise TVS devre elemanlarının ilettime girmesinin hemen ardından sürme işaretlerinin kontrolcü ve sürücü tarafından kesildiği, bu sayede tekrarlı bir TVS çalışmasının önüne geçildiği

görülmektedir. Bu sayede yarı iletken anahtarda oluşması muhtemel aşırı ısınmanın önüne geçilmiş olacaktır.

5 Sonuçlar

Güç elektroniği devrelerindeki güvenli çalışma koşullarını zorlayan en önemli unsurlar, yarı iletken anahtarların maruz kalacağı yüksek gerilim ve yüksek akımlardır. Aşırı akımın ürettiği aşırı ısı, zorlamalı soğutma yöntemleriyle azaltılabilir bile, yüksek gerilimlere maruz kalan yarı iletken anahtarlar, muhtemelen kısa devre olacak ve devre çalışamaz hale gelecektir. Önerilen çalışmada yarı iletken anahtar uçlarında oluşması muhtemel yüksek gerilimler, kararlı hal ve geçici hal olmak üzere 2 ana kısımda incelenmiştir. Kararlı hal durumundaki yarı iletken gerilim kontrolüne ek olarak geçici hal durumlarında kısa süreli darbeleri sönmüleyebilecek ilave bir devre tasarımına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu amaçla Geçici Gerilim Bastırıcılar (TVS) adı verilen ve zener diyot ile benzer bir çalışma ilkesine sahip yarı iletkenler kullanılmıştır. Kullanılan TVS devre elemanının değerine bağlı olarak V_{CE} gerilimi $1200V_{DC}$ değerinin üzerine çıktığında yarı iletken anahtar I_{GATE} akımı ile ilettime girmiş ve anahtar uç geriliminin yükselmesine izin verilmemiştir. Ayrıca geçici haldeki anlık gerilim yükselmesini engellemek için kullanılan TVS devresinin, kararlı halde ilettime girmesi engellenerek yarı iletken anahtarda istenmeyen ve kontrolsüz akım ve gerilim işaretlerinin oluşması önlenmiştir. Başka bir deyişle geçici hal anahtar gerilim yükselmeleri TVS devresi ile sönmülenirken, kararlı hal anahtar gerilim yükselmeleri gerilim bölücü ve ADC'den oluşan kontrol bloğu tarafından kontrol edilmiştir.

6 Conclusions

The most important factors that challenge safe operating conditions in power electronic circuits are the high voltage and high currents that semiconductor switches will be exposed to. Although the excess heat produced by excessive current can be reduced by forced cooling methods, semiconductor switches exposed to high voltages will likely short circuit and render the circuit inoperable. In the proposed study, the high voltages that are likely to occur at semiconductor switch terminals are examined in two main parts: steady state and transient state. In addition to semiconductor voltage control in steady state, an additional circuit design that can absorb short-term pulses in transient states is needed. For this purpose, semiconductors called Transient Voltage Suppressors (TVS) that have a similar operating principle to the zener diode have been used. Depending on the value of the TVS circuit element used, when the V_{CE} voltage exceeded $1200V_{DC}$, the semiconductor switch entered operation with the I_{GATE} current and the switch end voltage was not allowed to rise. In addition, the TVS circuit, which is used to prevent a temporary voltage increase, is prevented from operating in a steady state, thus preventing the formation of unwanted and uncontrolled current and voltage signals in the semiconductor switch. In other words, while transient state switch voltage spikes were damped by the TVS circuit, steady state switch voltage spikes were controlled by the control block consisting of voltage divider and ADC.

7 Yazar katkı beyanı

Gerçekleştirilen çalışmada Yazar 1 fikrin oluşması, tasarımın yapılması, literatür taraması, elde edilen sonuçların değerlendirilmesi, kullanılan malzemelerin temin edilmesi, sonuçların incelenmesi, yazım denetimi ve içerik açısından makalenin kontrol edilmesi başlıklarında katkı sunmuştur.

8 Etik kurul onayı ve çıkar çatışması beyanı

Hazırlanan makalede etik kurul izni alınmasına gerek yoktur. Hazırlanan makalede herhangi bir kişi/kurum ile çıkar çatışması bulunmamaktadır.

9 Kaynaklar

- [1] O. Lucía, P. Maussion, E. Dede, and J. M. Burdío, "Induction heating technology and its applications: Past Developments, current Technology, and future challenges," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 05, pp. 2509–2520, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2281162.
- [2] M. K. Kazimierczuk and S. Wang, "Frequency-domain analysis of series resonant converter for continuous conduction mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, no. 2, pp. 270–279, Apr. 1992, doi: 10.1109/63.136243.
- [3] M. Ozturk and N. Altintas, "Multi-output AC-AC converter for domestic induction heating," *Electr. Eng.*, vol. 105, no. 1, pp. 297–316, Feb. 2023, doi: 10.1007/s00202-022-01664-8.
- [4] T. Tanaka, "A new induction cooking range for heating any kind of metal vessels," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 35, no. 3, pp. 635–641, 1989, doi: 10.1109/30.44329.
- [5] H. Sarnago, O. Lucia, A. Mediano, and J. M. Burdio, "A Class-E Direct AC-AC Converter With Multicycle Modulation for Induction Heating Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2521–2530, May 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2281164.
- [6] P. Vishnuram and G. Ramachandiran, "Capacitor-less induction heating system with self-resonant bifilar coil," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 48, no. 9, pp. 1411–1425, 2020, doi: 10.1002/cta.2830.
- [7] J. M. Sarnago, H.; Lucia, O.; Mediano, A.; Burdio, "Direct AC - AC Resonant Boost Converter for," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1128–1139, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2262154.
- [8] H. P. Park, M. Kim, J. H. Jung, and H. S. Kim, "Load adaptive modulation method for all-metal induction heating application," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2018-March, pp. 3486–3490, 2018, doi: 10.1109/APEC.2018.8341606.
- [9] H. Sarnago, O. Lucia, and J. M. Burdio, "Multiple-output ZCS resonant inverter for multi-coil induction heating appliances," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 2234–2238, 2017, doi: 10.1109/APEC.2017.7931010.
- [10] B. S. S. Sevilay ÇETİN, "Mutfak Tipi Isıtma Uygulamaları İçin İki Çıkışlı Bir İndüksiyon Isıtma İnverteri Tasarımı," *Pamukkale Univ. J. Eng. ...*, vol. 12, no. 3, pp. 397–401, 2006.
- [11] M. S. Huang, C. C. Liao, Z. F. Li, Z. R. Shih, and H. W. Hsueh, "Quantitative Design and Implementation of an Induction Cooker for a Copper Pan," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 5105–5118, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3046713.
- [12] S. H. Jeong, J. Il Jin, H. P. Park, and J. H. Jung, "Enhanced load adaptive modulation of induction heating series resonant inverters to heat various-material vessels," *J. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 1020–1032, 2022, doi: 10.1007/s43236-022-00409-x.
- [13] E. Jang, S. M. Park, D. Joo, H. M. Ahn, and B. K. Lee, "Analysis and Comparison of Topological Configurations for All-Metal Induction Cookers," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 2399–2408, 2019, doi: 10.1007/s42835-019-00292-w.
- [14] W. Han, K. T. Chau, W. Liu, X. Tian, and H. Wang, "A Dual-Resonant Topology-Reconfigurable Inverter for All-Metal Induction Heating," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 10, no. 4, pp. 3818–3829, 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3071700.
- [15] H. Sarnago, Ó. Lucía, A. Mediano, and J. M. Burdío, "Analytical Model of the Half-Bridge Series Resonant Inverter for Improved Power Conversion Efficiency and Performance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 4128–4143, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2359576.
- [16] H. I. Hsieh, C. C. Kuo, and W. Te Chang, "Study of half-bridge series-resonant induction cooker powered by line rectified DC with less filtering," *IET Power Electron.*, 2023, doi: 10.1049/pel2.12503.
- [17] H. W. Koertzen, J. D. van Wyk, and J. A. Ferreira, "Design of the half-bridge, series resonant converter for induction cooking," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1995, vol. 2, pp. 729–735, doi: 10.1109/pesc.1995.474899.
- [18] F. Zungor, H. Bodur, M. Ozturk, and H. Obdan, "Design Methodology of Series Resonant Half Bridge Inverter for Induction Cooker," *IEEE Access*, vol. 11, no. November, pp. 135476–135492, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3338542.
- [19] "Mutfak Uygulamaları İçin Yarım Köprü Seri Rezonans İnvertörlü İndüksiyon Isıtma Sistemi Tasarımı," *Pamukkale Univ. J. Eng. ...*, vol. 8, no. 2, pp. 167–172, 2002, [Online]. Available: <http://pajes.pau.edu.tr/jvi.aspx?un=PAJES-80963&volume=>.
- [20] M. Ozturk, "A Simplified Design Method for Quasi-Resonant Inverter Used in Induction Hob," *Electronics*, vol. 12, no. 19, p. 4145, Oct. 2023, doi: 10.3390/electronics12194145.
- [21] I. Sheikhan, N. Kaminski, S. Voß, W. Scholz, and E. Herweg, "Optimisation of Quasi-resonant Induction Cookers," *2013 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2013*, 2013, doi: 10.1109/EPE.2013.6631837.
- [22] M. Ozturk, F. Zungor, B. Emre, and B. Oz, "Quasi Resonant Inverter Load Recognition Method," *IEEE Access*, vol. 10, no. August, pp. 89376–89386, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3201355.
- [23] J. Villa, D. Navarro, A. Dominguez, J. I. Artigas, and L. A. Barragan, "Vessel Recognition in Induction Heating Appliances - A Deep-Learning Approach," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 16053–16061, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3052864.
- [24] Z.-F. Li, J.-C. Hu, M.-S. Huang, Y.-L. Lin, C.-W. Lin, and Y.-M. Meng, "Load Estimation for Induction Heating Cookers Based on Series RLC Natural Resonant Current," *Energies*, vol. 15, no. 4, p. 1294, Feb. 2022, doi: 10.3390/en15041294.
- [25] E. Spateri, F. Ruiz, and G. Gruosso, "Modelling and Simulation of Quasi-Resonant Inverter for Induction Heating under Variable Load," *Electron.*, vol. 12, no. 3, 2023, doi: 10.3390/electronics12030753.
- [26] J. Acero, J. M. Burdío, L. A. Barragán, and R. Alonso, "A model of the equivalent impedance of the coupled winding-load system for a domestic induction heating application," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, no. 1, pp.

- 491–496, 2007, doi: 10.1109/ISIE.2007.4374646.
- [27] H. Okuno, H. Yonemori, and M. Kobayashi, "Relation of gap length and resonant frequency about a double-coil drive type IH cooker," in *2008 15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, Aug. 2008, pp. 65–68, doi: 10.1109/ICECS.2008.4674792.
- [28] N. Jovančić, N. Hadžimejlić, and P. Čeklić, "Efficient Control of IGBT Transistor as Part of Overvoltage Protection," *IJEEC - Int. J. Electr. Eng. Comput.*, vol. 1, no. 1, p. Vol. 1 No. 1, Dec. 2017, doi: 10.7251/IJEEC1701046J.
- [29] M. Chen, Z. Xiong, Y. Zhang, E. Zhu, Y. Zhao, and Z. Ma, "IGBT Overvoltage Protection Based on Dynamic Voltage Feedback and Active Clamping," *Appl. Sci.*, vol. 13, no. 2, p. 795, Jan. 2023, doi: 10.3390/app13020795.
- [30] L. Du, C. Ma, Y. Zhang, Y. Chen, and Y. Luo, "A New IGBT Over-Voltage and Over-Current Protection Method Based on Active Clamp Technology," in *2021 22nd International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, Apr. 2021, pp. 1–2, doi: 10.1109/IVEC51707.2021.9722429.
- [31] H. Omori, H. Yamashita, M. Nakaoka, and T. Maruhashi, "A novel type induction-heating single-ended resonant inverter using new bipolar Darlington-Transistor," in *1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jun. 1985, pp. 590–599, doi: 10.1109/PESC.1985.7070998.
- [32] W. P. W. KOMATSU, "A simple and reliable class E inverter for induction heating applications," *Int. J. Electron.*, vol. 84, no. 2, pp. 157–165, Feb. 1998, doi: 10.1080/002072198134922.
- [33] H. Terai *et al.*, "Comparative performance evaluations of IGBTs and MCT in single-ended quasi-resonant zero voltage soft switching inverter," in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, vol. 4, no. 1, pp. 2178–2182, doi: 10.1109/PESC.2001.954443.
- [34] B. S. Sazak, "Design of a 500W Resonant Induction Heater," *Pamukkale Univ. J. Eng. ...*, vol. 5, no. 1, pp. 871–878, 1999, [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/267858491_DESIGN_OF_A_500W_RESONANT_INDUCATION_HEATER.
- [35] M. N. O. S. Charles K. Alexander, *Fundamentals of Electric Circuits*, 7th Editio. McGraw-Hill Education,.