

Kısmi Rezonanslı İndüksiyonlu Ocaklarda Çalışma Limitleri

Operating Limits for Quasi Resonant Induction Hobs

Metin Öztürk ^{1,2}

 0000-0001-9369-8206

¹Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Esenyurt Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
metinozturk@esenyurt.edu.tr

²Mamur Teknoloji Sistemleri Sanayi A.Ş., İstanbul, Türkiye
metin.ozturk@mamurtech.com

Özet

Ev türü endüksiyon ile ısıtma (EI) sistemlerinde yüksek verimlilikleri ve yumuşak anahtarlama yetenekleri nedeniyle ağırlıklı olarak rezonanslı inverter devreleri kullanılmaktadır. EI sistemlerinde kullanılan rezonanslı inverterlerden tek anahtarlı kısmi rezonanslı (SSQR) inverter topolojisi düşük maliyet hedefli ve düşük güç gerektiren uygulamalar için tercih edilmektedir. Maliyet avantajına rağmen SSQR inverterin, yumuşak anahtarlama ile çalışabildiği çalışma aralığının dar oluşu, güç kontrolünün zorluğu, yarı iletken anahtarlar da oluşan akım ve gerilim zorlanmalarının diğer inverter uygulamalarına kıyasla yüksek olması gibi dezavantajları bulunmaktadır. Bu çalışmada EI'da kullanılan SSQR inverter için yarı iletken anahtarların maruz kalacağı aşırı akım ve aşırı gerilimler, çeşitli devre parametreleri kullanılarak önerilen hesaplama yöntemi ile hesaplanmıştır. Bu sayede devre elemanlarının akım ve gerilim zorlanması üzerinde ne kadar etkili olduğu tespit edilmiştir. Sonrasında ise simulasyon sonuçları ve uygulama sonuçları yardımıyla elde edilen sonuçlar doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler—Endüksiyonlu ısıtma sistemleri, rezonanslı inverter, tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverter, yarı iletken anahtar, aşırı akım ve aşırı gerilim.

Abstract

In residential induction heating (IH) systems, resonant inverter circuits are predominantly employed owing to their high efficiency and capability for soft switching. Among the resonant inverter topologies used in IH systems, the single-switch quasi-resonant (SSQR) inverter is preferred for applications requiring low power and targeting low cost. Despite its cost advantages, the SSQR inverter has several disadvantages, such as a limited operating range for soft switching, challenges in power control, and relatively higher current and voltage stresses on semiconductor switches compared to other inverter topologies. In this study, the overcurrent and overvoltage stresses experienced by the semiconductor switch in an SSQR inverter

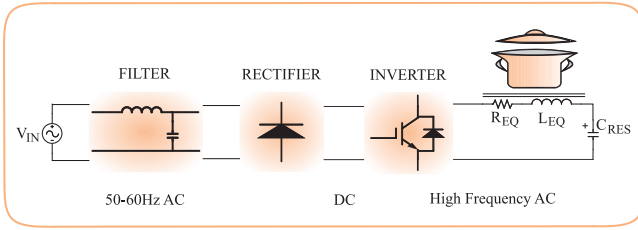
used in IH systems are calculated using a proposed analytical method based on various circuit parameters. Through this method, the influence of each circuit parameter on current and voltage stresses was identified. The validity of the results obtained was then confirmed by means of simulation and experimental measurements.

Keywords—Induction heating systems, resonant inverter, single switch quasi resonant inverter, semiconductor switch, over voltage and over current.

1. Giriş

Endüksiyonlu ısıtma (EI) sistemleri, yüksek verim, güvenlik, hızlı ısıtma ve bakım kolaylığı gibi özellikleri nedeniyle endüstriyel, evsel ve tıbbi uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır [1], [2]. Güç elektroniği, yarı iletken teknolojisi, kontrol teknolojileri ve elektronik alanındaki ilerlemeler, endüksiyon teknolojisinin gelişimine katkıda bulunmuştur [3], [4]. Ev kullanımına uygun endüksiyonlu ocaklarda, bir veya daha fazla endüksiyon bobini, üzerine konulan tencereyi ısıtmak için vitro seramik cam bir yüzeyin altına yerleştirilir [5]. Endüksiyon bobini, tencereyi ısıtmak amacıyla aynı frekansta manyetik alan üreten bir alternatif akım ile beslenir. Tencere tabanında eddy akımlarının endüklenmesi sonucu ısıtma işlemi gerçekleştirilir [6]. EI sistemlerinin başlıca bileşenleri, AC-DC dönüşümü için bir doğrultucu ünite ve rezonanslı inverter üniteleridir [7]. Şekil 1, ev türü endüksiyonlu ocaklar için genel bir güç transfer döngüsünü göstermektedir.

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 ısıtıcıları, ayarlanabilir pişirme yüzeyleri aracılığıyla performansı artırmaya yönelik öneriler getirmiştir [4], [8], [9]. 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



Şekil 1: Genel güç transfer döngüsü.

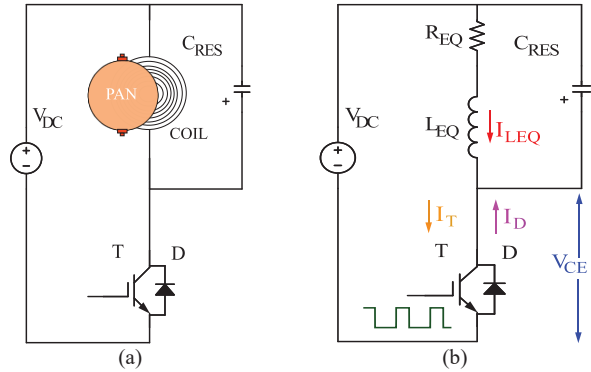
kullanılmaktadır [10]. Genellikle ferromanyetik malzemeden yapılmış tencere yük olarak kullanılırken, son zamanlarda yapılan çalışmalar aynı zamanda ferromanyetik olmayan metal malzemeden yapılmış tencere modellerini de incelemiştir [11]–[13].

Maliyet ve performans arasındaki dengeye bağlı olarak farklı rezonanslı inverter topolojileri önerilmiştir. EI sistemlerinde kullanılan en yaygın inverter topolojileri yarım köprü seri rezonanslı (HBSR) [14]–[17] ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı (SSQR) [18]–[20] inverterlerdir. SSQR inverterli EI uygulamaları, düşük güç ve düşük maliyet için güvenilir bir çözümdür. Ancak, SSQR inverterin temel dezavantajı, güç kontrolünün HBSR inverterde olduğu gibi frekans kontrollü yapılamamasıdır. Bu sınırlama, SSQR inverterin çalışma modlarının RL ve RLC devreleri arasında geçiş yapmasından kaynaklanmaktadır [18], [20]. Yarı iletken anahtarın iletimde olduğu RL çalışma anında kaynaktan çekilen akım, anahtarın kesime girmesi ile birlikte RLC devresinde rezonansa neden olmaktadır. Sonuç olarak hem güç kontrolü hem de güvenli çalışmanın sağlanabilmesi amacıyla kapalı çevrim kontrol algoritmaları kullanılmaktadır.

SSQR inverter kullanılan EI 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 EI 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 [21]–[23]. Diğer taraftan, sadece bobin tasarımı bile tek başına kapsamlı bir akademik araştırmayı gerektirmektedir. Özellikle manyetik alan bağlamında birçok çalışma, bobin tasarımı üzerine yapılmıştır [24], [25].

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 etkilenir 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.

EI sistemlerinde SSQR inverterler 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 anahtarlar arasında oluşan akım ve gerilim zorlanmalarının diğer inverter uygulamalarına kıyasla yüksek olması gibi dezavantajları barındırır. Bu çalışmada EI'da kullanılan SSQR inverter için yarı iletken anahtarların maruz



Şekil 2: SSQR inverter (a) devre diyagramı (b) devre şeması.

kalacağı aşırı akım ve aşırı gerilimler, çeşitli devre parametreleri kullanılarak önerilen hesaplama yöntemi ile hesaplanmıştır. Bu devre parametreleri arasında AC şebeke geriliminin doğrultulması ile elde edilen V_{DC} gerilimi, tencere ve bobinden oluşan sistemin eşdeğer direnci R_{EQ} ve eşdeğer endüktans değeri L_{EQ} , rezonans devresi kondansatörü C_{RES} bulunmaktadır. Bu sayede devre elemanlarının akım ve gerilim zorlanması üzerinde ne kadar etkili olduğu tespit edilmiştir.

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 güvenli çalışma limitleri için hesaplama yöntemi anlatılmakta, sonrasında simülasyon çalışmaları ve deneysel sonuçlar gösterilmektedir. Bu çalışmanın sonucu Bölüm 5'te verilmektedir.

2. SSQR Inverterli Devrenin Tanımlanması

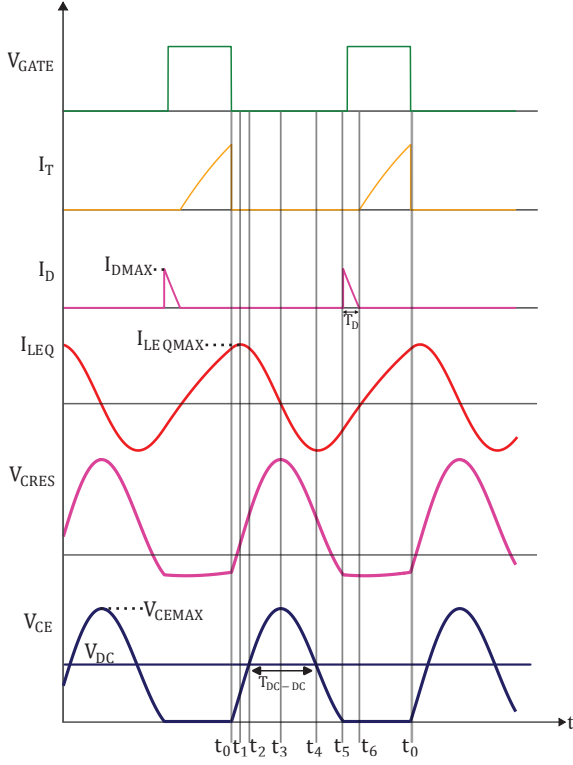
2.1. Genel

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 iletime 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. Rezonans kondansatörü, C_{RES} tam olarak şarj olduğunda, T anahtarı gerilimi V_{CEMAX} değerine kadar şarj olur ve rezonansın sonunda deşarj olarak sıfır gerilim değerine ulaşır. Kondansatör tamamen deşarj olduktan kısa bir süre sonra, yarı iletken anahtar T yeniden etkinleştirilir [26]–[28].

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



Şekil 3: SSQR invertire ait akım ve gerilim dalga şekilleri.

diyotunun iletimde olduğu $t_5 < t < t_6$ aralığı seri RL devresi olarak modellenmektedir.

SSQR invertirin 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 [29].

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

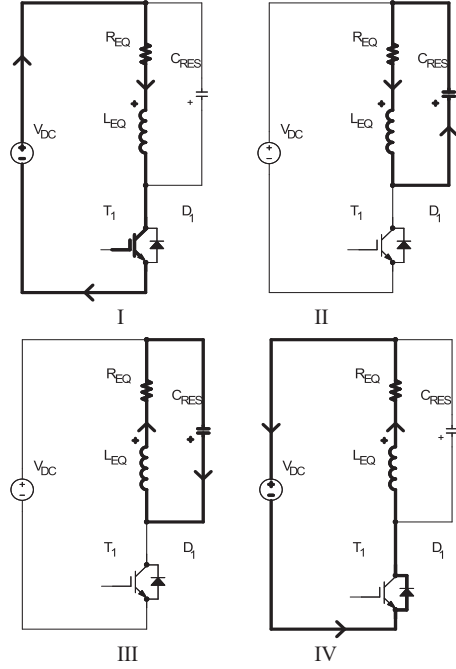
$$i_{LEQ}(t) = i_T(t) = V_{DC}/R_{EQ} \cdot (1 - e^{-\frac{R_{EQ}}{L_{EQ}}t}) \quad (2)$$

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

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. I_{LEQ} akımını analiz etmek üzere denklem (4)-(7) kullanılabilir [29]. Kaynaksız RLC devresi denklemlerinden yararlanılarak, öncelikle bobin akımı ve bobin akımının türevi elde edilmiştir [29].

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

$$di_{LEQ}(t)/dt = -e^{-\alpha t} [(B_1 \omega_d + B_2 \alpha) \sin(\omega_d t) + (B_1 \alpha - B_2 \omega_d) \cos(\omega_d t)] \quad (5)$$



Şekil 4: SSQR inverter için devre çalışma aralıkları.

Bobin akımı ve bobin akımının türevi için başlangıç koşulları kullanılarak, KVL (Kirchhoff'un Gerilimler Yasası) yardımıyla devre sabitleri elde edilmiştir.

$$i_{LEQ}(t_0) = i_{LEQ}(0) = B_1 = I_0 \quad (6)$$

$$\frac{di_{LEQ}(t_0)}{dt} = \frac{di_{LEQ}(0)}{dt} =$$

$$B_2 \omega_d - B_1 \alpha =$$

$$(-V_{CRES0} - V_{R0})/L_{EQ} = (V_{DC} - R_{EQ}I_0)/L_{EQ}$$

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

Yine kaynaksız RLC devresi denklemlerinden yararlanılarak, kondansatör gerilimi ve kondansatör geriliminin türevi elde edilmiştir [29].

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

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

Kondansatör gerilimi ve kondansatör geriliminin türevine ait başlangıç koşulları kullanılarak, Kirchhoff'un Gerilimler Yasası (KVL) yardımıyla devre sabitleri elde edilmiştir.

$$v_{CRES}(t_0) = v_{CRES}(0) = A_1 = -V_{DC} \quad (10)$$

$$\frac{dv_{CRES}(t_0)}{dt} = \frac{dv_{CRES}(0)}{dt} =$$

$$A_2 \omega_d - A_1 \alpha = I_0/C_{RES}$$

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

Devre denklemleri (8)-(11) yardımıyla elde edilen devre sabitleri kullanılarak Şekil 3'te gösterilen yarı iletken anahtarın uç gerilimi V_{CE} 'yi hesaplamaktadır.

$$v_{CE}(t) = V_{DC} + v_{CRES}(t)$$

$$v_{CE}(t) = V_{DC} + e^{-\alpha t} (A_1 \cos(\omega_d t) + A_2 \sin(\omega_d t)) \quad (12)$$

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 (13)-(16) verilmektedir. Diyot iletim süresi, $t_D(t_6 - t_5)$ ve tepe diyot akımı I_{Dmax} olarak adlandırılır.

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

$$i_{LEQ}(t_D) = 0 = \frac{V_{DC}}{R_{EQ}} + (I_{Dmax} - \frac{V_{DC}}{R_{EQ}})e^{-\frac{R_{EQ}}{L_{EQ}}t_D} \quad (14)$$

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

$$t_D = -\frac{L_{EQ}}{R_{EQ}} \cdot \ln \left(1 + \frac{I_{Dmax}}{V_{DC}/R_{EQ} - I_{Dmax}} \right) \quad (16)$$

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 μs 'yi aşan hatalı hesaplamalar (yaklaşık %5 lik bir sapma anlamına gelir), anahtarlama kayıpları arttıracak, bunun sonucu olarak da, aşırı ısınma veya aşırı gerilimler nedeniyle yarı iletken anahtar kısa devre olarak çalışamaz hale gelecektir.

4. SSQR Inverter İçin Güvenli Çalışma Limitlerinin 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 ulaşırlar. 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.

4.1. Akım Sınır Koşullarının Hesaplanması

Şekil 3'ten de görülebileceği gibi, bobin akımı I_{LEQ} 'nun 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.

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

$$t_1 = \tan^{-1}[-(B_1\alpha - B_2\omega_d)/(B_1\omega_d + B_2\alpha)]/\omega_d \quad (17)$$

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

Ancak burada gözden kaçırılmaması gereken en önemli ayrıntı, ilgili denklemler yardımıyla bobin ve yarı iletkenin 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} 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. Ancak pratik ölçümlerde 100-300ns mertebesinde olduğu gözlemlenmiştir.

4.2. 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)

denklemleri yardımıyla maksimum anahtar uç gerilimi V_{CEMAX} elde edilmektedir.

$$i_{LEQ}(t_3) = 0 \Rightarrow v(t_3) = V_{CEMAX} \quad (21)$$

$$t_3 = \tan^{-1}(-B_1/B_2)/\omega_d \quad (22)$$

$$V_{CEMAX} = v(t_3) \quad (23)$$

$$= V_{DC} + e^{-\alpha t_3}(A_1 \cos(\omega_d t_3) + A_2 \sin(\omega_d t_3))$$

4.3. Devre Parametrelerine Bağlı Sınır Koşullarının Hesaplanması

SSQR inverter için güvenli çalışma limitlerinin hesaplanması bölümünde detaylı bir şekilde anlatılan devre denklemleri kullanılarak sınır koşulları hesaplanmıştır. Bu hesaplama yapılırken V_{DC} gerilimi 230 V_{AC} şebeke geriliminin doğrultulması ile elde edilmiştir. Yarı iletken anahtarın iletim süresi $T_{ON} = 16\mu s$ ve kesim süresi $T_{OFF} = 25\mu s$ değerlerinde sabit tutulmuştur.

C_{RES} rezonans kondansatörünün değeri tasarımcı tarafından belirlenmekle birlikte, R_{EQ} eşdeğer direnci ve L_{EQ} eşdeğer endüktansı değerleri, tencere ve bobin arasındaki ilişkiye bağlı olarak belirlenmekte, tencerenin ferromanyetik karakteristiğine, boyutuna ve tencere-bobin arasındaki mesafeye bağlı olarak değişmekte ve değerler net olarak tanımlanamamaktadır. Ancak tasarımın başında tanımlanacak tenceresiz durum eşdeğer endüktans değeri, her iki değer belirlenir aralıkta tanımlanabilmesine olanak sağlar. Bununla birlikte, kapalı çevrim güç kontrol yöntemleri, yarı iletken anahtarın maruz kalacağı akım ve gerilim değerleri üzerinde etkili olmaktadır. Diğer taraftan kontrol tekniklerinden bağımsız olarak devre parametrelerinin değişimi çıkış sınır değerleri üzerinde etkili olmaktadır. Bu etkileşimin karşılaştırmalı gösterimi Tablo 1'de verilmektedir.

Tablo 1. Devre Parametrelerine Bağlı Sınır Koşulları.

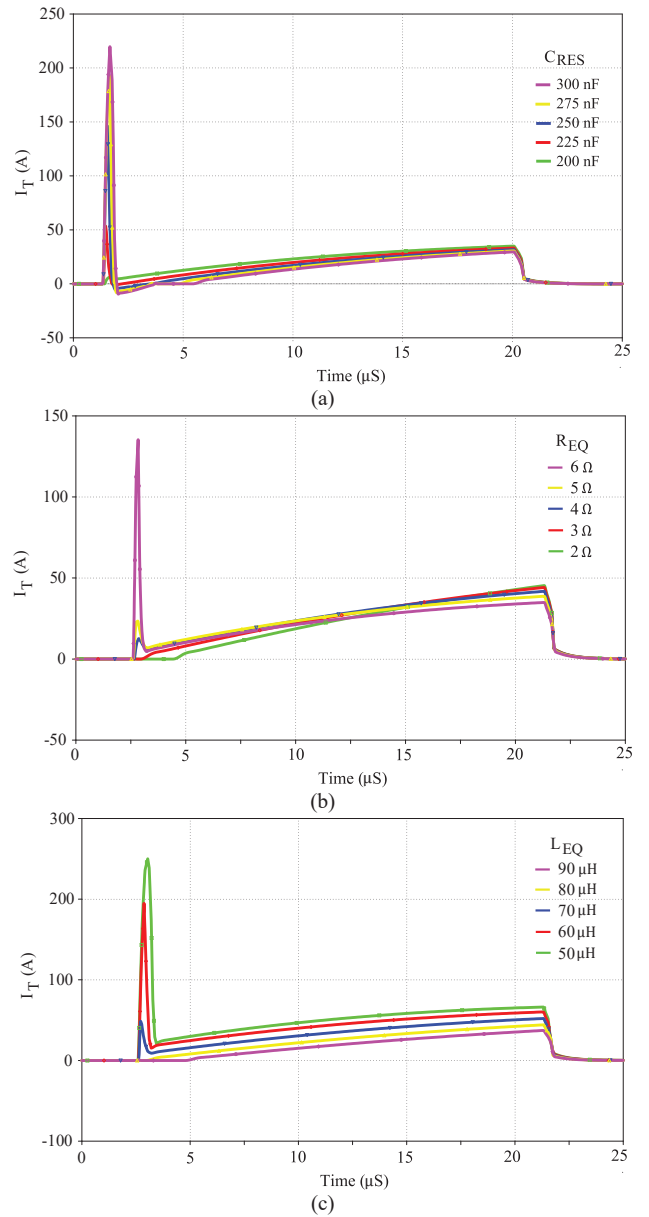
Devre Parametreleri			Çıkış Sınır Değerleri			
R_{EQ} (Ω)	L_{EQ} (μH)	C_{RES} (nF)	I_{LEQMAX} (A)	I_{T-LL} (A)	V_{CEMAX} (V)	P_{IN} (W)
5	80	200	33,24	0	926,09	1449,75
5	80	225	33,24	10,30	867,40	1449,75
5	80	250	33,24	46,10	820,44	1449,75
5	80	275	33,24	75,40	782,02	1449,75
5	80	300	33,24	99,82	750,00	1449,75
2	80	270	35,79	0	915,35	1665,57
3	80	270	34,81	0	869,57	1590,33
4	80	270	33,96	17,83	827,62	1518,43
5	80	270	33,24	69,98	789,13	1449,75
6	80	270	32,65	113,83	753,80	1384,30
5	50	270	35,28	181,67	664,18	2009,31
5	60	270	34,34	139,11	717,90	1782,80
5	70	270	33,70	102,06	758,38	1599,87
5	80	270	33,24	69,98	789,13	1449,75
5	90	270	32,91	42,12	812,83	1324,70

Tablo 1 detaylı incelendiğinde, C_{RES} rezonans devresi kondansatör değeri ile R_{EQ} eşdeğer devre direnci değişimlerinin, yarı iletken uç geriliminin en yüksek değeri

olan V_{CEMAX} ve anlık en yüksek yarı iletken anahtar akım değeri I_{T-LL} üzerinde çok etkili olduğu görülmüştür. Aynı şekilde L_{EQ} eşdeğer devre endüktans değeri değişiminin, kaynaktan çekilen güç P_{IN} ve I_{T-LL} üzerinde etkili olduğu hesaplanmıştır. Kullanılan yarıiletken anahtarın karakteristik özelliklerine bağlı olarak I_{T-LL} akımı küçük değişimler gösterebilir ancak genel davranış modeli ölçüm sonuçları ile tutarlı olacaktır.

4.4. Simulasyon Devresi Sonuçları

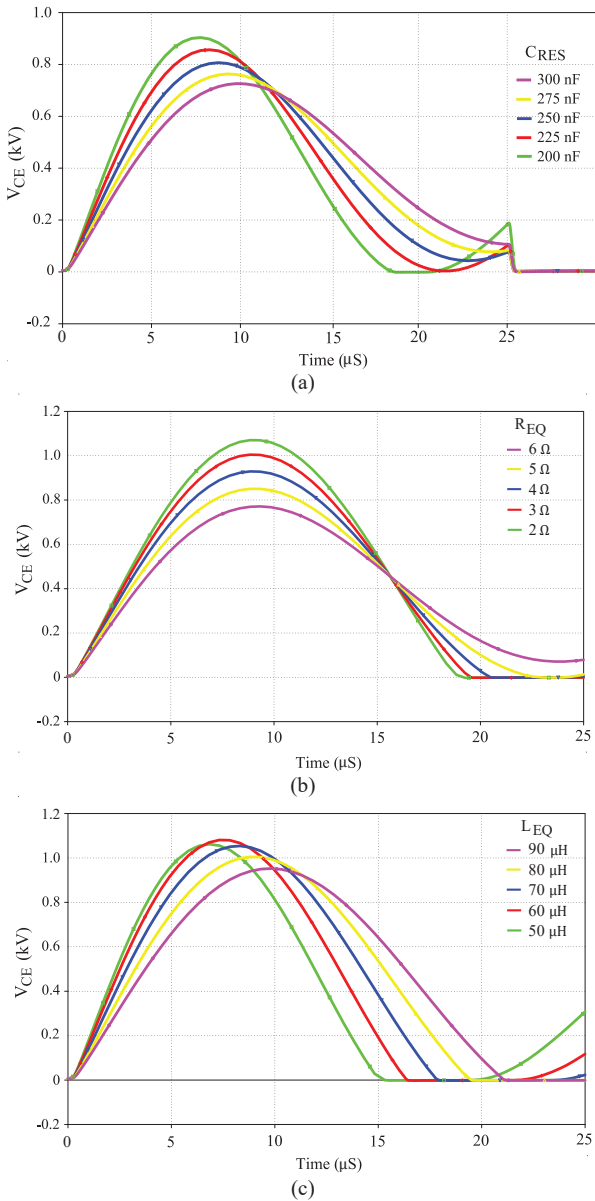
R_{EQ} eşdeğer devre direnci, L_{EQ} eşdeğer endüktansı ve C_{RES} rezonans devresi kondansatörü parametrelerine bağlı olarak sınır koşullarının değişimini inceleyebilmek amacıyla Pspice (OrCAD Capture – Lite version 17.2-2016) benzetim programından



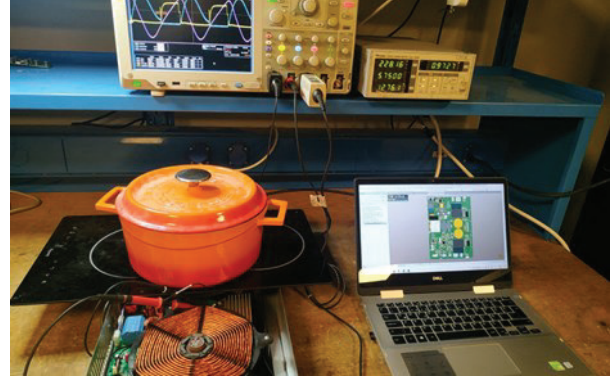
Şekil 5: PSpice programı yardımıyla elde edilen I_T anahtar akımı değişimleri (a) $R_{EQ} = 3 \Omega$, $L_{EQ} = 80 \mu H$ ve C_{RES} değeri değişken (b) $C_{RES} = 270 nF$, $L_{EQ} = 80 \mu H$ ve R_{EQ} değeri değişken (c) $R_{EQ} = 3 \Omega$, $C_{RES} = 270 nF$ ve L_{EQ} değeri değişken.

yararlanılmıştır. PSpice simülasyon programı kullanılarak, çeşitli rezonans devre parametre değerlerine bağlı yarı iletken anahtarın I_{T-LL} akım değerindeki değişimler, Şekil 5'te, yarı iletken anahtarın V_{CE} uç gerilimindeki değişimler, Şekil 6'da verilmektedir.

Hesaplama adımı ile tutarlı olacak bir şekilde, C_{RES} rezonans devresi kondansatör değeri ile R_{EQ} eşdeğer devre direnci değişimlerinin, yarı iletken uç geriliminin en yüksek değeri olan V_{CEMAX} ve anlık en yüksek yarı iletken anahtar akım değeri I_{T-LL} üzerinde çok etkili olduğu görülmüştür. Aynı şekilde L_{EQ} eşdeğer devre endüktans değeri değişiminin, I_{T-LL} yarı iletken akımı üzerinde etkili olduğu görülmüştür.



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.

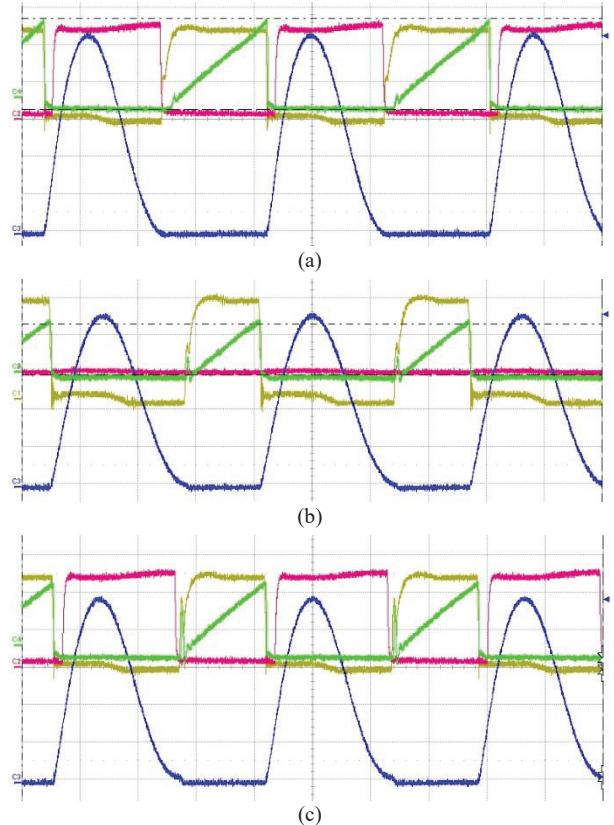


Şekil 7: Genel çalışma ve test düzeneği

4.5. Uygulama Devresi Sonuçları

Önerilen hesaplama yönteminin 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 1EDI05I12AF entegresi kullanılmıştır.

İlgili devreye ait genel çalışma ve test düzeneği Şekil 7'de verilmektedir. Kullanılan farklı karakteristik ve çaptaki tencereler kullanıldığında simülasyon sonuçlarına benzer akım ve gerilim şekilleri elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 8'de verilmektedir.



Şekil 8: Prototip devre kullanılarak elde edilen detaylı dalga şekilleri. Mavi sinyal: IGBT collector-emitter gerilimi, V_{CE} (200 V/div). Yeşil sinyal: IGBT akımı, I_T (10 A/div). Sarı sinyal: IGBT gate kontrol sinyali (5 V/div).

5. Sonuç

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 azaltılabilirse bile, yüksek gerilimlere maruz kalan yarı iletken anahtarlar, muhtemelen kısa devre olacak ve devre çalışamaz hale gelecektir. Önerilen çalışmada EI'da kullanılan SSQR inverter için yarı iletken anahtarların maruz kalacağı aşırı akım ve aşırı gerilimler, çeşitli devre parametreleri kullanılarak önerilen hesaplama yöntemi ile hesaplanmıştır. Bu devre parametreleri arasında AC şebeke geriliminin doğrultulması ile elde edilen V_{DC} gerilimi, tencere ve bobinden oluşan sistemin eşdeğer direnci R_{EQ} ve eşdeğer endüktans değeri L_{EQ} , rezonans devresi kondansatörü C_{RES} bulunmaktadır. Bu sayede devre elemanlarının akım ve gerilim zorlanması üzerinde ne kadar etkili olduğu tespit edilmiştir. Sonrasında ise simülasyon sonuçları ve uygulama sonuçları yardımıyla elde edilen sonuçlar doğrulanmıştır.

- [1] O. Lucia, P. Maussion, E. Dede, ve J. M. Burdío, "Induction heating technology and its applications: Past Developments, current Technology, and future challenges", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c. 61, sayı 05, ss. 2509–2520, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2281162.
- [2] M. Öztürk, F. Züngör, ve D. Ersoy, "Ev Tipi Endüksiyon Isıtmalı Ocakların Analizi", *EMO Bilim. Dergi*, c. 14, sayı 2, ss. 117–129, 2024, [Çevrimiçi]. Available at: <https://dergipark.org.tr/tr/pub/emobd/issue/86413/1510028>.
- [3] M. K. Kazimierczuk ve S. Wang, "Frequency-domain analysis of series resonant converter for continuous conduction mode", *IEEE Trans. Power Electron.*, c. 7, sayı 2, ss. 270–279, Nis. 1992, doi: 10.1109/63.136243.
- [4] S. Aslan, U. Oktay, ve N. Altintas, "A Novel Non-Resonant Full-Bridge Multi-Output Topology for Domestic Induction Heating Applications", *Electronics*, c. 14, sayı 3, s. 596, Şub. 2025, doi: 10.3390/electronics14030596.
- [5] M. Ozturk ve N. Altintas, "Multi-output AC–AC converter for domestic induction heating", *Electr. Eng.*, c. 105, sayı 1, ss. 297–316, Şub. 2023, doi: 10.1007/s00202-022-01664-8.
- [6] T. Tanaka, "A new induction cooking range for heating any kind of metal vessels", *IEEE Trans. Consum. Electron.*, c. 35, sayı 3, ss. 635–641, 1989, doi: 10.1109/30.44329.
- [7] H. Sarnago, O. Lucia, A. Mediano, ve J. M. Burdío, "A Class-E Direct AC–AC Converter With Multicycle Modulation for Induction Heating Systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c. 61, sayı 5, ss. 2521–2530, May. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2281164.
- [8] H. P. Park, M. Kim, J. H. Jung, ve H. S. Kim, "Load adaptive modulation method for all-metal induction heating application", *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, c. 2018-March, ss. 3486–3490, 2018, doi: 10.1109/APEC.2018.8341606.
- [9] H. Sarnago, O. Lucia, ve J. M. Burdío, "Multiple-output ZCS resonant inverter for multi-coil induction heating appliances", *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, ss. 2234–2238, 2017, doi: 10.1109/APEC.2017.7931010.
- [10] M. S. Huang, C. C. Liao, Z. F. Li, Z. R. Shih, ve H. W. Hsueh, "Quantitative Design and Implementation of an Induction Cooker for a Copper Pan", *IEEE Access*, c. 9, ss. 5105–5118, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3046713.
- [11] S. H. Jeong, J. Il Jin, H. P. Park, ve J. H. Jung, "Enhanced load adaptive modulation of induction heating series resonant inverters to heat various-material vessels", *J. Power Electron.*, c. 22, sayı 6, ss. 1020–1032, 2022, doi: 10.1007/s43236-022-00409-x.
- [12] E. Jang, S. M. Park, D. Joo, H. M. Ahn, ve B. K. Lee, "Analysis and Comparison of Topological Configurations for All-Metal Induction Cookers", *J. Electr. Eng. Technol.*, c. 14, sayı 6, ss. 2399–2408, 2019, doi: 10.1007/s42835-019-00292-w.
- [13] W. Han, K. T. Chau, W. Liu, X. Tian, ve H. Wang, "A Dual-Resonant Topology-Reconfigurable Inverter for All-Metal Induction Heating", *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, c. 10, sayı 4, ss. 3818–3829, 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3071700.
- [14] H. Sarnago, Ó. Lucia, A. Mediano, ve J. M. Burdío, "Analytical Model of the Half-Bridge Series Resonant Inverter for Improved Power Conversion Efficiency and Performance", *IEEE Trans. Power Electron.*, c. 30, sayı 8, ss. 4128–4143, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2359576.
- [15] H. I. Hsieh, C. C. Kuo, ve 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.
- [16] H. W. Koertzen, J. D. van Wyk, ve J. A. Ferreira, "Design of the half-bridge, series resonant converter for induction cooking", içinde *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1995, c. 2, ss. 729–735, doi: 10.1109/pesc.1995.474899.
- [17] F. Zungor, H. Bodur, M. Ozturk, ve H. Obdan, "Design Methodology of Series Resonant Half Bridge Inverter for Induction Cooker", *IEEE Access*, c. 11, sayı November, ss. 135476–135492, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3338542.
- [18] M. Ozturk, "A Simplified Design Method for Quasi-Resonant Inverter Used in Induction Hob", *Electronics*, c. 12, sayı 19, s. 4145, Eki. 2023, doi: 10.3390/electronics12194145.
- [19] I. Sheikhan, N. Kaminski, S. Voß, W. Scholz, ve E. Herweg, "Optimisation of Quasi-resonant Induction Cookers", *2013 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2013*, 2013, doi: 10.1109/EPE.2013.6631837.
- [20] M. Ozturk, F. Zungor, B. Emre, ve B. Oz, "Quasi Resonant Inverter Load Recognition Method", *IEEE Access*, c. 10, sayı August, ss. 89376–89386, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3201355.
- [21] J. Villa, D. Navarro, A. Dominguez, J. I. Artigas, ve L. A. Barragan, "Vessel Recognition in Induction Heating Appliances - A Deep-Learning Approach", *IEEE Access*, c. 9, ss. 16053–16061, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3052864.
- [22] Z.-F. Li, J.-C. Hu, M.-S. Huang, Y.-L. Lin, C.-W. Lin, ve Y.-

- M. Meng, "Load Estimation for Induction Heating Cookers Based on Series RLC Natural Resonant Current", *Energies*, c. 15, sayı 4, s. 1294, Şub. 2022, doi: 10.3390/en15041294.
- [23] E. Spateri, F. Ruiz, ve G. Gruosso, "Modelling and Simulation of Quasi-Resonant Inverter for Induction Heating under Variable Load", *Electron.*, c. 12, sayı 3, 2023, doi: 10.3390/electronics12030753.
- [24] J. Acero, J. M. Burdío, L. A. Barragán, ve 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.*, sayı 1, ss. 491–496, 2007, doi: 10.1109/ISIE.2007.4374646.
- [25] H. Okuno, H. Yonemori, ve M. Kobayashi, "Relation of gap length and resonant frequency about a double-coil drive type IH cooker", içinde *2008 15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, Ağu. 2008, ss. 65–68, doi: 10.1109/ICECS.2008.4674792.
- [26] H. Omori, H. Yamashita, M. Nakaoka, ve T. Maruhashi, "A novel type induction-heating single-ended resonant inverter using new bipolar Darlington-Transistor", içinde *1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Haz. 1985, ss. 590–599, doi: 10.1109/PESC.1985.7070998.
- [27] W. P. W. KOMATSU, "A simple and reliable class E inverter for induction heating applications", *Int. J. Electron.*, c. 84, sayı 2, ss. 157–165, Şub. 1998, doi: 10.1080/002072198134922.
- [28] H. Terai vd., "Comparative performance evaluations of IGBTs and MCT in single-ended quasi-resonant zero voltage soft switching inverter", içinde *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, c. 4, sayı 1, ss. 2178–2182, doi: 10.1109/PESC.2001.954443.
- [29] M. N. O. S. Charles K. Alexander, *Fundamentals of Electric Circuits*, 7th Editio. McGraw-Hill Education,.

Özgeçmiş



Metin Öztürk, 1981 yılında Kastamonu’da doğmuştur. 2004 yılında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü’nden Lisans Derecesi ile mezun olmuştur. 2007 yılında “Üç Fazlı Asenkron Motorun Farklı Modülasyon Teknikleriyle Kontrol Edilmesi” üzerine yaptığı Tez çalışmasıyla Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Anabilim Dalından Yüksek Lisans Derecesi ile mezun olmuştur. 2018 yılında “Ev Türü Endüksiyonlu Ocaklar İçin Yeni Bir AC-AC Dönüştürücünün Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi” üzerine yaptığı Tez çalışmasıyla Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Anabilim Dalından Doktora Derecesi ile mezun olmuştur. 2006-2016 yılları arasında Arçelik A.Ş. Ar-Ge Merkezi’nde sırasıyla Mühendis, Uzman Mühendis ve Kıdemli Uzman Mühendis olarak görev yapmıştır. 2016 yılından günümüze kadar geçen süreçte Mamur Teknoloji Sistemleri A.Ş. Ar-Ge Merkezi’nde Elektrik ve Elektronik süreçlerin kurulması sürecini yönetmiş ve halen Elektronik projelerden Sorumlu Ar-Ge Yöneticisi olarak görev yapmaktadır. Ayrıca 2019 yılından günümüze kadar geçen süreçte İstanbul Esenyurt Üniversitesi’nde (IESU) Dr. Öğr. Üyesi olarak görev yapmakta, 2023-2024 ders yılı itibarıyla IESU Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde Bölüm Başkanı olarak görev yapmaktadır. Araştırma ilgi alanları arasında ev tipi endüksiyonlu pişirme ve endüksiyonlu ısıtma amacıyla kullanılan yarım köprü seri rezonans evirici ve tek anahtarlı kısmi rezonanslı eviricinin geliştirilmesi konuları yer almaktadır.