



Kahramanmaraş Sütçü İmam University

Journal of Engineering Sciences



Geliş Tarihi : 29.07.2024
Kabul Tarihi : 28.03.2025

Received Date : 29.07.2024
Accepted Date : 28.03.2025

ON-OFF VE DEĞİŞKEN ON KONTROLLÜ ZVS E-SINIFI REZONANS EVİRİCİ İÇİN Si-IGBT ve SiC-MOSFET'in KARŞILAŞTIRILMASI

COMPARISON OF Si-IGBT AND SiC-MOSFET FOR ON-OFF AND VARIABLE ON CONTROLLED ZVS CLASS-E RESONANT INVERTER

Salih NACAR^{1*} (ORCID: 0000-0003-4843-9648)

¹ Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, Balıkesir, Türkiye

*Sorumlu Yazar / Corresponding Author: Salih NACAR, snacar@bandirma.edu.tr

ÖZET

ZVS E-sınıfı rezonans eviricide anahtar streslerinin; farklı kontrol tekniklerine, giriş gerilimine ve çıkış gücüne bağlı olarak değişmesi dayanma gerilimine karşı taşıyabilecekleri akım değeri sınırlı olan Si MOSFET'in güç anahtarı olarak kullanımını sınırlandırmaktadır. Bu sınırlandırmaya karşı Si MOSFET yerine Si IGBT ve SiC MOSFET kullanılmaktadır. Bu çalışmada on-off ve değişken on kontrollü ZVS E-sınıfı rezonans eviricilerin çalışmaları incelenmiştir. İki farklı kontrol tekniği ile kontrol edilen eviricide güç anahtarı olarak Si IGBT ve SiC MOSFET kullanılmıştır. Teorik çalışmaları doğrulamak için giriş gücü 372W olan eviriciden ve kontrol devresinden oluşan deney düzeneği kurulmuştur. Temel çalışma frekansı 24kHz olan on-off ve değişken on kontrollü E-sınıfı rezonans evirici iki farklı güç anahtarı ile ayrı ayrı test edilmiştir. Si IGBT ve SiC MOSFET'in ayrı ayrı kullanıldığı eviricide maksimum çıkış gücü sıra ile 200,77W ve 191,83W iken verim değeri sıra ile %53,93 ve %54,57'dir. On-off kontrollü eviricide minimum çıkış gücü değeri 27,48W için verim %22,15 iken değişken on kontrollü eviricide minimum güç değeri 11,69W için verim %65,25'tir. Sonuç olarak on-off kontrollü eviricide azalan çıkış gücü ile evirici veriminin değişken on kontrollü eviriciye göre oldukça fazla azaldığı görülmüştür. Ayrıca her iki kontrol tekniği ile ayrı ayrı kontrol edilen eviricide güç anahtarları Si IGBT ve SiC MOSFET'in evirici verimi yönünden performanslarının birbirine oldukça yakın olduğu gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: ZVS E-sınıfı evirici, Si IGBT, SiC MOSFET, on-off kontrol, değişken on kontrol

ABSTRACT

The variation of switch stresses in ZVS class-E resonant inverters, depending on different control techniques, input voltage, and output power, limits the use of the Si MOSFET as a power switch due to its limited current-carrying capacity against breakdown voltage. Si IGBT and SiC MOSFET are used instead of Si MOSFET to counter this limitation. In this study, the operations of on-off and variable on-controlled ZVS class-E resonant inverters are examined. Si IGBT and SiC MOSFETs are used as power switches in the inverter controlled by two different control techniques. An experimental setup consisting of an input power of 372W inverter, and a control circuit is established to verify the theoretical studies. The on-off and variable on-controlled class-E resonant inverters, operating at a basic frequency of 24kHz, are tested separately using two different power switches. In the inverter where Si IGBT and SiC MOSFET are used separately, the maximum output power is 200.77W and 191.83W, respectively, while the efficiency is 53.93% and 54.57%, respectively. In the on-off controlled inverter, the efficiency is 22.15% for a minimum output power of 27.48W, whereas, in the variable on-time controlled inverter, the efficiency is 65.25% for a minimum output power of 11.69W. As a result, it is observed that the inverter efficiency decreases significantly with decreasing output power in the on-off controlled inverter, compared to the variable on-controlled inverter. Additionally, it is observed that the performance of the power switches, Si IGBT and SiC MOSFET, in terms of inverter efficiency is very close to each other in the inverter controlled separately by both control techniques.

Keywords: ZVS class-E inverter, Si IGBT, SiC MOSFET, on-off control, variable on-control

ToCite: NACAR, S., (2025). ON-OFF VE DEĞİŞKEN ON KONTROLLÜ ZVS E-SINIFI REZONANS EVİRİCİ İÇİN Si-IGBT ve SiC-MOSFET'in KARŞILAŞTIRILMASI. *Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 28(2), 601-612.

GİRİŞ

E-sınıfı rezonans evirici LED sürücü, indüksiyon ısıtma, maksimum güç noktası izleyici ve kablosuz güç transferi gibi birçok farklı güç elektroniği uygulamalarında kullanılmaktadır (Karafil, 2023; He vd., 2023; Khodadoost vd., 2023; Corti vd., 2021). Bu eviricinin farklı yapıları (Sarnago vd., 2023) olmakla birlikte tek bir rezonans frekansına sahip ve ısıtma bobini rezonans devre elemanlarından olan yapı indüksiyon ısıtma uygulamaları için sıklıkla tercih edilmektedir (Chakkuchan vd., 2024; Oh vd., 2021). İndüksiyon ısıtma sistemlerinde sıkça kullanılan bu yapının geleneksel ZVS E-sınıfı rezonans eviriciye tercih edilmesinin nedeni devre bileşenlerinin az, analizinin ve tasarımının daha kolay olmasıdır. Bununla birlikte genel olarak E-sınıfı rezonans eviricinin yapısı basit ve uygulaması kolaydır. Dahası E-sınıfı rezonans evirici toprak bağlantılı güç anahtarı sayesinde yüksek frekanslarda yumuşak anahtarlama şartlarında çalışabilmektedir. Belirtilen avantajlara karşı E-sınıfı rezonans eviricinin başlıca dezavantajı anahtar stresleridir (Ribas vd., 2018). İndüksiyon ısıtma uygulamaları için tercih edilen yapıda çalışma periyodunun bir kısmında yüke güç aktarımı için kaynaktan güç çekilirken çalışma periyodunun belirli bir kısmında da rezonans durumu oluşmaktadır. Bu kısmi rezonanslı çalışma durumundan dolayı kaynaktan çekilen akımın tepe değeri eviricinin güç değeri göz önüne alındığında oldukça fazladır. Akım streslerinin yanı sıra gerilim stresleri de oldukça fazladır ve giriş gerilim değerinin 5-6 katına kadar çıkabilmektedir. E-sınıfı rezonans eviricinin başlıca dezavantajı olan anahtar stresleri bu eviricinin daha çok düşük giriş gerilimine ve gücüne sahip uygulamalar için tercih edilmesine neden olmaktadır (Nacar vd., 2022; Wang vd., 2019).

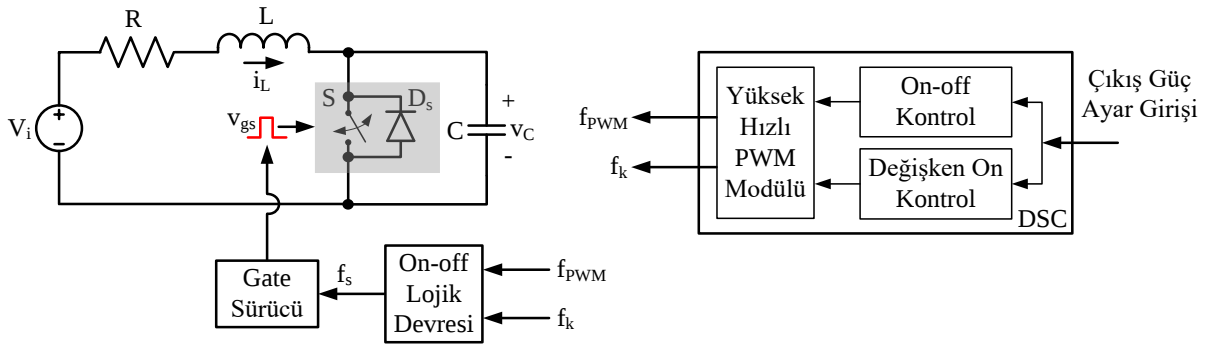
Rezonans evirici ve dönüştürücülerde anahtar stresleri giriş gerilimine ve çıkış gücüne bağlı olmakla birlikte diğer bir etken anahtarın sürülmesinde kullanılan kontrol teknikleridir (Nacar vd., 2021). E-sınıfı rezonans eviricinin kontrolünde sıkça değişken on ve on-off teknikleri kullanılmaktadır (Zhang vd., 2023; Li ve Ruan, 2022; Komiyama vd., 2021). Eviricinin güç anahtarının bu iki farklı kontrol tekniği ile sürülmesiyle anahtar üzerinden oluşan stres değerleri de değişmektedir. Değişken on kontrol basit yapısı ve kolay uygulanabilmesi ile on-off kontrole göre avantajlı olsa da güç kontrolünün ZVS şartlarında geniş bir aralıkta yapılamaması dezavantajıdır. On-off kontrol sabit frekans anahtarlamanın avantajlarından dolayı tercih edilmekle birlikte anahtar stresleri yönünden değişken on kontrole göre dezavantajlıdır. Bunun nedeni on-off kontrolde eviricinin bir çalışma periyodunun belirli bir bölümünde çalıştırılması ve belirli bir kısmında durdurulmasıdır. Dolayısıyla eviricinin çalışma parametreleri her çalışma periyodunun başında başlangıç durumuna dönmekte ve kararlı durum şartları bozulmaktadır. Bunun sonucu olarak çalışma periyodunun başlangıcında yumuşak anahtarlama şartları kaybolduğu gibi anahtar stresleri de artmaktadır (Celentano vd., 2023). Artan anahtar streslerine karşı bu tip uygulamalarda Si MOSFETlerin yerine Si IGBTler veya SiC MOSFETler kullanılmaktadır (Xu vd., 2022; Yamamoto vd., 2017; Niefnecker vd., 2017). Si IGBTler çıkış güç değerlerine göre anahtar stresleri yüksek olan tek anahtarlı evirici veya dönüştürücüler için güç anahtarı olarak seçenek olsa da kuyruk akımları dezavantajlarıdır. Anahtarın kapanması esnasında meydana gelen bu kuyruk akımları anahtarlama kayıplarını artırdığından Si IGBTlerin yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmalarını kısıtlamaktadır. SiC MOSFETlerin dayanma gerilimleri ve çalışma akımları göz önünde bulundurulduğunda Si IGBTler ile uygulama alanları örtüşmektedir. Ancak SiC MOSFETler hızlı anahtarlana bilme ve düşük anahtarlama kayıpları özellikleriyle Si IGBTlere göre daha yüksek frekanslarda çalışabilmektedirler. Ayrıca SiC MOSFETler daha geniş enerji bant aralığına sahip olduklarından daha yüksek sıcaklıklarda çalışabilmektedirler (Sevim ve Çetin, 2022; Yalçın vd., 2020; Mangkalajarn vd., 2019). Bu iki güç anahtarı farklı birçok çalışmada verim, anahtarlama kayıpları, anahtarlama hızı ve boyut yönünden karşılaştırma işlemine tabii tutulmuşlardır. Karşılaştırma işlemleri tek bir sürme tekniğinin kullanıldığı, giriş geriliminin, çıkış gücünün ve anahtarlama frekansının eşit olduğu sistemler üzerinde gerçekleştirilmiştir. Yapılan karşılaştırma çalışmaları sonucunda SiC MOSFET'in Si IGBT'ye göre anahtarlama hızının daha yüksek ve anahtarlama kayıplarının daha düşük olduğu anlaşılmaktadır. Ayrıca, daha yüksek sistem verim değerlerinin Si IGBTlere göre daha küçük boyutlarda olan SiC MOSFETler ile elde edildiği yine bu çalışmalarda belirtilmektedir. Güç anahtarı olarak Si IGBT ve SiC MOSFET birbirinin yerine kullanılsa da bu iki anahtarı farklı yönlerden karşılaştırmak için gerçekleştirilen çalışmalar SiC MOSFET'in Si IGBT'ye göre birçok avantajı olduğunu ortaya koymaktadır (Zhang vd., 2019; Zhao vd., 2007; Albanna vd., 2016; Sivkov vd., 2018).

Yukarıda da değinildiği üzere tek bir sürme tekniği ile kapı devresi kontrol edilen Si IGBT ve SiC MOSFET eşit şartlar altında farklı yönlerden karşılaştırılmışlardır. Bu çalışmada daha önceki gerçekleştirilen çalışmalardan farklı olarak birbirlerinin alternatifi olabilen Si IGBT ve SiC MOSFET iki farklı sürme tekniği ile kontrol edilerek karşılaştırma işlemine tabii tutulmuşlardır. Karşılaştırma işlemi temel anahtarlama frekansı 24 kHz olan on-off ve değişken on kontrollü ZVS E-sınıfı rezonans evirici kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Çalışmada her iki anahtarı da eşit şartlar altında karşılaştırmak için sistemin çalışma parametreleri ve diğer bileşenleri değiştirilmeyerek sadece

güç anahtarları değiştirilmiştir. On-off kontrollü eviricinin on-off periyodunun görev oranı ve değişken on kontrollü eviricinin iletim süresi değiştirilerek iki güç anahtarı bu iki kontrol tekniği ile ayrı ayrı çalıştırılmıştır. Eviricinin giriş ve çıkış gücü ölçülerek evirici farklı iki anahtar ve kontrol tekniği için verim yönünden karşılaştırılmıştır.

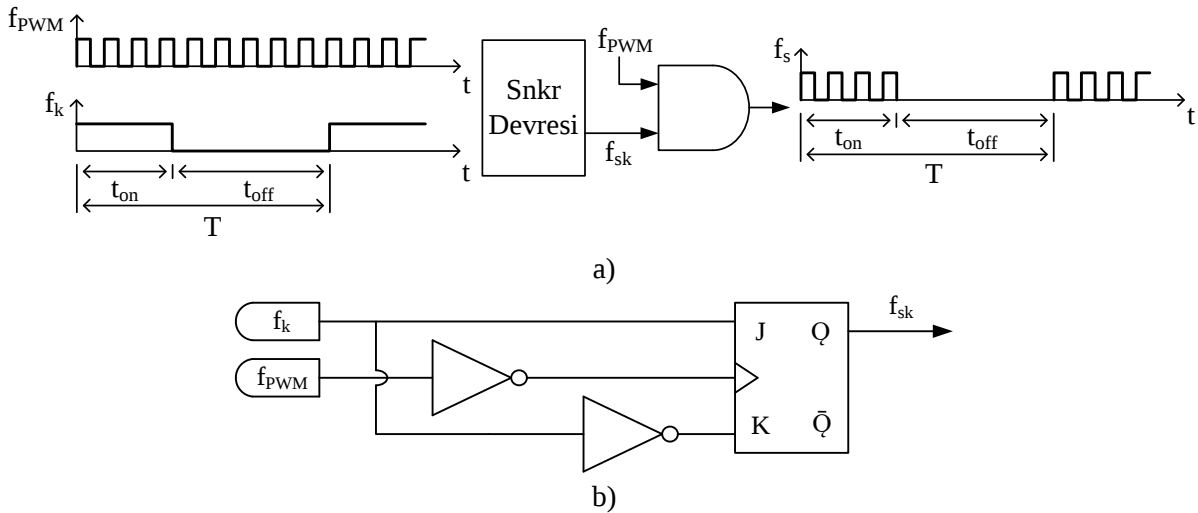
DEĞİŞKEN ON VE ON-OFF KONTROLLÜ ZVS E-SINIFI REZONANS EVİRİCİ

Şekil 1’de iki kontrol tekniğinin ve iki güç anahtarının farklı kombinasyonlarının çalıştırılmasında ve bu çalışma durumlarının evirici verimi yönünden karşılaştırılmasında kullanılan devre yapısı verilmiştir. Devre güç katı olan ZVS E-sınıfı rezonans evirici ve farklı kontrol tekniklerinin kontrol sinyallerinin üretilmesinde kullanılan kontrol devresinden oluşmaktadır. Evirici devresi; çıkış yük direnci R , güç anahtarı S ve güç anahtarının gövde diyotu D_s , rezonans elemanları bobin L ve kondansatör C ’den oluşmaktadır. Güç anahtarı S karşılaştırma için kullanılan Si IGBT veya SiC MOSFET’tir.



Şekil 1. Karşılaştırma İçin Kullanılan Devre Yapısı

On-off ve değişken on kontrollü eviricinin güç anahtarının kontrol edilmesini sağlayan f_s sinyalinin elde edilebilmesi için 33fj16gs502 sayısal sinyal denetleyicisi (DSC) ve Şekil 2a’da giriş-çıkış dalga şekilleriyle birlikte verilen on-off lojik devresi kullanılmıştır. On-off lojik devresi; f_{PWM} ve f_k sinyallerinin senkronize edilmesinde kullanılan ve devre şekli Şekil 2b’de verilen senkronizasyon (Snkr) devresinden ve lojik VE kapısından oluşmaktadır. Blok devrenin girişleri f_{PWM} ve f_k sinyalleri DSC’nin hızlı PWM modülü ile üretilmektedir.



Şekil 2. a. Blok Devre b. Senkronizasyon Devresi

Şekil 2’deki f_{PWM} sinyali güç anahtarının kontrol edilmesinde kullanılan sinyal iken periyodu T olan f_k sinyalinin Eşitlik 1’de verilen görev oranı D , f_{PWM} sinyalinin ne kadarlık bir bölümünün güç anahtarının kontrolünde kullanılacağını ifade etmektedir. Evirici değişken on kontrol ile kontrol edileceği zaman f_k sinyalinin görev oranı D %100 seçilmektedir. Böylece f_{PWM} sinyalinin tamamı anahtarın sürülmesinde kullanılmaktadır. Değişken on kontrolde f_{PWM} sinyalinin görev oranı dolayısıyla anahtarın iletimde kalması süresi değiştirilerek güç kontrolü gerçekleştirilmektedir. Bu kontrol tekniğinde kontrol değişkeni f_{PWM} sinyalinin frekansıdır. f_{PWM} sinyalinin frekansının azaltılması ile eviricinin çıkış gücü artmakta tersi durumda azalmaktadır. Evirici on-off kontrol ile

kontrol edileceği zaman f_{PWM} sinyalinin frekansı ve görev oranı sabit tutulmakta ve f_k sinyalinin görev oranı D değiştirilerek güç kontrolü gerçekleştirilmektedir. On-off kontrolün bahsedilen çalışma prensibinden ve Eşitlik 1'den anlaşılabileceği üzere görev oranı D 'nin artırılması ile eviricinin güç anahtarına uygulanacak olan PWM sinyali sayısı artmakta tersi durumda azalmaktadır.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (1)$$

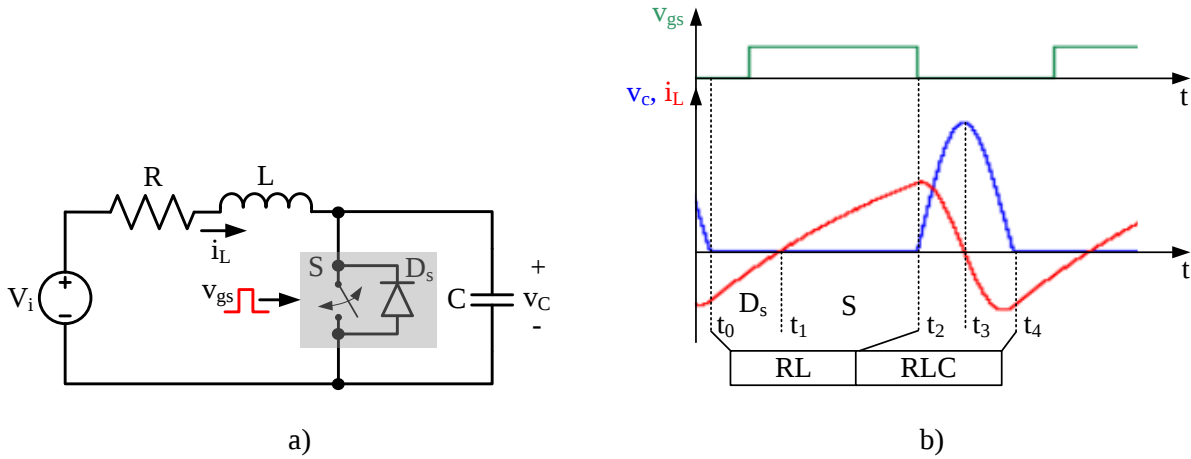
Dolayısıyla on-off kontrollü eviricide kontrol değişkeni D 'dir. D 'nin artırılması ile eviricinin çıkış gücü artmakta tersi durumda azalmaktadır.

Değişken On Kontrollü Evirici

Tüm devre elemanları ideal kabul edilen ve Şekil 3a'da verilen değişken on kontrollü eviricinin kararlı durum çalışması için dalga şekilleri Şekil 3b'de verildiği gibidir. Eviricinin çalışmasını ve karakteristiğini büyük ölçüde rezonans elemanları L ve C 'nin değerleri belirlemektedir. t_0 'dan t_4 'e kadar olan kararlı durum çalışma aralığından görüleceği üzere güç anahtarı S 'nin ZVS şartlarında çalışabilmesi için kondansatör gerilimi v_c 'nin 0V veya altına düştükten sonra tekrardan 0V üzerine çıkmadan tetikleme sinyali v_{gs} 'nin uygulanması gerekmektedir. Kararlı durum çalışma aralıklarından t_0 dan t_2 'ye kadar evirici RL devresi gibi çalışmaktadır. t_0 - t_1 çalışma aralığındaki i_L akımının negatif kısmı güç anahtarı S 'nin gövde diyotu D_s tarafından iletilirken giriş enerji kaynağından eviricinin çıkışına güç aktarımının gerçekleştirildiği t_1 - t_2 aralığındaki pozitif i_L akımı güç anahtarı S tarafından iletilmektedir. t_2 anında anahtarlama sinyalinin kesilmesi ile güç anahtarı S yalıtım durumuna geçmekte ve evirici rezonans frekansı Eşitlik 2'de verilen seri RLC devresine dönüşmektedir.

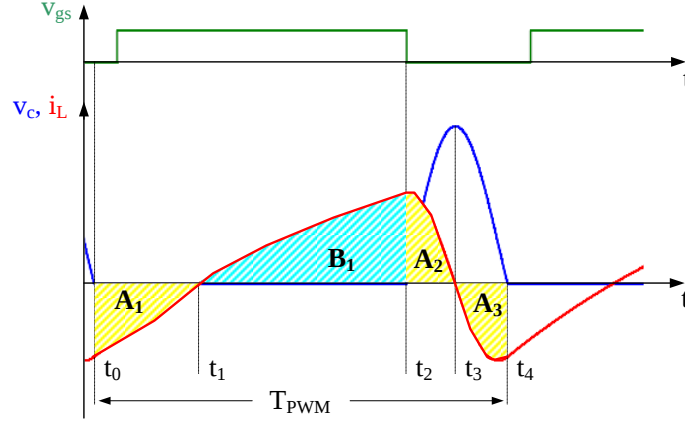
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2)$$

Dolayısıyla evirici sadece t_2 den t_4 'e kadar olan zaman aralığında osilasyon durumunda çalışmakta ve L ve C 'ye bağlı tek bir rezonans frekansına sahip olmaktadır.



Şekil 3.a. Evirici Devresi b. Değişken On Kontrollü Eviricinin Çalışma Dalga Şekilleri

Eviricinin yukarıda bahsedilen çalışmasından da anlaşılabileceği üzere kaynaktan güç aktarımı sadece t_1 - t_2 aralığında gerçekleşmektedir. Dolayısıyla değişken on kontrolde bu zaman aralığı değiştirilerek eviricinin güç kontrolü gerçekleştirilmektedir. Giriş gerilimi ve yük değeri bilinen değişken on kontrollü eviricinin veriminin (η) hesaplanabilmesi için kaynaktan çekilen akımın ortalama değeri I_k ve yük direnci üzerinden geçen aynı zamanda da rezonans akımı i_L olan akımın ortalama değeri I_L 'nin bilinmesi gereklidir. Bu ortalama akım değerlerinin bulunabilmesi için değişken on kontrollü eviricinin bir çalışma periyodu T_{PWM} için i_L akımı çalışma aralıkları dikkate alınarak A ve B alanlarına ayrılmış ve Şekil 4'te v_{gs} ve v_c dalga şekilleri ile verilmiştir. t_1 - t_2 aralığındaki ve turkuaz renk ile taralı alan B_1 , I_k 'nin bulunması için kullanılırken t_0 dan t_4 'e kadar olan aralıktaki sarı ve turkuaz renkleri ile taralı alanların tamamı I_L 'nin bulunmasında kullanılmaktadır.



Şekil 4. Değişken On Kontrollü Eviricinin Kaynak ve Yük Akımının Ortalama Değerinin Bulunmasında Kullanılan Dalga Şekilleri

Şekil 4’te verilen i_L akımının alan değerleri göz önüne alınarak giriş gücü P_i ve çıkış gücü P_o sıra ile Eşitlik 3 ve Eşitlik 4’te verildiği bulunabilir.

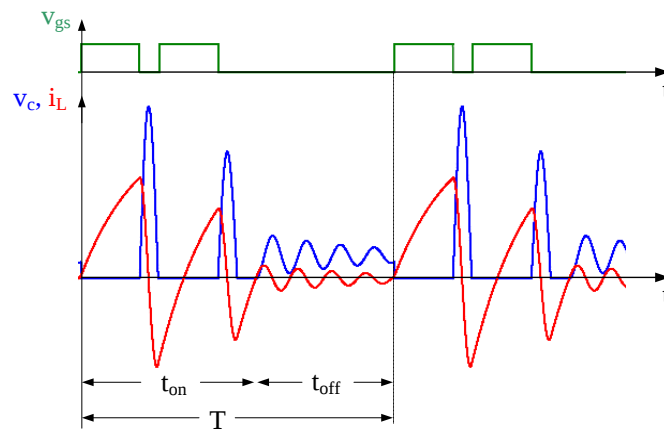
$$P_i = V_i I_k = V_i \frac{B_1}{T_{PWM}} \quad (3)$$

$$P_o = I_L^2 R = \left(\frac{|\sum_{i=1}^3 A_i| + B_1}{T_{PWM}} \right)^2 R \quad (4)$$

Eşitlik 3’ten de anlaşılacağı üzere giriş gücü P_i ; kaynak gerilimi V_i ve kaynaktan çekilen akımın ortalama değeri I_k ’nın çarpılması ile elde edilmiştir. Eşitlik 4’te verilen çıkış gücü P_o , çıkış yük direnci üzerinden geçen akımın ortalaması I_L ’nin karesi ile yük direnci R ’nin çarpılmasıyla bulunmuştur. P_o eşitliğindeki i_L akımının A alanlarının mutlak değerlerinin alınarak toplanmasının sebebi; i_L akımının tam olarak sinüs olmadığı gibi pozitif ve negatif kısımlarının da birbirinin simetrisi olmamasıdır.

On-Off Kontrollü Evirici

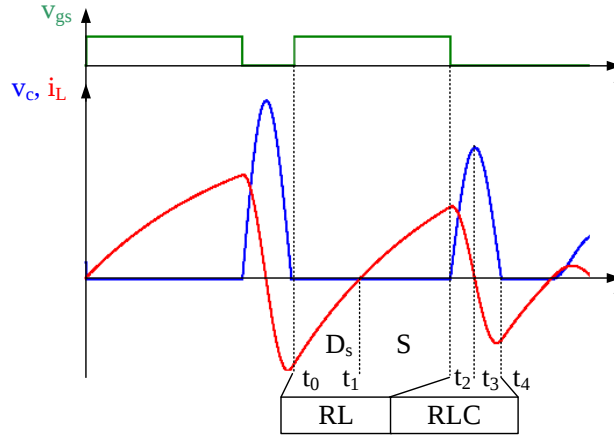
Görev oranı D , %100 iken T çalışma periyodu dört adet PWM sinyalinin oluştuğu on-off kontrollü eviricinin %50 görev oranı için çalışma dalga şekilleri Şekil 5’te verildiği gibidir.



Şekil 5. %50 Görev Oranı için On-Off Kontrollü Eviricinin Çalışma Dalga Şekilleri

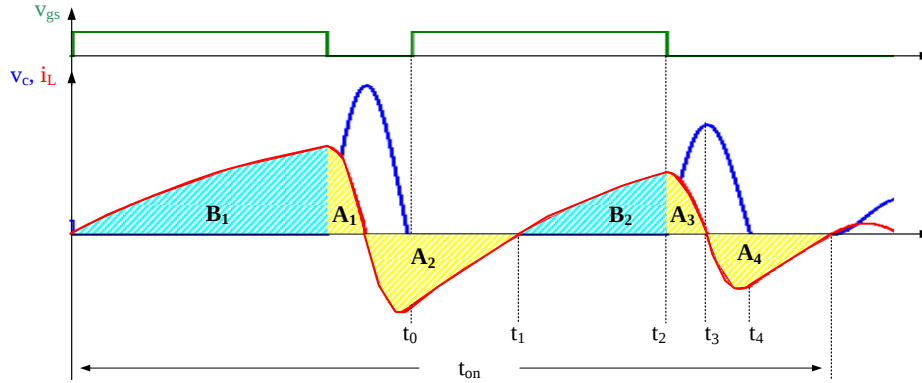
Evirici T periyodunun t_{on} süresince aktif iken periyodun kalan kısmı t_{off} süresince pasif durumdadır. Bu kesikli çalışmanın sonucu olarak t_{on} aralığında kararlı durum çalışma şartlarına ulaşan eviricinin kararlı durum çalışması t_{on} aralığının sona ermesi ve t_{off} çalışma aralığının başlamasıyla sonlanmakta ve eviricinin çalışması bir süre sonra başlangıç şartlarına dönmektedir. Şekil 6’da Şekil 5’teki t_{on} çalışma aralığının ilk iki anahtarlama sinyaline ait dalga şekillerinin açılmış görünüşleri verilmiştir. Şekil 6’daki dalga şekillerinden eviricinin kararlı durum çalışma şartlarının ikinci anahtarlama sinyalinden sonra başladığı görülmektedir. On-off kontroldeki kararlı durum çalışması

değişken on kontrol ile aynıdır. Ayrıca ilk anahtarlama sinyali için anahtarın akım ve gerilim streslerinin sonraki anahtarlama sinyaline göre daha yüksek olduğu da Şekil 6'dan görülmektedir.



Şekil 6. %50 Görev Oranı ile Çalışan On-Off Kontrollü Eviricinin t_{on} Çalışma Aralığına Ait Dalga Şekilleri

On-off kontrollü eviricinin verim değerinin bulunabilmesi için bir çalışma periyodu T 'de kaynaktan çekilen akımın ortalama değeri I_k 'nın ve yük direnci R üzerinden geçen akımın ortalama değeri I_L 'nin belirlenmesi gerekmektedir. Bu ortalama akım değerlerinin bulunabilmesi için görev oranı %50 olan on-off kontrollü eviricinin t_{on} çalışma aralığı için i_L akımı çalışma aralıkları dikkate alınarak A ve B alanlarına ayrılmış ve Şekil 7'de v_{gs} ve v_c dalga şekilleri ile verilmiştir. t_{on} aralığındaki ve turkuaz renk ile taralı B alanları I_k 'nın bulunması için kullanılırken t_{on} aralığındaki sarı ve turkuaz renkleri ile taralı alanların tamamı I_L 'nin bulunması için kullanılmıştır.



Şekil 7. On-Off Kontrollü Eviricinin Kaynak ve Yük Akımının Ortalama Değerinin Bulunmasında Kullanılan Dalga Şekilleri

Şekil 7 dikkate alınarak %50 görev oranı ile çalışan on-off kontrollü eviricinin T çalışma periyodu için giriş gücü P_i ve çıkış gücü P_o sıra ile Eşitlik 5 ve Eşitlik 6'da verildiği gibi yazılabilir.

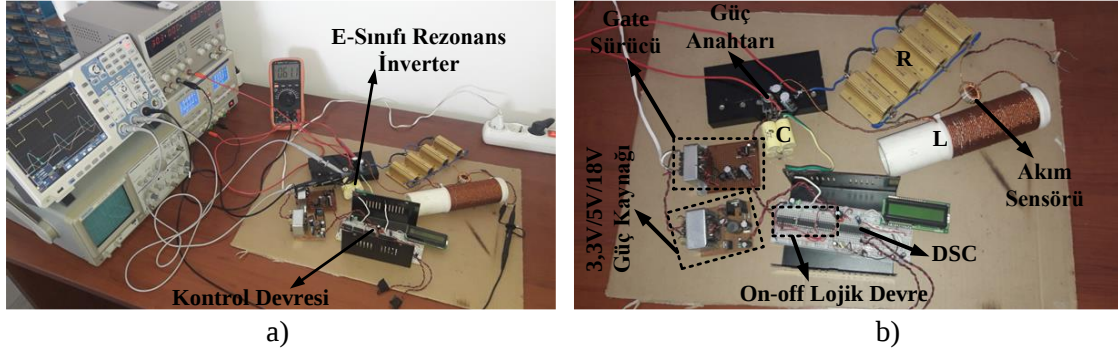
$$P_i = V_i I_k = V_i \frac{\sum_{i=1}^2 B_i}{T} \quad (5)$$

$$P_o = I_L^2 R = \left(\frac{|\sum_{i=1}^4 A_i| + \sum_{i=1}^2 B_i}{T} \right)^2 R \quad (6)$$

Eşitlik 5 ve Eşitlik 6'da verilen sıra ile giriş ve çıkış güç eşitlikleri on-off kontrolün %50 doluluk oranı için yazılmıştır. Doluluk oranı değiştiğinde güç anahtarına uygulanacak olan PWM sinyalinin sayısı değişeceğinden i_L akımında A ve B alanları ile ifade edilen alanların sayısı da değişecektir. Bu nedenle eşitliklerde verilen toplamaların sınır değerleri doluluk oranı D 'ye göre güncellenmelidir. Ayrıca değişken on kontrolde olduğu gibi I_L 'nin ortalama değeri bulunurken i_L tam olarak sinüs olmadığından dolayısıyla pozitif ve negatif kısımları da birbirinin simetrisi olmadığından A alanlarının mutlak değeri alınarak ortalama değer elde edilmiştir.

DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Si IGBT ve SiC MOSFET'in karşılaştırılması için gerçekleştirilen on-off ve değişken on kontrollü E-sınıfı rezonans eviricinin deney düzeneği Şekil 8a'da ve evirici ve kontrol devresi Şekil 8b'de verilmiştir. Eviricinin çıkış yük direnci R , Arcol firmasının h100 modeli olan 100W-10 Ω 'luk dirençlerden dört tanesinin paralel bağlanması elde edilmiştir. Rezonans kondansatörü C için Alcon Electronics firmasının kp-06-025 modeli olan 0,1 μ F'lık snubber kondansatörlerinden dört adet kullanılmıştır. Bu kondansatörlerin akım değerinin artırılması için iki adet ikişerli seri gruplar paralel bağlanmıştır. Rezonans bobini L , nüve olarak silindir şeklinde plastik boru ve bobinin sargıları için 0,35mm Litz tel kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 8.a. Deney Düzeneği b. Evirici ve Kontrol Devresi

On-off ve değişken on kontrollü E-sınıfı rezonans eviricinin çalışma parametreleri Tablo 1'de verildiği gibidir. On-off ve değişken on kontrol için güç anahtarının kontrol sinyali f_s 'nin temel frekansı 24kHz ve on-off kontrolün kontrol sinyali f_k 'nin frekansı 6kHz seçilmiştir.

Tablo 1. On-off ve Değişken On Kontrollü Eviricinin Çalışma Parametreleri

V_i	L	C	R	f_r	f_{PWM}	f_k	P_o
60V	45 μ H	100nF	2,5 Ω	75kHz	24kHz	6kHz	200W

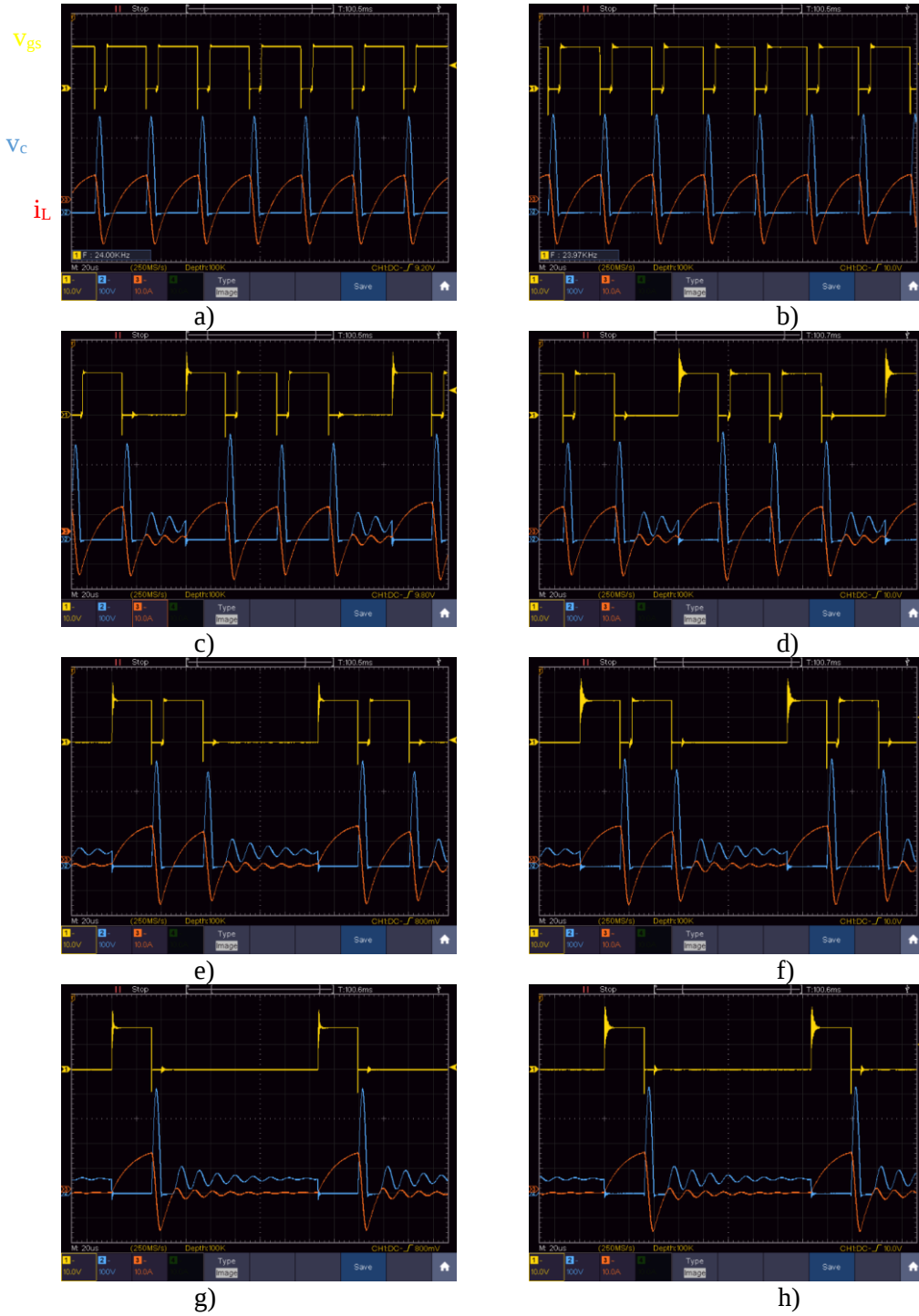
Karşılaştırma işlemi için dayanma gerilimleri ve çalışma akımları birbirine yakın olan Si IGBT IRG4PC40UD ve SiC MOSFET SCT3060AL tercih edilmiştir. 25 °C kılıf sıcaklığı için çalışma özellikleri Tablo 2'de verilen her iki güç anahtarının da sürülmesi için kaynak besleme gerilimi 18V olan izoleli gate sürücü HCPL3120 tümleşik devresi kullanılmıştır.

Tablo 2. Anahtarların Özellikleri

Parametre	Si IGBT IRG4PC40UD	SiC MOSFET SCT3060AL
Dayanma Gerilimi	600V	650V
Çalışma akımı	40A	39A
İletim Karakteristiği	$V_{CE(on)} = 2,15V$	$R_{DS(on)} = 60m\Omega$
Termal Direnç (Jonksiyon-Kılıf)	0,77 °C/W	0,91 °C/W
Maksimum Güç Tüketimi	160W	165W
Gövde Diyotunun İletim Gerilimi	1,7V	3,2V

On-off kontrollü ZVS E-sınıfı rezonans evirici farklı görev oranları (D) için her iki anahtarla ayrı ayrı çalıştırılmıştır. Her bir anahtar ve farklı görev oranları için eviriciye ait çalışma dalga şekilleri Şekil 9'da verilmiştir. Şekil 9'da verilen dalga şekilleri v_c , i_L ve v_{gs} sırasıyla anahtar gerilimi, bobin akımı ve anahtarın gate sinyalidir. Deneysel çalışmalarda bobin akımı i_L 'nin ölçülmesinde 1:100 oranında ve çıkışında 100 Ω direnç olan ferrit nüve kullanılmıştır. Sinyallerin görüntülenmesi, kaynaktan çekilen akımın ortalama değeri I_k ve çıkış yük direnci akımının ortalama değeri I_L 'nin belirlenmesi için PeakTech firmasının 4 kanallı 100MHz'lik 1341 sayısal osiloskopu kullanılmıştır.

Her iki anahtar ile farklı görev oranlarında çalıştırılan on-off kontrollü eviricinin verim değerlerinin elde edilebilmesi için Şekil 9'daki her bir çalışma durumuna ait dalga şekilleri v_{gs} , v_c ve i_L 'nin zaman ve genlik bilgileri osiloskoptan harici USB bellek ile alınmıştır. Bu veriler MATLAB ortamına aktarılarak kaynaktan çekilen akımın ortalama değeri I_k ve yük direnci R üzerinden geçen akımının ortalama değeri I_L on-off kontrolün görev oranları dikkate alınarak hesaplanmıştır.

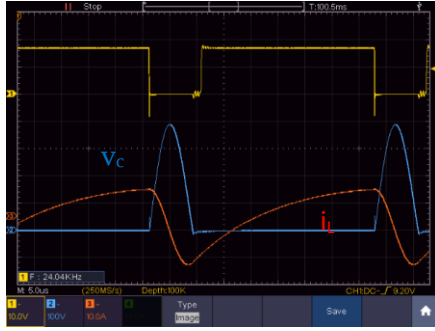


Şekil 9. a. Si IGBT ve D=%100 b. SiC MOSFET ve D=%100 c. Si IGBT ve D=%75 d. SiC MOSFET ve D=%75 e. Si IGBT ve D=%50 f. SiC MOSFET ve D=%50 g. Si IGBT ve D=%25 h. SiC MOSFET ve D=%25

Ölçümler ve hesaplamalar sonucu elde edilen değerler Tablo 3'te verilmiştir. Tablo 3'teki giriş gücü P_i ; giriş gerilimi V_i ve I_k 'nin çarpılması ile elde edilmiştir. Çıkış gücü P_o , I_L 'nin karesi ile yük direnci R 'nin çarpılması ile bulunmuştur. Verim değeri η , çıkış gücünün giriş gücüne oranının yüzdelik olarak gösterimidir.

Tablo 3'ten on-off kontrollü evirici veriminin azalan görev oranı ile oldukça fazla azaldığı anlaşılmaktadır. İki ayrı anahtar ile ayrı ayrı çalıştırılan eviricinin verim değerleri birbirine oldukça yakın olsa da SiC MOSFET'in kullanıldığı eviricide verim değerleri biraz daha yüksektir. Şekil 10'da iki anahtarla ayrı ayrı çalıştırılan değişken on kontrollü eviricinin farklı anahtarlama frekans değerleri olan yaklaşık 24kHz, 28kHz, 36kHz, 48kHz ve 65kHz için çalışma dalga şekilleri verilmiştir.

V_{gs}



a)



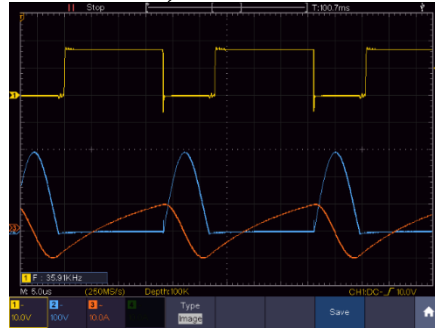
b)



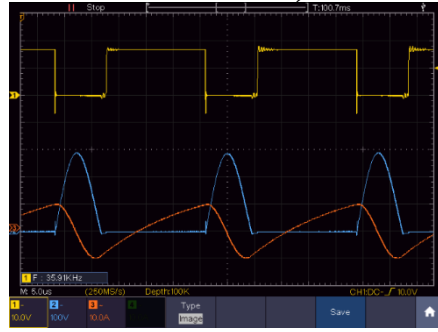
c)



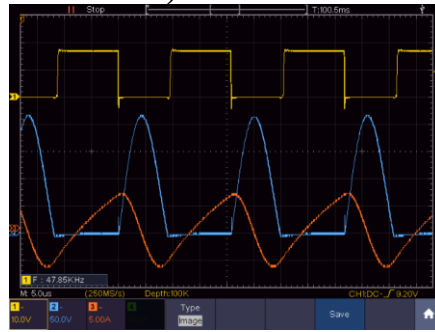
d)



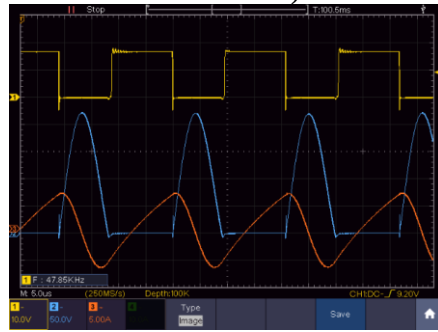
e)



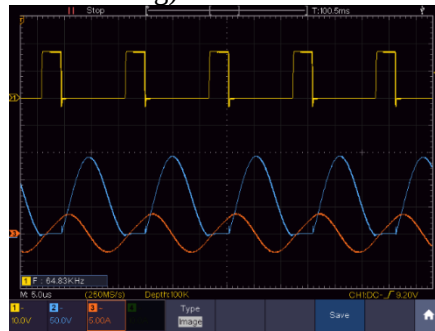
f)



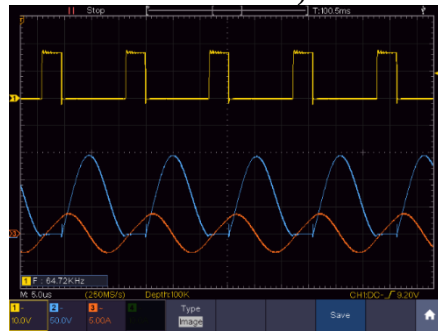
g)



h)



i)



j)

Şekil 10.a. Si IGBT ve $f_s=24\text{kHz}$ **b.** SiC MOSFET ve $f_s=24\text{kHz}$ **c.** Si IGBT ve $f_s=28\text{kHz}$ **d.** SiC MOSFET ve $f_s=28\text{kHz}$ **e.** Si IGBT ve $f_s=36\text{kHz}$ **f.** SiC MOSFET ve $f_s=36\text{kHz}$ **g.** Si IGBT ve $f_s=48\text{kHz}$ **h.** SiC MOSFET ve $f_s=48\text{kHz}$ **i.** Si IGBT ve $f_s=65\text{kHz}$ **j.** SiC MOSFET ve $f_s=65\text{kHz}$

Tablo 3. On-Off Kontrollü Eviricinin İki Güç Anahtarı için Test Sonuçları

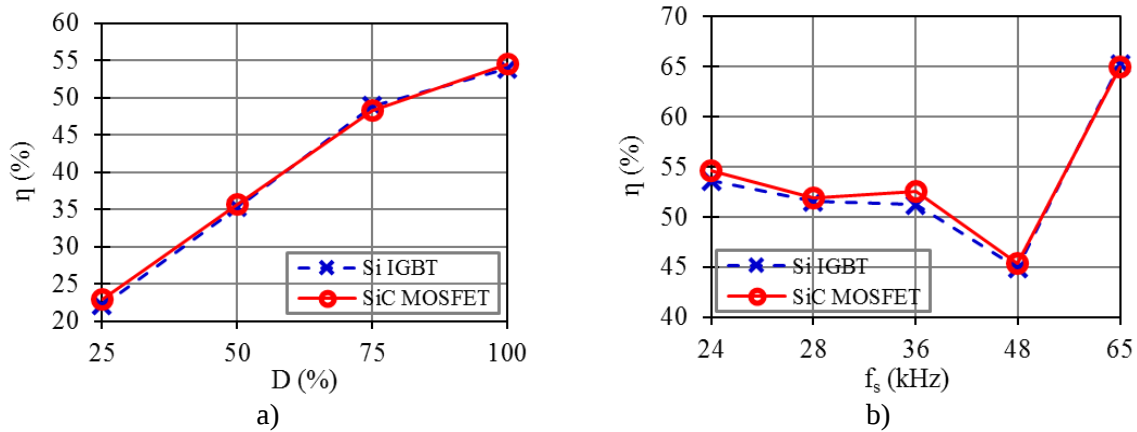
Anahtar	D (%)	V _i (V)	I _k (A)	P _i (W)	I _L (A)	R (Ω)	P _o (W)	η (%)
Si IGBT IRG4PC40UD	25	60,5	2,0543	124,0813	3,3154	2,5	27,4794	22,15
	50	60,4	3,3464	202,1233	5,3445	2,5	71,4091	35,33
	75	60,1	4,4149	265,3336	7,2077	2,5	129,8764	48,95
	100	60,2	6,1947	372,3022	8,9615	2,5	200,7729	53,93
SiC MOSFET SCT3060AL	25	60,3	2,0385	122,9192	3,3567	2,5	28,1691	22,92
	50	60,2	3,3727	203,0342	5,3899	2,5	72,6283	35,77
	75	60	4,5851	275,1058	7,2865	2,5	132,7341	48,25
	100	60	5,859	351,5396	8,7597	2,5	191,8314	54,57

Güç anahtarı olarak ayrı ayrı Si IGBT ve SiC MOSFET'in kullanıldığı ve bu anahtarlardan her birinin beş farklı anahtarlama frekans değeri için test edildiği değişken on kontrollü eviriciye ait ölçüm ve hesaplama sonuçları Tablo 4'te verilmiştir. Tablo 4'teki test sonuçlarından azalan iletim zamanı ile verimin azalsa da rezonans frekans değerine en yakın olan 65kHz anahtarlama frekansı için verim değerinin diğer anahtarlama frekans değerlerine göre oldukça yüksek olduğu anlaşılmaktadır. Ayrıca azalan çıkış gücü ile on-off kontrollü eviricide olduğu gibi verimde aşırı azalmaların olmadığı ve her iki anahtar içinde evirici verim değerlerinin on-off kontrolde olduğu gibi birbirine oldukça yakın olduğu görülmektedir.

Tablo 4. Değişken On Kontrollü Eviricinin Test Sonuçları

Anahtar	f _s (kHz)	V _i (V)	I _k (A)	P _i (W)	I _L (A)	R (Ω)	P _o (W)	η (%)
Si IGBT IRG4PC40UD	24	60,2	6,1947	372,3022	8,9615	2,5	200,7729	53,93
	28	60,2	4,6497	279,9132	7,5989	2,5	144,3575	51,57
	36	60,5	2,4446	147,8986	5,5036	2,5	75,724	51,2
	48	60,5	1,4331	86,7013	3,9475	2,5	38,9575	44,93
	65	60,6	0,2956	17,9145	2,1624	2,5	11,6896	65,25
SiC MOSFET SCT3060AL	24	60	5,859	351,5396	8,7597	2,5	191,8314	54,57
	28	60,1	4,6518	279,5738	7,6178	2,5	145,0782	51,89
	36	60,3	2,4731	149,129	5,6	2,5	78,4	52,57
	48	60,7	1,4092	58,5414	3,942	2,5	38,8485	45,41
	65	60,9	0,2995	18,2382	2,1762	2,5	11,8401	64,92

Si IGBT ve SiC MOSFET'in güç anahtarı olarak kullanıldığı on-off ve değişken on kontrollü eviriciye ait olan test sonuçları Şekil 11'de grafiksel olarak verilmiştir. Şekil 11'deki eğriler her bir kontrol tekniğinin kontrol değişkenine karşı evirici verimindeki değişimi göstermektedir.



Şekil 11.a. On-Off Kontrollü Eviricide Kontrol Değişkenine Karşı Evirici Veriminin Değişimi **b.** Değişken On Kontrollü Eviricide Kontrol Değişkenine Karşı Evirici Veriminin Değişimi

Şekil 11'deki eğrilerden iki kontrol tekniğinin ve iki güç anahtarının kombinasyonlarının kullanıldığı eviricide verim değerlerinin birbirine oldukça yakın olduğu görülmektedir.

SONUÇ

ZVS E-sınıfı rezonans evirici yüksek frekanslarda yumuşak anahtarlama şartlarında çalışabilmesinden dolayı tercih edilmekle birlikte başlıca dezavantajı anahtar stresleridir. Bu dezavantaj Si MOSFETlerin güç anahtarı olarak kullanımını özellikle artan güç değerleri için sınırlandırmaktadır. Bu dezavantajın üstesinden gelebilmek için bu evirici yapısında Si IGBT ve SiC MOSFET güç anahtarı olarak kullanılmaktadır. Birbiri yerine kullanılabilen bu iki anahtar giriş güç değeri yaklaşık 122W ile 372W aralığında ve temel frekansı 24kHz olan on-off kontrollü eviricide verim yönünden test edilmiştir. Her iki anahtar içinde on-of kontrollü evirici veriminin azalan görev oranı ile oldukça düştüğü gözlemlenmiştir. Ayrıca farklı görev oranlarında her iki anahtar içinde verim değerleri birbirine oldukça yakın olmakla birlikte SiC MOSFET'in kullanıldığı eviricinin verim değerlerinin Si IGBT'ye göre çoğu çıkış güç değeri için daha yüksek olduğu görülmüştür. Benzer şekilde iki anahtar için verim karşılaştırması giriş güç değeri yaklaşık 18-372 W aralığında ve temel frekansı 24kHz olan değişken on kontrollü evirici içinde tekrarlanmıştır. Değişken on kontrollü eviricide azalan iletim zamanı ile evirici verim değeri on-off kontrollü eviricide olduğu gibi çok fazla azalmamaktadır. Farklı iletim zamanları için her iki anahtarla ayrı ayrı çalıştırılan eviricinin verim değerleri on-off kontrollü eviricide olduğu gibi birbirine oldukça yakındır. Dahası güç anahtarı olarak SiC MOSFET'in kullanıldığı değişken on kontrollü eviricinin çoğu çıkış güç değerleri için verimi Si IGBT'li eviriciye göre daha yüksektir. Yapılan deneysel çalışmalar sonucunda kontrol teknikleri güç çözünürlüğü ve çalışma frekansı yönünden değerlendirildiğinde; değişken on kontrolün güç çözünürlüğü yönünden on-off kontrolden daha avantajlı, geniş bir aralıkta değişen çalışma frekansından dolayı ise dezavantajlı olduğu anlaşılmaktadır.

TEŞEKKÜR

Bu çalışma Bandırma Onyediy Eylül Üniversitesi (BANÜ) Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından desteklenmiştir (Proje Numarası: BAP-21-1003-011). Değerli destekleri için BANÜ'ye teşekkür ederim.

KAYNAKLAR

- Albanna, A., Malburg, A., Anwar, M., Guta, A., & Tiwari, N. (2016, June). Performance comparison and device analysis Between Si IGBT and SiC MOSFET. *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)* (pp. 1-6). <https://doi.org/10.1109/ITEC.2016.7520242>
- Celentano, A., Pareschi, F., Rovatti, R., & Setti, G. (2023). A zero-transient dual-frequency control for class-E resonant DC-DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38 (2), 2105-2114. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3208816>
- Chakkuchan, P., Charoenwiangnuea, P., Chudjuarjeen, S., Rattanaudompisut, A., Jaito, K., & Pichaicherd, A. (2024, March). Parallel class-E resonant inverters with a common EMI filter for domestic induction cooker. 2024 International Electrical Engineering Congress (iEECON 2024) (pp. 1-4). IEEE.
- Corti, F., Reatti, A., Wu, Y. H., Czarkowski, D., & Musumeci, S. (2021). Zero voltage switching condition in class-E inverter for capacitive wireless power transfer applications. *Energies*, 14 (4), 1-21. <https://doi.org/10.3390/en14040911>
- He, L., Huang, X., & Cheng, B. (2023). Robust class E² wireless power transfer system based on parity-time symmetry. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38 (4), 4279-4288. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3230852>
- Karafil, A. (2023). Thinned-out controlled IC MPPT algorithm for class E resonant inverter with PV system. *Ain Shams Engineering Journal*, 14 (2023), 1-9. <https://doi.org/10.1016/j.asej.2022.101992>
- Khodadoost, M., Hayati, M., & Abbasi, H. (2023). Investigation of temperature variations on a class-E inverter and proposing a compensation circuit to prevent harmful effects on biomedical implants. *Scientific Reports*, 4017 (2023), 1-19. <https://doi.org/10.1038/s41598-023-31076-y>
- Komiyama, Y., Matsushashi, S., Zhu, W., Mishima, T., Ito, Y., Uematsu, T., Nguyen, K., & Sekiya, H. (2021). Frequency-modulation controlled load-independent class-E inverter. *IEEE Access*, 9 (2021), 144600-144613. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3121781>
- Li, Y., & Ruan, X. (2022). Output current limitation for on-off controlled very-high-frequency class E DC-DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69 (11), 11826-11831. <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3116594>

- Mangkalajarn, S., Ekkaravarodome, C., Sukanna, S., Bilsalam, A., Jirasereamongkul, K., & Higuchi, K. (2019, February). Comparative study of Si IGBT and SiC MOSFET in optimal operation class-E inverter for domestic induction cooker. 2019 Research, Invention, and Innovation Congress (RI²C 2019) (). IEEE.
- Nacar, S., Öncü, S., & Bal, G. (2021). Comparison of control techniques for series resonant converter. *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part: C Tasarım ve Teknoloji*, 9 (2), 283-296. <https://doi.org/10.29109/gujsc.908600>
- Nacar, S., Öncü, S., & Kayfeci, M. (2022). Induction heated metal hydride tube for hydrogen storage system. *Pamukkale University Journal of Engineering Sciences*, 28 (5), 676-680. <https://doi.org/10.5505/pajes.2021.97692>
- Niefnecker, P., Simon, M., Salich, S., & Pforr, J. (2017, November). Comparison of switching devices for a zero-current switched class E based automotive inductive charging converter system. 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe) (pp. 1-10). IEEE.
- Oh, Y., Yeon, J., Kang, J., Galkin, I., Oh, W., & Cho, K. (2021). Sensorless control of voltage peaks in class-E single-ended resonant inverter for induction heating rice cooker. *Energies*, 14 (4545), 1-12. <https://doi.org/10.3390/en14154545>
- Ribas, J., Quintana-Barcia, P. J., Cardesin, J., Calleja, A. J., & Corominas, E. L. (2018). LED series current regulator based on a modified class-E resonant inverter. *IEEE Transactions in Industrial Electronics*, 65 (12), 9488-9497. <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2822618>
- Sarnago, H., Burdío, J. S., & Lucia, O. (2023). Dual-output extended-power-range quasi-resonant inverter for induction heating appliances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38 (3), 3385-3397. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3226497>
- Sevim, E., & Çetin, E. (2022). The performance comparison of the SiC and Si mosfets used in the 3-phase brushless DC motor drives for electric vehicles. *International Journal of Automotive Science and Technology*, 6 (4), 331-339. <https://doi.org/10.30939/ijastech>
- Sivkov, O., Novak, M., & Novak, J. (2018, December). Comparison between Si IGBT and SiC MOSFET Inverters for AC Motor Drive. 2018 18th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME), (pp. 1-5)
- Wang, Y., Li, F., Qiu, Y., Gao, S., Guan, Y., & Xu, D. (2019). A single-state LED driver based on flyback and modified class-E resonant converters with low-voltage stress. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66 (11), 8463-8473. <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2890502>
- Xu, J., Tong, Z., & Rivas-Davila, J. (2022). 1 kW MHz wideband class E power Amplifier. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 3 (2022), 84-92. <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2022.3146835>
- Yalçın, S., Göksu, T., Kesler, S., & Bingöl, O. (2020). Determination of conducted EMI in SiC based dual active bridge converter. *International Journal of Applied Mathematics Electronics and Computers*, 8 (4), 241-244. <https://doi.org/10.18100/ijamec.801730>
- Yamamoto, A., Omori, H., Fukuda, K., Michikoshi, H., Kimura, N., Morizane, T., & Nakaoka, M. (2017, October). Optimum design of a new single-ended wireless EV charger and comparative thermal evaluation of SiC-MOSFET and Si-IGBT. 2017 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE) (pp. 76-81). <https://doi.org/10.1109/EDPE.2017.8123259>
- Zhang, L., Yuan, X., Wu, X., Shi, C., Zhang, J., & Zhang, Y. (2019). Performance evaluation of high-power SiC MOSFET modules in comparison to Si IGBT modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34 (2), 1181-1196. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2834345>
- Zhang, D., Lu, L., Song, W., Min, R., Tong, Q., Zhang, Q., Peng, H., & Zhou, K. (2023). Optimal duty ratio assisted PFM control for VHF isolated class E DC-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38 (12), 15467-15480. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3317910>
- Zhao, T., Wang, J., Huang, A. Q., & Agarwal, A. (2007, September). Comparisons of SiC MOSFET and Si IGBT based motor drive systems. 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting (pp. 331-335). <https://doi.org/10.1109/07IAS.2007.51>