

Yarı empedans kaynaklı bir inverterin tasarımı ve gerçekleştirilmesi

Design and implementation of a Quasi-Z-Source inverter

Mustafa Sacid ENDİZ^{1*} , Ramazan AKKAYA² 

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Necmettin Erbakan Üniversitesi, Konya, Türkiye.

msendiz@erbakan.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Konya Teknik Üniversitesi, Konya, Türkiye.

rakkaya@ktun.edu.tr

Geliş Tarihi/Received: 09.03.2021

Düzeltilme Tarihi/Revision: 26.06.2021

doi: 10.5505/pajes.2021.04976

Kabul Tarihi/Accepted: 26.07.2021

Araştırma Makalesi/Research Article

Öz

Bu çalışmada, geleneksel akım ve gerilim kaynaklı inverterlerin sahip olduğu kavramsal ve teorik sınırlamaları ortadan kaldırarak yeni bir güç dönüştürme konsepti sunan ve ZSI'nin geliştirilmiş hali olan tek fazlı yarı empedans kaynaklı inverter (QZSI) devresi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Empedans katındaki pasif devre elemanları üzerinde düşük frekanslı dalgalanmalar üretmemesi ve çıkışta daha az distorsiyon oluşturmasından dolayı anahtarlama elemanlarını sürmek için NUCLEO-F411RE geliştirme kiti ile üretilen basit yükseltici PWM kontrol tekniği uygulanmıştır. Geliştirilen QZSI devresinin farklı kısa devre çalışma oranlarında hem düşürücü hem de yükseltici olarak çalışabileceği gösterilmiştir. 300W'a kadar yüklenen devrenin çıkışında %85 verimle AC çıkış gerilimi elde edilmiştir. Benzetim çalışmaları ile laboratuvar ortamında gerçekleştirilen deneysel verilerin uyumlu olduğu görülmüştür.

Anahtar kelimeler: Basit yükseltici PWM kontrol, Yarı empedans kaynaklı inverter, Yükseltme faktörü.

Abstract

In this study, single phase quasi-Z-source inverter (QZSI) circuit was designed and realized which is an improved version of ZSI and offers a unique power conversion concept by eliminating the conceptual and theoretical limitations of the conventional current and voltage source inverters. Simple boost PWM control technique has been employed to the switches using NUCLEO-F411RE development board since this technique doesn't involve low-frequency ripples on the passive components of the impedance network and has lower distortions at the output. It has been shown that the developed QZSI circuit can work as a buck-boost converter at different shoot-through duty ratios. At the output of the circuit up to 300W, the AC output voltage is obtained with 85% efficiency. It has been observed that simulation and experimental results carried out in the laboratory environment are compatible.

Keywords: Boost factor, Quasi-Z-source inverter, Simple boost PWM control.

1 Giriş

Dünya genelindeki hızlı nüfus artışı ve küresel ısınma neticesinde şekillenen enerji politikaları, enerjiye olan talebi son yıllarda belirgin ölçüde arttırmıştır. Enerji ihtiyacını karşılamak amacıyla en yaygın kullanılan enerji kaynakları kömür, petrol ve doğalgaz gibi fosil kaynaklardır [1]. Elektrik enerjisi üretimi için fosil kaynaklarının kullanımı tüm ülkelerde giderek artarken bu kaynakların mevcut rezervleri de gün geçtikçe azalmaktadır. Bu kaynakların kısıtlı oluşu ve hızla tükenmesi; başta enerji krizi, küresel ısınma ve atmosfere karbon salımı olmak üzere büyük çevresel sorunlara yol açmaktadır. Bu nedenle sürdürülebilir, tükenmez ve çevre dostu olan yenilenebilir enerji kaynaklarına olan ilgi her geçen gün artmaktadır [2]. Farklı enerji kaynaklarından elde edilen doğru akım (DC) elektrik enerjisinin evsel ve endüstriyel yüklerde kullanılabilmesi için alternatif akıma (AC) dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu enerji dönüşümü inverterler ile yapılmaktadır. DC-AC dönüştürücülerde istenilen; DC gücü maksimum verimle ve kayıpları minimum seviyede tutarak düşük harmonikli AC çıkış gücü elde etmektir. Bu nedenle üretilen DC gücün AC güce dönüşümü için kullanılan inverterlerin çalışma performansı oldukça önem arz etmektedir [3]. Çok çeşitli alanlarda kullanılan klasik inverter yapıları, gerilim kaynaklı inverter (VSI) ve akım kaynaklı inverter (CSI) olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Her iki yapının kendine has bazı avantaj ve dezavantajları vardır. Klasik

inverter yapılarının başlıca dezavantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Klasik inverter yapıları ya düşürücü ya da yükseltici modunda çalışabilmektedir. Uygulamalarda sıklıkla tercih edilen VSI devrelerinde DC gerilim seviyesinin uygun bir transformatör veya DC-DC dönüştürücü kullanılarak yükseltilmesi gerekmektedir,
- İnverterin bir fazında yer alan alt ve üst sıradaki anahtarlar, aynı anda iletimde olmamalıdır. Elektromanyetik girişim (EMI) etkisiyle alt ve üst sıradaki anahtarlar iletime geçebilir ve bu da sistem için risk oluşturur,
- Aynı koldaki anahtarların eş zamanlı iletime geçmelerini önlemek amacıyla kullanılan ölü zaman süresi, inverterin çıkış gerilim dalga şeklinde distorsiyona neden olmaktadır.

Giriş geriliminin yeterli olmadığı uygulamalarda gerilimin yükseltilmesi amacıyla inverterler büyük yapılı transformatörlerle veya DC-DC dönüştürücülerle birlikte kullanılmıştır. Transformatör yapısının büyük oluşu; maliyet, verim ve boyut bakımından dezavantajlı olduğu için DC-DC dönüştürücü yapısının kullanımı son yıllarda giderek yaygınlaşmıştır. İnverterlerin girişine uygulanan DC gerilim, genellikle değişken ve düşük seviyeli olduğundan çıkışta istenilen genlikte bir AC gerilim elde edebilmek için yükseltilen DC-DC dönüştürücü yapılarından birisi tercih edilir. Topoloji

*Yazışılan yazar/Corresponding author

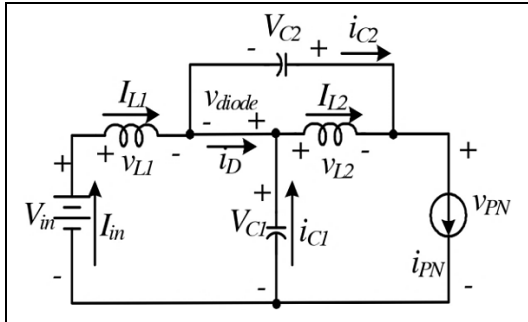
olarak; boost, flyback, push-pull ve tam köprü gibi çeşitli dönüştürücü yapılar kullanılmaktadır [4].

Geleneksel inverterlerin bahsedilen dezavantajlarını ortadan kaldırmak için, son yıllarda empedans kaynaklı inverter topolojileri (ZSI) geliştirilmiştir [5]. Bu topolojiler; hem düşürücü hem de yükseltici olarak çalışabilmekte, uygulanan giriş gerilimini yükseltmek amacıyla kullanılan transformatör veya DC-DC dönüştürücü ihtiyacını ortadan kaldırmaktadır. Ayrıca ZSI devrelerinde DC kaynağın inverter kolları üzerinden kısa devre olması, sistem için bir risk teşkil etmemektedir [6].

Yapılan çalışmada; CSI ve VSI'lerde karşılaşılan mevcut kısıtlamaları ortadan kaldıran tek fazlı yarı empedans kaynaklı inverterin (QZSI) tasarım aşamaları anlatılmıştır. QZSI'de matematiksel ifadeler kullanılarak tasarım parametreleri belirlenmiş ve Matlab/Simulinkte benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan uygulama devresi için laboratuvar ortamında yapılan deneysel çalışmaların benzetim sonuçları ile uygun olduğu görülmüştür. Tasarlanan QZSI'nin transformatör veya DC-DC dönüştürücü kullanılan geleneksel inverterlere kıyasla hem düşürücü hem de yükseltici olarak çalışabileceği gösterilmiştir.

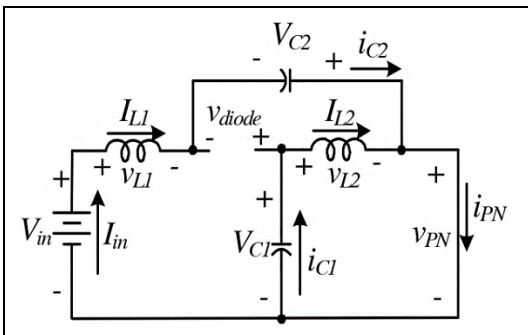
2 QZSI devresinin teorik analizi

QZSI, ZSI devre topolojisinin geliştirilmiş bir yapısıdır. QZSI devre analizi yapıldığında, ZSI devresinde kullanılan tüm kabullerin QZSI devresi için geçerli olduğu görülür. ZSI ve QZSI topolojileri arasında iki temel fark vardır. QZSI devresi, girişinde bulunan seri bağlı bobin yardımıyla DC kaynaktan çekilen sürekli bir giriş akımına ve empedans katında daha düşük değerli pasif devre elemanlarına sahiptir. QZSI devresi, Şekil 1 ve Şekil 2'de aktif ve sıfır çalışma durumlarının oluşturduğu kısa devre olmayan çalışma modu ve kısa devre çalışma modu olmak üzere iki farklı eşdeğer devreye sahiptir [7]-[8].



Şekil 1. QZSI kısa devre olmayan eşdeğer devresi.

Figure 1. QZSI circuit in non-shoot-through state.



Şekil 2. QZSI kısa devre eşdeğer devresi.

Figure 2. QZSI circuit in shoot-through state.

T_0 ve T_1 'in T periyodu süresince sırasıyla kısa devre çalışma süresi ve aktif çalışma süresi olduğu kabul edilirse; D kısa devre çalışma oranı T_0 süresinin D süresine oranına eşittir. QZSI devresinde; V_{L1} ve V_{L2} bobin gerilimlerini, I_{L1} ve I_{L2} bobin akımlarını, V_{C1} ve V_{C2} kondansatör gerilimlerini, I_{C1} ve I_{C2} kondansatör akımlarını, V_{in} ve I_{in} kaynak gerilim ve akımlarını, V_{PN} DC hat gerilimini, V_d diyot gerilimini ve B yükseltme faktörünü belirtmektedir. Şekil 1'de QZSI devresinin kısa devre olmayan çalışma durumunda gerilim polaritesi ve akım yönleri gösterilmiştir. V_{L1} ve V_{L2} bobin gerilimleri alttaki eşitliklerden hesaplanır.

$$V_{L1} = V_{in} - V_{C1} \text{ ve } V_{L2} = -V_{C2} \quad (1)$$

$$V_{PN} = V_{C1} - V_{L2} = V_{C1} + V_{C2} \text{ ve } V_d = 0 \quad (2)$$

Şekil 2'de QZSI devresinin kısa devre çalışma durumunda gerilim polaritesi ve akım yönleri gösterilmiştir. V_{L1} ve V_{L2} bobin gerilimleri alttaki eşitliklerden hesaplanır.

$$V_{L1} = V_{in} + V_{C2} \text{ ve } V_{L2} = V_{C1} \quad (3)$$

$$V_{PN} = 0 \text{ ve } V_d = V_{C1} + V_{C2} \quad (4)$$

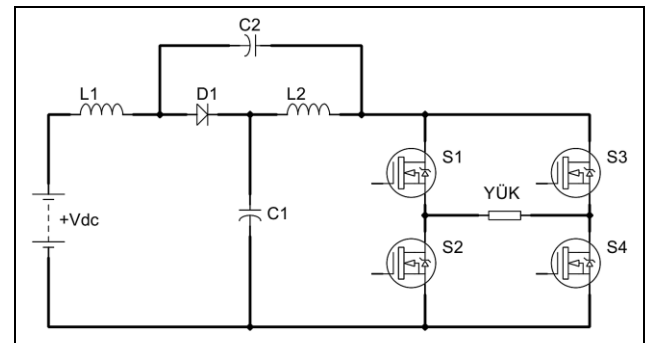
Sürekli durum analizinde T periyot süresi boyunca bobinin ortalama gerilim değeri sıfır olacaktır [9]. (1) ve (3)'te verilen eşitlikler yardımıyla V_{C1} ve V_{C2} kondansatör gerilimleri ile DC hat gerilimi V_{PN} ilgili eşitliklerde hesaplanır.

$$V_{C1} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{in} \text{ ve } V_{C2} = \frac{T_0}{T_1 - T_0} V_{in} \quad (5)$$

$$V_{PN} = V_{C1} + V_{C2} = \frac{T}{T_1 - T_0} V_{in} = B V_{in} \quad (6)$$

2.1 QZSI devresinde kullanılan modülasyon tekniği

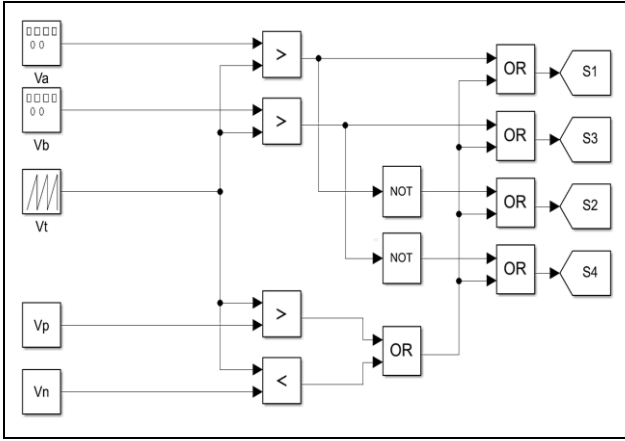
QZSI'de anahtarlama elemanlarını sürmek için taşıyıcı tabanlı PWM kontrol tekniği olarak basit yükseltici, maksimum yükseltici ve maksimum sabit yükseltici yöntemleri kullanılmaktadır [10]. Kısa devre çalışma oranının sabit oluşu, empedans katındaki bobin ve kondansatör üzerinde düşük frekanslı akım-gerilim dalgalanmalarının oluşmaması ve diğer tekniklere göre çıkış gerilim kalitesinin daha fazla olmasından dolayı tek fazlı genel devre yapısı Şekil 3'te verilen QZSI için basit yükseltici PWM kontrol tekniği (BYK) uygulanmıştır.



Şekil 3. Tek fazlı QZSI genel devre yapısı.

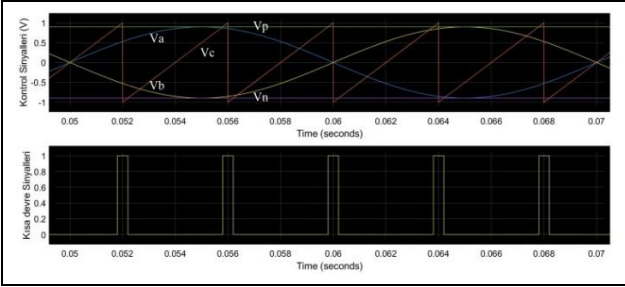
Figure 3. General structure of single phase QZSI circuit.

Şekil 4 ve Şekil 5'te sırasıyla tek fazlı QZSI için BYK tekniği blok diyagramı ile dalga şekilleri gösterilmiştir. BYK tekniğinde aralarında 180° faz farkı bulunan iki referans sinyali (V_a , V_b), iki düz kısa devre zarf sinyali (V_p , V_n) ve bir üçgen taşıyıcı dalga sinyali (V_t) kullanılmaktadır.



Şekil 4. Basit yükseltici kontrol blok diyagramı.

Figure 4. Block diagram of simple boost control.



Şekil 5. Basit yükseltici kontrol dalga şekilleri.

Figure 5. Waveforms of simple boost control.

$V_a > V_t$ durumunda S_1 iletimde S_2 kesimde, $V_a < V_t$ durumunda S_1 kesimde S_2 iletimde olurken, $V_b > V_t$ durumunda S_3 iletimde S_4 kesimde, $V_b < V_t$ durumunda S_3 kesimde S_4 iletimde olacaktır. Kısa devre çalışma ise; $V_t > V_p$ veya $V_t < V_n$ durumlarında gerçekleşir. Yani taşıyıcı dalga sinyalinin genliği kısa devre zarf sinyallerinden büyük olduğu durumlarda aynı faz kolundaki anahtarlar kısa devre edilir.

2.2 QZSI devresinin düşürücü modda çalışması

QZSI devresi kısa devre olmayan eşdeğer devre modunda çalıştığında, diyot tamamen iletimde ve C_1 kondansatörü üzerine düşen gerilim DC kaynak gerilimine eşit olurken C_2 kondansatörü üzerine düşen gerilim 0 V olacaktır. Bu nedenle, DC hat gerilimi $V_{PN} = V_{dc}$ olur ve devre klasik PWM kontrollü inverter olarak çalışır ve kısa devre çalışma durumu gerçekleşmez. M modülasyon indeksi olmak üzere tek fazlı PWM inverterin çıkış geriliminin temel bileşeni V_{ac1} eşitlik (7) kullanılarak hesaplanır.

$$V_{ac1} = MV_{dc} \quad (7)$$

Kısa devre çalışma durumu gerçekleşmediği için $D=0$ ve $B=1$ olup çıkış gerilim ifadesi (7) eşitliğinde verildiği üzere her zaman giriş gerilim değerinden küçük olacaktır. Bu nedenle QZSI devresinde kısa devre çalışma olmayan duruma inverterin “düşürücü çalışma durumu” veya “klasik PWM kontrollü inverter çalışma durumu” denir.

2.3 QZSI devresinin yükseltici modda çalışması

QZSI devresi kısa devre eşdeğer devre modunda çalıştığında, tek fazlı inverter çıkış geriliminin temel bileşeni (8) eşitliğinde verilmiştir. Görüldüğü üzere çıkış geriliminin temel bileşeni

giriş gerilim değerinden B yükseltme faktörü kadar büyük olacaktır. Bu çalışmada, klasik PWM kontrollü inverter durumunun yanında kısa devre çalışma durumu da olacaktır. Kısa devre çalışma bağlı iletim süresine göre çıkış gerilim değerinin büyüklüğü değişecektir. QZSI devresindeki bu duruma inverterin “yükseltici çalışma durumu” adı verilir. Inverter çıkış gerilimi empedans katı ile yükseltildikten sonra dönüştürülmek üzere köprü inverter katına uygulanır.

$$V_{ac1} = MV_{PN} = MBV_{dc} \quad (8)$$

Tasarlanan QZSI devresi, uygulanan giriş gerilim seviyesine göre hem düşürücü hem de yükseltici olarak çalışabilme özelliğine sahiptir. Uygulanan giriş gerilimi yeterli seviyede ise, devre kısa devre çalışma olmaksızın sadece klasik PWM inverter modunda çalışabilmektedir. Uygulanan giriş gerilimi yeterli değilse veya çıkışta istenen gerilim seviyesi arttırılmak istenirse, devrede klasik PWM çalışma modunun yanında kısa devre çalışma durumu da oluşacaktır.

2.4 Empedans katındaki bobin ve kondansatör seçimi

Empedans katı; DC giriş gerilim katı ile köprü inverter katı arasında bulunan ve simetrik olmayacak şekilde bağlantısı yapılan eş değer büyüklüğe sahip bobin, kondansatör ve hızlı diyottan oluşmaktadır. Empedans katında bulunan bobin ve kondansatörlerin enerji depolama özelliğinden faydalanılarak inverter faz kollarının kısa devre çalıştırılması prensibi ile DC giriş gerilimi, seçilen modülasyon indeksine bağlı olarak istenilen seviyeye göre arttırılıp azaltılabilmektedir. Empedans katı sayesinde dönüştürücü devresi hem yükseltici hem de düşürücü olarak çalışabilmektedir.

QZSI devresinin kısa devre çalışabilmesi nedeniyle kondansatör ve bobin değerlerinin seçimi verimi doğrudan etkilemektedir. Literatürde yapılan çalışmalarda; bobindeki akım dalgalanmasının ortalama değerinin %10'un altında, kondansatördeki gerilim dalgalanmasının ise ortalama değerinin %3'ün altında olduğu kabullerin esas alındığı görülmektedir [11]-[12].

Tasarlanan QZSI devresinde kullanılan BYK tekniğinde anahtarlama frekansı $f_s = 2.5$ kHz ve kısa devre anahtarlama frekansı taşıyıcı dalga frekansının iki katı olup $f_{kd} = 5$ kHz'dir. QZSI devresi yükseltici modunda çalıştığında, maksimum kısa devre çalışma süresi T_{omax} , $M_{min} = 0.7$ için (9) eşitliği ile hesaplanır.

$$T_{omax} = \frac{1 - M_{min}}{f_{kd}} 2 = 120 \mu s \quad (9)$$

QZSI devresinin empedans katındaki bobinler, kısa devre durumunda inverter köprüsü üzerindeki akım dalgalanmalarının etkisini azaltır. Kısa devre çalışma durumunda empedans katındaki bobin akımı doğrusal şekilde artar. DC giriş gerilimi $V_{dc} = 100$ V ve devrenin en fazla 500 W gücünde çalıştığı kabul edildiğinde bobinden geçen maksimum akım I_{Lmax} (10) eşitliği kullanılarak bulunur. Akımda kabul edilebilir tepeden tepeye dalgalanma miktarı r_i %5 alınırsa, empedans katında ihtiyaç duyulan bobin değeri (11) eşitliği ile hesaplanır.

$$I_{dc} = I_{L1} = I_{L2} = I_{Lmax} = \frac{P}{V_{dc}} = \frac{500}{100} = 5 A \quad (10)$$

$$L_1 = L_2 = \frac{V_L \Delta T}{\Delta I} = \frac{T_1 / (T_1 - T_0) V_{dc}}{I_{Lmax} r_i} \frac{1}{2} T_{omax} \approx 500 \mu H \quad (11)$$

QZSI kısa devre olmayan eşdeğer devresinde empedans katında bulunan kondansatörler birbirlerine seri bağlıdır. Kondansatörler, kısa devre olmayan durumda inverter köprüsü üzerindeki akım dalgalanmalarını absorbe ederken, çıkış işaretinin sinüzoidal formda olması için inverter katındaki gerilim dalgalanmalarını bastırır. QZSI devresinde empedans katında bulunan her iki kondansatörün özdeş olduğu kabul edilip inverter katındaki gerilimin tepeden tepeye dalgalanma miktarı τ_v %1 alınır, empedans katında ihtiyaç duyulan kondansatör değeri (12) eşitliği kullanılarak hesaplanır.

$$C_1 = C_2 = \frac{I_c \Delta T}{\Delta(V_{C1} + V_{C2})} = 2 \frac{I_L}{B V_{dc} \tau_v} \frac{1}{2} T_{0max} \approx 470 \mu F \quad (12)$$

2.5 Kontrol ve sürücü katı

Kontrol katı; akım ve gerilim sensörlerinden gelen analog verilerin dijital verilere dönüştürülmesini, MOSFET'lerin sürülmesi için gerekli sinyallerinin üretilmesini, kontrol algoritmasının doğru şekilde çalıştırılmasını ve bilgisayar ile haberleşme işlemini sağlar. Kontrol katında, ARM tabanlı STM32 NUCLEO-F411RE geliştirme kiti kullanılarak taşıyıcı tabanlı PWM sinyalleri üretilmektedir. Kontrol sinyalleri, istenen frekans ve faz sayısında referans geriliminin çok daha yüksek frekansa sahip taşıyıcı bir gerilimle karşılaştırılmasıyla elde edilir.

Sürücü katı; IR2136 ve 6N137 entegrelerinden oluşmaktadır. Kontrol katından alınan 3.3 V değerindeki çıkış sinyalleri MOSFET'lerin anahtarlanması için yeterli değildir. MOSFET'lerin uygun şekilde sürülebilmesi için gate geriliminin 12 V seviyesinde olması gerekmektedir. Üretilen PWM sinyalleri, 6N137 entegresinden geçirilerek IR2136'ya uygulanır. IR2136, bootstrap kondansatörünü şarj ederek gate geriliminin source geriliminden bootstrap kondansatöründeki gerilim kadar fazla olmasını sağlar. IR2136 girişine lojik 1 uygulandığında, gate-source arasına +12 V gerilim uygulanır ve MOSFET iletime geçirilir. IR2136 girişine lojik 0 uygulandığında, gate-source arasına 0 V uygulanarak MOSFET'in kesime geçmesi sağlanır.

2.6 İnverter katındaki anahtarların seçimi

İnverter katı; anahtarlama elemanı olarak kullanılan IXKH20N60C5 serisi n-kanal güç MOSFET'lerinin uygun noktalarından yüke çıkarılan uçlardan oluşmaktadır. İnverterde güç dönüşümü, DC giriş geriliminin ilk yarı periyotta pozitif ve ikinci yarı periyotta negatif yönde yüke uygulanmasıyla sağlanmaktadır. Bu iki yarım periyodun toplamı inverterin çalışma frekansını belirler. İnverterlerde istenilen çıkış gerilim dalga şekli köprü inverter katında oluşturulur ve yüke uygulanır.

Güç elektroniği dönüştürücülerinde seçilen yarı iletken elemanlar, anahtarlama elemanı olarak kullanıldığında doğrusal bölge yerine doyum bölgesinde çalıştırılırlar. Bu işlemi gerçekleştirmek için MOSFET'in gate-source arasına katalog devre şemasında belirtilen iletime ve kesime geçmesini sağlayan gerilim değerleri uygulanır. N-kanal bir MOSFET gate-source arasına pozitif gerilim uygulandığında iletime geçerek drain-source arasında akım akışına izin verir. Gate-source arasına negatif gerilim uygulandığında ise kesime gider ve drain-source arasındaki akım akışını durdurur. IXKH20N60C5 serisi MOSFET'leri iletime geçirmek amacıyla IR2136 sürücü entegresi ile bootstrap tekniği kullanılarak gate-source arasına +12 V ve kesime götürmek için 0 V yeterli olmaktadır.

Tasarlanan QZSI devresinin güç katında bulunan yarı iletken anahtarlama elemanları üst sınır değerleri göz önüne alınarak belirlenmelidir. Anahtarlama elemanlarının seçiminde temel ölçüt, köprü inverter katına uygulanan V_{PN} gerilim stres değeridir. QZSI devresinde uygun değerlerde anahtarlama elemanları seçebilmek için hem düşürücü hem de yükseltici durumları analiz edilmelidir. İlk durumda devrenin düşürücü çalışma durumu ($D=0$ ve $B=1$) incelenir. Tek fazlı QZSI devresinden standart 220 V etkin gerilim değeri elde etmek amacıyla en düşük modülasyon indeksinde (M_{min}) inverter katına uygulanan V_{PN} gerilim stresi, DC giriş gerilimine eşittir. Eşitlik (7) kullanılarak çıkışta 220 V etkin gerilim değerine ulaşmak için $M_{min}=0.642$ kabul edilirse giriş gerilimi 485 V olmalıdır. Devre düşürücü modda çalıştığı için inverter katına uygulanan gerilim stres değeri $V_{PN}=485$ V olacaktır. İkinci durumda devrenin yükseltici çalışma durumu ($D>0$ ve $B>1$) incelenir. Bu durumda giriş geriliminin en küçük ve kazancın en büyük olduğu duruma bakılır. G_{max} kazancın maksimum değeri, giriş geriliminin minimum değerinde olması durumunda geçerlidir. Basit yükseltici kontrol tekniği kullanıldığında; kazancın maksimum değeri G_{max} , minimum modülasyon indeksi M_{min} , maksimum yükseltme faktörü B_{max} ve inverter katına uygulanan gerilim stresi V_{PN} (13), (14) ve (15) eşitliklerinden hesaplanır. Benzer şekilde $M_{min}=0.642$ kabul edildiğinde 220 V etkin gerilim değeri için minimum giriş gerilimi 90 V, devre tam köprü inverter yapılı olduğu için inverter katındaki gerilim stres değeri $V_{PN}=310$ V olacaktır.

$$G_{max} = \frac{V_{ac1}}{V_{dc}} = M_{min} B_{max} \quad (13)$$

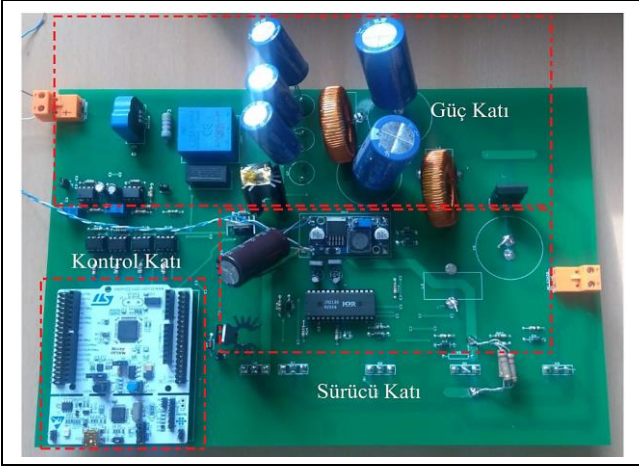
$$M_{min} = \frac{G_{max}}{2G_{max} - 1} \text{ ve } B_{max} = \frac{1}{2M_{min} - 1} \quad (14)$$

$$V_{PN} = B_{max} V_{dc} \quad (15)$$

Yarı iletken anahtarlama elemanlarının seçimi için hem düşürücü hem de yükseltici çalışma durumları analiz edildiğinde, gerilim stresi üst sınır değerleri sırasıyla 485 V ve 310 V olacak şekilde hesaplanmıştır. Anahtar seçiminde üst sınır $V_{PN}=485$ V dikkate alındığında, tasarlanan QZSI devresinde 600 V gerilim altında çalışabilen n-kanal MOSFET ve hızlı diyot sorunsuz bir şekilde kullanılabilir.

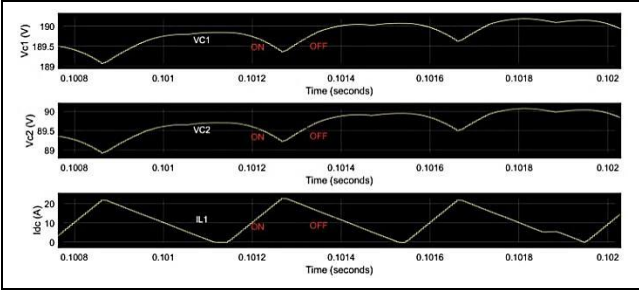
3 Benzetim ve deneysel uygulama sonuçları

Şekil 6'da uygulama devresi verilen QZSI'de; yükseltme faktörünü, kazancı ve kondansatörler üzerindeki gerilim stresini görebilmek amacıyla hem yükseltici hem de düşürücü çalışma durumları incelenmiştir. QZSI devresi $V_{dc}=100$ V için önce klasik PWM düşürücü modda daha sonra kısa devre çalışma ile yükseltici modda çalıştırılmıştır. $L_1=L_2=500 \mu H$ ve $C_1=C_2=470 \mu F$, temel çalışma frekansı $f=50$ Hz, anahtarlama frekansı $f_s=2.5$ kHz ve yük değeri $R_L=10 \Omega$ seçilmiştir. Anahtarlama frekansı, kullanılan bobin ve kondansatörlerin seçimini doğrudan etkilemesi ve anahtarlama kayıplarını belirlemesi dikkate alınarak seçilmiştir. Matlab/Simulink programı yardımıyla gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ve laboratuvar ortamında gerçekleştirilen deneysel uygulamalar rezistif yükte yapılmıştır. QZSI'de devre parametrelerinin kısa devre ve kısa devre olmayan çalışma durumlarındaki değişimleri Şekil 7 ve Şekil 8'de gösterilmiştir.



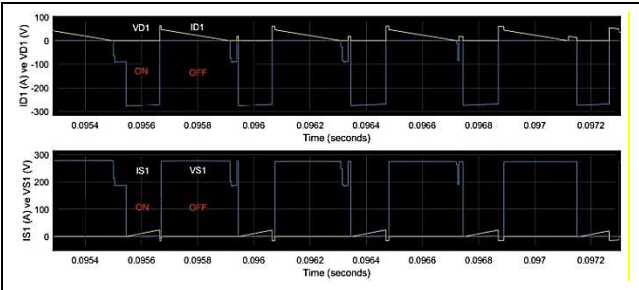
Şekil 6. Tek fazlı QZSI uygulama devresi.

Figure 6. Prototype of the single phase QZSI circuit.



Şekil 7. V_{C1} - V_{C2} ve I_{L1} değişimleri.

Figure 7. Charge-discharge of V_{C1} - V_{C2} and I_{L1} .



Şekil 8. I_{D1} - V_{D1} ve I_{S1} - V_{S1} değişimleri.

Figure 8. Charge-discharge of I_{D1} - V_{D1} and I_{S1} - V_{S1} .

QZSI devresinin hem kısa devre çalışma modu (ON) hem de kısa devre olmayan çalışma modu (OFF) için devre elemanlarının tepkileri benzetim çalışmaları ile incelenmiştir. Şekil 7'de görüldüğü üzere kondansatör gerilimleri ve giriş bobin akımı kısa devre sinyallerine göre değişim göstermektedir. Kondansatörler üzerindeki V_{C1} ve V_{C2} gerilimleri kısa devre çalışma modunda deşarj olurken, I_{L1} akımı bobinin enerjilenmesine bağlı olarak artmaktadır. Kısa devre olmayan çalışma modunda ise V_{C1} ve V_{C2} gerilimleri kaynak tarafından şarj edilerek artarken, I_{L1} akımı bobinin üzerindeki enerjiyi yüke aktarmasına bağlı olarak azalmaktadır. Benzer şekilde Şekil 8'de QZSI çalışma durumlarına bağlı olarak diyot ve inverter katındaki MOSFET'lerin akım ve gerilim değişimlerini göstermektedir. Benzetim çalışmalarında elde edilen devre elemanlarının tepkileri teorik analizlerle uyusmaktadır.

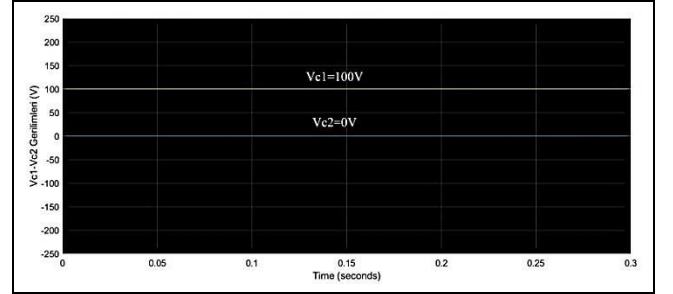
3.1 QZSI devresinin düşürücü modda çalışması

Düşürücü çalışma modunda $V_{dc}=100$ V ve modülasyon indeksi $M=0.7$ olarak ayarlanmıştır. QZSI devresi düşürücü modda klasik PWM kontrollü bir inverter gibi çalışacağından kısa devre çalışma durumu oluşmayacaktır. $M=0.7$ değeri için $D=0$, $B=1$ ve kazanç $G=0.7$ bulunur. V_{C1} DC kaynak gerilim değerine eşit olup 100 V ve V_{C2} 0 V olur. $B=1$ olacağından DC hat gerilimi aynı şekilde $V_{PN}=BV_{dc}=100$ V, çıkış gerilimi tam köprü yapısından dolayı 100 V ve çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği $V_{ac1}=MV_{PN}=70$ V olacaktır. BYK tekniği kullanılarak QZSI devresinin D , B , G , V_{PN} , V_{C1} , V_{C2} ve V_{ac} değerleri ilgili denklemler ile alttaki eşitliklerde teorik olarak hesaplanmıştır. Şekil 9, Şekil 10, Şekil 11 ve Şekil 12'de benzetim ve uygulamada V_{C1} , V_{C2} ve V_{ac} dalga şekilleri gösterilmiştir.

$$D = 0 \text{ ve } B = \frac{1}{1 - 2D} = 1 \rightarrow G = MB = 0.7 \quad (16)$$

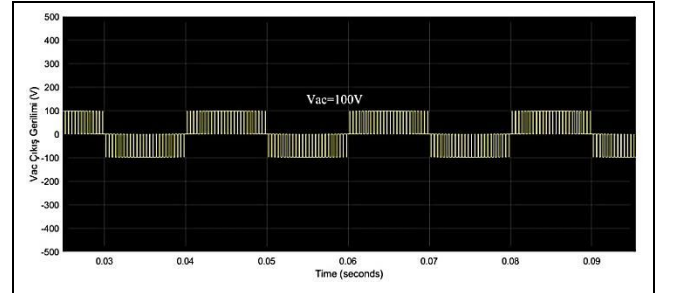
$$V_{C1} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{dc} = 100 \text{ V ve } V_{C2} = \frac{T_0}{T_1 - T_0} V_{dc} = 0 \text{ V} \quad (17)$$

$$V_{PN} = V_{C1} + V_{C2} = 100 \text{ V ve } V_{ac} = 100 \text{ V} \quad (18)$$



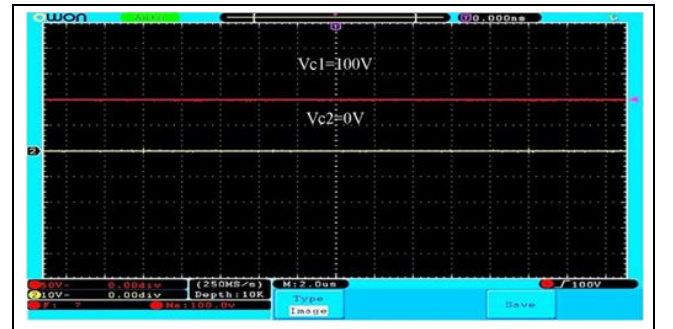
Şekil 9. Benzetim çalışmalarında V_{C1} - V_{C2} .

Figure 9. Simulation results of V_{C1} - V_{C2} .



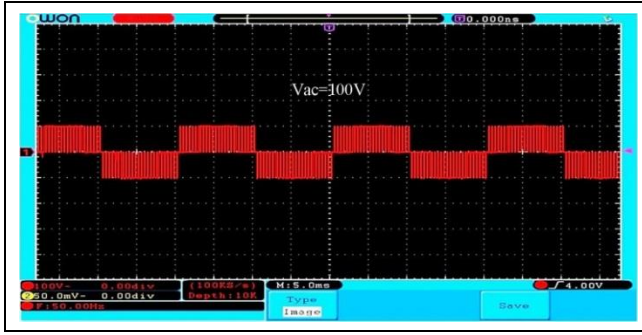
Şekil 10. Benzetim çalışmalarında V_{ac} .

Figure 10. Simulation results of V_{ac} .



Şekil 11. Uygulamada V_{C1} - V_{C2} .

Figure 11. Experimental waveforms of V_{C1} - V_{C2} .



Şekil 12. Uygulamada V_{ac} .

Figure 12. Experimental waveforms of V_{ac} .

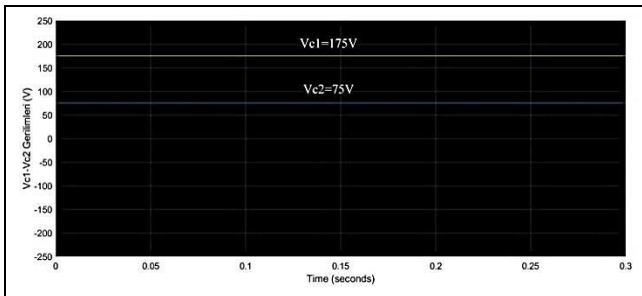
3.2 QZSI devresinin yükseltici modda çalışması

Yükseltici çalışma modunda $V_{dc}=100$ V ve modülasyon indeksi $M=0.7$ olarak ayarlanmıştır. QZSI devresinin yükseltici modda çalışması ile inverter katındaki yarı iletken anahtarlarda kısa devre durumu oluşacaktır. BYK tekniğinde $M=0.7$ için $D=0.3$, $B=2.5$ ve devre kazancı $G=1.75$ bulunur. V_{C1} 175 V ve V_{C2} 75 V olur. DC hat gerilimi $V_{PN}=BV_{dc}=250$ V, çıkış gerilimi tam köprü yapısından dolayı 250 V ve çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği $V_{ac1}=MV_{PN}=175$ V olacaktır. BYK tekniği kullanılarak QZSI devresinin D , B , G , V_{PN} , V_{C1} , V_{C2} ve V_{ac} değerleri ilgili denklemler ile alttaki eşitliklerde teorik olarak hesaplanmıştır. Şekil 13, Şekil 14, Şekil 15 ve Şekil 16'da benzetim ve uygulamada V_{C1} , V_{C2} ve V_{ac} dalga şekilleri gösterilmiştir.

$$D = 0.3 \text{ ve } B = \frac{1}{2M - 1} = 2.5 \rightarrow G = MB = 1.75 \quad (19)$$

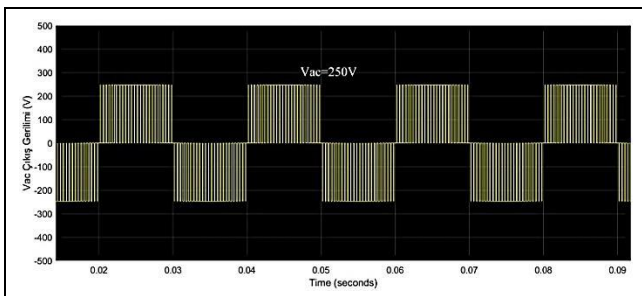
$$V_{C1} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{dc} = 175 \text{ V ve } V_{C2} = \frac{T_0}{T_1 - T_0} V_{dc} = 75 \text{ V} \quad (20)$$

$$V_{PN} = V_{C1} + V_{C2} = 250 \text{ V ve } V_{ac} = 250 \text{ V} \quad (21)$$



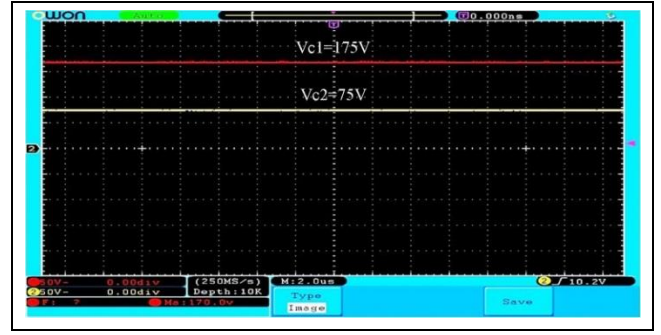
Şekil 13. Benzetim çalışmalarında V_{C1} - V_{C2} .

Figure 13. Simulation results of V_{C1} - V_{C2} .



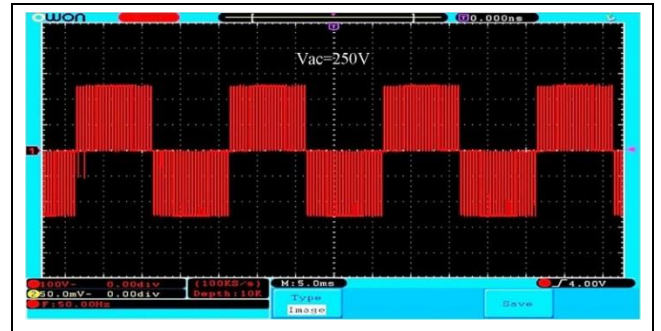
Şekil 14. Benzetim çalışmalarında V_{ac} .

Figure 14. Simulation results of V_{ac} .



Şekil 15. Uygulamada V_{C1} - V_{C2} .

Figure 15. Experimental waveforms of V_{C1} - V_{C2} .



Şekil 16. Uygulamada V_{ac} .

Figure 16. Experimental waveforms of V_{ac} .

Tablo 1'de görüldüğü üzere düşürücü çalışma durumunda, DC hat gerilim değeri V_{PN} DC giriş gerilim değerine eşittir. Kısa devre çalışma olmayacağından devre PWM kontrollü inverter gibi davranır. Yükseltici çalışma durumunda ise kısa devre çalışma olacağından çıkış gerilimi giriş gerilim değerinden büyük olacaktır. Yükseltme faktörü düşürücü çalışma durumunda 1 değerini alırken, yükseltici çalışma durumunda kısa devre çalışma oranı ile doğru orantılı olarak artmaktadır.

Tablo 1. $V_{dc}=100$ V ve $M=0.7$ için D , B ve V_{PN} değerleri.

Table 1. D , B and V_{PN} values for $V_{dc}=100$ V and $M=0.7$.

QZSI çalışma modu	D	B	$V_{PN}=V_{ac}$
Düşürücü çalışma	0	1	100 V
Yükseltici çalışma	0.3	2.5	250 V

İnverter çıkışında sinüzoidal gerilim, kullanılan unipolar PWM tabanlı basit yükseltici kontrol tekniğine bağlı olarak elde edilmiştir. Çıkıştan alınan PWM dalga formu aslında sinüzoidal bir gerilim işaretidir. Simülasyon çalışmaları daha büyük modülasyon indeksleri için tekrarlanarak elde edilen değişimler gözlemlenmiştir. Modülasyon indeks değerinin artması kısa devre çalışma oranı D 'nin azalmasına dolayısıyla yükseltme faktörü B 'nin düşmesine neden olmaktadır. B değerinin düşmesi devrenin kazancı G 'nin azalmasına neden olacağından çıkışta istenilen gerilim seviyesine ulaşmak için daha büyük bir DC kaynağı gerekecektir. Yapılan çalışmada $V_{dc}=100$ V olduğu için $M=0.7$ seçilmiştir. Bununla birlikte daha büyük M değerlerinin kullanılması hem DC bara kullanım oranının artmasını sağlamakta hem de çıkış harmonik bileşenlerinin azalarak çıkıştan daha sinüzoidal bir işaret alınmasını sağlamaktadır.

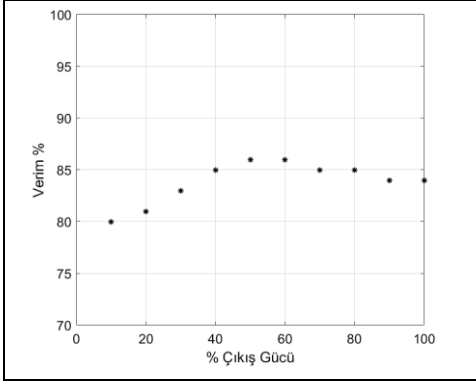
3.3 Tasarlanan devrenin verimlilik analizi

Gerçekleştirilen QZSI devresinin verimlilik analizi, teorik ve uygulamada omik yük kullanılarak hesaplanmıştır. Doğru akım

devresinde elde edilen güç; devreye uygulanan gerilimle devreden geçen akımın çarpımına eşitken, alternatif akım devresinde gerilimle akım zamana bağlı olarak değiştiğinden anlık güç ifadesi farklı değerler alacaktır [13]-[15]. Alternatif akım devrelerinde aktif güç değeri, eşitlik (22)'de gösterildiği şekilde gerilimin etkin değeri V_{RMS} ile akımın etkin değeri I_{RMS} ifadelerinin çarpılmasıyla hesaplanır.

$$P = V_{RMS}I_{RMS}\cos\phi = VI \quad (22)$$

Tasarlanan devre klasik PWM inverter modunda omik yük altında farklı DC gerilim değerlerinde 300W'a kadar yüklenmiş, kaynaktan çekilen DC akım değeri ile çıkışta okunan gerilimin ve akımın etkin değeri ölçülerek giriş ve çıkış güçleri, eşitlik (22) kullanılarak hesaplanmıştır. Verimin çıkıştan alınan gücün girişte uygulanan güce oranı olduğu esas alınarak, farklı çıkış güçlerindeki verimler Şekil 17'de gösterilmiştir. Farklı güçlerde alınan örneklemeler için elde edilen verimler yaklaşık %80 ile %86 arasında değişmektedir. Güç-verim değişim grafiğinde verim, uygulanan gücün artırılmasıyla doğru orantılı olarak artmakta ve belirli bir değerden sonra çok küçük bir azalma göstererek sabitlenmektedir.



Şekil 17. QZSI devresinin güç-verim eğrisi.

Figure 17. Power efficiency curve of the QZSI circuit.

Bir inverterde oluşan güç kaybı, anahtarlama ve iletim güç kayıplarının toplamına eşittir. Genellikle düşük frekanslarda iletim güç kaybı, yüksek frekanslarda anahtarlama güç kaybı öne çıkmaktadır [16]-[18]. Seçilen MOSFET'lerin anahtarlama kayıplarının oldukça küçük olduğu ve devrenin 2.5 kHz anahtarlama frekansında çalıştığı dikkate alınır, %15'lik toplam güç kaybının iletim kayıpları olduğu söylenebilir.

4 Sonuçlar

Bu çalışmada; farklı DC uygulamalarda son yıllarda sıklıkla kullanılan ZSI devresinin geliştirilmiş yapısı olan QZSI devresinin tasarım aşamaları anlatılmıştır. Yapılan teorik analizler ile ilk olarak devre parametreleri belirlenmiş, daha sonra tasarlanan devrenin deneysel prototipi oluşturulmuştur. Matlab/Simulink ile benzetim çalışmaları ve laboratuvar ortamında deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Kontrol, sürücü ve güç katındaki aktif ve pasif elemanlar devreye özgün olarak hesaplanmıştır. Geliştirilen QZSI devresinin hem düşürücü hem de yükseltici olarak çalışabilmesi ile kısa devre çalışmaya imkân tanınması klasik inverter devrelerine göre üstün olduğunu göstermektedir.

5 Conclusions

This paper explains the design stages of the QZSI circuit, which is an improved version of ZSI that has been frequently used in

recent years with different DC applications. With the theoretical analysis, the circuit parameters were determined first, and then an experimental prototype of the designed circuit was built. Simulations were carried out using Matlab/Simulink and experiments were performed in the laboratory environment. Active and passive elements in the control, drive and power stage were calculated to be unique to the circuit. Considering that the developed QZSI circuit can work as a buck-boost converter with shoot-through operation, shows that it is preferred compared to the classic inverters.

6 Yazar katkı beyanı

Gerçekleştirilen çalışmada Mustafa Sacid ENDİZ literatür taraması, kullanılan malzemelerin temin edilmesi, tasarım ve laboratuvar ortamındaki deneylerin yapılması ile elde edilen sonuçların değerlendirilmesinde; Ramazan AKKAYA fikrin oluşması ve sonuçların incelenmesinde katkı sunmuşlardır.

7 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.

8 Kaynaklar

- [1] Endiz MS, Akkaya R. "Fotovoltaik uygulamalar için empedans kaynaklı bir mikroinverterin matlab/simulink yardımıyla analizi". *Academic Perspective Procedia*, 1(1), 654-662, 2018.
- [2] Hassaine L, Olias E, Quintero J, Salas V. "Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 30, 796-807, 2014.
- [3] Zeb K, Uddin W, Khan M A, Ali Z, Ali MU, Christofides N, Kim HJ. "A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 94, 1120-1141, 2018.
- [4] Endiz MS, Erel S, Yagci M. "Comparative study of single phase power inverters based on efficiency and harmonic analysis". *i-Manager's Journal on Instrumentation & Control Engineering*, 4(1), 1-9, 2015.
- [5] Peng FZ. "Z-Source Inverter". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(2), 504-510, 2003.
- [6] Anderson J, Peng FZ. "Four quasi-Z-source inverters". *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Greece, 15-19 June 2008.
- [7] Noroozi N, Zolghadri MR. "Three-phase quasi-Z-source inverter with constant common-mode voltage for photovoltaic application". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6), 4790-4798, 2017.
- [8] Stepenko S, Husev O, Vinnikov D, Fesenko A, Matiushkin O. "Feasibility study of interleaving approach for quasi-Z-source inverter". *Electronics*, 9(2), 1-11, 2020.
- [9] Mande D, Trovão JP, Ta MC. "Comprehensive review on main topologies of impedance source inverter used in electric vehicle applications". *World Electric Vehicle Journal*, 11(2), 1-17, 2020.
- [10] Endiz MS, Akkaya R. "Yarı empedans kaynaklı inverterlerde farklı PWM kontrol tekniklerinin performans etkisinin incelenmesi". *Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 2(1), 12-26, 2020.

- [11] Vadi S, Bayindir R, Hossain E. "A review of control methods on suppression of 2ω ripple for single-phase quasi-Z-source inverter". *IEEE Access*, 8, 42055-42070, 2020.
- [12] Shuai D, Qianfan Z. "Analysis and control of current ripples of Z-source inverters". *IEEE Access*, 8, 41220-41228, 2020.
- [13] Hu S, Liang Z, Zhou J, Yu X. "Optimal energy efficiency tracking in the energy-stored quasi-Z-Source inverter". *Energies*, 13(22), 1-14, 2020.
- [14] Ayad A, Kennel R. "A comparison of quasi-Z-source inverters and conventional two-stage inverters for PV applications". *Epe Journal*, 27(2), 43-59, 2017.
- [15] Yüksel A, Özkop E. "Control of single phase grid connected transformerless PV inverter system". *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 25(2), 143-150, 2019.
- [16] Zengin S, Deveci F, Boztepe M. "Design of Flyback Micro-inverter for Grid Connected Photovoltaic Systems." *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 21(2), 30-36, 2015.
- [17] Kabalcı E, Canbaz R. "Şebeke bağlantılı tek fazlı dokuz seviyeli asimetrik evirici tasarımı ve analizi." *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 23(5), 512-518, 2017.
- [18] Grgić I, Bubalo M, Vukadinović D, Bašić M. "Power losses analysis of a three-phase quasi-Z-source inverter". *In 2020 5th International Conference on Smart and Sustainable Technologies (SpliTech)*, Split, Croatia, 23-26 September 2020.