

## ARAŞTIRMA MAKALESİ

# Yenilenebilir Enerji Sistemlerinde Şebeke Etkileşimli Gerilim Kaynaklı Eviricilerin Kesir Dereceli Tekrarlamalı Kontrolcü Tabanlı Akım Kontrolü

## *Fractional Order Repetitive Controller Based Current Control of Grid Interactive Voltage Source Inverter in Renewable Energy Systems*

Fuat Kılıç<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Balıkesir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 10145, Balıkesir, Türkiye.

Geliş / Received: 26.04.2023

Kabul / Accepted: 16.09.2023

\*Sorumlu Yazar (Corresponding Author) Fuat Kılıç [fuatkilic@balikesir.edu.tr](mailto:fuatkilic@balikesir.edu.tr)

**ÖZ:** Çok sayıda yenilenebilir enerji kaynağı, yeni elektrik güç sistemlerinin kurulması ile beraber şebekeye bağlı çalışmaktadır. Bu sistemlerdeki güç elektroniği cihazları sebebi ile harmonik içeriğin önemli ölçüde artması güç değerlerini etkiler. Bu nedenle, sistem işletme riski oluşturan ve enerji kalitesinin azalmasına neden olan şebekeye bağlı güç elektroniği tabanlı yeni enerji kaynaklarının verimli kontrol stratejilerinin geliştirilmesi elzemdir. Bu çalışmada, oran-integral (PI) kontrolcüye paralel olarak kesirli gecikmeli tekrarlayıcı kontrolcü araştırılmıştır. Yenilenebilir enerji güç sistemleri kaynaklı olarak şebeke frekansı ve geriliminin bozucu etkilere maruz kalması durumunda evirici çıkış akımı harmoniklerini bastırma özelliğini artırmak için kontrolcüye kesirli değerli gecikme eklenmiştir. Birleşik kontrolcünün çalışma ilkesi ile kararlılığı analiz edilmiş ve parametre tasarımı üç fazlı L tipi filtre ile şebekeye bağlı evirici temelinde gerçekleştirilmiştir. Kontrolcünün, şebeke frekansının ve geriliminin bozulması durumunda akım harmoniklerini bastırma yeteneğinin ve dinamik kontrol cevabının oldukça iyi olduğu gözlenmiştir. Bu durumda akım harmonikleri %25 seviyelerinden IEEE519 standartlarına göre %5'in altına düşürülmüştür. Bu çalışmada, MATLAB/Simulink ortamında benzeşimi gerçekleştirilen şebeke etkileşimli eviricinin harmonik bozulma altında etkili dinamik kontrol cevapları karşılaştırmalı ortaya konulmuştur.

**Anahtar Kelimeler:** Gerilim kaynaklı evirici, harmonikler, tekrarlamalı kontrol, akım kontrolü, yenilenebilir enerji

**ABSTRACT:** Many renewable energy sources are connected to the grid with the installation of new electrical power systems. Due to power electronic devices in these systems, significant increase in the harmonic content affects the power values of these systems. Therefore, it is essential to develop efficient control strategies of grid-connected power electronics-based new energy sources, which pose a system operating risk and cause a reduction in energy quality. In this study, a fractional delay repetitive controller was investigated in parallel with proportional-integral (PI) controller. A fractional delay has been added to the controller to increase suppression of inverter output current harmonics in case the grid frequency and voltage are exposed to disturbances due to renewable energy power systems. The operating principle and stability of the combined controller were analyzed and parameter design was performed on the basis of a three-phase L type filter and a grid-connected inverter. It has been observed that ability of the controller to suppress current harmonics and dynamic control response are quite good in case of disturbed grid frequency and voltage. In this case, current harmonics have been reduced from 60% to below 5% according to IEEE519 standards. Effective dynamic control responses of grid-interacted inverter, simulated in MATLAB/Simulink environment, under harmonic distortion are comparatively presented in this study.

**Keywords:** Voltage source inverter, harmonics, repetitive control, current control, renewable energy

## 1. GİRİŞ

Fotovoltaik enerji ve rüzgar enerjisi üretimi gibi çok sayıda yeni enerji güç üretimi sisteminin şebekeye bağlanması ve şebeke ile etkileşimi şebekenin barındırma kapasitesinin azalmasına neden olmaktadır. Yeni enerji üretiminde çekirdek cihaz olarak şebeke bağlantılı eviricilerden kontrol hassasiyeti ve harmonik bastırma yeteneği bakımından daha üstün özelliklere sahip olmaları beklenir [1]. IEEE-519 standartlarına göre şebekeye akım verildiğinde bu akım değerinin toplam harmonik bozulması (THD) %5'i geçmemelidir [2].

Şebekede var olan harmonik içerikleri karmaşık olduğundan akım ve gerilim harmonik bileşenlerini azaltma stratejileri günden güne önem kazanmaktadır. Şebekeye enjekte edilen harmonik bileşenlerin genliklerini azaltmak için eviricinin etkili ve yüksek verimli akım kontrolünün gerçekleştirilmesi önem arz etmektedir. Akımdaki THD oranını %5'in altına düşürebilmek için akım harmonik bileşenlerini bastırma kontrol stratejileri iki sınıfa ayrılır. Bunlardan ilki akım harmonik bileşenlerinin ayrıştırılmasına dayanan ileri besleme yöntemidir. Diğer yöntemler ise tekrarlamalı kontrolcü (RC) ve rezonans kontrolcüdür (RSC). Bu konu ile ilgili olarak birçok türde kontrolcü uygulaması gerçekleştirilmiştir. Bunlardan bazıları oran-integral (PI) kontrolcü, oran-rezonans (PR) kontrolcü, tekrarlamalı kontrolcü ve benzerleridir. İç model prensibine göre, PI kontrolcüsü çıkış akımını doğrudan kontrol edemez çünkü iç modeli sadece DC sinyali içerir [3]. Clarke dönüşümü ve Park dönüşümü yoluyla çıkış akımını senkron referans çatı koordinat sistemine dönüştürmek gerekir. Rezonans kontrolcünün iç modeli sinüzoidal sinyal içerir, böylece sinüzoidal sistem sinyali kontrol çıkışında statik hata olmadan kontrol edilebilir. Ancak harmonik bastırma işlemi gerçekleştirilecek ise birden fazla rezonans kontrolcü yapılarının birbirine paralel bağlanması gerekir. Bu nedenle, birden çok rezonans kontrolcü yapısının parametrelerini aynı anda tasarlamak gerekir, bu da parametre ayarlamayı oldukça güçleştirir [4].

İleri beslemeli kontrol yönteminde şebekedeki ani değişimlere hızlı teki verilebilirken kalkış akımlarını ve şebeke harmoniklerini bastırma başarılı olarak gerçekleştirilebilir [5]. Tam ileri

beslemeli kontrol ortaya atılmıştır ancak yöntemin içerisinde yer alan uygulama zorluğuna yol açar aynı zamanda gürültü genliklerini arttırabilir. Bu durumda ileri besleme döngüsü zayıf şebeke koşullarında şebeke bağlı eviriciyi kararsız hale getirebilir [6]. Sistem kararlılığını arttırmak için ileri besleme döngüsüne ikinci dereceden geliştirilmiş integratör eklenebilir fakat bu durum harmonik bastırma kapasitesinin azalmasına neden olur. İleri beslemedeki faz gecikmesini kompanze etmek için şebeke gerilimi ağırlıklı ileri beslemeli çoklu rezonans kontrol yapısı ortaya atılmıştır bu yöntemin de yoğun hesaplama gereksinimi vardır.

Bu konuda ikinci yöntem, tekrarlamalı kontrol (TK) gibi yöntemlerle kontrol döngüsü kazancını arttırmaktır [7]-[12]. TK yöntemi, şebeke bağlı eviricilerde belirli bir frekansta sıfır kalıcı durum hatası ve sürekli durumda da hassas kontrol için kullanılmaktadır. Ancak TK kontrolcülerde, dinamik performansın zayıflamasına neden olan doğası gereği gecikme durumu mevcuttur [8]. Bu yüzden TK kontrol, oran integral (PI) kontrol ve kayan kipli kontrol gibi yöntemlerle kullanılır. TK kontrolcünün iç modeli şebeke frekans değişimlerine karşı duyarlı olduğundan şebeke frekansının dalgalanmasında modelden kaynaklı gecikmeyi ortadan kaldırmak için kesir dereceli adaptif TK yöntemi kullanılır [11]. Bunun yanında çoklu rezonans bant genişliğine sahip TK yöntemi kullanılır [12]. Bu çalışmada da kesir dereceli adaptif TK kontrol yöntemi PI kontrolcü ile kombine olarak kullanılmıştır.

Tekrarlamalı kontrolcü yapısındaki alçak geçiren filtre düşük frekanslardaki kazanç ve kazanç marjini açısından kilit role sahiptir. Sonlu dürtü tepkili (FIR) sayısal filtre, uygulaması kolay ve kararlılık bant aralığında doğrusal faz değerine sahip olduğundan genellikle kullanılan filtre çeşididir. Bununla birlikte sonsuz dürtü tepkili (IIR) filtreler daha düşük derecelerde yüksek frekanslı parazit sinyallerin bastırılmasını sağlar. IIR filtre ile tekrarlamalı kontroldeki faz gecikmesinin doğrusal kompanzasyonu yapılarak kontrolcünün kararlılığı arttırılır [13], [14].

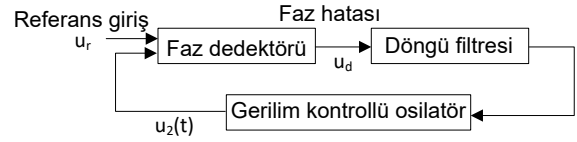
Bu çalışmada, geriye kalan bölümlerde tekrarlamalı kontrolcülerin temel yapıları, akım kontrolcü tasarımı oran-integral kontrolcü ve kesir

dereceli tekrarlamalı kontrol olmak üzere iki kısım halinde ele alınacak son bölümde ise benzeşim grafikleri ile sonuçlar yer almaktadır.

## 2. GERİLİM KAYNAKLI EVİRİCİ, ÇIKIŞ FİLTRESİ ve PLL

Bir evirici, dağıtılmış güç üretimi (DGÜ) sistemi ile elektrik şebekesi veya otonom bir yük arasında çok önemli bir rol oynar. Buna örnek olarak, DA gücünün şebeke entegrasyonunda uygun frekans ve gerilim büyüklüğünde AC gücüne dönüştürülmesini gerektiren fotovoltaik (PV) ve yakıt hücresi güç sistemleri gibi sistemler gösterilebilir [15].

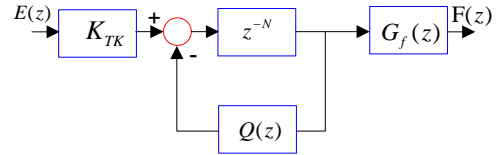
Evirici çıkışında elde edilen gücün kaliteli olması gerekir. Anahtarlama elemanlarının neden olduğu harmonik bileşenler gerilim ve akım dalga şekillerinde değişikliğe neden olur. Amaçlanan hedefleri gerçekleştirmek için etkin bir filtreleme yapısı gerekmektedir. L ve LC tipi filtreler günümüze kadar geniş bir uygulama alanı yelpazesinde kullanılmışlardır. Bunun dışında LCL, LLCL gibi derece olarak değerleri değişen filtreler kullanılmaktadır [16]. Filtrelerden beklenen özellikler; belirli bir harmonik zayıflama gereksinimi için daha düşük bir anahtarlama frekansı kullanma olasılığı; daha düşük reaktif enerji depolaması nedeniyle daha düşük çıkış akımı bozulması; daha düşük filtre bileşen değerleri için daha az akım dalgalanmasıdır. [17]. Gerilim dengesizliklerinin, sıralı harmoniklerin ve ara harmoniklerin olduğu şebekelere bağlantı için faz kilitlemeli döngü (PLL) yapısının kullanılmaktadır. PLL kullanılmayan sistemlerde bu sebeplerden dolayı kararlılık ve frekans kestirimi hassasiyeti azalır. PLL yapısının prensip şeması Şekil 1’de görülmektedir. PLL faz dedektörü, gerilim kontrollü osilatör ve döngü filtresi yapısından meydana gelmektedir. Faz dedektörü tarafından üretilen hata sinyali döngü filtresinden geçirilir. Döngü filtresinin yapısı genellikle oran-integral kontrolcü yapısından oluşur. Gerilim kontrollü osilatör ise sinüzoidal sinyal üretme kabiliyetine sahiptir. Bu sayede girişindeki hata sinyali azaltılarak kapalı döngü oluşturularak tekrar faz dedektörüne iletilir.



Şekil 1: PLL prensip şeması.

## 3. TEKRARLAMALI KONTROL

Kontrol sistemlerinin kullanıldığı birçok sistemde, periyodik sinyallerin izlenmesi ve periyodik bozucu etkilerin azaltılması veya ortadan kaldırılması son yıllarda önemli bir çalışma alanıdır. Tekrarlamalı kontrol de (TK) bu amaca hizmet eden bir konudur [18]. Tekrarlamalı kontrolün kullanıldığı bazı alanlar robotik [19], elektro-hidrolik [20], PWM çeviricileri ısı değiştiriciler vb. sayılabilir [21]. Tekrarlamalı kontrol, iç model prensibine dayalı olarak Hara ve arkadaşları tarafından ortaya atılmıştır [22]. Tekrarlamalı kontrolde amaç sistem model dinamiklerine göre hem referans sinyalleri izleme hem de bozucu etkileri azaltmaktır. Bu kontrol yöntemi,  $T_p$  periyodik sinyalle doğru orantılı  $T_a$  örnekleme sinyali ile ise ters orantılıdır. Başka bir deyişle örnekleme frekansının ( $f_a = 1/T_a$ ) periyodik sinyale oranı kontrol algoritmasında belirli bir N oranını vermektedir.



Şekil 2: Standart tekrarlamalı kontrol yapısı.

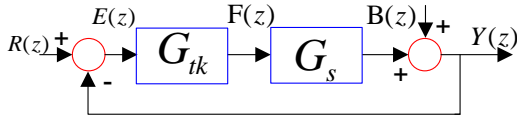
Standart tekrarlamalı kontrol yapısı Şekil 2’de görülmektedir. Burada  $E(z)$  sinyali periyodik sinyalleri içeren hata sinyalidir.  $N = T_a / T_p$  oranı ve tam sayı,  $K_k$  kontrolcü kazancı,  $Q(z)$  kontrolcü dayanıklılığını arttıran hata sinyalinde var olan yüksek frekanslı sinyallerin genliğini azaltan alçak geçiren filtredir.  $G_f$  filtresi ise kararlılığı arttıran hata sinyalinde var olan gecikmeyi kompanze etmek için kullanılır. Gecikmeyi sağlayan  $N$  katsayısı Eşitlik 1’deki gibi elde edilir.

$$N = \frac{f_a}{f_p} \quad (1)$$

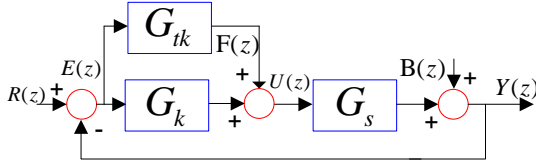
Şekil 2'ye göre transfer fonksiyonu Eş. 2'deki gibi yazılır.  $Q(z)$  alçak geçiren filtre olup katsayıları 0 ile 1 arasında seçilir. Bu filtre yüksek frekanslı sinyalleri süzerken alçak ve orta frekanstaki sinyalleri geçirir [23].

$$G_{TK}(z) = \frac{F(z)}{E(z)} = \frac{K_{TK} G_f(z) z^{-N}}{1 - Q(z) z^{-N}} \quad (2)$$

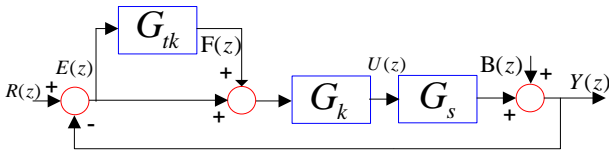
$G_f(z)$  esas olarak sıfır fazlı hata izleme kompanzasyonu olup ve faz ilerlemesi sağlar [8]. Tekrarlamalı kontrol geri besleme durumuna göre üç çeşit uygulanabilir. Bunlar Şekil 3'te görülen doğrudan tekrarlamalı kontrol, Şekil 4'te görülen paralel tekrarlamalı kontrol ve Şekil 5'te eklenti tekrarlamalı kontrol yapılarıdır.



Şekil 3: Tekrarlamalı kontrolcünün doğrudan uygulanması.



Şekil 4: Tekrarlamalı kontrolcünün paralel olarak uygulanması.



Şekil 5: Tekrarlamalı kontrolcünün eklenti olarak uygulanması.

Şekil 5'te  $G_k$ ,  $G_s$  sırası ile kontrolcü ve sistem transfer fonksiyonlarıdır. Bu çalışmada tekrarlamalı kontrolcünün PI kontrolcüye eklenti olarak uygulaması ele alınmıştır. Buna göre öncelikle PI kontrolcü tasarımı yapılacak daha sonra kesir dereceli tekrarlamalı kontrolcü transfer fonksiyonu elde edilecek ve sonrasında tüm sistemin transfer fonksiyonu elde edilecektir.

## 4. AKIM KONTROLÇÜLERİ TASARIMI

Şebekeye bağlı gerilim kaynaklı eviricinin akım kontrolcülere, gerilim yönlendirmeli tabanlı olarak tasarlanmaktadır. Buna göre şebekeye aktarılan faz akım bilgileri, önce durağan referans çatıda  $\alpha - \beta$  eksen akımlarına daha sonra senkron referans çatıda  $d - q$  ekse akımlarına dönüştürülmektedir. Elde edilen iki eksen akımı için iki adet eklentili tekrarlamalı kontrolcü tasarımı yapılmaktadır.

### 4.1 Optimum Mutlak Değer Kriteri Tabanlı PI Kontrolcü Tasarımı

Bu yöntemde büyük zaman sabiti, seçilen kontrolcü katsayıları ile iptal edilir. Bu sayede büyük bir kontrolcü kazancı ve hızlı akım kontrolü cevabı sağlanır. Kontrol edilecek sistem bir büyük bir de küçük zaman sabiti ile temsil edilirken optimum mutlak değer kriteri tabanlı kontrolcü (OM) yöntemi çıkış cevabının maksimum aşma belirli bir değerde ve sistem kritik sönümlü olacak şekilde PI kontrolcü ile gerçekleştirilir [24]. Buna göre kontrolcü, gecikmeli sistem transfer fonksiyonları sırası ile,

$$G_k = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (3)$$

$$G_d = \frac{1}{1 + sT_e} \quad (4)$$

$$G_s = \frac{1}{L_{ef} s + R_{ef}} \quad (5)$$

Eşitlik 3, 4 ve 5'teki gibi yazılır. Sırası ile  $G_k$ ,  $G_d$ ,  $G_s$  kontrolcü, gecikme ve sistem transfer fonksiyonlarını temsil eder. Burada  $K_p$  oran kazancı,  $K_i$  integral kazancı,  $T_e$  gecikme zamanı,  $L_{ef}$  sistemin etkin endüktansı,  $R_{ef}$  sistem etkin direncidir. Sistemin kontrolcü ile birlikte açık çevrim transfer fonksiyonu  $G_{ac}$  ise Eşitlik 6 ve 7'deki görüldüğü gibi elde edilir.

$$G_{ac} = G_k \cdot G_d \cdot G_s \quad (6)$$

$$G_{ac} = \frac{K_p}{L_{ef}} \cdot \frac{s + K_i / K_p}{s} \cdot \frac{1}{1 + sT_e} \cdot \frac{1}{s + R_{ef} / L_{ef}} \quad (7)$$

Sisteme ait  $s = -R_{ef} / L_{ef}$  kutbunu iptal etmek için Eşitlik 8'deki orantı meydana gelir. PI kontrolcü kazançlarının seçimi Eşitlik 9'da olduğu gibi yapılır.

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_{ef}}{L_{ef}} \quad (8)$$

Buna göre kapalı çevrim transfer fonksiyonu  $G_{kç}$  yazılmak istenirse,

$$G_{kç} = \frac{G_{aç}(s)}{1 + G_{aç}(s)} = \frac{k / T_e}{s^2 + 1 / T_e \cdot s + k / T_e} \quad (9)$$

Eşitlik 10'da ikinci dereceden genel bir sistemin transfer fonksiyonu görülmektedir. Burada eşitliği basitleştirme amacı ile  $k = K_p / L_{ef}$  sabit kazancı alınır.

$$G_{kç} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (10)$$

İkinci dereceden genel bir sistem Eşitlik 9 ile eşleştirildiğinde Eşitlik 11 elde edilir.

$$k = \frac{K_p}{L_{ef}} = \frac{1}{2T_e} \quad (11)$$

Buradan oran katsayısı  $K_p = L_{ef} / 2T_e$  ve integral katsayısı  $K_i = K_p R_{ef} / L_{ef}$  şeklinde elde edilir. Bu yöntem sistemdeki en büyük zaman sabitinin iptal edilmesiyle birlikte kapalı döngü kazancının en büyük değerli olarak ayarlanmasına dayanır. Kontrolcü katsayıları seçilirken öncelikle sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu yazılır. Daha sonra kapalı çevrim transfer fonksiyonu ikinci dereceden bir sistemin transfer fonksiyonuna benzetilerek en büyük kutup iptal edilerek kontrolcü katsayılar elde edilir.

#### 4.2 Kesir Dereceli Tekrarlamalı Kontrolcü Tasarımı (KDTK)

Pratik elektrik sistemlerinde şebeke frekansı  $f$  belirli sınırlar içerisinde zamanla değişim gösterebilir. Bu yüzden  $N$  dereceli gecikme katsayısı (örnekleme frekansının şebeke frekansına oranı), frekansın da kesirli veya virgüllü değerler alabilmesinden dolayı kesirli hale gelir. Şebeke

frekansının pratikte kesirli bir değer alması durumunda tam katsayılı gecikme teorisine dayanan tekrarlamalı kontrol yöntemi, yüksek frekanslı harmonik bileşenlerin varlığında şebeke frekansını takip edemez. Bu nedenle sistemi kontrol eden kontrolcü frekanslarında kayma meydana gelir. Bu duruma göre gecikme operatörünün yeni değeri  $z^{-N} = z^{-N_i - F}$  olarak değiştirilir. Yeni gecikme operatörü ile hassas bir şekilde harmonik bileşenlerin bastırılması için uygun frekans takibi gerçekleştirilir. Kesir dereceli tekrarlamalı kontrolcü tasarımı, tamsayı ve kesirli periyotlara sahip sistemlerde uygulanabilen kesir dereceli filtre tasarımı teorisine dayanmaktadır.  $N$  katsayısı tam sayı ve kesirli sayı kısmına ayrılır. Tamsayı kısmı  $N$  katsayısı tam sayı ve kesirli sayı kısmına ayrılır. Tamsayı kısmı  $N_i$  ile ifade edilecek olursa kesirli kısım da  $F = N - N_i$  ile gösterilebilir. İdeal gecikme elemanının transfer fonksiyonu ise,

$$H_i(z) = z^{-F} \quad (12)$$

Eşitlik 12'de görüldüğü gibidir. Bu transfer fonksiyonunun yakınsamalı olarak FIR filtresine dönüştürülmesi ile,

$$z^{-F} = H(z) = \sum_{k=0}^n h(k)z^{-k} \quad (13)$$

Eşitlik 13 elde edilir. FIR filtresi katsayıları ise,

$$h(k) = \prod_{i=0, i \neq k}^n \frac{F - i}{k - i} \quad (14)$$

Eşitlik 14'ten bulunur. Buna göre KDTK genel transfer fonksiyonu,

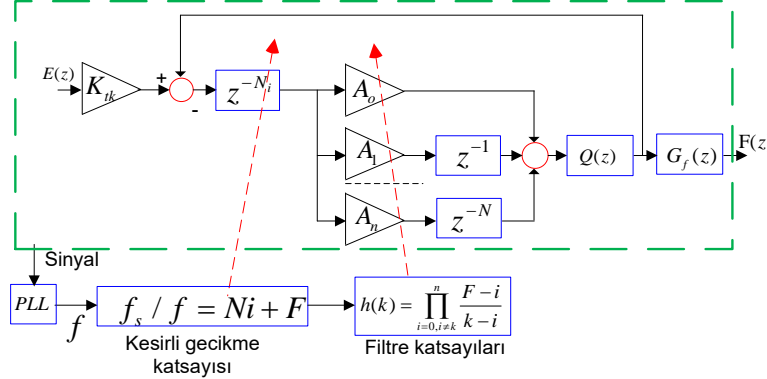
$$G_{kdtk} = \frac{z^{-N_i} H(z)}{1 - Q(z)H(z)z^{-N_i}} S(z) \quad (15)$$

Eşitlik 15'te görülen hale dönüşür. Bu transfer fonksiyonuna ait blok şema Şekil 6'da görülmektedir. Bu blok şemada  $E(z)$  kontrolcü hata girişini,  $F(z)$  kontrolcü çıkışını temsil etmektedir. Faz kilitlemeli döngüden elde edilen şebeke frekansı ile anahtarlama frekansının oranlanmasından gecikme sayısının tam ve kesirli kısmı elde edilir. Kesirli kısmı oluşturan filtrenin katsayıları  $A_0, A_1, \dots$  ve  $A_n$ 'dir. Eşitlik 14'ten Lagrange polinom derecesi  $n=3$  olarak seçilmiştir.

Böylelikle Eşitlik 16 yazılabilir [8]. Bu çalışmada anahtarlama frekansı 10 kHz olarak seçilmiştir. Şebeke frekansı 50 Hz olduğundan dolayı  $N=200$  olarak elde edilmektedir.

$$z^{-N} = A_0 z^{-N_i} + A_1 z^{-N_i-1} + A_2 z^{-N_i-2} + A_3 z^{-N_i-3} \quad (16)$$

Bu çalışmada anahtarlama frekansı 10 kHz olarak seçilmiştir. Şebeke frekansı 50 Hz olduğundan dolayı  $N=200$  olarak elde edilmektedir.



Şekil 6: Kesir dereceli tekrarlamalı kontrolcünün eklenti olarak uygulanması.

#### 4.3 Kararlılık Analizi

Kontrol sistemi kararlılık analizini oluştururken tekrarlamalı kontrolü sistemin içerisine katmadan kapalı çevrim transfer fonksiyonu,

$$G_{kç} = \frac{G_k(z)G_s(z)}{1+G_k(z)G_s(z)} \quad (17)$$

Eşitlik 17'deki gibi elde edilir. Eklemeli yapıdaki tekrarlamalı kontrol bloğu eklendikten sonra ise,

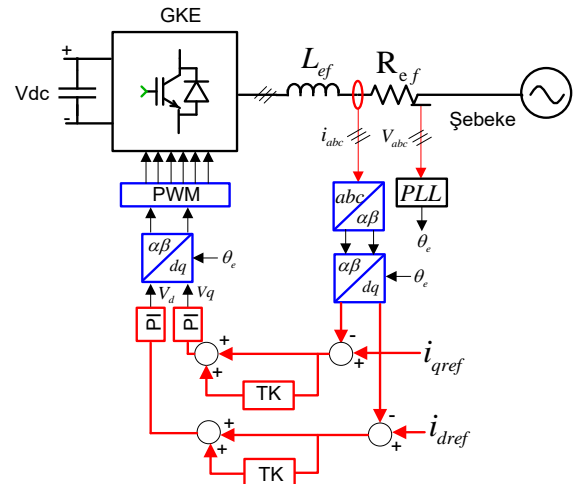
$$G_{kç} = \frac{(1+G_{kdtk})G_k(z)G_s(z)}{1+(1+G_{kdtk})G_k(z)G_s(z)} \quad (18)$$

Eşitlik 18'deki halini alır. Kapalı çevrim bir sistemin karakteristik transfer fonksiyonunda karakteristik eşitliği yani  $1+G_k(z)G_s(z)=0$  eşitliği birim daire içerisinde yer almalıdır. Bu durumdaki temel kapalı çevrim eşitliği paydasına eklemeli tekrarlamalı kontrol dahil değildir. Eşitlik 15 kapalı çevrim transfer fonksiyonuna dahil edildiğinde benzer şekilde Eşitlik 15'in karakteristik paydası birim daire içerisinde yer alacak şekilde katsayılar seçilir. Bu durumda seçilen kazanç değeri 1'den küçük olacağı için 0,95 olarak seçilmiştir.

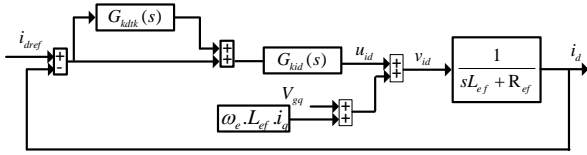
$$\|1-KQ(z)H(z)z^{-Ni}\| < 1 \quad (19)$$

#### 4.4 Şebekeye Bağlı GKE'de KDTK Kontrolcüsünün Uygulanması

$N=200$ ,  $n=3$  için  $z^{-200,3} = z^{-199} \cdot z^{-1,3}$  olarak ve  $z^{-1,3} = -0.0595 + 0.773z^{-1} + 0.331z^{-2} - 0.045z^{-3}$  şeklinde yazılabilir.  $Q(z)$  alçak geçiren filtresi ise  $Q(z) = 0,1z + 0,8 + 0,1z^{-1}$  olarak seçilmiştir. PI kontrolcü katsayıları  $K_p=3,33.e-4$  ve  $K_i=0,367$  olarak belirlenmiştir. Şekil 7'de GKE eviricinin şebekeye bağlı olduğu durumda eklentili kontrolcünün uygulama şeması görülmektedir.

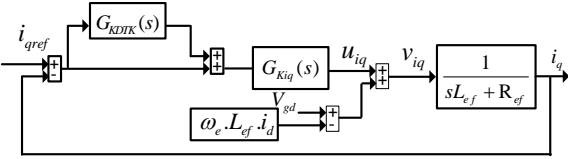


Şekil 7: PKDTK-PI kontrolün GKE eviricide uygulanmasına ait şema.



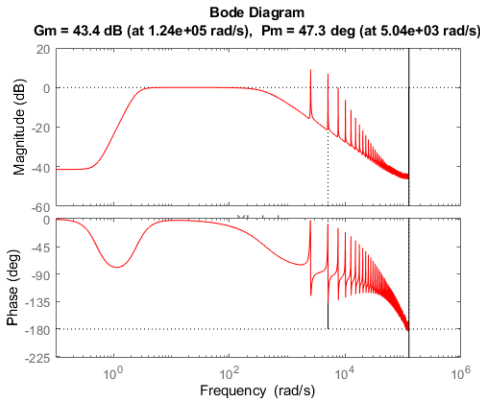
Şekil 8:  $i_d$  eksenli akım kontrolcüsüne ait blok şema

Şekil 8'de ise d eksenli akım kontrolcüsüne ait blok şema görülmektedir. Blok şemada d ve q eksenleri arasındaki bağı ayrıştırılması (decoupling) katsayıları eklenmiştir.



Şekil 9:  $i_q$  eksenli akım kontrolcüsüne ait blok şema.

Şekil 9'da q eksenine ait akım kontrol şeması ayrıştırma etkileri de dikkate alınarak verilmektedir.



Şekil 10: KDTK frekans cevabına ait Bode diyagramı.

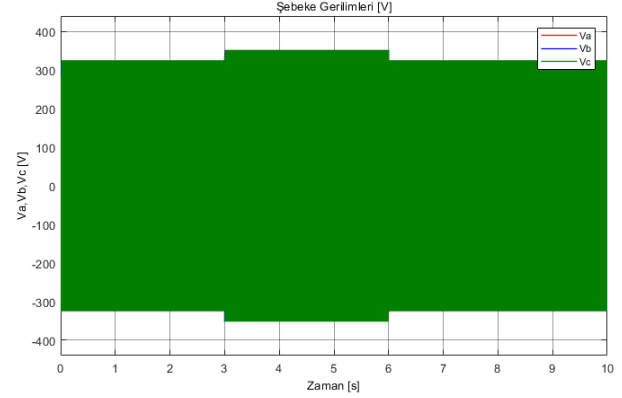
Şekil 10'da eklenti yapıli kontrolcünün açık çevrim Bode diyagramı görülmektedir. Faz marjini ve kazanç marjini incelendiğinde önerilen kontrolcü yapısının kararlı olduğu görülmektedir. Tekrarlamalı kontrolcü yapısından dolayı belirli frekanslarda periyodik olarak çentiklerin oluştuğu gözlenmektedir. Buna göre şebeke frekansı ve katlarındaki harmonik bileşenlerin bastırıldığı anlaşılmaktadır.

Tablo 1: Parametreler.

Parametre	Değer
Anahtarlama frekansı	10 kHz
Filtre bobini	1 mH
Gecikme katsayısı	200
Şebeke endüktansı	100 uH
Şebeke direnci	0,1 ohm

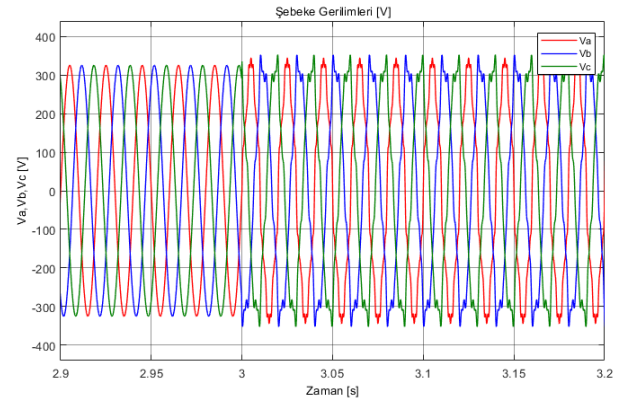
## 5. KESİR DERECELİ TEKRARLAMALI KONTROL BENZEŞİMİ

Çalışmada, harmonik bileşenlerin sistemi etkilediği durumda yalnız PI kontrol ve KDTK ile PI kontrolcüsünün karşılaştırmalı grafikleri verilmiştir.



Şekil 11: Şebeke gerilimleri.

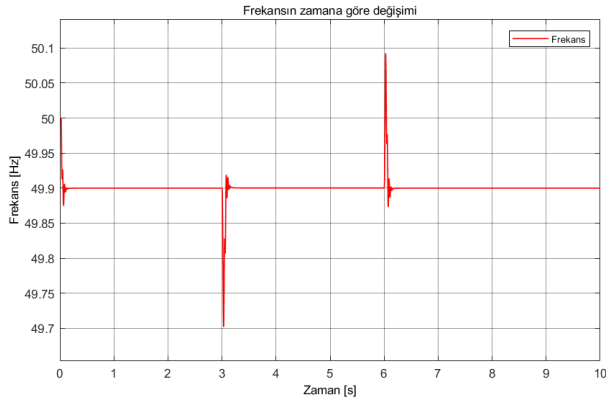
Şekil 11'de şebekeye ait faz gerilimleri görülmektedir. 220 V efektif gerilim değerine göre şebeke gerilimi 311 V tepe gerilim değeri olarak gerçekleşmektedir. 3 faza ait gerilim değerleri 3 ile 6 saniye arasında frekans değişimi ve harmonik bileşenlerin var olduğu durumda değişime uğramaktadır.



Şekil 12: 2,9-3,2. saniye arası şebeke gerilimleri.

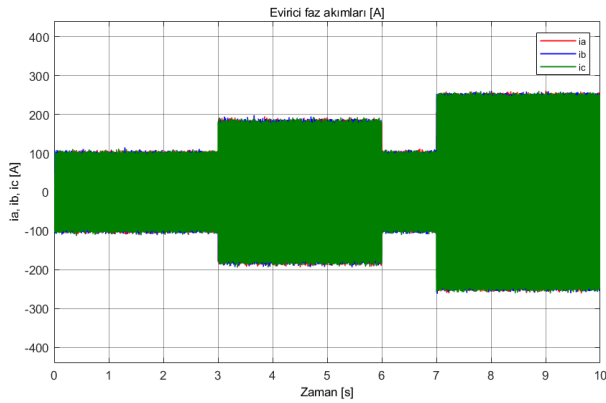
Şekil 12'de 2,9 ve 3,2'nci saniyeler arasında harmonikler ve frekans değişiminin şebeke geriliminin bozmasına ait grafik yer almaktadır. Buna göre sistemde 3, 5, 7, 11, 15 düşük dereceli harmoniklerin oluşturduğu THD izin verilen standartların üzerinde değere sahiptirler. Bu değerler toplam harmonik bozunum olarak %25 civarındadır. Bu Değer IEEE 519-2022 standartlarına göre %8 değerinin üzerindedir.

Ayrıca, harmonik bileşenlere ilave olarak frekansın 49,9 Hz ile 50,1 arasında değiştiği var sayılmıştır.



Şekil 13: Frekansın zamana göre değişimi.

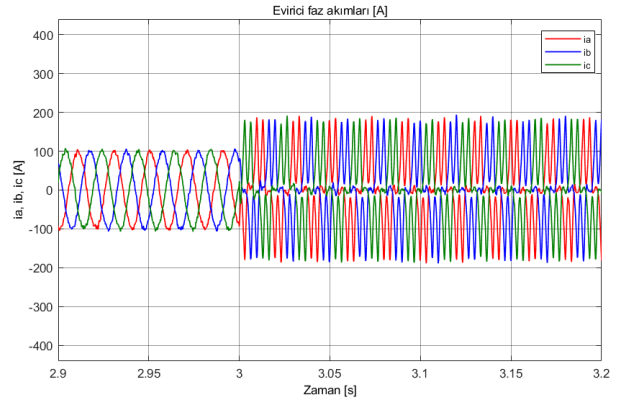
Şekil 13'te frekansın değişimine ait grafik görülmektedir. Hem harmoniklerin var olduğu durumda hem de frekans değişimi altında tekrarlamalı kontrol etkisine ait grafikler karşılaştırmalı olarak verilmektedir.



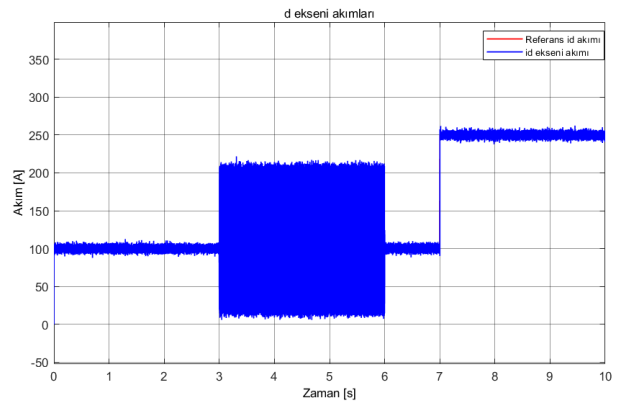
Şekil 14: Evirici çıkışı faz akımları grafikleri.

Şekil 14'te evirici çıkışındaki faz akımları grafikleri görülmektedir. Başlangıçta d eksen referans akım değeri 100 A olarak verilmiştir. Bu durumda ise q eksen referans akım değeri sıfıra çekilmiştir. 3 ile 6. Saniyeler arasında frekans değişimi ile harmoniklerin etkilediği zaman dilimi görülmektedir. 7. Saniyeden sonra akım referansı 250 Amper değerine çıkarılmıştır.

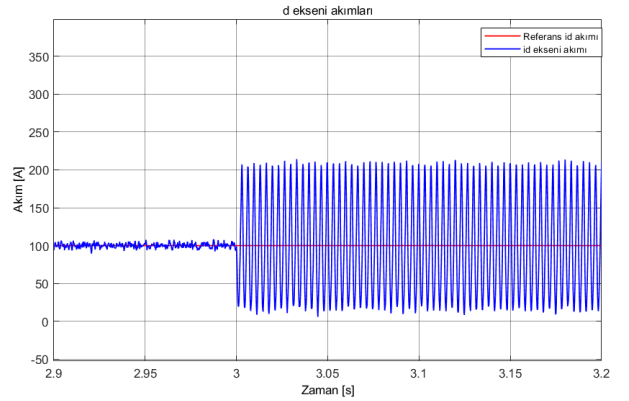
Şekil 15'te ise 2,9 ile 3,2'nci saniyeler arasında akım grafiklerine ait değişimler görülmektedir. Şekil 16'da şebeke etkileşimli GKE eviricisinin akım kontrolü yalnızca PI kontrolcü ile gerçekleştirilmektedir. Frekansı değişimi ve harmonik varlığı altında PI kontrolcü cevabının yetersiz olduğu görülmektedir.



Şekil 15: 2,9-3,2 saniyeler arası evirici çıkışı faz akımları grafikleri.



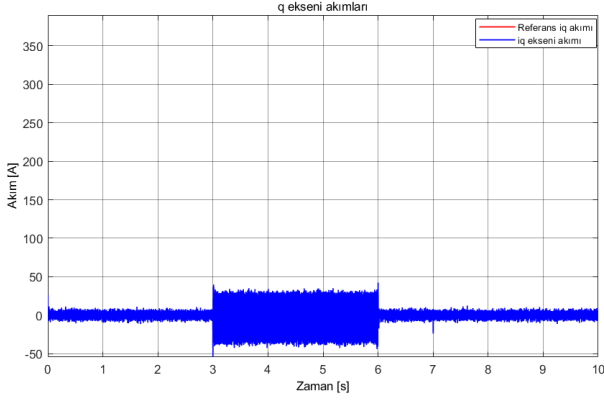
Şekil 16: Senkron referans çatıda d eksen referans ve geri besleme akımı grafikleri.



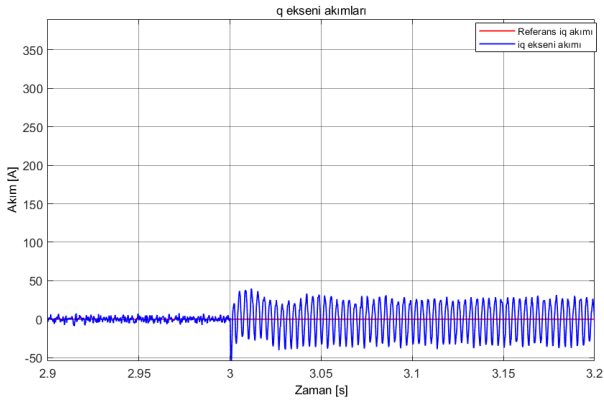
Şekil 17: 2,9-3,2 saniyeler arası d eksen akım grafikleri.

Şekil 17'de 2,9 ve 3,2'nci saniyeler arasında PI kontrolcünün d eksen referans akımına karşı verdiği daha açık bir biçimde görülmektedir. Şekil 18'de ise q eksenine verilen sıfır referans akımına karşı PI kontrolcü etkisi ile çıkış akımının değişimi yer almaktadır. Şekil 19'da q eksen referans ve geri besleme akımları değerlerinin 2,9 ve 3,2'nci saniyeler arasında değişimi görülmektedir.

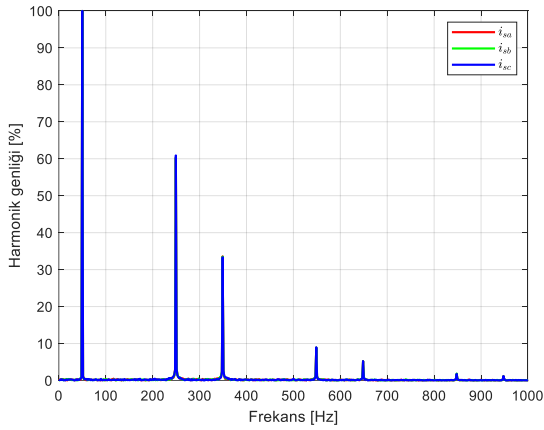




Şekil 18: Senkron referans çatıya q eksenli referans ve geri besleme akımı grafikleri.



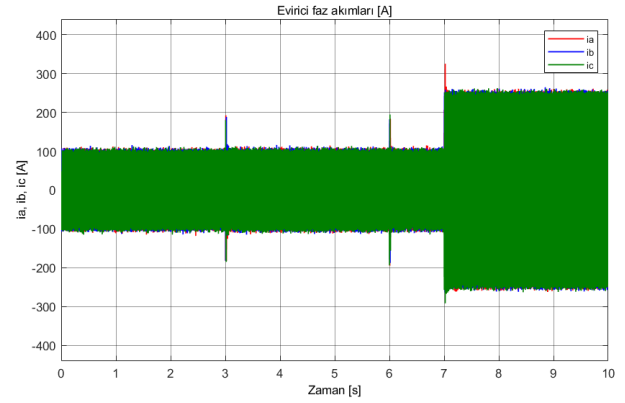
Şekil 19: 2,9-3,2 saniyeler arası q eksenli akım grafikleri.



Şekil 20: Sistemin PI kontrolcü ile kontrol edildiği durumdaki faz akımları harmonik genlikleri.

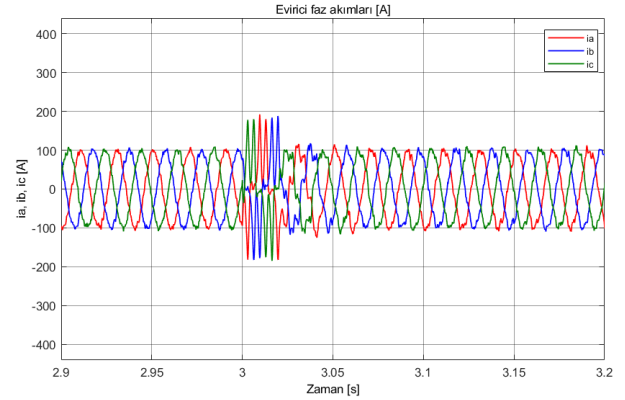
Şekil 20'de sistemin yalnızca PI kontrolcü ile kontrol edildiği durumda evirici faz harmonik genlik değerlerine ait grafik görülmektedir. Buna göre 250, 350, 550, 650 Hz ve diğer düşük dereceli harmonik bileşenlerin var olduğu görülmektedir. 5, 7, 11 ve 15 dereceli harmonik değer oranları yaklaşık %60, %35, %10 ve %5 seviyesindedir.

Toplam harmonik bozulma IEEE 519-2022'ye göre %5 sınır değerinin üzerindedir.

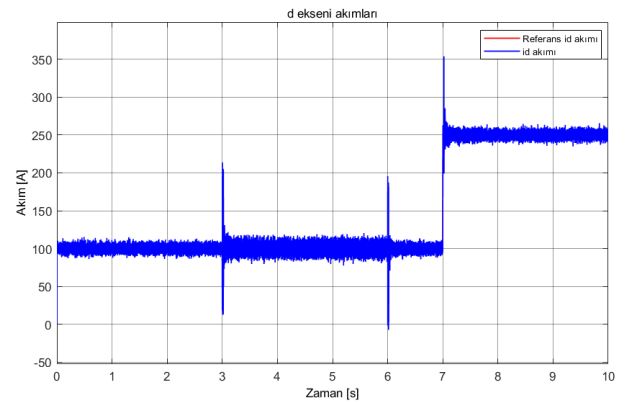


Şekil 21: Sistemin KDTK+PI kontrolcü ile kontrol edildiği durumda evirici çıkışı faz akımları grafikleri.

Şekil 21'de GKE eviricinin KDTK ve PI ile kontrol edildiği durumda faz akımlarına ait çıkışlar görülmektedir.

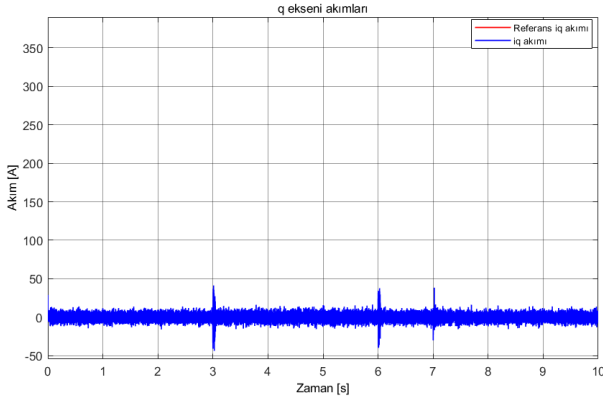


Şekil 22: Sistemin KDTK+PI kontrolcü ile kontrol edildiği durumda 2,9-3,2. saniyeler arası evirici çıkış akımları.



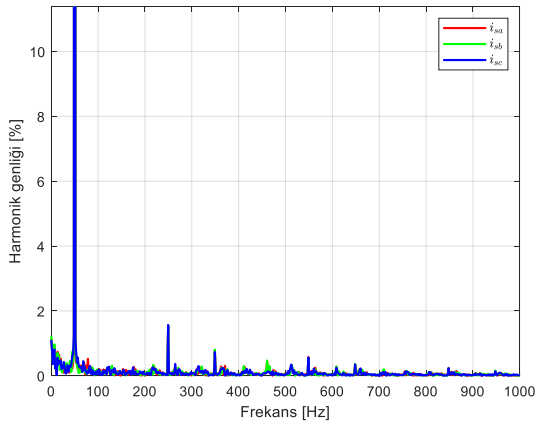
Şekil 23: Sistemin KDTK+PI kontrolcü ile kontrol edildiği durumda d eksenli referans ve geri besleme akımı grafikleri.

Şekil 22'de 2,9 ve 3,2'nci saniyeler arasında tekrarlamalı kontrolcünün tepkisi görülmektedir. Buna göre tekrarlamalı kontrolcünün varlığında harmonik bileşenler etkin bir şekilde azaltılmakla beraber hem de daha üstün kontrol varlığından söz etmek mümkündür. Şekil 23'te d eksenine ait referans akım ve geri besleme akımının değerleri görülmektedir. Harmoniklerin varlığında, frekans değişimi olduğu durumda e referans akımının 7. Saniyeden sonra değiştiği durumda tekrarlamalı kontrol tabanlı sistem kontrolü arzu edildiği biçimde gerçekleştirilmektedir.



**Şekil 24:** Sistemin KDTK+PI kontrolcü ile kontrol edildiği durumda senkron referans çatıya q eksenine referans ve geri besleme akımı grafikleri.

Şekil 24'te sistem aynı kontrolcü ile kontrol edilirken q eksenine referans akım ve geri besleme akım değerleri görülmektedir.



**Şekil 25:** Sistemin KDTK+PI kontrolcü ile kontrol edildiği durumda faz akımlarının harmonik genlikleri.

Şekil 25'te eklenti yapıları KDTK ile PI kontrolcünün GKE eviricisinin akım kontrolünü sağladığı durumdaki harmonik genlik grafiği yer almaktadır. Sırası ile 5, 7, 11 ve 15 nolu

harmoniklerin yüzdelik değerlerine bakıldığında %1,5, %1, %0,5, %0,25 civarındadır. Buna göre akım harmonikleri IEEE 519-2022 standartlarına uygun olarak %5 değerinin altına başarılı olarak indirilmiştir.

## 6. SONUÇLAR

Bu çalışmada KDTK kontrolcünün eklenti yapıları olarak PI kontrolcüsü ile beraber GKE evirici çıkındaki akım harmoniklerini bastırmak için kullanılmasına ait simülasyon çalışması sunulmaktadır. Makalede sunulan kontrolcü daha fazla bant genişliğine sahip olup daha kararlı ve harmonik etki gibi bozucuları azaltma etkisine sahiptir. Bu kontrolcü yapısı sıfır kalıcı durum hatası, hızlı hata yakınsaması ve daha iyi dinamik performans ortaya koymaktadır. Güç kalitesi için IEEE 519 standartlarına uygun olarak akım harmonik değerleri %5'in altına düşürülmüştür. Bu nedenden harmonik bileşenlerin ve frekans değişiminin var olduğu durumlarda çalışmada sunulan kontrolcü yapısı kolay uygulanması açısından üstün performansa sahiptir.

**Yazar Katkısı:** Fuat Kılıç, metodoloji, yazma-özgün taslak hazırlama, tüm hesaplamaların yapılması, benzeşim, kaynaklar ve düzenleme kısımlarına katkı sağlamıştır.

**Teşekkür:** Balıkesir Üniversitesi Yenilenebilir Enerji Araştırma Geliştirme ve Uygulama Merkezi imkânlarının kullanılmasından dolayı Balıkesir Üniversitesi Rektörlüğü'ne teşekkür ederim.

**Çıkar Çatışması:** Bu çalışmanın yazarı olarak, herhangi bir kurum/kuruluş ya da kişi ile çıkar çatışması bulunmadığını onaylıyorum.

## 7. KAYNAKLAR

- [1] H. Chen, Q. Zhao, H. Zhang, K. Liu, G. Zhan and B. Wang, "Improved Dual-mode repetitive control for grid connected inverters," in Proceedings of the 2022 International Conference on Advanced Mechatronic Systems, Toyama, Japan, December, 2022, pp. 17-20.
- [2] IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Std. 519-2022, 2022.
- [3] L. Shuai, S. Lizhi, L. Xingya, A. Quntao, "Current harmonics suppression strategies of

- permanent magnet synchronous motor," Transactions of China Electrotechnical Society, vol. 34, pp. 87-96, 2019.
- [4] P. Alemi, C. Bae and D. Lee, "Resonance suppression based on PR control for Single-Phase Grid-Connected inverters with LLCL filters". IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron, vol. 4 no. 2, pp. 459-467, 2016.
- [5] W. Li, X. Ruan, D. Pan, and X. Wang, "Full-feedforward schemes of grid voltages for a three-phase LCL-type grid-connected inverter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 6, pp. 2237–2250, Jun. 2013.
- [6] Z. Lin, X. Ruan, L. Wu, H. Zhang, and W. Li, "Multi resonant component-based grid-voltage-weighted feedforward scheme for gridconnected inverter to suppress the injected grid current harmonics under weak grid," IEEE Trans. Power Electron., vol. 35, no. 9, pp. 9784–9793, Sep. 2020.
- [7] Y. Yang, K. Zhou, H. Wang, and F. Blaabjerg, "Analysis and mitigation of dead-time harmonics in the single-phase full-bridge PWM converter with repetitive controllers," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 54, no. 5, pp. 5343–5354, Apr. 2018.
- [8] K. Zhang, Y. Kang, J. Xiong, and J. Chen, "Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose," IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 3, pp. 784–792, May 2003.
- [9] L. Zheng, F. Jiang, J. Song, Y. Gao, and M. Tian, "A discrete-time repetitive sliding mode control for voltage source inverters," IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 6, no. 3, pp. 1553–1566, Sep. 2018.
- [10] L. Zheng, F. Jiang, J. Song, Y. Gao, and M. Tian, "A discrete-time repetitive sliding mode control for voltage source inverters," IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 6, no. 3, pp. 1553–1566, Sep. 2018.
- [11] Z. Liu, B. Zhang, and K. Zhou, "Universal fractional-order design of linear phase lead compensation multirate repetitive control for PWM inverters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 9, pp. 7132–7140, Sep. 2017.
- [12] M. Zhu, Y. Ye, Y. Xiong, and Q. Zhao, "Multibandwidth repetitive control resisting frequency variation in grid-tied inverters," IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 10, no. 1, pp. 446–454, Feb. 2022.
- [13] Q. Zhao, S. Chen, S. Wen, B. Qu, and Y. Ye, "A frequency adaptivePIMR-type repetitive control for a grid-tied inverter," IEEE Access, vol. 6, pp. 65 418–65 428, Oct. 2018.
- [14] Y. Yang, K. Zhou, and F. Blaabjerg, "Enhancing the frequency adaptability of periodic current controllers with a fixed sampling rate for grid-connected power converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 10, pp. 7273–7285, Oct. 2016.
- [15] M. Liserre, T. Sauter and J.Y. Hung, "Future Energy Systems: integrating renewable energy systems into the smart power grid through industrial electronics", IEEE Industrial Electronics Magazine, March 2010.
- [16] M. Karabacak, F. Kılıç, B. Saraçoğlu, A. Boz and A. Ferikoğlu "Şebeke Bağlantılı Eviriciler için LLCL Filtre Tasarımı; Detaylı Bir Performans Analizi", Politeknik Dergisi vol. 19 no. 3, pp. 251-260, 2016.
- [17] K. H. Ahmed, S. J. Finney and B. W. Williams, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," 2007 Compatibility in Power Electronics, Gdansk, Poland, 2007.
- [18] A. Garcia-Cerrada, O. Pinzon-Ardila, V. Feliu-Batlle, P. Roncero- Sanchez, and P. Garcia-Gonzalez, "Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 1, pp. 237–246, Jan. 2007.
- [19] W. Meng, S. Q. Xie, Q. Liu, C. Z. Lu, and Q. Ai, "Robust iterative feedback tuning control of a compliant rehabilitation robot for repetitive ankle training," IEEE/ASME Trans. Mechatronics, vol. 22, no. 1, pp. 173–184, Feb. 2017.
- [20] H. Liao, M. J. Roelle, J. Chen, S. Park, and J. C. Gerdes, "Implementation and analysis of a repetitive controller for an electro-hydraulic engine valve system," IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 19, no. 5, pp. 1102–1113, Sep. 2011.
- [21] G. Pandove and M. Singh, "Robust repetitive control design for a threephase four wire shunt active power filter," IEEE Trans. Ind. Inform., vol. 15, no. 5, pp. 2810–2818, May 2019.
- [22] S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata, and M. Nakano, "Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous

- signals," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 33, no. 7, pp. 659–668, Jul. 1988.
- [23] Chandra Bajracharya, Marta Molinas, Member IEEE, Jon Are Suul, Tore M Undeland Understanding of Tuning Techniques of Converter Controllers for VSC-HVDC, Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, June 9-11, 2008, pp.1-8.
- [24] M. A. Herran, J. R. Fischer, S. A. González, M. G. Judewicz, I. Carugati, and D. O. Carrica, "Repetitive control with adaptive sampling frequency for wind power generation systems," IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 2, no. 1, pp. 58–69, Mar. 2014.
- [25] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez, "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems", John Wiley & Sons, Ltd, West Sussex, 2011.