
Araştırma Makalesi / Research Article

Tek Fazlı Köprüsüz Düşürücü GFD Konvertörleri için PQ Tabanlı Yeni Bir Denetleyici

Yasemin ÖNAL*

Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, Bilecik

Öz

Doğrusal olmayan yükler enerji sistemlerine bağlandıklarında şebekenin güç kalitesini bozmaktadırlar. Bu yüzden enerji sistemlerinde güç faktörünün (GF) yanı sıra toplam harmonik bozulmasında (THB) iyileştirilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada enerji sistemlerinde GF'nin yanı sıra THB'ninde geliştirilmesinde kullanılan tek faz köprüsüz düşürücü güç faktörü düzeltme (DGFD) konvertörlerinin kontrolü için PQ güç teorisine dayalı yeni bir denetleyici önerilmektedir. Köprüsüz DGFD konvertörlerde, girişte bulunan köprü doğrultucu karmaşıklığı azaltmak ve genel verimliliği artırmak için ortadan kaldırılmaktadır. Önerilen PQ tabanlı denetleyicide referans akım sinyali anlık aktif ve reaktif güçler kullanılarak elde edilmektedir. Elde edilen referans akım sinyali PWM anahtarlama sinyallerini üretmek için akım kontrol döngüsünde kullanılmaktadır. Önerilen denetleyicinin performansı 100W'lık DGFD konvertör için PSIM programı kullanılarak doğrulanmıştır. Önerilen denetleyici tek fazlı sistemlerde GF'nin yanı sıra THB'nin geliştirilmesi açısından geçici ve kararlı durum performansına göre oldukça başarılı bulunmuştur.

Anahtar kelimeler: Köprüsüz düşürücü GFD konvertörleri, toplam harmonik bozulma THB, güç faktörü GF, PQ güç teorisini, Güç kalitesi.

A New Controller based on PQ for Single Phase Bridgeless Buck PFC Converters

Abstract

When nonlinear loads are connected to energy systems, they decrease the power quality of the grid. Therefore, there is a need to improve the total harmonic distortion (THD) as well as the power factor (PF). In this study, a new controller based on PQ power theory is presented for single-phase bridgeless buck power factor correction (DPFC) converters to improve the THD as well as the PF of the energy systems. In bridgeless BPFC converters, the input bridge rectifier is removed to reduce complexity and increase overall efficiency. In the proposed PQ based controller, the reference current signal is obtained by using the active and reactive powers. The reference current signal is used in the current control loop to generate PWM switching signals. The performance of the proposed controller is verified using the PSIM circuit simulation for a 100W BPFC converter. The proposed controller is found to be quite successful in terms of the improvement of THD and PF in single phase systems according to the transient and steady state performance.

Keywords: Bridgeless buck PFC converters, total harmonics distortion (THD), power factor PF, PQ theory, power quality.

1. Giriş

Değişken hızlı sürücüler, ışık yayan diyotlar(LED), kontrolsüz doğrultucu yükler, kompakt floresan lambalar ve diğer anahtarlama ekipmanları gibi doğrusal olmayan yüklerin artan varlığı enerji üretim sistemlerinin güç kalitesini daha da bozmaktadır[1-2]. Bu yükler enerji üretim sistemlerinde gerilim ve akımın dalga şeklinde bozulmalara ve akımda harmoniklere neden olmaktadır. Enerji sistemlerinde harmoniklerin bulunması, transformatörlerde, motorlarda ve hatlarda artmış ısınma kayıplarına, düşük

*Sorumlu yazar: yasemin.onal@bilecik.edu.tr

Geliş Tarihi: 30.05.2018, Kabul Tarihi: 01.10.2018

güç faktörüne; motorlarda tork titreşimine ve dağıtım kablosunun ve tesisinin zayıf kullanımı gibi çeşitli etkilere neden olmakta ve enerji sağlamak için hattın kapasitesini azaltmaktadır. IEC61000-3-2 standartına göre bu harmonik akımlarının sınırlandırılması gerekmektedir [3].

Literatürde akımdaki güç faktörünü geliştirmek ve THD'yi azaltmak için düşük güçlerden orta güçlere kadar olan uygulamalarda tek fazlı güç faktörü düzeltme (GFD) konvertörleri kullanılmaktadır. GFD konvertörleri, basit devre yapısı, elemanların akım ve gerilim streslerinin düşük olması, elaman sayısının az olması, kontrol kolaylığı gibi nedenlerden ötürü tercih edilmektedirler [4]. GFD konvertörler aktif veya pasif olmak üzere iki sınıfa ayrılmaktadırlar. Yaygın olarak kullanılan aktif GFD konvertörler yükseltici, düşürücü, yükseltici-düşürücüdür. Yüksek güç faktörünün elde edilmesinde kaynak akımının sinüzoidal dalga şekli kolayca elde edilebildiği için yükseltici GFD konvertörler pratik uygulamalarda kullanılmaktadır. Fakat, yükseltici GFD konvertörler DC çıkış gerilimi, AC giriş geriliminden daha yüksek olmasından dolayı sınırlı bir kapasiteye sahiptirler. Düşük güç uygulamalarında, tipik olarak rezonans bir konvertör tarafından gerçekleştirilen ilave bir güç dönüşümünde yüksek DC çıkış gerilimi gerekmektedir [5].

Düşürücü GFD (DGFD) konvertörün DC çıkış gerilimi AC giriş geriliminin tepe değerinden düşüktür. Bu özellikten dolayı konvertörlerde kullanılacak aktif anahtarların gerilim düşümleri düşük olmakta ve bu özellik maliyeti önemli ölçüde azaltmaktadır[6]. Köprüsüz DGFD konvertörler 48V DC çıkış gerilimi gibi düşük güç uygulamaları için alternatif bir seçenek olarak ortaya çıkmaktadır. Buna ek olarak köprüsüz DGFD konvertörler, IEC 61000-3-2 gerekliliklerini kolaylıkla sağlayan kaynak akımı ile tüm giriş gerilimi aralığında yüksek verimlilik sağlayabilmektedir [7-8].

Litaratürde, DGFD konvertörlerde GF'yi geliştirmek ve THB'yi düşürmek için farklı kontrol algoritmaları kullanılmaktadır. Bu kontrol algoritmaları geleneksel kontrol yöntemi, süresiz kapasitör gerilim modlu yöntem, ortalama akım kontrolü, tahmini akım kontrolü ve diğer sinyal işleme yönelik dijital algoritmalarıdır [7, 9-14]. Köprüsüz DGFD konvertörlerde kullanılacak iyi bir kontrol algoritması ile GF'yi yükseltmek ve THB'yi mevcut kullanılan kontrol algoritmalarından daha fazla düşürmek mümkün olmaktadır. üç fazlı sistemlerde kullanılan aktif filtrelerde harmoniklerin filtrelemesinde anlık referans sinyali üretmek için kullanılan kontrol algoritmalarından birisi aktif ve reaktif (PQ) güç teorisidir [15]. Daha sonra Khadkikar ve arkadaşları PQ güç teorisini tek fazlı aktif filtrelerde alfa-beta koordinatlarına geçişte başarılı bir şekilde uygulamışlardır [16].

Bu çalışmada köprüsüz DGFD konvertörlerde aktif anahtarların anahtarlama sinyallerinin üretilmesinde kullanılan PQ tabanlı yeni bir denetleyici önerilmektedir. Önerilen PQ tabanlı denetleyicide referans akım sinyali anlık aktif ve reaktif güçler kullanılarak elde edilmektedir. Elde edilen referans akım sinyali PWM anahtarlama sinyallerini üretmek için akım kontrol döngüsünde kullanılmaktadır. Önerilen denetleyicinin başarısı, 100W DGFD konvertör için PSIM devre simülasyonları kullanılarak doğrulanmıştır.

2. Materyal ve Metot

Önerilen PQ tabanlı denetleyicide kullanılan algoritmanın blok diyagramı Şekil 1'de gösterilmiştir. Anlık reaktif güç teorisi veya PQ teorisi, başlangıçta üç fazlı sistemler için kullanılmıştır. Tek fazlı sistemler için PQ kontrol teorisi doğrudan uygulanamamakta ve uygulamadan önce bazı dönüşümler yapılması gerekmektedir. Son zamanlarda, PQ teorisinin avantajlarının kullanılabilmesi için tek fazlı sistemlere uyarlanmıştır. Ayrıca, tek fazlı PQ teorisi çok fazlı sistemlerde de uygulanabilmektedir [17]. PQ tabanlı önerilen denetleyicide, tek fazlı sistemi iki fazlı sistem olarak tanımlamak için giriş geriliminin ve akımın $\pi/2$ gecikmeli olarak bileşenleri elde edilmektedir. Böylece tüm sistem alfa-beta ($\alpha - \beta$) koordinatlarına kolayca çevrilebilmektedir. Orijinal giriş gerilimi ve akımı, a ekseninde kabul edilirken, b-ekseni giriş gerilimi ve yük akımının bir gecikmesi olarak elde edilmektedir [18].

Denklem 1'de tek fazlı giriş geriliminin $\alpha - \beta$ koordinatlarında gösterimi verilmiştir.

$$\begin{aligned} v_{S\alpha}(\omega t) &= v_s(\omega t) = V_m \sin(\omega t) \\ v_{S\beta}(\omega t) &= v_s(\omega t + (\pi/2)) = V_m \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (1)$$

Burada V_m maksimum giriş gerilimi, $v_s(\omega t)$ anlık giriş gerilimi, $v_{s\alpha}(\omega t)$ giriş geriliminin α bileşeni ve $v_{s\beta}(\omega t)$ β bileşenidir. Benzer şekilde, denklem 2'de giriş akımının sırası ile $\alpha - \beta$ koordinatlarında gösterimi verilmiştir.

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}(\omega t) &= i_s(\omega t + \varphi_s) \\ i_{s\beta}(\omega t) &= i_s(\omega t + \varphi_s + (\pi / 2)) \end{aligned} \quad (2)$$

Burada $i_s(\omega t)$ anlık giriş akımı, φ_s güç açısı, $i_{s\alpha}(\omega t)$ giriş akımının α bileşeni ve $i_{s\beta}(\omega t)$ akımın β bileşenidir. Tek fazlı anlık aktif ve reaktif güç üç fazlı PQ teorisinde tanımlandığı gibi denklem 3'deki gibi yazılabilmektedir.

$$\begin{aligned} p(\omega t) &= v_{s\alpha}(\omega t) \times i_{s\alpha}(\omega t) + v_{s\beta}(\omega t) \times i_{s\beta}(\omega t) \\ q(\omega t) &= -v_{s\beta}(\omega t) \times i_{s\alpha}(\omega t) + v_{s\alpha}(\omega t) \times i_{s\beta}(\omega t) \end{aligned} \quad (3)$$

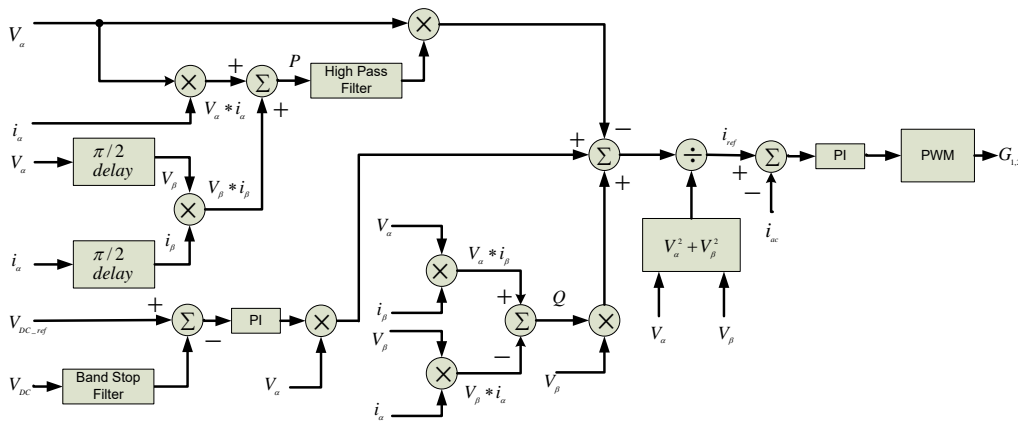
$p(\omega t)$ ve $q(\omega t)$ anlık aktif ve reaktif güç bileşenleridir ve denklem 4'deki gibi ifade edilebilmektedir.

$$\begin{aligned} p(\omega t) &= \bar{p}(\omega t) + \tilde{p}(\omega t) \\ q(\omega t) &= \bar{q}(\omega t) + \tilde{q}(\omega t) \end{aligned} \quad (4)$$

Burada $\bar{p}(\omega t)$ ve $\bar{q}(\omega t)$ anlık temel aktif ve reaktif gücün DC bileşenlerini temsil ederken $\tilde{p}(\omega t)$ ve $\tilde{q}(\omega t)$ harmonik güçten sorumlu AC bileşenlerini temsil etmektedir. Denklem 3 ve 4 birleştirilirse denklem 5'deki eşitlikler elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} p(\omega t) &= v_{s\alpha}(\omega t) \times i_{s\alpha}(\omega t) + v_{s\beta}(\omega t) \times i_{s\beta}(\omega t) = \bar{p}(\omega t) + \tilde{p}(\omega t) \\ q(\omega t) &= -v_{s\beta}(\omega t) \times i_{s\alpha}(\omega t) + v_{s\alpha}(\omega t) \times i_{s\beta}(\omega t) = \bar{q}(\omega t) + \tilde{q}(\omega t) \end{aligned} \quad (5)$$

Yük için gereken reaktif gücü yok etmenin yanı sıra, tek fazlı bir yük tarafından üretilen harmonikleri azaltmak için, harmonik ve reaktif akımların toplamı kadar bir kontrol akımı sisteme enjekte edilmektedir. $\tilde{p}(\omega t)$ terimi, yüksek geçiren filtre (YGF) kullanılarak $p(\omega t)$ 'dan kolayca elde edilebilmektedir[19].



Şekil 1. Önerilen PQ tabanlı denetleyicinin blok diyagramı

Yüksek frekanslı anahtarlama DC bara üzerinde anahtarlama dalgacıklarına neden olmaktadır. Bu anahtarlama dalgacıkları, referans sinyal tahmininin hatalı olmasına neden olmaktadır. Bu nedenle, referans değerle karşılaştırmadan önce ölçülen DC bara gerilimi bir bant durduran filtreden (BSF)

geçirilmekte ve kayıp güç $\bar{p}_{dc}(\omega t)$ elde edilmektedir. Referans akım, $\tilde{p}(\omega t)$, $q(\omega t)$ ve $\bar{p}_{dc}(\omega t)$ dayalı olarak üretilmektedir. Referans akım denklem 6'daki eşitlik kullanılarak elde edilmektedir.

$$i_{sref}(\omega t) = \frac{1}{v_{S\alpha}^2(\omega t) + v_{S\beta}^2(\omega t)} \times \left[v_{S\alpha}(\omega t) \times (-\tilde{p}(\omega t) + \bar{p}_{dc}(\omega t)) + v_{S\beta}(\omega t) \times q(\omega t) \right] \quad (6)$$

$$= \frac{1}{A} \times \left[v_{S\alpha}(\omega t) \times (-\tilde{p}(\omega t) + \bar{p}_{dc}(\omega t)) + v_{S\beta}(\omega t) \times q(\omega t) \right]$$

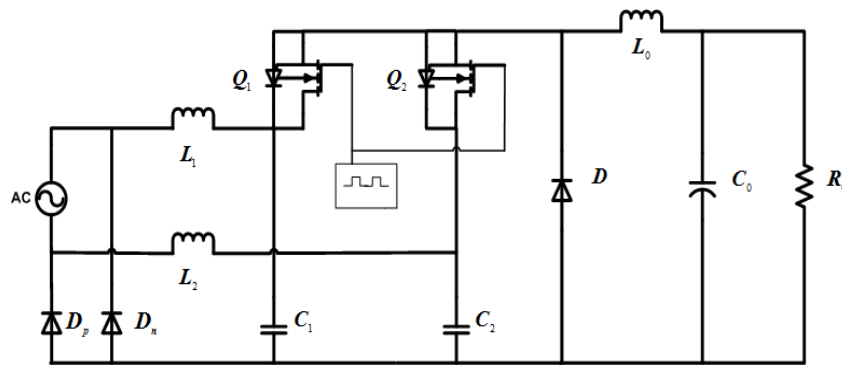
Burada $i_{sref}(\omega t)$ referans giriş akımını göstermektedir. Akım kontrol döngüsünde PWM anahtarlama sinyallerini üretmek için elde edilen referans akım sinyali ölçülen kaynak akımı ile karşılaştırılmakta ve PI kontrolör çıkışında sinüsoidal PWM anahtarlama sinyalleri üretilmektedir.

2. Köprüsüz DGFD Konvertör

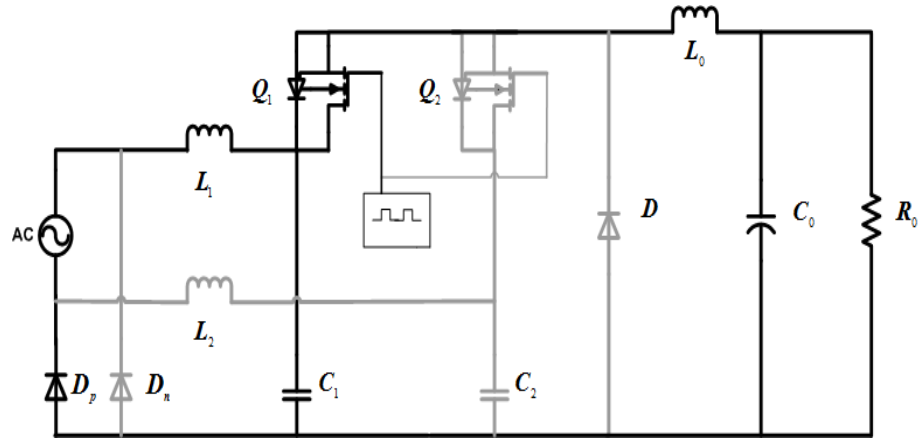
2.1. Devre topolojisi

İki aktif anahtarlı (Q_1 ve Q_2) köprüsüz DGFD konvertör devresi Şekil 2'de gösterilmektedir [20-22]. İki aktif anahtar, kontrol devresini önemli ölçüde basitleştiren tek bir anahtarlama sinyali ile kontrol edilmektedir. Geleneksel DGFD konvertörlere kıyasla, köprüsüz topolojinin yapısında, çoğu zaman boyut ve maliyet açısından bir dezavantaj olarak tanımlanan ilave bir bobin ve kondansatör kullanılmaktadır. Bununla birlikte, tek bir bobinle kıyaslandığında iki bobin ile daha iyi bir termal performans elde edilebilmektedir. Ayrıca, D_p ve D_n dönüş diyotları daima dönüş akımı için düşük empedanslı bir akım yolu sağlamaktadır. Pozitif yarım saykıl süresince, L_1 , C_1 , Q_1 , L_0 , D , C_0 ve D_p aktif olmaktadır. Negatif yarım saykıl süresince, L_2 , C_2 , Q_2 , L_0 , D , C_0 ve D_n olmaktadır.

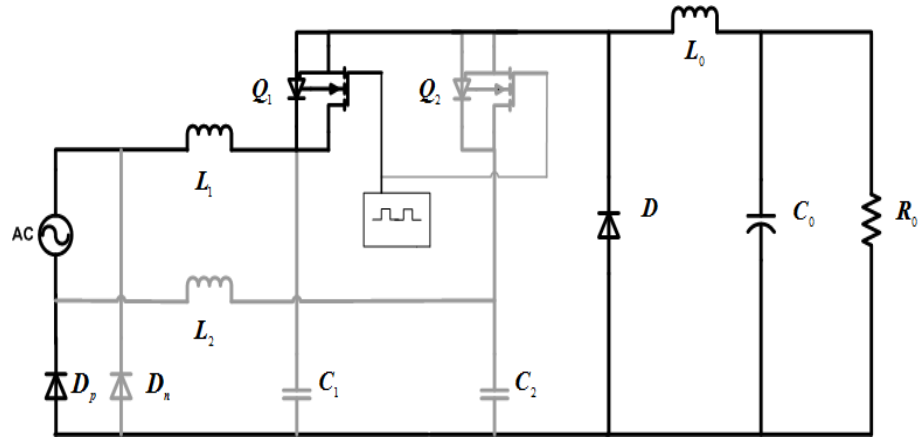
Devrenin simetrisine dayanarak, giriş geriliminin saykılı süresince devreyi analiz etmek yeterli olmaktadır. Devre çalışması, Şekil 3'de gösterildiği gibi, bir anahtarlama periyodu süresince üç farklı çalışma moduna ayrılabilir. İlk modda Q_1 anahtarı kapalı ve C_1 kondansatörü deşarj olmaktadır. Q_1 anahtar akımı i_{Q_1} , çıkış bobini akımına i_{L_0} eşit olmaktadır. Bu durumda, D diyotu, C_1 kondansatörünün gerilimi tarafından pasif olarak tutulmaktadır. Bu aralık, giriş kondansatör gerilimi V_{C_1} doğrusal olarak sifıra düştüğünde sona ermektedir. İkinci modda Q_1 anahtarı kapalı ve C_1 kondansatörü deşarjda kalmaktadır. Bu durumda, çıkış diyotu D iletmeye başlamaktadır. Bu mod süresince diyot akımı $i_{L_0} - i_{L_1}$ 'e eşittir. Bu mod Q_1 anahtarı açıldığı zaman sona ermektedir.



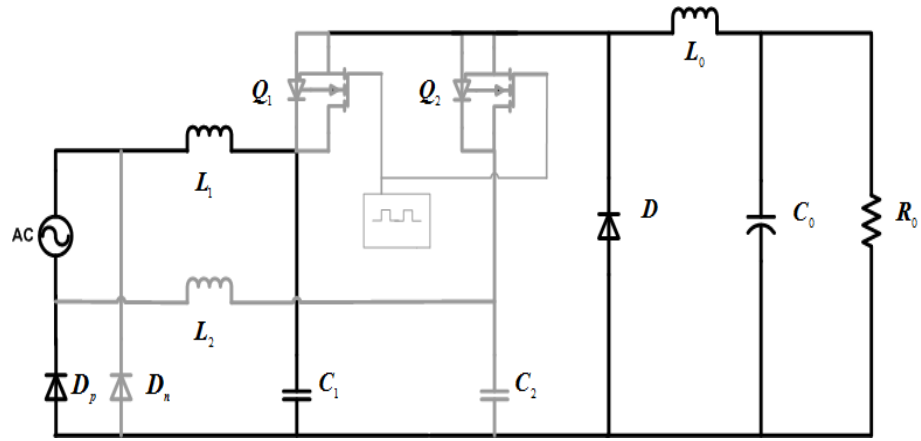
Şekil 2. Köprüsüz DGFD konvertör devresi



(a) Mod 1



(b) Mod 2



(c) Mod 3

Şekil 3. Köprüsüz DCFD konvertör için pozitif sayıkl boyunca üç farklı çalışma modu

Son modda, Q_1 anahtarı açıktır. Giriş kondansatör akımı i_{C_1} giriş bobin akımı i_{L_1} tarafından şarj edilmekte ve giriş kondansatör gerilimi V_{C_1} doğrusal olarak artmaktadır. Bu aralıkta C_1 kondansatörü sabit bir i_{L_1} akımı ile şarj olmaktadır.

2.2. Köprüsüz düşürücü GFD konvertör tasarımı

Aşağıda, köprüsüz DGFD konvertörün temel elemanlarının standart denklemleri bulunmaktadır [23-24]. 100W'lık köprüsüz DGFD konvertörün tasarımında pek çok faktör bulunmaktadır. Giriş geriliminin rms değeri 120VAC, çıkış gerilimi 48VDC, hat frekansı f_{ac} 60Hz ve anahtarlama frekansı f_s 75kHz'dir. Devre verimi 0.95 olacak şekilde ayarlanmıştır. Denklem 7 ve denklem 8 φ_s ve I_{mak} değerlerinin hesaplanmasında kullanılmaktadır.

$$\varphi_s = \sin^{-1}\left(\frac{V_{\text{çıkış}}}{\sqrt{2} \times V_{rms}}\right) = \sin^{-1}\left(\frac{48}{\sqrt{2} \times 120}\right) = 16.43^\circ \quad (7)$$

$$I_{mak} = \left(\frac{P_{ort} \times \pi}{2 \times \Delta V_{mak}}\right) \times \left(\frac{(1 - \sin \varphi_s)}{\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_s}{2} - \frac{\cos(\varphi_s) \times \sin(\varphi_s)}{2}}\right) \quad (8)$$

$$= \left(\frac{(100 / 0.95) \times \pi}{2 \times \sqrt{2} \times 120}\right) \times \left(\frac{(1 - \sin 16.43)}{\frac{\pi}{4} - \frac{16.43}{2} - \frac{\cos(16.43) \times \sin(16.43)}{2}}\right) = 1.90A$$

Burada $V_{\text{çıkış}}$ arzu edilen DC gerilim, V_{rms} giriş geriliminin rms değeri, P_{ort} ortalama çıkış gücü, ΔV_{mak} giriş gerilimindeki değişim miktarı, I_{mak} maksimum giriş akımıdır. Ortalama akım tepe-tepe akımının tam olarak iki katı olacağı kabul edilse, çıkış bobininin L_0 maksimum değeri denklem 9 kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$L_0 = \frac{1}{2 \times f_s \times I_{mak}} \times (V_{mak} - V_{\text{çıkış}}) \times \left(\frac{V_{\text{çıkış}}}{V_{mak}}\right) \quad (9)$$

$$= \frac{1}{2 \times 75000 \times 1.90} \times (\sqrt{2} \times 120 - 48) \times \left(\frac{48}{\sqrt{2} \times 120}\right) = 120\mu H$$

Çıkışta istenilen bir dalgalanma yüzdesi elde etmek için gereken çıkış kondansatörü C_0 denklem 10 ve 11 kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$\varphi_{s(\%)} = 2 \times \cos^{-1}\left(\frac{V_{\text{çıkış}}}{\sqrt{2} \times V_{rms}}\right) \times \frac{1}{\pi} = 2 \times \cos^{-1}\left(\frac{48}{\sqrt{2} \times 120}\right) \times \frac{1}{\pi} = 1.28 \quad (10)$$

$$C_0 = \frac{P_{ort} \times \varphi_{s(\%)}}{V_{\text{çıkış}}^2 \times \Delta V_{\text{çıkış}(\%)} \times 2 \times f_{ac}} = \frac{100 \times 1.28}{48^2 \times 0.15 \times 2 \times 60} = 3000\mu F \quad (11)$$

Burada $\Delta V_{\text{çıkış}(\%)}$ çıkış gerilimindeki % değişim miktarını göstermektedir.

3. Bulgular ve Tartışma

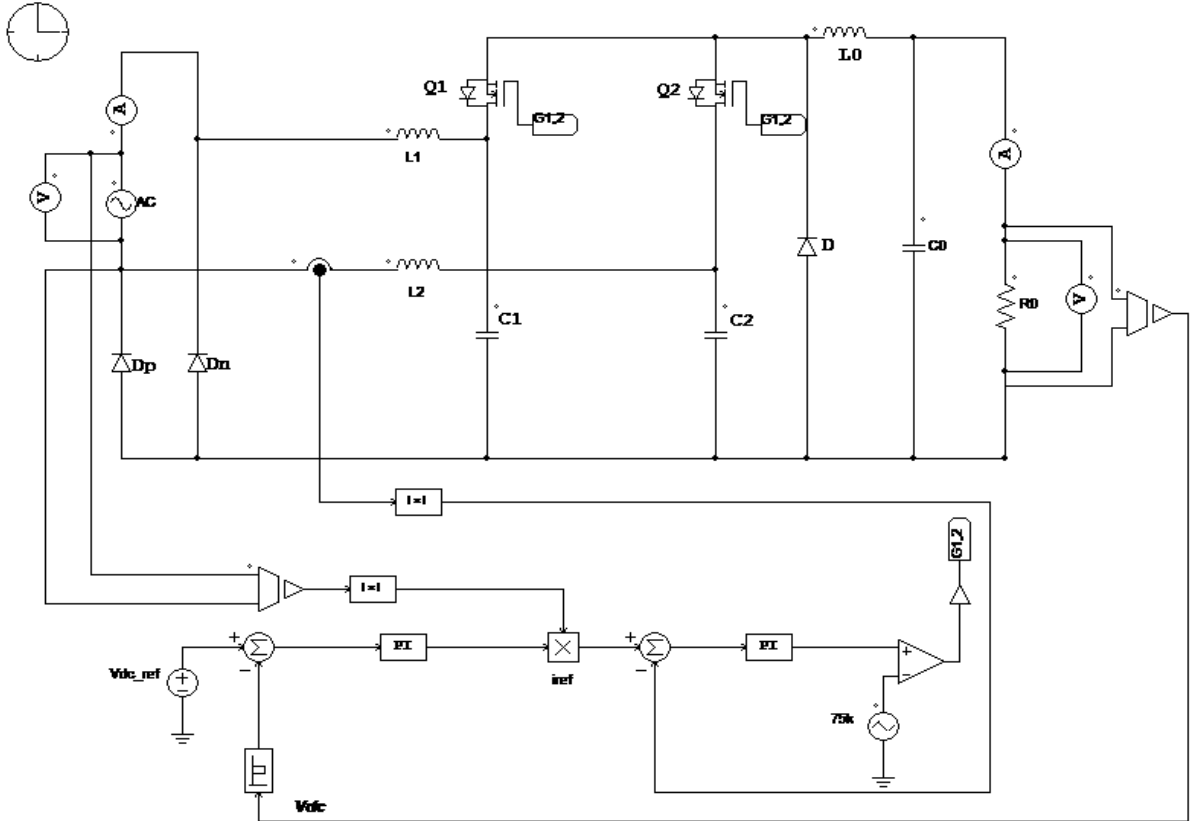
Köprüsüz DGFD konvertörün güç devresinin parametreleri Tablo 1'de özetlenmiştir. Önerilen PQ tabanlı denetleyicinin verimliliğini doğrulamak için tek fazlı bir köprüsüz DGFD konvertörde simüle edilmiştir. Simülasyon çalışmaları PSIM yazılımı kullanılarak yapılmıştır. Simülasyon sonuçları Şekil 4-9 arasında verilmektedir.

Tablo 1. Devre parametreleri

Giriş bobinleri L1,L2	2.2 mH
Çıkış kondansatörü Co	3000 μ F
Giriş kondansatörleri C1,C2	47 nF
Çıkış bobini Lo	120 μ H
Giriş rms gerilimi Vrms	120 V
Çıkış gücü Port	100 W
Çıkış gerilimi Vçıkış	48 V
Hat frekansı fac	60 Hz
Anahtarlama frekansı fs	75 kHz

3.1. Ortalama akım kontrollü denetleyicili köprüsüz DGFD konvertörün simülasyonu

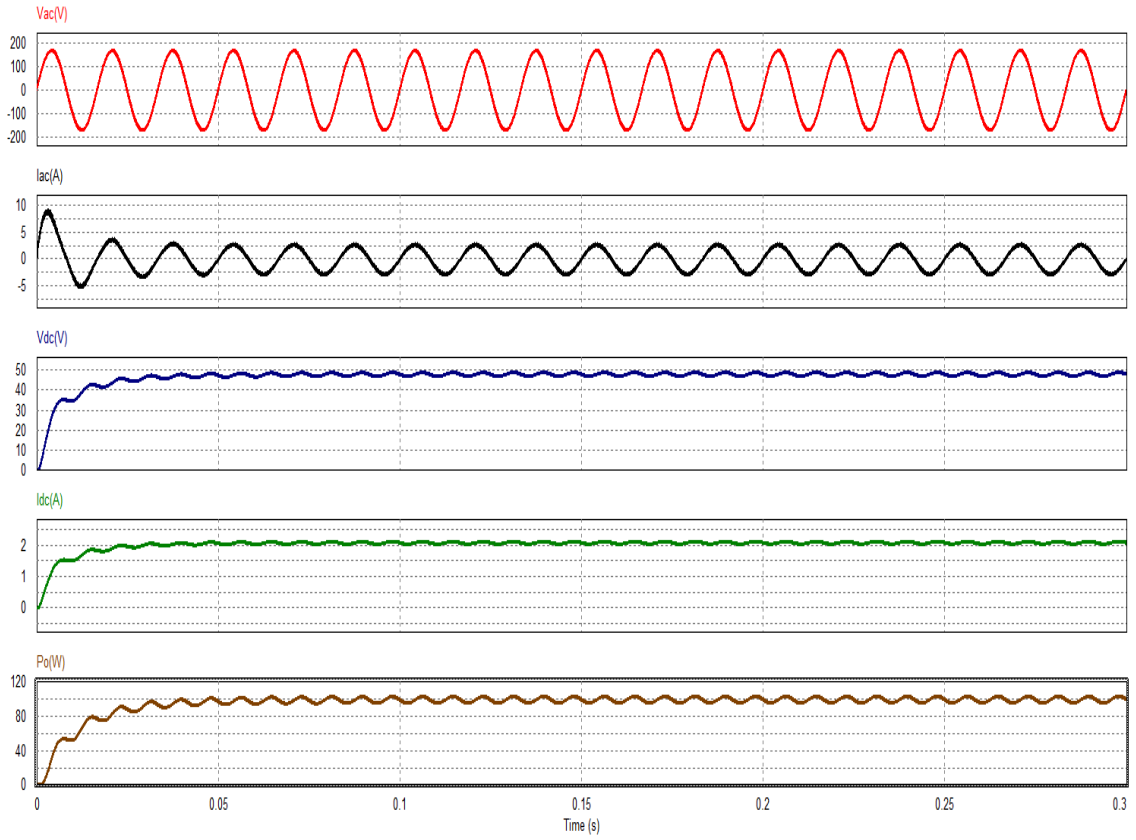
Köprüsüz DGFD konvertör, Tablo 1’de verilen parametreler kullanılarak simule edilmektedir. GFD konvertörün kontrolünde ortalama akım denetleyici kullanılmıştır. Şekil 4 ortalama akım denetleyicili köprüsüz konvertörün PSIM simülasyon devresini göstermektedir. Ortalama akım kontrollü denetleyici bir akım döngüsü ve bir gerilim döngüsü olmak üzere iki döngüden oluşmaktadır. Dış gerilim döngüsü DC gerilimi düzenlemek için referans akımı üretmekte ve iç akım döngüsü de aktif anahtarlar için anahtarlama sinyallerini üretmektedir. 120 Hz’lik bir bant durdurma filtresi kullanılarak filtrelenmiş DC çıkış gerilimi referans gerilim değeriyle karşılaştırılmakta ve algılanan giriş gerilimi ile çarpılmaktadır. Daha sonra gerilim döngüsünün çıkışından elde edilen referans akım ile algılanan giriş akımı karşılaştırılmakta ve mosfetler için anahtarlama sinyalleri üretilmektedir.



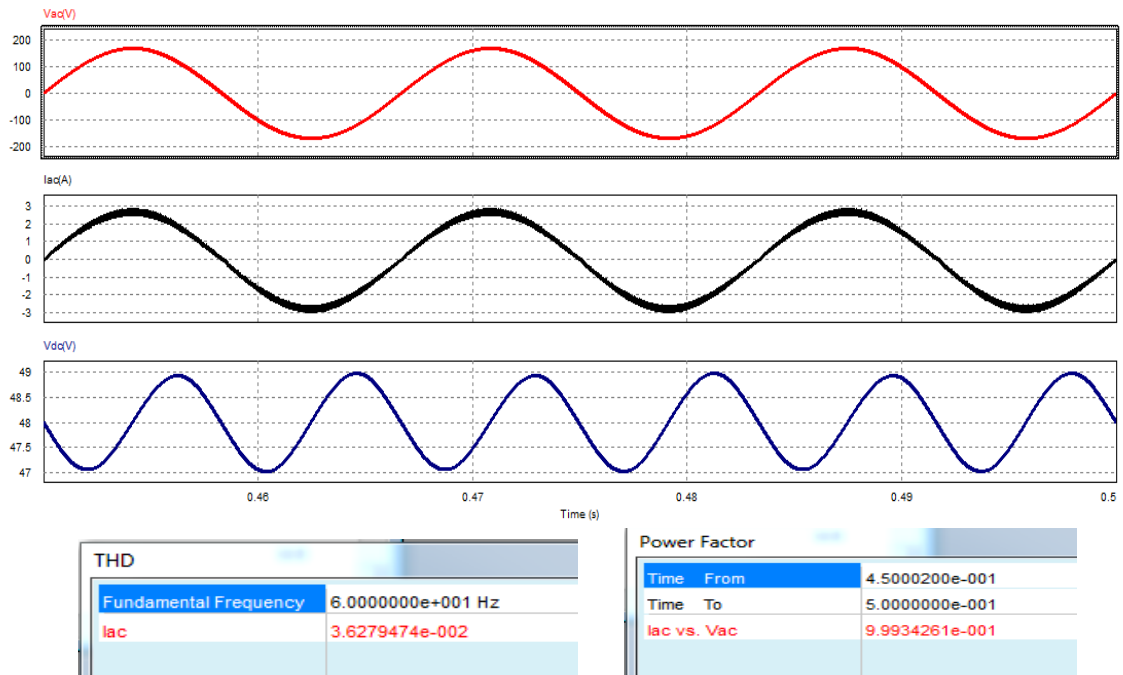
Şekil 4. Ortalama akım kontrollü denetleyicili 100W köprüsüz DGFD konvertörün PSIM simülasyon devresi

Şekil 5 ortalama akım kontrollü denetleyicili 100W köprüsüz DGFD konvertörün giriş gerilimi ve akımının, çıkış gerilimi ve akımının ve çıkış gücünün geçici durum analizini göstermektedir. Şekil 6, giriş gerilimi ve akımının, ve çıkış geriliminin kalıcı durum analizini göstermektedir. Şekil 6'dan, giriş akımının giriş gerilimi ile aynı fazda olduğu ve THB ve GF değerlerinin sırasıyla % 3.62 ve 0.9993

olduğu görülmektedir. Çıkış gerilimi 120Hz frekans dalgalanmasıyla yaklaşık 48V DC olarak elde edilmektedir.



Şekil 5. Ortalama akım kontrollü denetleyicili 100W köprüsüz DCFD konvertörün giriş gerilimi ve akımının, çıkış gerilimi ve akımının ve çıkış gücününün geçici durum analizi

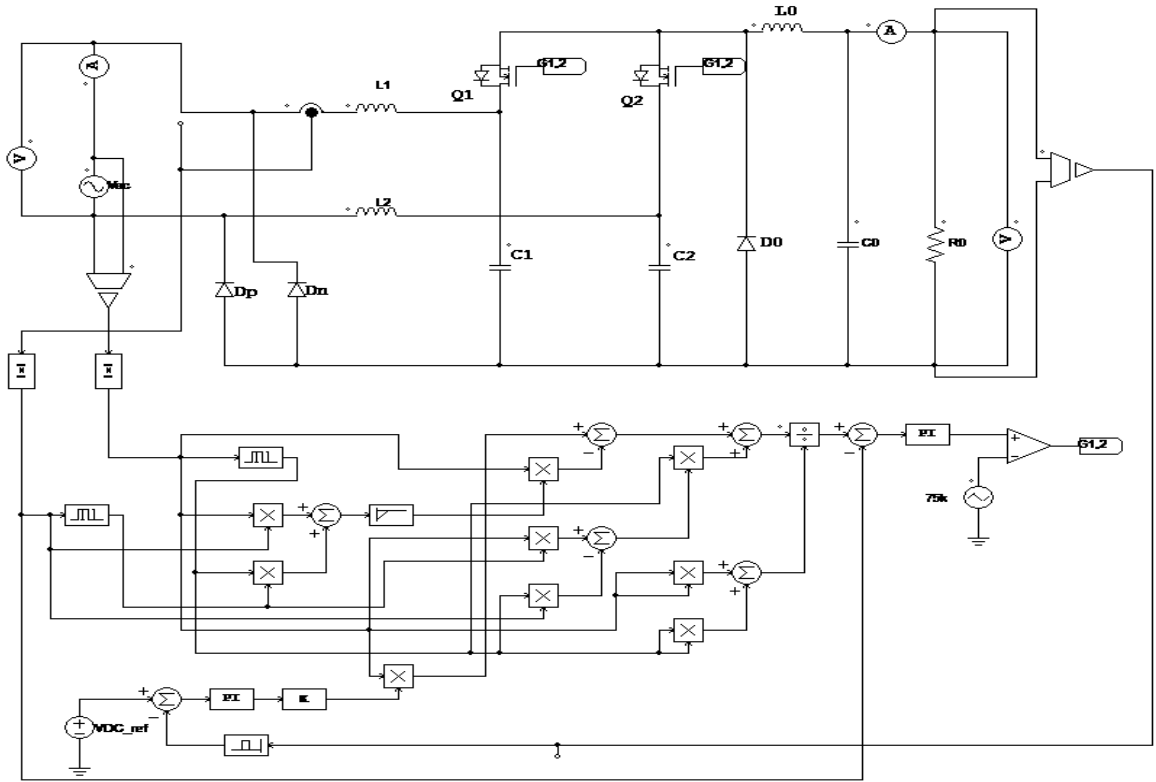


Şekil 6. Ortalama akım kontrollü denetleyicili konvertörün giriş gerilimi ve akımı, ve çıkış geriliminin kalıcı durum dalga şekilleri (GF 0.9993 ve THB %3.62)

3.2. Önerilen PQ tabanlı denetleyicili köprüsüz DGFD konvertörün simülasyonu

Köprüsüz DGFD konvertör, Tablo1'de verilen parametreler kullanılarak simüle edilmektedir. GFD konvertörün kontrolünde PQ tabanlı önerilen denetleyici kullanılmıştır. Şekil 7'de önerilen Önerilen PQ tabanlı denetleyicili köprüsüz düşürücünün PSIM simülasyon devresi gösterilmektedir.

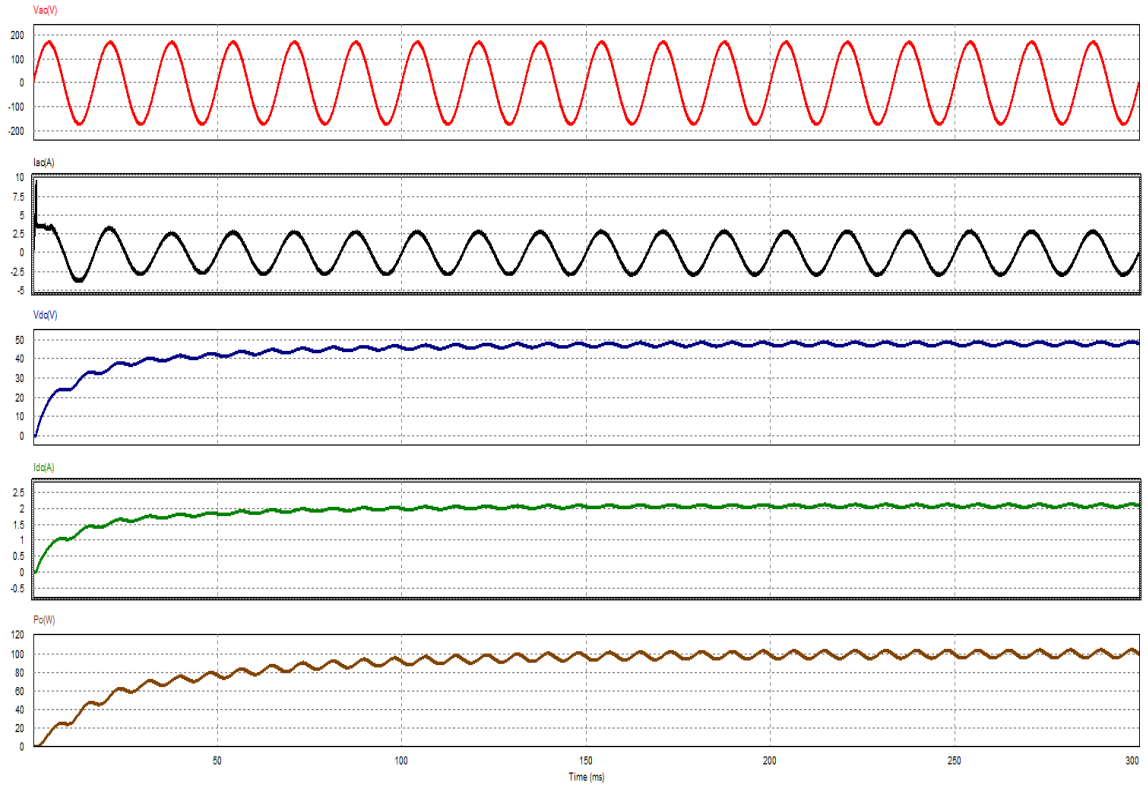
Önerilen denetleyicide, giriş geriliminin ve akımın $\pi/2$ gecikmeli olarak $\alpha - \beta$ bileşenleri elde edilmektedir. Daha sonra tek fazlı anlık aktif $p(\omega t)$ ve reaktif güç $q(\omega t)$ hesaplanmaktadır. $\tilde{p}(\omega t)$ terimi, yüksek geçirgen filtre kullanılarak aktif güçten $p(\omega t)$ kolaylıkla elde edilmektedir.



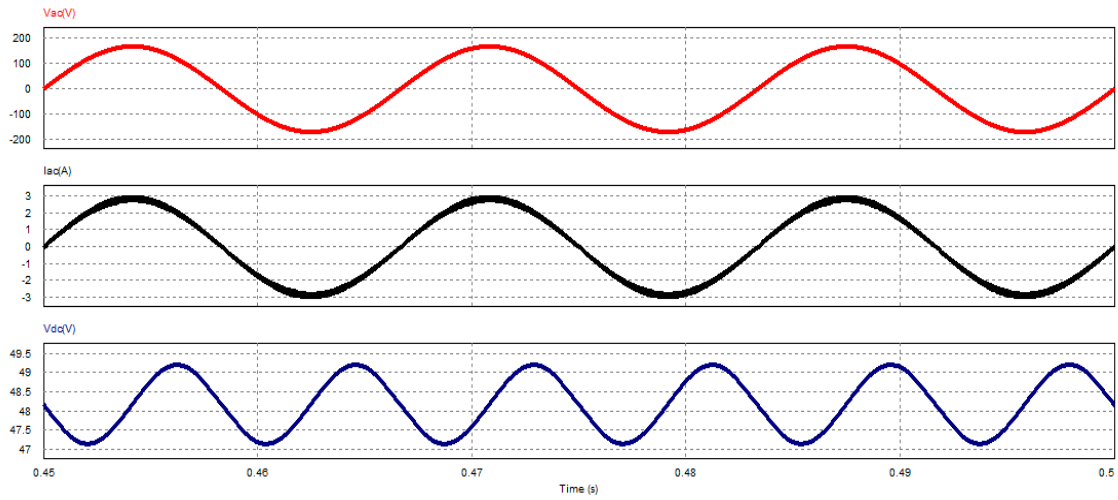
Şekil 7. Önerilen PQ tabanlı denetleyicili 100W köprüsüz DGFD konvertörün PSIM simülasyon devresi

Konvertörün yüksek frekanslı çalışması çıkış geriliminde dalgalanmalara neden olmaktadır. Bu anahtarlama salınımları bir hata üretebilmektedir. Bu nedenle, ölçülen DC bara gerilimi, referans değeriyle karşılaştırılmadan önce bir bant durdurucu filtreden geçirilmektedir. Filtrelenmiş çıkış gerilimi referans değerle karşılaştırılarak kayıp güç elde edilmektedir. Referans akım, $\tilde{p}(\omega t)$, $q(\omega t)$ ve kayıp güç kullanılarak hesaplanmaktadır.

Şekil 8'de önerilen PQ tabanlı denetleyicili 100W köprüsüz DGFD konvertörün giriş gerilimi ve akımının, çıkış gerilimi ve akımının ve çıkış gücünün geçici durum analizini gösterilmektedir. Şekil 9, önerilen PQ tabanlı denetleyicili 100W köprüsüz DGFD konvertörün giriş gerilimi ve akımının, ve çıkış geriliminin kalıcı durum analizini göstermektedir.



Şekil 8. Önerilen PQ tabanlı denetleyicili 100W köprüsüz DGFD konvertörün giriş gerilimi ve akımının, çıkış gerilimi ve akımının ve çıkış gücünün geçici durum analizi



THD		Power Factor	
Fundamental Frequency	6.0000000e+001 Hz	Time From	4.5000200e-001
Iac(A)	2.0552980e-002	Time To	5.0000000e-001
		Iac vs. Vac	9.9979010e-001

Şekil 9. Önerilen PQ tabanlı denetleyicili konvertörün giriş gerilimi ve akımı, ve çıkış geriliminin kalıcı durum dalga şekilleri (GF 0.9998 ve THB %2.05)

Şekil 9'dan, giriş akımının giriş gerilimi ile aynı fazda olduğu ve THB ve GF değerlerinin sırasıyla %2.05 ve 0.9998 olduğu görülmektedir. Çıkış gerilimi 120Hz frekans dalgalanmasıyla yaklaşık

48V DC olarak elde edilmektedir. Ortalama akım kontrollü denetleyicinin ve önerilen denetleyicinin simülasyon sonuçları Tablo 2'de kıyaslanmaktadır. Önerilen denetleyici kullanılarak, toplam harmonik bozulma THB % 2.05'e kadar azaltılmakta ve güç faktörü GF 0.9998'e arttırılmaktadır.

Tablo 2. Kontrol yöntemlerinin THB ve GF açısından karşılaştırılması

	THB(%)	GF
Geleneksel denetleyici[7]	19.18	0.9821
Süreksiz kapasitör gerilim modlu denetleyici [7]	15.13	0.9890
Ortalama akım kontrollü denetleyici	3.62	0.9993
Önerilen PQ tabanlı denetleyici	2.05	0.9998

4. Sonuç ve Öneriler

Bu çalışmada, köprüsüz DGFD konvertörlerde kullanılan PQ tabanlı yeni bir denetleyici önerilmiştir. Önerilen denetleyicide, aktif ve reaktif güçler PQ tabanlı olarak hesaplanmakta ve referans akım sinyalleri hesaplanan güçlerden elde edilmektedir. Elde edilen referans akım sinyali PWM anahtarlama sinyallerini üretmek için akım kontrol döngüsünde kullanılmaktadır. Simülasyon çalışmaları aracılığıyla önerilmiş denetleyicinin performansı, ortalama akım kontrollü denetleyici ile karşılaştırılmaktadır. Önerilmiş PQ tabanlı denetleyici, 48V DC çıkış üretmek için 120V AC girişle çalışan 100 W'lık bir konvertörü kontrol etmektedir.

Güç faktörü geleneksel denetleyici kullanılarak 0.9821, süreksiz kapasitör gerilim modlu denetleyici kullanılarak 0.9890, ortalama akım kontrollü denetleyici kullanılarak 0.9993 elde edilmekte ve önerilen denetleyici kullanılarak 0.9998'e kadar arttırılmaktadır. Aynı zamanda toplam harmonik bozulma ortalama geleneksel denetleyici kullanılarak %19.18, süreksiz kapasitör gerilim modlu denetleyici kullanılarak %15.13, ortalama akım kontrollü denetleyiciye kullanılarak %3.62 olarak elde edilmekte, önerilen denetleyici kullanılarak ise %2.05'e kadar azaltılmaktadır. Yapılan simülasyon çalışmaları PQ tabanlı önerilmiş denetleyicinin özellikle düşük harmonikli giriş akımı gerektiren düşük güçlü tek fazlı DGFD konvertörler için mükemmel bir çözüm olduğunu göstermektedir.

Kaynaklar

- [1] Bojoi R.I., Limongi L.R., Roiu D., Tenconi A. 2011. Enhanced power quality control strategy for single-phase inverters in distributed generation systems, IEEE Transactions on Power Electronics, 26 (3): 789-806.
- [2] He J., Li Y.W., Blaabjerg F., Wang X. 2014. Active harmonic filtering using current-controlled, grid-connected DG units with closed-loop power control, IEEE Transactions on Power Electronics, 29 (2): 642-653.
- [3] Marei M.I., El-Saadany E.F., Salama M.M.A. 2002. Flexible distributed generation: (FDG), Power Engineering Society Summer Meeting, pp49-53, 21-25 July, Chicago, IL, USA, USA.
- [4] Standard IEC 61000-3-2. 2010. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2:Limits-Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current ≤ 16 A per Phase), 26s.
- [5] Ohnuma Y., Itoh J. 2014. A novel single-phase buck PFC AC-DC converter with power decoupling capability using an active buffer, IEEE Transactions on Industry Applications, 50 (3): 1905-1914.
- [6] Huber L., Gang L., Jovanovi'c M.M. 2010. Design-Oriented analysis and performance evaluation of buck PFC front-end, IEEE Transactions on Power Electronics, 25 (1): 85-94.
- [7] Fardoun A.A., Ismail E.H., Khraim N., Sabzali A.J., Al-Saffar M.A. 2014. Bridgeless High Power Factor Buck-Converter Operating in Discontinuous Capacitor Voltage Mode, IEEE Transactions on Industry Applications, 50 (5): 3457-3467.
- [8] Hwu K. I., Shieh J.J., Jiang W.Z. 2017. A new bridgeless buck PFC rectifier, International Journal of Circuit Theory and Applications, 45: 707-719.

- [9] Shin J.W., Cho B.H. 2012. Digitally implemented average current-mode control in discontinuous conduction mode PFC rectifier, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27 (7): 3363-3373.
- [10] Chen B., Xie Y., Huang F., Chen J. 2006. A novel single-phase buck PFC converter based on one-cycle control, *Power Electronics and Motion Control Conference*, pp1-5, 14-16 Aug, Shanghai, China.
- [11] Park J.H., Kim D.J. 2016. Predictive control algorithm including conduction-mode detection for PFC converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63 (9): 5900-5911.
- [12] Yang S., Meng C., Chiu C., Chang C., Chen K., Lin Y., Lin S., Tsai T. 2016. A buck power factor correction converter with predictive quadratic sinusoidal current modulation and line voltage reconstruction, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63 (9): 5912-5920.
- [13] Marcos-Pastor A., Vidal-Idiarte E., Cid-pastor A., Martinez-Salamero L. 2016. Interleaved digital power factor correction based on the sliding-mode approach, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31 (6): 4641-4653.
- [14] Wang W., Lu D.D.C., Chu G.M.L. 2011. Digital control of bridgeless buck PFC converter in discontinuous-input-voltage-mode, *37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp1312-1317, 7-10 Nov., Melbourne, VIC, Australia.
- [15] Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. 1984. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 20 (3): 625-630.
- [16] Khadkikar V., Chandra A., Singh B. N. 2009. Generalised single-phase p-q theory for active power filtering: Simulation and DSP-based experimental investigation, *IET Power Electronics*, 2 (1): 67-78.
- [17] Xiong D., Yandong L., Guoning W., Pengju S., Heng Ming T. 2014. Estimation of Synchronization Signal Using Sinusoidal Amplitude Integrator in Synchronous Reference Frame, *Energy Conversion Congress and Exposition*, pp4925-4931, 14-18 Sept., Pittsburgh, PA, USA.
- [18] Zeng; Z. Yang J., Chen S., Huang J. 2014. Reduced order generalized integrators based selective harmonic compensation current controller for shunt active power filters, *Energy Conversion Congress and Exposition*, pp1650-1655, 14-18 Sept., Pittsburgh, PA, USA.
- [19] Soares V., Verdelho P., Marques G.D. 2000. An instantaneous active and reactive current component method for active filters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15 (4): 660-669.
- [20] Grigore V., Kyyra J. 2000. High power factor rectifier based on buck converter operating in discontinuous capacitor voltage mode, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15 (6): 1241-1249.
- [21] Kurian N.S., Mohan F. 2014. Performance Evaluation of Bridgeless High Power factor Buck Front End, *International Journal of Engineering Research and Technology*, 3 (4): 224-227.
- [22] Jang Y., Jovanovicacute M.M. 2011. Bridgeless high-power-factor buck converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26 (2): 602-611.
- [23] Mohan N., Undeland T.M., Robbins W. P. 1995. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley and Sons, 821s. Canada.
- [24] Keogh B. 2010. Power Factor Correction Using the Buck Topology-Efficiency Benefits and Practical Design Considerations, <https://www.ti.com/seclit/ml/slup264/slup264.pdf> (Erişim Tarihi: 07.06.2018)