

Tek Fazlı Eviricilerde Tekrarlamalı Kontrol Yöntemi Kullanarak Toplam Harmonik Bozunumun İyileştirilmesi

Erkan Elçik¹ Rifat Edizkan² Bünyamin Tamyürek²

¹ Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, İstanbul

² Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Eskişehir

¹ erkanelcik@gmail.com ² redizkan@ogu.edu.tr ² btamyurek@ogu.edu.tr

Özetçe

Evirici çıkış geriliminde doğrusal olmayan yüklerden kaynaklanan harmonik bozunumunu azaltmak için tekrarlamalı kontrol yöntemi kullanılmaktadır. Bu çalışmada tekrarlamalı kontrol yönteminin toplam harmonik bozulma (THD-Total harmonic distortion) üzerindeki etkisi, MATLAB/Simulink modeli yapılan benzetimden elde edilmiştir. Bu benzetimde tek fazlı evirici göz önüne alınmıştır. Benzetim sonuçlarına göre tekrarlamalı kontrol yapısı içeren denetleyici kullanıldığında THD değerinin %1.22'e kadar düşürülebildiği görülmüştür. Elde edilen bu sonuç, tekrarlamalı kontrol yönteminin doğrusal olmayan yüklerde THD üzerinde önemli bir iyileştirme sağladığını göstermektedir.

1. Giriş

Kesintisiz güç kaynakları (KGK), besledikleri sistemlerde gerilim ve frekans regülasyonu yanında aşırı yük ve kısa devre koruması sağlarlar. Ayrıca bu güç kaynakları, gerilim, frekans ve dalga şekli büyüklüklerini şebekenin sağlayamayacağı doğrulukta verirler [9].

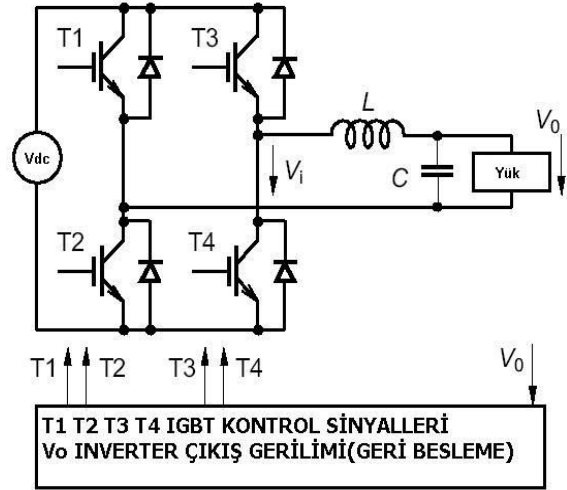
Kesintisiz güç kaynaklarının doğrusal ve doğrusal olmayan yüklerde de gerilim ve frekans değerlerinin belli standartlarda olması istenir. Farklı yük şartlarında istenilen aralıklarda gerilim ve dalga şekli elde etmek için KGK eviricilerinde analog veya sayısal geri beslemeli kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. KGK eviricilerinde sayısal kontrol uygulamaları 1980'li yıllarda başlamıştır. A. Kawamura, T. Haneyoshi ve R. Hoft [1,2,6,7] yaptığı çalışmalarda deadbeat kontrol ve doğrusal olmayan yükler için tekrarlamalı kontrol yöntemi kullanılmıştır. Ying Yu Tzou, DSP (Digital Signal Processors) tabanlı tekrarlamalı kontrol yapısı içeren programlanabilir AC güç kaynağı yapmıştır [4]. Cassiano Rech ise, tekrarlamalı kontrol yapısı ile PID kontrol yapısını birlikte kullanan bir uygulama yapmıştır [3]. Simone Buso ve grubu, kesintisiz güç kaynakları eviricisi için denetleyici tasarım ve gerçekleştirilmesi üzerinde çalışmıştır [8]. Ayrıca bir başka çalışmada tekrarlamalı kontrol yapısının 3 fazlı evirici ve PWM doğrultucuda kullanıldığını görmekteyiz [5]. Verilen çalışmalarda, tekrarlamalı kontrol yöntemiyle doğrusal

olmayan yüklerde evirici çıkış gerilim THD'sinin azaltılması amaçlanmıştır.

Bu çalışmada, Cassiano Rech tarafından önerilen tekrarlamalı kontrol yönteminin MATLAB/Simulink benzetimi yapılarak doğrusal olmayan yükler altında THD ölçümleri yapılarak performansı değerlendirilmiştir.

2. Evirici Sistem Modeli

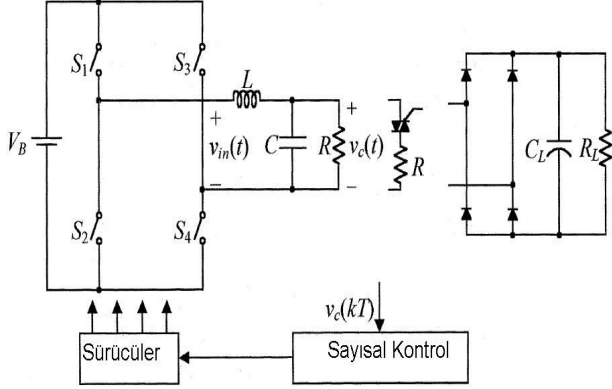
Tek fazlı tam köprü PWM evirici Şekil 1'de verilmektedir. Şekilde T1, T2, T3 ve T4 IGBT güç tranzistörlerini; V_{DC} , evirici giriş DC gerilimini; V_i , evirici çıkış filtresi giriş sinyali; ve V_o ise evirici çıkış gerilimini göstermektedir.



Şekil 1: Tek fazlı tam köprü PWM evirici.

Şekil 2'de tekrarlamalı kontrol yöntemiyle THD ölçümü yapılacak ve doğrusal olmayan yük bağlı olan evirici devresi verilmektedir. Bu şekilde V_B , DC bara giriş voltajını; S_1 , S_2 , S_3 ve S_4 IGBT anahtarlama elemanlarını; $V_{in}(t)$, giriş gerilimini; $V_c(t)$, çıkış gerilimini; triyak/diyot doğrultucu,

doğrusal olmayan yükü; ve R ise doğrusal yükü göstermektedir. Rezistif yüke seri bağlı triyak veya DC barasında kondansatör bulunan tek fazlı diyotlu doğrultucu, doğrusal olmayan ideal bir yüküdür. PWM eviricilerin çalışma dinamiği çıkış tarafındaki LC filtre tarafından belirlenmektedir [3].



Şekil 2: Doğrusal ve doğrusal olmayan yük bağlı tek fazlı tam köprü PWM evirici.

Şekil 2'deki PWM evirici doğrusal ikinci dereceden sistem olarak modellenilebilir [3].

$$\frac{Y}{U} = G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \zeta = \frac{1}{(2RC\omega_n)}$$

Denklem (1)'de Y , evirici çıkış gerilimi $V_c(t)$, U ise sistem girişi $V_{in}(t)$ 'ye karşılık gelmektedir.

IGBT güç tranzistörleri, her anahtarlama periyodunda DC bara gerilimini uygun bir şekilde açıp kapatarak, sistem girişi $V_{in}(t)$ 'de V_B , 0 (sıfır), veya $-V_B$ voltaj darbesinin oluşmasını sağlarlar. $L=1\text{mH}$, $C=25\ \mu\text{F}$ ve $R=12\ \Omega$ için transfer fonksiyonu Eşitlik (2)'de verilmektedir.

$$\omega_n = 6324.6 \text{ rad/s}, \quad \zeta = 0.2635$$

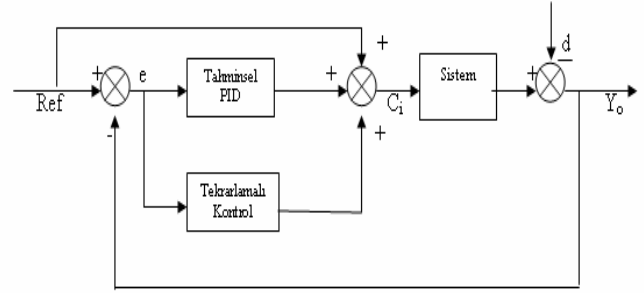
$$G(s) = \frac{4 \times 10^7}{s^2 + 3333s + 4 \times 10^7} \quad (2)$$

Transfer fonksiyonunun kesikli zamanda ifadesi $T_s = 100\ \mu\text{s}$ 'lik örnekleme periyodu için ZOH(zero-order-hold) kullanılarak aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$G(z) = \frac{0.07895z^2 + 0.1579z + 0.07895}{z^2 - 1.421z + 0.7368} \quad (3)$$

3. Denetleyici

Evirici çıkış geriliminin yük karakteristiğinden bağımsız olarak istenen RMS değerini koruması ve genellikle THD'sinin %3 değerinde veya daha düşük olması istenir. Özellikle doğrusal olmayan yükler altında bu değeri elde etmek oldukça güçtür [9]. Denetleyici yapısında tekrarlamalı (repetitive) kontrol kullanılarak evirici çıkışının doğrusal olmayan yüklerde bile THD'si düşük gerilim üretmesi sağlanabilir [3]. Şekil 3'de verilen denetleyicide tekrarlamalı kontrol yöntemiyle birlikte tahminsel PID kullanılmaktadır. Tahminsel PID, denetleyicinin hızlı cevap vermesini sağlar.

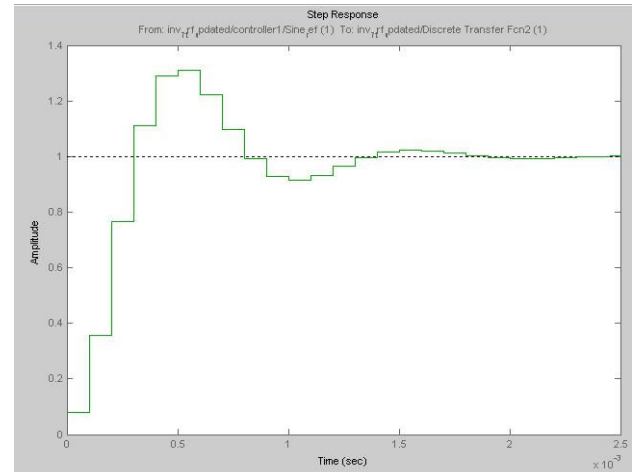


Şekil 3: Kapalı döngü kontrol sistemi.

Kapalı döngü kullanılan denetleyicide tahminsel PID için transfer fonksiyonun z -alanındaki ifadesi

$$G_{\text{predPID}} = \frac{Y(Z)}{R(Z)} = \frac{b_1 z^3 + (K_{b1} + b_2)z^2 + (K_{b1} + K_{b2})z + K_{b2}}{z^4 + a_3 z^3 + (a_2 + K_{b1})z^2 + (K_{b2} + K_{b3})z + K_{b2}} \quad (4)$$

ile verilir. Bu çalışmada $K_1=0.1033$ ve $K_2=-0.2523$ olarak alınmıştır [3]. Tahminsel PID'nin adım tepkisi Şekil 4'te verilmektedir. G_{predPID} , verilen adım etkiye 0.5 milisaniye içerisinde hızlı bir şekilde tepki vermekte ve 1.5 milisaniye içerisinde durgun duruma oturmaktadır.



Şekil 4: G_{predPID} 'nin adım cevabı.

3.1 Tekrarlamalı Kontrol Yapısı

Analog kontrollü PWM anahtarlama eviriciler, doğrultucu ve triyak gibi doğrusal olmayan yüklerde dalga şekli bozuk ve

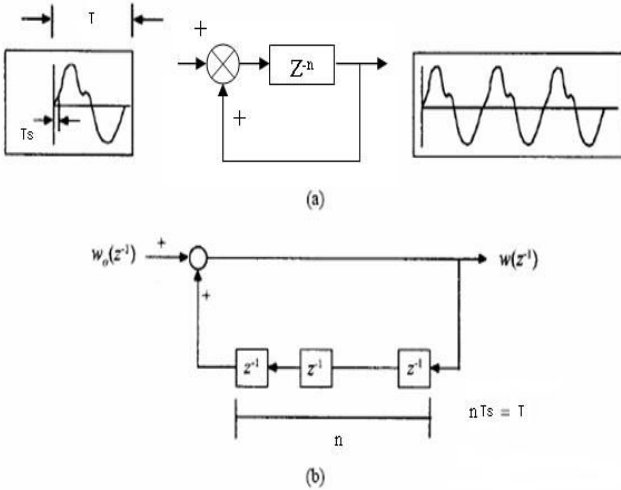
yüksek THD'ye sahip gerilim üretirler. Bu bozulma, sistem çıkışına bağlı doğrusal olmayan yüklerin periyodik olarak kısa süreli ve yüksek pik değerlerine sahip akım çekmeleri ve kontrol sisteminin bu bozulmayı düzeltmemesinden kaynaklanmaktadır.

Tekrarlamalı kontrol yapısında, referans gerilim dalga şekliyle evirici çıkışında üretilen gerilim dalga şekli arasında ortaya çıkan fark azaltılarak çıkış dalga şekli THD'sinin düşürülmesi amaçlanmaktadır.

Tekrarlamalı kontrol yapısında, referans giriş sinyali ve gürültüler temel frekansın harmoniklerini içeren periyodik sinyal olduklarında, kontrol sisteminin durgun zaman tepkisini iyileştirmektedir [1,2,3,4]. Kesikli zamanda, belli bir T periyoduna sahip periyodik sinyaller zaman gecikmesi üzerinden pozitif geri besleme uygulanarak çoklanabilir [4]. Şekil 5'de verilen pozitif geri beslemeli sistem, z -alanında

$$\frac{in(z)}{out(z)} = \frac{z^{-n}}{1-z^{-n}} \quad (5)$$

ile ifade edilir.



Şekil 5: Pozitif geri besleme ile referans sinyalinin çoklanması.

Bu çalışmada kullanılan tekrarlamalı denetleyicinin transfer fonksiyonu Denklem (6)'da verilmiştir.

$$\frac{U_{rp}}{e(z)} = \frac{c_r z^{N-n}}{1-Q_r(z)z^{-n}} \quad (6)$$

Bu denklemde $e(z)$, referans sinyali ile çıkış arasındaki hatayı, $e(k) = r(k) - y(k)$; c_r , tekrarlamalı denetleyici kazancını; N , zaman ilerleme adım sayısını; n referans sinyalinin bir periyodu için örnek sayısını, $Q_r(z)$ ise kapalı döngü sistemin kararlılığını artırmak için kullanılan 1'den biraz küçük değerli bir sabiti göstermektedir [5].

Tekrarlamalı kontrol ifadesini zaman düzleminde fark eşitliği olarak aşağıdaki şekilde ifade edilir [2,3]:

$$U_{rp}(k) = c_r e(k + N - n) + Q_r U_{rp}(k - n) \quad (7)$$

Bu durumda Şekil (3)'de verilen kapalı döngü sisteminin ürettiği çıkış gerilimi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [3]:

$$U(k) = G_{predPID}(k) + U_{rp}(k) \quad (8)$$

Tekrarlamalı kontrol yapısının kapalı döngü sistemine eklenmesi ile Şekil 2'de verilen sistem için $e(z)/r(z)$ transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$\frac{e(z)}{r(z)} = \frac{(1-G_{predPID}(z))(1-Q_r(z)z^{-n})}{1-z^{-n}H(z)} \quad (9)$$

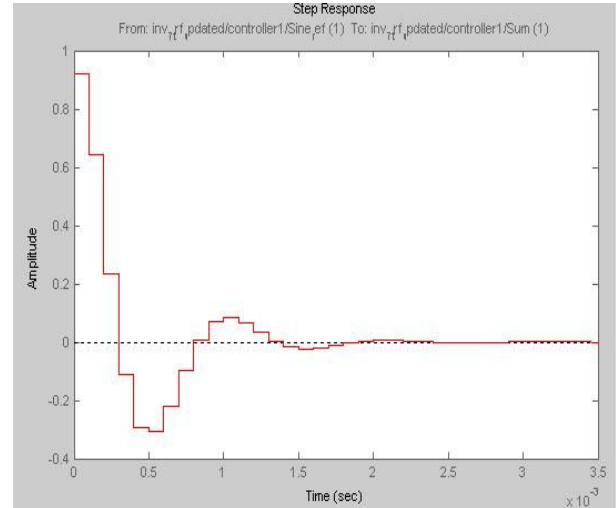
$$H(z) = Q_r(z) - Z^N c_r G_{predPID}(z) \quad (10)$$

$G_{predPID}(z)$ kararlı ise kapalı döngü kontrol sisteminin kararlı olması için

$$|H(j\omega)| \leq 1 \quad (11)$$

olması yeterlidir [3].

Denklem (9) ile ifade edilen kontrol sisteminde, kapalı döngü sistemin kutupları $Q_r(z) < 1$ olacak şekilde seçilerek sistemin kararlı olması sağlanır. $N=3$, $n=200$, $c_r=0.25$ ve $Q_r(z)=0.95$ parametreleri sistemin adım tepkisi ise Şekil 6'da verilmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi sistemin durgun durumda hatası sıfırdır.



Şekil 6: Kapalı döngü kontrol sisteminin adım tepkisi.

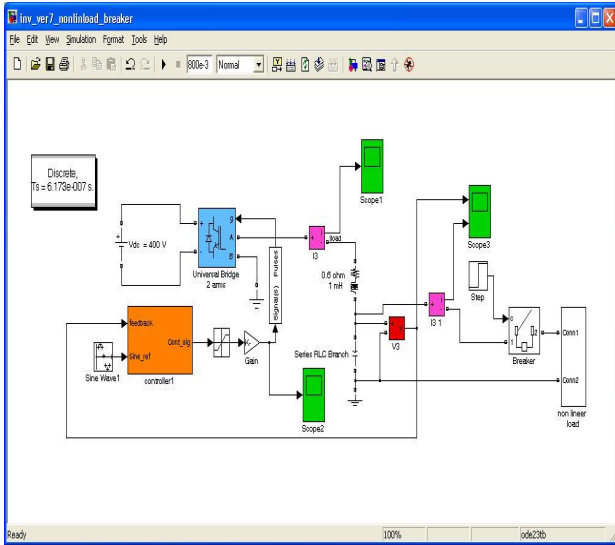
3.2 MATLAB/Simulink Benzetim Modeli

MATLAB/Simulink SimPowerSystems Blockset güç elektroniği, güç sistemleri ve kontrol sistemlerinin modellenmesi ve analizi amacıyla hazırlanmış kullanıcı

etkileşimli bir araçtır. SimPowerSystems Blockset sürekli ve kesikli zamanda uygulamaları için türev alıcılar, denetleyiciler ve integratörler içermektedir. Ayrıca, bu blokset içinde güç elektroniği ve güç sistem analizine kullanılan elemanlar bulunmaktadır.

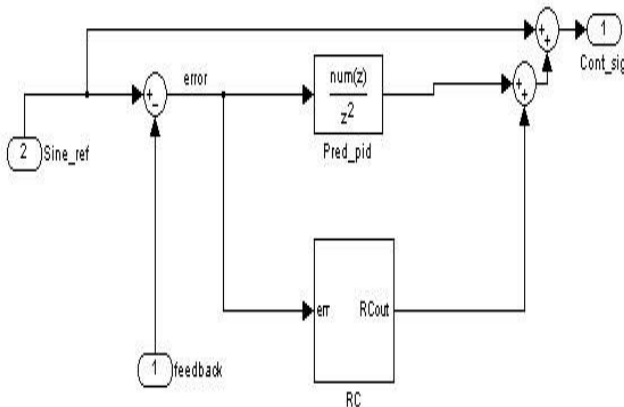
SimPowerSystems Blockset kullanılarak hazırlanan tek fazlı PWM inverter benzetim modeli Şekil 7’de verilmiştir. Bu benzetim modelinde, güç tranzistörleri, evirici giriş DC bara gerilimi, evirici çıkış LC filtresi, ölçüm cihazları, devrede kullanılan nötr bağlantıları, gerçek evirici devresine uygun biçimde bağlanmıştır.

Benzetim modelinde, IGBT güç tranzistörleri üniversal bridge ile gösterilmiştir. Evirici çıkışında bulunan LC filtre RLC branch elemanı ile gösterilmiştir.

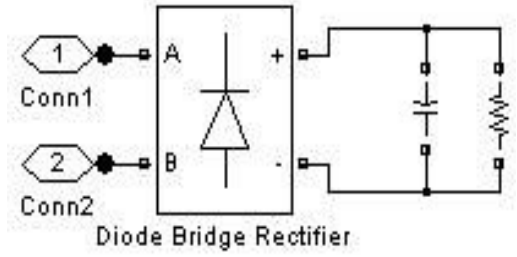


Şekil 7: Denetleyici, evirici ve yük için Simulink modeli.

Şekil 8’de, denetleyici modeli görülmektedir. RC ismi ile gösterilen blok içinde tekrarlamalı kontrol yöntemi modellenmiştir. Simulink’te kullanılan doğrusal olmayan yük modeli Şekil 9’da verilmektedir.



Şekil 8: Tahminsel PID ve tekrarlamalı kontrol yapısı içeren denetleyicinin Simulink modeli.



Şekil 9: Doğrusal olmayan yük Simulink modeli.

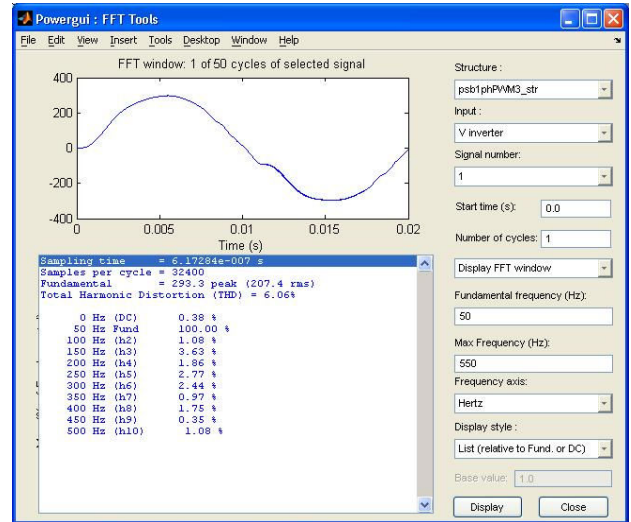
4. Benzetim Sonuçları

Benzetim çalışmasında, tahminsel PID ve tekrarlamalı kontrol yapısı içeren denetleyicinin doğrusal olmayan yük altında tek fazlı evirici çıkış gerilimindeki THD’i nasıl iyileştirdiği incelenmiştir. Ayrıca, benzetim modeli üzerinden tekrarlamalı kontrolün dalga şekli üzerindeki etkisi gösterilmiştir.

Bu çalışmada Şekil 9’da verilen doğrusal olmayan benzetim modeli kullanılmıştır. Bu modelde kapasitör ve direnç değerleri sırasıyla $330 \mu F$ ve 11Ω olarak alınmıştır [9].

Eviricinin doğrusal olmayan yük altında çıkış gerilim THD değerleri $t=0$ ve 980 milisaniye zamanlarında ölçülmüştür. Benzetim sonuçları, MATLAB/Simulink SimPowerSystems blok set içinde PowerGui modülü kullanılarak elde edilmiştir.

Şekil 10’da $t=0$ anında yük devreye alındığında evirici çıkış gerilimi verilmektedir. Bu anda evirici çıkış gerilimi RMS değeri 207.4Vrms ve THD değeri %6.66 olarak ölçülmüştür.

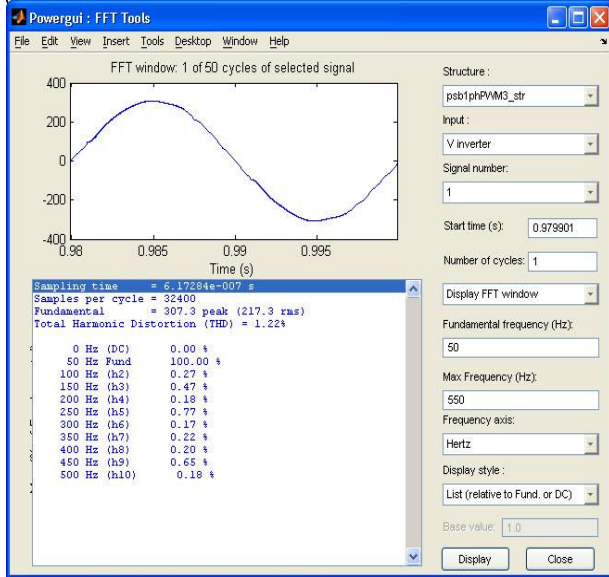


Şekil 10: Yük devreye $t=0$ anında girdiğinde evirici çıkış gerilimi.

Yük devreye girdikten 980ms sonra evirici çıkış gerilimi Şekil 11’de görülmektedir. Bu anda THD %1.22 ve çıkış gerilimi 217.3 olarak ölçülmüştür. Bu sonuç, tekrarlamalı kontrol

yapısının doğrusal olmayan yük altında evirici çıkış gerilim THD değerini iyileştirdiğini göstermektedir.

Yük devreden $t=500$ milisaniye sonra çıkarıldığında evirici çıkış gerilimi dalga şekli bozulmaktadır. Denetleyici, tekrarlamalı kontrol ile bu gerilim dalga şeklini 3 periyot içerisinde düzeltmektedir. Şekil 12’de tekrarlamalı kontrolün çıkış dalga şekli üzerindeki etkisi verilmektedir.



Şekil 11: Yük devreye girdikten 980 milisaniye sonra evirici çıkış gerilimi dalga şekli ve harmonik değerleri tablosu.

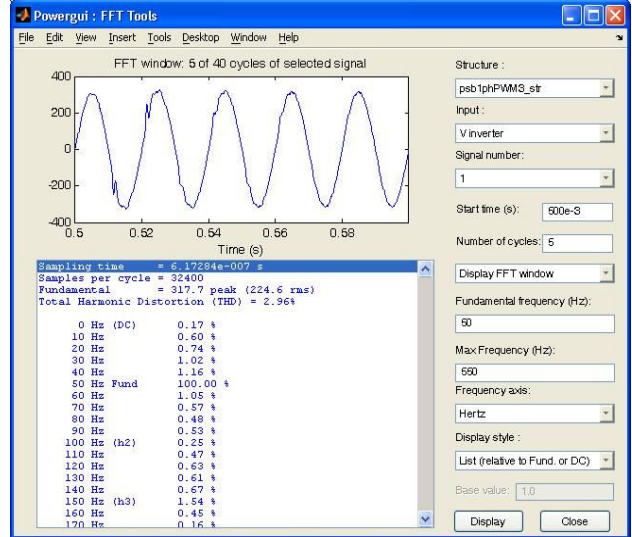
5. Sonuçlar

Bu çalışmada, tek fazlı eviricide tekrarlamalı kontrol yapısının doğrusal olmayan yükler altında THD üzerindeki etkisi benzetim ile elde edilmiştir. Benzetim çalışması Matlab/Simulink aracı kullanılarak yapılmıştır. Benzetim sonuçları, tekrarlamalı kontrol yapısı içeren denetleyicinin, çıkış geriliminde doğrusal olmayan yüklerden dolayı oluşan harmonik bozulmayı azalttığı gözlenmiştir.

Sonuç olarak bu çalışma, literatürde tekrarlamalı kontrol üzerine yapılan çalışmaların anlaşılmasını sağlamış ve tekrarlamalı kontrol yapısının doğrusal olmayan yüklerde THD’yi düzeltici etkisi doğrulamıştır. Gerçeklenen benzetim modelleri, diğer güç sistemlerinin denetleyici tasarımlarında da kullanılabilir.

6. Teşekkür

Bu çalışmaya katkı ve desteklerinden dolayı Eskişehir’deki Kaynak Elektronik Makine San. ve Tic. Ltd. Şirketi sahipleri ve çalışanlarına teşekkür ederiz.



Şekil 12: Yük devreden çıktıktan sonra evirici çıkış gerilim dalga şekli.

7. Kaynakça

- [1] A.Kawamura, T. Haneyoshi, and R.G.Hoft, “Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor” in IEEE Power Elect. Specialist Conf., 1986.
- [2] T.Haneyoshi, A. Kawamura, and R. G.Hoft, “Waveform compensation of PWM Inverter with cyclic fluctuating loads,” IEEE Trans. Ind. App., Vol 24, pp. 582-588, July/Aug1988.
- [3] C.Rech, H.Pinherio, H.A. Gründlig, H.L.Hey, and J.R.Pinherio, “Analysis and Design of a Repetitive Predictive PID Controller for PWM Inverters,” IEEE Power Elect. Specialist Conf., pp.1476-1481, 2000.
- [4] Y. Y. Tzou, R. S. Ou, S. L. Jung, and M. Y Chang, “High Performance programmable ac power source with low harmonic distortion using DSP based repetitive control technique,” IEEE Trans. Power Elect., Vol 12, pp.715-725, July 1997.
- [5] K. Zhou, D.Wang, “Digital Repetitive Learning Controller for Three Phase CVC F PWM Inverter,” IEEE Trans on Industrial Electr. Vol 48, Aug. 2001.
- [6] Y. Nishida, T. Haneyoshi, “Predictive Instantaneous Value Controlled PWM Inverter for UPS,” IEEE Power Elect. Spec. Conf., pp. 776-783, 1992.
- [7] K. P. Gokhale, A. Kawamura, and R. G. Hoft, “Deadbeat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis,” IEEE Power Elect. Spec. Conf., pp. 28-36, 1985.
- [8] S. Buso, S. Fasalo, and P. Mattavelli, “Uninterruptible Power Supply Multiloop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators,” IEEE Trans. on Industry Applications, Vol: 37, pp. 1846-1853, Nov. /December 2001.
- [9] Elcık Erkan, “Kesintisiz Güç Kaynağı Eviricisi İçin Sayısal Kontrollü Gerilim Ve Akım Denetleyicisi Tasarımı,” Yüksek Lisans Tezi, Eskişehir Üniversitesi, Ocak 2005.