

Fotovoltaik Enerji Kaynaklı İkili Yapılı Flyback Dönüştürücünün Fuzzy-Tuned PI ve Fractional PID Tipi Denetleyicilerle Gerilim Kararlılığının Karşılaştırılması

Hilmi ZENK^{1*}

Öz

Bu çalışmada, fotovoltaik güneş enerjisi üretim sistemi tarafından kontrolü için Fuzzy-tuned PI ve Fractional PID tabanlı kontrolörler ile dual yapılu flyback dönüştürücü tasarımı sunulmuştur. Fotovoltaik güneş enerjisi sisteminde ortam sıcaklığı ve güneş radyasyonu seviyeleri değiştiğinden yükler bu değişkenlikten etkilenir. Sistemdeki yüklerin talep ettiği değişken DC gerilim ihtiyacını karşılamak için tasarlanan bu yeni dual flyback dönüştürücü yapısını kullanarak etkin bir gerilim kontrolü yapılabileceği gösterilmiştir. Dual flyback dönüştürücünün tasarımı ve kontrolü sırasıyla Fuzzy-tuned PI ve Fraksiyonel PID denetleyicisi ile gerçekleştirildi. Sistem verimliliği ve kararlılığı, bu iki farklı kontrolör türünün etkisi altında karşılaştırıldı. Kararlı ve geçici durumlarda sistem performansı çalışmaların teorik tutarlılığını vurgulamak için çalışmalar MATLAB-SIMULINK ortamında gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Fotovoltaik güneş enerjisi, dual flyback dönüştürücü, fuzzy-tuned PI denetleyici, fractional PID denetleyici.

Comparison of Voltage Stability of Photovoltaic Power Source Dual Structure Flyback Converter with Fuzzy-Tuned PI and Fractional PID Type Controllers

Abstract

In this study, fuzzy-tuned PI and fractional PID based controllers and a dual structure flyback converter design are presented for the control of a photovoltaic solar energy generation system. Since the ambient temperature and solar radiation levels change in the photovoltaic solar energy system, the loads are affected by this variability. It has been shown that an effective voltage control can be achieved by using this new dual-flyback converter structure designed to meet the variable DC voltage requirement of the loads in the system. The design and control of the dual flyback converter was performed with the fuzzy-tuned PI and fractional PID controller, respectively. System efficiency and stability were compared under the influence of these two different types of controllers. The studies were carried out in MATLAB-SIMULINK environment to emphasize the theoretical consistency of system performance studies in stable and transient conditions.

Keywords: Photovoltaic solar energy, dual flyback converter, fuzzy-tuned PI controller, fractional PID controller.

¹Giresun Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Giresun, Türkiye, hilmi.zenk@giresun.edu.tr

¹<https://orcid.org/0000-0002-1653-8580>

1. Giriş

Kirliliğe ve iklim değişikliğine neden olan fosil yakıtlar, dünyanın tüm coğrafi bölgelerinde kolay ulaşılamazken, daha rahat ulaşılabilen yenilenebilir enerji kaynaklarından yararlanmak daha verimli bir yoldur (Guner ve Zenk, 2020). Sınırlı ve giderek azalan fosil yakıt rezervleriyle karşı karşıya kalan ülkelerin çoğu artık alternatif enerji kaynakları aramaya başlamaktadır (Şenol ve Zenk, 2020). Ekonomik ve sosyal gelişme ve insan yaşamı için; güvenilir, ucuz ve temiz enerji temini günümüzde en önemli sorun haline gelmiştir (Zenk, 2018a). Geleneksel enerji üretim yöntemlerine alternatif tabiata zarar vermeden elektrik enerjisi üretmenin en etkili yollarından biri de bilindiği gibi güneş enerjisi kullanmaktır. Güneş enerjisinden, elektrik enerjisi üretmek, güneş ışınlarının yarıiletken malzemelere dikey olarak etkisi prensibine dayanan fotovoltaiik olayda tanımlanıyor (Zenk, 2019a). Fotovoltaiik olay, güneş ışığının elektrik enerjisine dönüşümü olarak tanımlanan fiziksel bir fenomendir. Güneş pilleri, güneş ışığını doğrudan elektrik enerjisine dönüştürebilen yarı iletkenlerdir. Bu prensiple çalışan güneş pili, üzerine düşen ışık miktarına bağlı olarak uçlarda bir gerilim üretir. Üretilen gerilim, doğrudan gelen güneş ışığının miktarına bağlı olarak değişir.

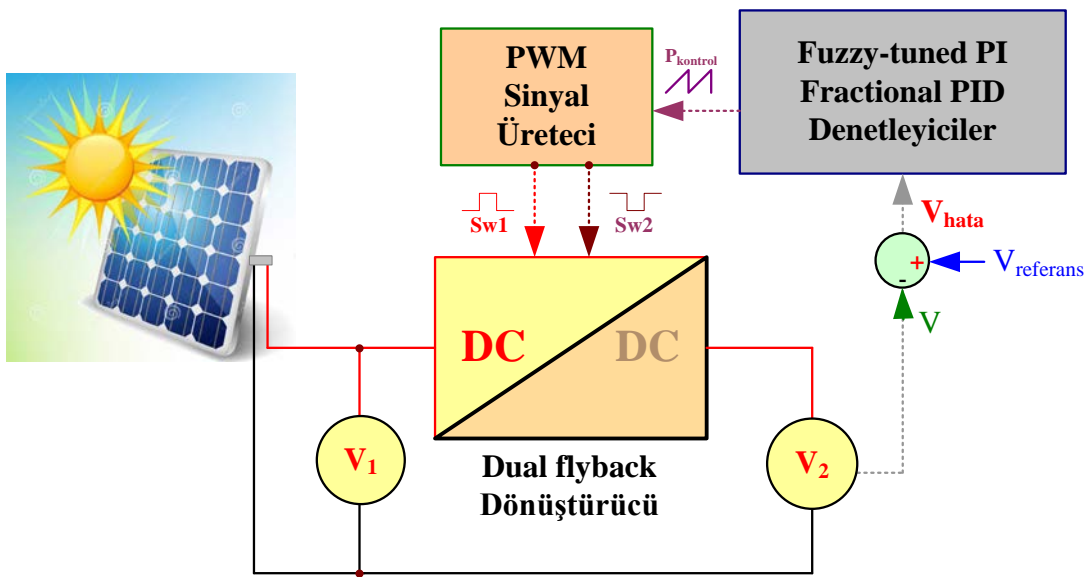
Paneller oluşturmak için bir dizi güneş pili birleştirilir ve paneller, PV güç sistemleri oluşturmak için birleştirilir (Zenk, 2018b). Güneş panellerinin çıkışında DC elektrik enerjisinden üretilir. Bu gelen DC gerilim ve gücü, çeşitli güç elektroniği dönüştürücüleri ile DC veya AC yüklerle bağlanabilir (Zenk, 2019b).

Güneş pilleri, amorf silikon, bakır indiyum galyum selenid ve kadmiyum tellür gibi birçok malzemedan üretilebilir (Lee ve Ebong, 2017). Güneş panellerinde maliyet ve verimlilik konusunda birçok çalışma bulunmaktadır. Mevcut fotovoltaiik panelin verimliliği birçok kez ifade edilmiş ve % 35'e ulaşmıştır (Praveen ve VijayaRamaraju, 2017). Güneş enerjisi ile büyük miktarda elektrik enerjisi üreten ülkelerde, üretimin önemli şekilde artması, panellerin güç değerlerinin ve verimliliğin artması ile güneş paneli üretim tekniklerinin geliştirilmesi ve daha ekonomik hale gelmesi ile sağlanmıştır.

Fotovoltaiik güneş panellerinden üretilen DC tipi elektrik enerjisi, kullanım amacına göre DC veya AC elektrik enerjisine dönüştürülmelidir. Bunun için farklı bir dönüştürücü türü gereklidir. Ancak dönüştürücüler bir kontrol sistemine ihtiyaç duyar. Bu dönüştürücüler, P, PI, PD, PID tipi denetleyiciler (Kiyak ve Gol, 2016;Zenk ve ark., 2019) ile, bulanık mantık tabanlı denetleyicileri (Saygin ve Kerem, 2017), kesirli PID (Rasoanarivo ve ark., 2011), yapay sinir ağları (Soliman ve ark., 2017), vektör denetim yöntemleri (Fathima ve ark., 2017), model öngörücü kontrol (Su ve Sun, 2017) ve genetik algoritmalar (Qian ve ark., 2016) gibi klasik ve gelişmiş denetim yöntemleri kullanılarak denetlenebilir.

2. Materyal ve Metot

Şekil 1'de sırasıyla fuzzy-tuned PI denetleyici ve fractional PID'ye bağlı dual yapılı Flyback dönüştürücü ve enerji kaynağı olarak güneş paneli bağlı sistemin genel şeması verilmiştir. Güneş panelleri 3 paralel kol ve Her dalda 3 panel. Bu panellerden gelen DC gerilim, Dual-Flyback dönüştürücüye bağlanır. Çıkış gerilimini istenen referans aralığında kontrol etmek için alınan örnekler kontrol ünitesine girer. Kontrolör çıkışındaki kontrol sinyalleri PWM sinyali üreticisine bağlanır ve anahtar sinyalleri üretilir. Bu sinyaller Flyback dönüştürücünün anahtarını çalıştırarak referans değerinde gerilim üretilmesini sağlar.

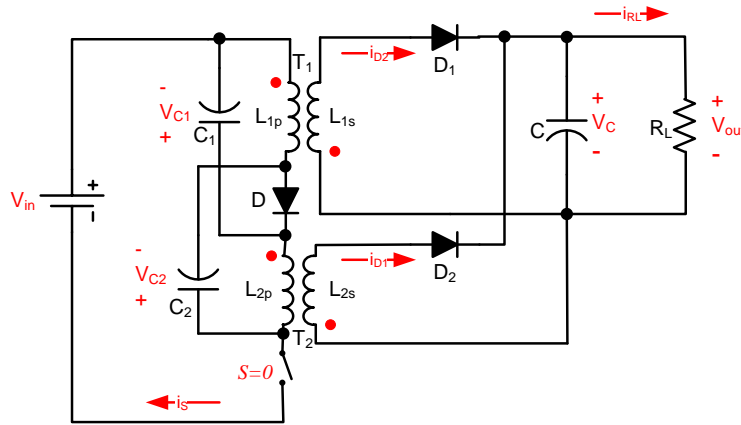


Şekil 1. Sistemin genel blok diyagramı.

2.1. Dual Flyback Dönüştürücünün Çalışması

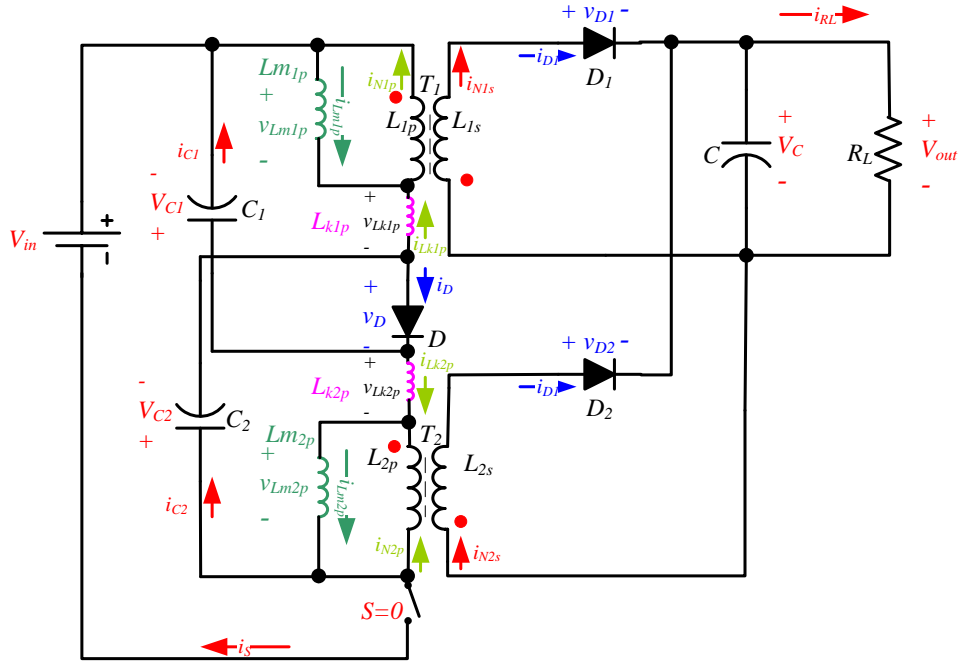
Elektriksel güç dönüşümü ihtiyacı gereken durumlarda, güç elektroniği dönüştürücüleri kullanılır. Yalıtım ve düşük güç gerektiren uygulamalarda daha çok forward ve flyback dönüştürücü türleri tercih edilmektedir (Finney ve ark., 1996). Flyback tabanlı trafo devre tasarımları kolay kontrolü ve az sayıda eleman olması nedeniyle tercih edilmektedir. Ancak, Flyback tipi dönüştürücülerde kullanılan transformatörünün kaçak endüktansı önemli bir sorun olarak karşımıza çıkar. Bu kaçak endüktans, dönüştürücüdeki kontrol anahtarında ciddi gerilim artışına ve yüksek güç kayıpları gibi olumsuz etkilere neden olur. Bu sorunları iyileştirmek için bazı teknikler mevcuttur. Bu tekniklerden birisi aktif anahtarlardaki (Chen ve ark., 2000) voltaj artışlarını sınırlamak için bir fren direnci (RCD) kullanılabilir. Bu yöntemle birlikte, trafonun kaçak endüktansında depolanan enerji, RCD direnci üzerinde dağıtılır.

Başka bir yöntemde transformatörlerin, kaçak enerjisini geri dönüştürmek için iki anahtarlı dual tipli flyback dönüştürücü yapısı kullanılabilir (Kim ve Jung, 2009). Ancak bu devre topolojisinde iki aktif anahtara ihtiyaç vardır (Murthy-Bellur ve Kazimierczuk, 2011). Aktif anahtarlardaki gerilim artışını ortadan kaldırmak için aktif bir clamp devresi uygulanabilir. Ek olarak, bu dönüştürücü, aktif anahtar için sıfır voltaj anahtarlama da sağlayabilir. Ancak, bu dönüştürücüde yüksek güç uygulamaları için iki transformatör kullanır Spiazzi ve ark., 2011). Önerilen dönüştürücünün devre konfigürasyonu Şekil 2'de gösterilmektedir. Önerilen dönüştürücü, bir anahtar S, iki T_1 ve T_2 transformatör, üç diyot ve üç kapasitörden oluşur (Zenk, 2018c). T_1 ve T_2 transformatörlerindeki sargılar aynı rölatif dönüş yönlerine sahiptir, $N_{1p} = N_{2p}$ ve $N_{1s} = N_{2s}$ ve dönüş oranları $a = N_{1s} / N_{1p} = N_{2s} / N_{2p}$. T_1 ve T_2 transformatörlerinin kaçak enerjileri, kapalı periyot S'de D_1 diyot aracılığıyla C_1 ve C_2 kapasitörlerine geri dönüştürülebilir. Bu nedenle güç kayıpları azaltılabilir. Önerilen dönüştürücünün devre analizini basitleştirmek için, tüm bileşenlerin ideal olduğu varsayılır. Bu nedenle devre elemanlarının kayıpları hesaba katılmaz. Ayrıca devredeki kapasitörler yeterince büyüktür. Bu kapasitörlerdeki voltajlar, her anahtarlama döneminde sabit kabul edilir.



Şekil 2. Dual flyback konvertör basit devre modeli.

Dual flyback dönüştürücünün eşdeğer bir devresi Şekil 3'te gösterilmektedir. S anahtarı, darbe genişliği modülasyon stratejisi kullanılarak kontrol edilir. T_1 ve T_2 transformatörlerinin karşılıklı manyetik endüktansı L_{m1p} ve L_{m2p} , kaçak indüktansları L_{k1p} ve L_{k2p} ideal transformatörler olarak modellenmiştir. T_1 ve T_2 transformatörlerinin sargıları eşdeğer olduğundan, mıknatıslanma endüktans denklemi (1) ve kaçak indüktanslar denklem (2) 'de verildiği gibi eşit kabul edilir. T_1 ve T_2 transformatörlerinin kuplaj katsayısı k denklem (3) 'te verilmiştir.



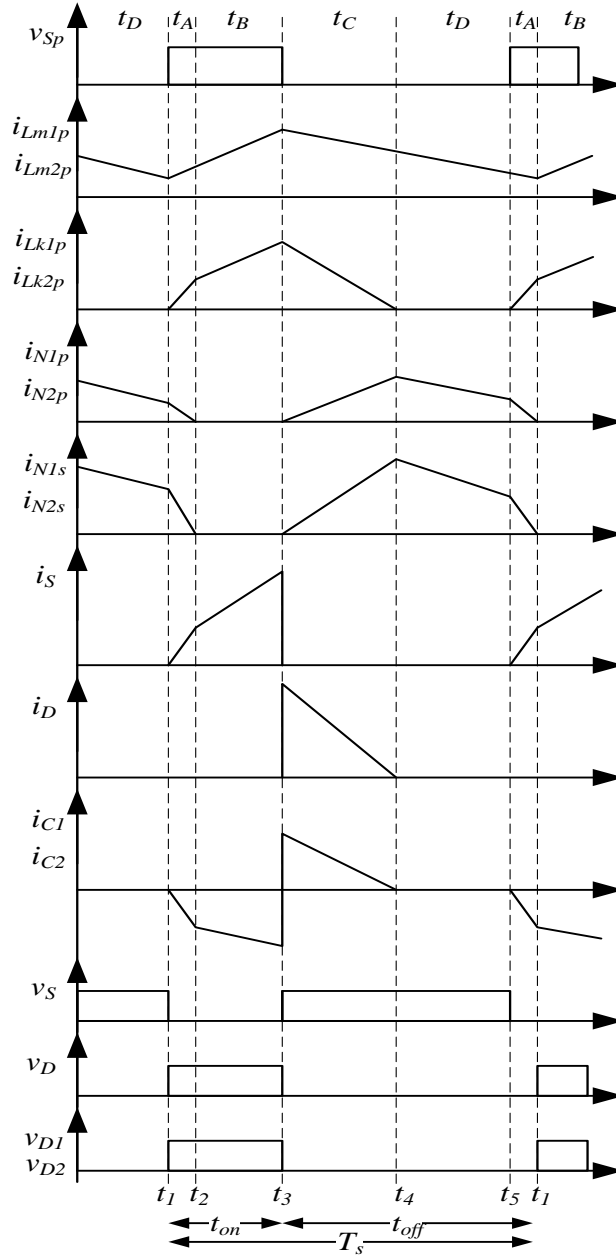
Şekil 3. Dual flyback konvertör eşdeğer devresi.

$$L_m = L_{m1p} = L_{m2p} \quad (1)$$

$$L_k = L_{k1p} = L_{k2p} \quad (2)$$

$$k = \frac{L_{m1p}}{L_m + L_k} \quad (3)$$

Sürekli çalışma modunda (CCM) bir anahtarlama periyodu sırasında önerilen dual flyback dönüştürücü devresindeki bazı devre elemanlarının akım-gerilim ifadeleri denklemler (4) - (8)'de verilmiş, akım-gerilim (i-v) dalga formları Şekil 4'te gösterilmiştir.



Şekil 4. Dual flyback dönüştürücünün akım ve gerilim dalga formları.

$$v_{Lm} = v_{Lm1p} = v_{Lm2p} \tag{4}$$

$$v_{Lk} = v_{Lk1p} = v_{Lk2p} \tag{5}$$

$$i_{Lm} = i_{Lm1p} = i_{Lm2p} \tag{6}$$

$$i_{Lk} = i_{Lk1p} = i_{Lk2p} \tag{7}$$

$$V_c = V_{c1} = V_{c2} \tag{8}$$

Önerilen dual flyback dönüştürücünün sürekli akım çalışma modunu açıklamak için, devredeki anahtarın çalışma periyodunun belirli zaman aralıklarında farklı devre analizlerinin incelenmesi gerekir.

2.1.1. Dual Flyback Dönüştürücünün A Çalışma Modu ($t_a = t_2 - t_1$)

S aktif anahtarının açık olduğu durumdaki devre akım yönleri Şekil 5'te gösterilmektedir. Transformatörlerin L_{m1p} ve L_{m2p} mıknatıslanma endüktanslarında depolanan enerjiler, ideal kondansatörler ve D_2 ve D_3 diyotları aracılığıyla C_o çıkış kondansatörüne ve R yüküne aktarılır. Giriş gerilim kaynağı V_{in} , kapasitör C_1 ve mıknatıslanma endüktansı L_{m2p} , enerjilerini aktif anahtar S üzerinden seri olarak kaçak endüktans L_{k2p} 'ye iletir. Benzer şekilde, V_{in} kaynağı, mıknatıslanma endüktansı L_{m1p} ve kapasitör C_2 , enerjileri seri olarak S aktif anahtarı üzerinden kaçak endüktans L_{k1p} 'ye aktarır. Bu nedenle, Şekil 4'te gösterildiği gibi mıknatıslanma endüktans akımları i_{Lm1p} ve i_{Lm2p} azaltılır ve kaçak endüktans akımları i_{Lk1p} ve i_{Lk2p} artar. Bu mod, i_{Lm1p} ve i_{Lm2p} mıknatıslanma endüktans akımları, i_{Lk1p} ve i_{Lk2p} kaçak endüktans akımlarına eşit olduğunda t_2 'de sona erer.

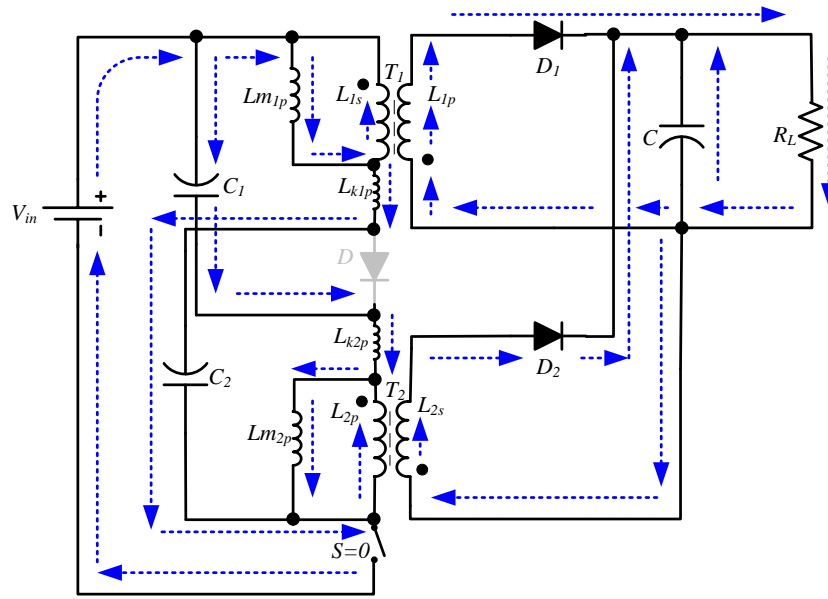
Mıknatıslanma endüktansı L_{m1p} ile L_{m2p} arasındaki gerilimler ve L_{k1p} ve L_{k2p} kaçak endüktansları denklem (9) - (12) ile hesaplanabilir.

$$v_{Lm}^A = -\frac{V_o}{a} \quad (9)$$

$$v_{Lk}^A = V_{in} + V_c + \frac{V_o}{a} \quad (10)$$

$$i_{Lm}^A(t) = -\frac{V_{in}}{aL_m}(t - t_1) + i_{Lm}(t_1) \quad (11)$$

$$i_{Lk}^A(t) = \frac{1}{L_k}(V_{in} + V_c + \frac{V_o}{a})(t - t_1) \quad (12)$$



Şekil 5. Dual flyback konvertörün A modunda çalışırken akım yönleri.

2.1.2. Dual Flyback Dönüştürücünün B Çalışma Modu ($t_b = t_3 - t_2$)

Flyback dönüştürücünün 2. çalışma modunda, devredeki S anahtarı açık pozisyonda kalır. Mevcut yönler Şekil 6'da kesikli oklarla gösterilmiştir. V_{in} kaynağı ve C_1 kondansatörü, S aktif anahtarı aracılığıyla manyetizasyon endüktansı L_{m2p} ve kaçak endüktansı L_{k2p} için enerjilerini iletmek üzere seri olarak bağlanmıştır. Öte yandan, V_{in} kaynağı ve C_2 kondansatörü, mıknatıslanma endüktansı L_{m1p} ve kaçak indüktans L_{k1p} enerjilerini aktif anahtar S üzerinden aktarmak için seri olarak bağlanır. Çıkış kondansatörü C'de depolanan enerji, R yükünde boşaltılır. Bu nedenle, B modu sırasında mıknatıslanma endüktans akımları i_{Lm1p} ve i_{Lm2p} ve kaçak endüktans akımları i_{Lk1p} ve i_{Lk2p} artar. Mod B, t_3 anında S anahtarı kapalı konuma geçtiğinde sona erer. Bu süre zarfında (13) - (18) denklemleri elde edilir.

$$v_{Lm}^B + v_{Lk}^B = V_{in} + V_c \quad (13)$$

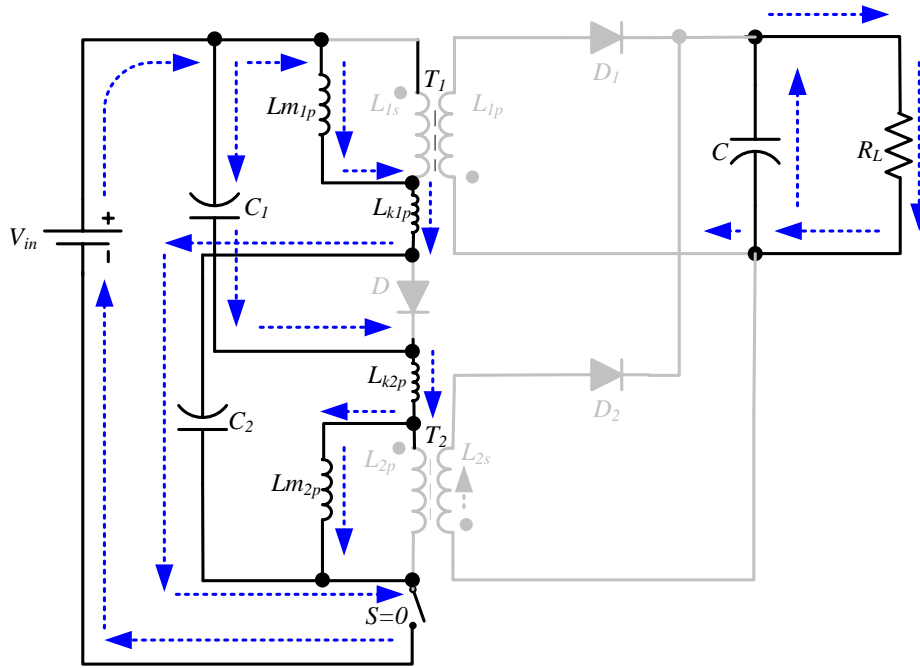
$$i_{Lk}^B = i_{Lm}^B \quad (14)$$

$$v_{Lk}^B = L_k \frac{di_{Lk}^B}{dt} = \frac{1-k}{k} L_m \frac{di_{Lm}^B}{dt} \quad (15)$$

$$v_{Lk}^B = \frac{1-k}{k} v_{Lm}^B \quad (16)$$

$$v_{Lm}^B = k(V_{in} + V_c) \quad (17)$$

$$i_{Lm}^B(t) = \frac{(V_{in} + V_c)}{L_m} (t - t_2) + i_{Lm}(t_2) \quad (18)$$



Şekil 6. Dual flyback konvertörün B modunda çalışırken akım yönleri.

2.1.3. Dual Flyback Dönüştürücünün C Çalışma Modu ($t_c = t_4 - t_3$)

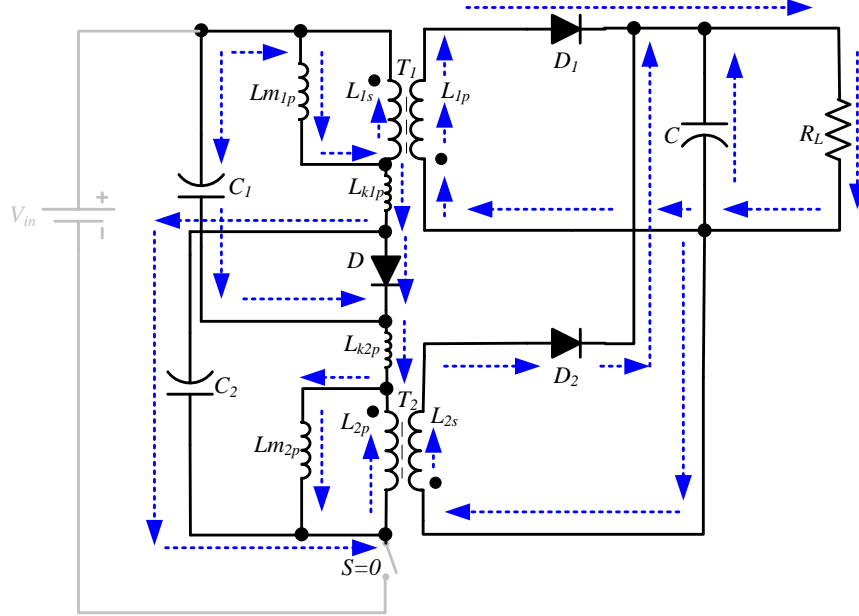
S anahtarı, çalışma modundan C kapalı konumdadır. Devre akım yönleri Şekil 7'de gösterilmiştir. Mıknatıslanma endüktansı L_{m2p} ve kaçak endüktans L_{k2p} , enerjilerini C_2 kondansatörü ile seri olarak D diyotuna iletir. Benzer şekilde, devrenin diğer kısmında, L_{m1p} mıknatıslanma endüktansında ve L_{k1p} kaçak endüktansında depolanan enerji, seri bağlı bir D diyot kullanılarak C_1 kapasitörüne aktarılır. Böylece kaçak enerjiler geri kazanılır ve kayıp azaltılır. Mıknatıslanma endüktanslarında L_{m1p} ve L_{m2p} depolanan enerjiler $T_1 - T_2$ transformatörleri, $D_1 - D_2$ diyotları aracılığıyla R yüküne yatırılır. C çıkış kapasitörünün çıkışı da R yüküne boşaltılır. Bu nedenle, Şekil 4'te gösterildiği gibi mıknatıslanma indüktans akımları i_{Lm1p} ve i_{Lm2p} ve kaçak indüktans akımları i_{Lk1p} ve i_{Lk2p} azalır. C çalışma modunun sonunda yani t_4 'te; i_{Lk1p} ve i_{Lk2p} kaçak endüktans akım değerleri sıfırdır. C modu sırasında $L_{m1p} - L_{m2p}$ mıknatıslanma endüktansları ve $L_{k1p} - L_{k2p}$ kaçak endüktans akımı ve gerilim ifadeleri (19) ve (22) nolu denklemlerde verilmiştir.

$$v_{Lm}^C = -\frac{V_0}{a} \quad (19)$$

$$v_{Lk}^C = \frac{V_0}{a} - V_c \quad (20)$$

$$i_{Lm}^C(t) = -\frac{V_0}{aL_m}(t - t_3) + i_{Lm}^B(t_3) \quad (21)$$

$$i_{Lk}^C(t) = \frac{1}{L_k} \left(\frac{V_0}{a} - V_C \right) (t - t_3) + i_{Lk}^B(t_3) \quad (22)$$



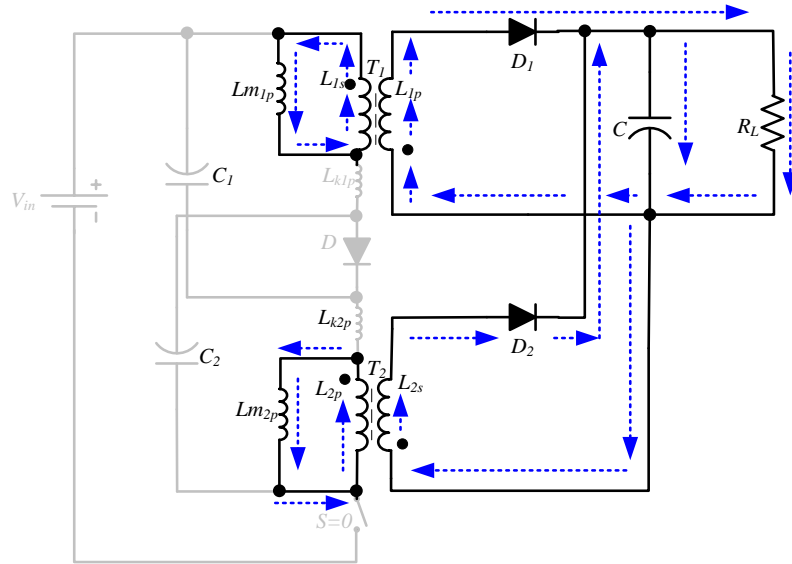
Şekil 7. Dual flyback konvertörün C modunda çalışırken akım yönleri.

2.1.4. Dual Flyback Dönüştürücünün D Çalışma Modu ($t_a = t_5 - t_4$)

D çalışma modunda, S anahtarı kapalı konumunda kalır. Devredeki enerji akış yönü Şekil 8'de detaylı olarak gösterilmiştir. Mıknatıslanma endüktansları L_{m1p} ve L_{m2p} 'de depolanan enerjiler, ideal kapasitörler ve $D_1 - D_2$ diyotlar aracılığıyla C çıkış kondansatörüne ve R yüküne aktarılır. Böylece, mıknatıslanma endüktans akımları i_{Lm1p} ve i_{Lm2p} , Şekil 4'te gösterildiği gibi azaltılır. D modunda, S anahtarı yalnızca t_5 açık konuma getirildiğinde açılır. Öte yandan, t_5 zamanı bir sonraki anahtarlama döneminin başlangıç noktasıdır. Mıknatıslanmış endüktanslar L_{m1p} ve L_{m2p} , D modu, voltaj denklemi (23) ve akım denklemi (24) boyunca verilmektedir.

$$v_{Lm}^D = -\frac{V_0}{a} \quad (23)$$

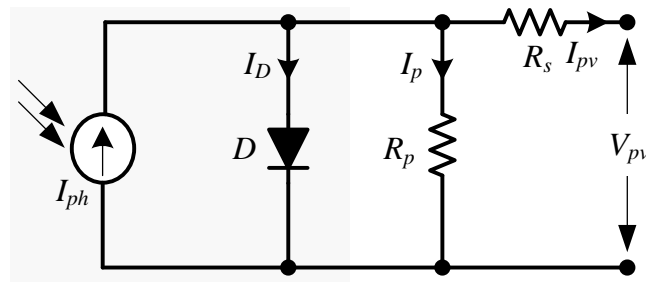
$$i_{Lm}^D(t) = -\frac{V_0}{aL_m}(t - t_4) + i_{Lm}^C(t_4) \quad (24)$$



Şekil 8. Dual flyback konvertörün D modunda çalışırken akım yönleri.

2.2. Fotovoltaik Güneş Pilleri

Fotovoltaik güneş pilleri, güneş ışığını elektrik enerjisine çeviren yarı iletken bileşenlerdir (Yang, 2018). Fotovoltaik güneş pillerinin davranışını ve elektriksel özelliklerini incelemek için, elektrik devre elemanlarından oluşan eşdeğer bir devreye ihtiyaç vardır (Alfaro ve Vilanova, 2016). Literatürde basit ve gelişmiş fotovoltaik güneş pilleri için farklı eşdeğer devre modelleri bulunmaktadır (Bianchi ve ark., 2006). Fotovoltaik güneş pilleri ideal elementler olmadıkları için fiziksel yapıları gereği kayıp elementlerdir. Bu nedenle kayıplar dirençlerle temsil edilir.



Şekil 9. PV güneş pili eşdeğer devresi.

Bir fotovoltaik güneş pili için yaygın olarak kullanılan eşdeğer devre modeli Şekil 9'da görülmektedir. I_{ph} akım kaynağı, fotonlar tarafından üretilen akımı gösterir ve sabit radyasyon ve sıcaklık altında sabittir. Paralel R_p direnci, kaçak akımı ve çıkıştaki voltaj düşüşüne karşı seri R_s

direncini temsil etmek için kullanılır. Fotovoltaik bataryadaki dönüşümün verimliliği, R_s 'deki küçük değişikliklere duyarlıdır. Ancak, R_p 'deki değişikliklere duyarlı değildir. R_s 'deki küçük bir artış, fotovoltaik modülün (Damiano ve ark., 1999) çıkışını önemli ölçüde azaltır.

PV hücrenin çıkış voltajı Denklem 25'de verilmiştir (Zenk ve ark., 2011). Burada kullanılan değişkenlerin açıklamaları Tablo 1'de görülmektedir.

$$V_{PV} = \frac{N}{\lambda} \ln \left(\frac{I_{SC} - I_{PV} + M I_0}{M I_0} \right) - \frac{N}{M} R_s I_{PV} \quad (25)$$

Tablo 1. PV güneş hücresi ile ilgili temel bilgiler.

Sembol	Tanım	Birim
V_{PV}	PV hücre çıkış gerilimi	V
I_{PH}	Işınlama seviyesinin ve sıcaklık birleşiminin bir fonksiyonu olarak Foto akım,	A
I_{PV}	PV hücre çıkış akımı	A
I_{SC}	Hücre kısa devre akımı	A
I_0	Ters saturasyon akımı	A
R_s	PV hücrenin seri direnci	Ω
N	Dizi başına hücre sayısı	
λ	Sabit bir katsayı	
M	Paralel dizi sayısı	

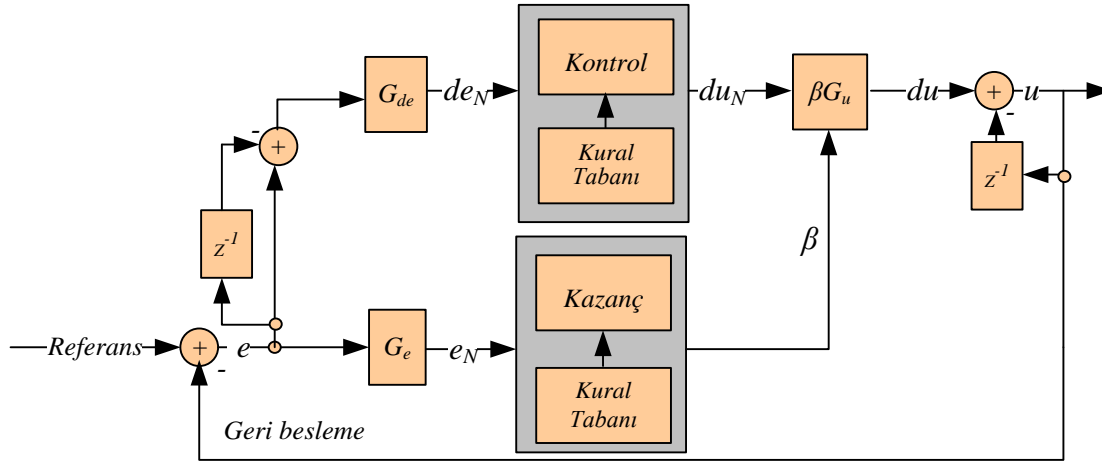
Seçilen güneş paneli bir BP SX3190 modelidir ve piyasadan kolayca temin edilebilir. Tablo 2, silikon nitrür çok kristalli silikon hücreli yüksek verimli fotovoltaik modül ile ilgili bilgileri gösterir.

Tablo 2. Seçilen PV panel teknik bilgileri.

Birim	Değer
Açık devre voltajı	30,6021 V
Kısa devre akımı	8,51029 A
Maksimum güç	190 W
Maksimum güç noktasında voltaj	24,3003 V
Maksimum güç noktasında akım	7,82945 A
Kısa devre akımının sıcaklık katsayısı	(0,065±0,015)%/°C
Açık devre voltajının sıcaklık katsayısı	-(111±10)mV/°C
Seri direnç	0,17514 ohm
Paralel direnç	755,51 ohm
Diyot doygunluk akımı	1,0647e-6A
Diyot ideallik faktörü	1,5

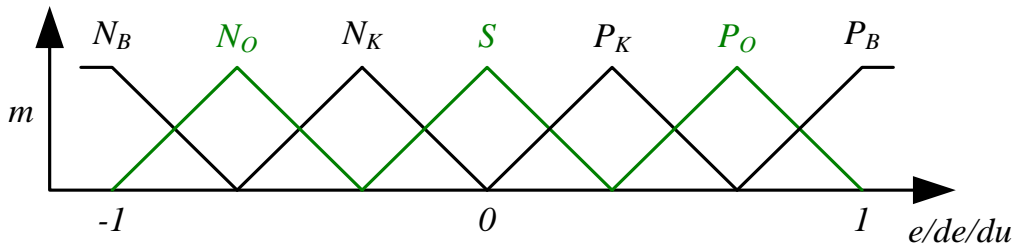
2.3. Fuzzy-Tuned PI Denetleyici

Fuzzy-tuned PI denetleyicilerin basitleştirilmiş blok diyagramı Şekil 10'da gösterilmektedir. Bu kontrolör tipi giriş hatası (e), hata değişikliği (de) ve kontrolör çıkışı (du) için üyelik fonksiyonları normalleştirilmiş etki alanında $[-1,1]$ Şekil 11'de gösterildiği gibi tanımlanmıştır. β üyelik fonksiyonları (MF) ise $[0, 1]$ aralığında Şekil 12'de gösterildiği gibi tanımlanır.

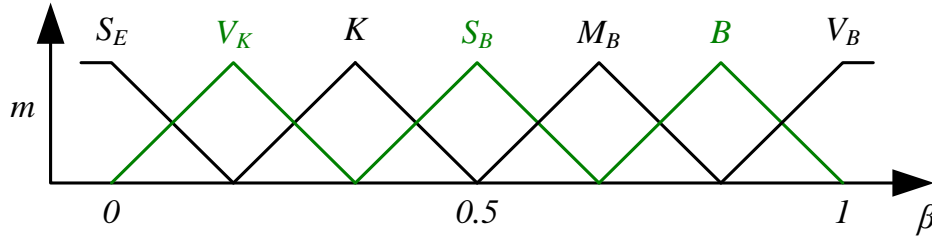


Şekil 10. Fuzzy-tuned PI denetleyicinin temel konfigürasyonu.

Doğal ve tarafsız doğası nedeniyle, eşit taban genişliğine ve komşu MF'lerle % 50 örtüşmeye sahip simetrik üçgenler burada kullanılır (Pal ve Naskar, 2013). PI tipi FLC için e , de , du terim kümeleri dilsel değerlerin büyüklük kısmı için aynı dilsel ifadeleri içerir (Zenk ve Akpınar, 2013; Zenk, 2016).



Şekil 11. Üyelik fonksiyonundaki girişler (e , de) ve çıkış (du), $L_e = L_{de} = L_{du} \{N_B, N_O, N_K, S, P_K, P_O, P_B\}$.



Şekil 12. Kazanç güncelleme faktörü β 'nın MF'lere eşlenmesi $\{S_E, V_K, K, S_B, M_B, B, V_B\}$.

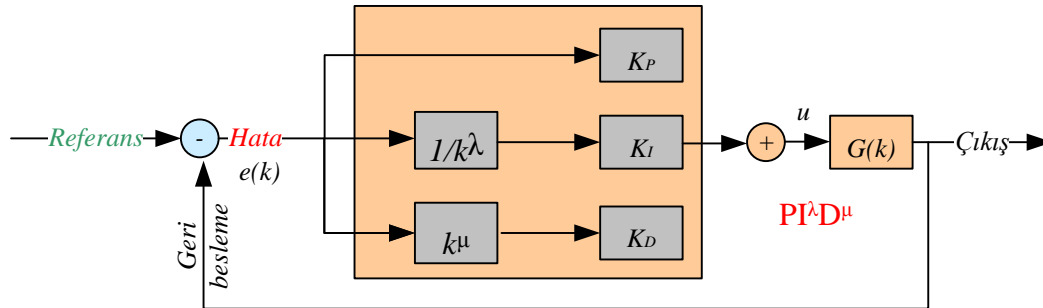
Burada du , kontrolör çıkışındaki artımlı değişiklidir. Fuzzy-tuned PI denetleyici Şekil 10 ve denklem (26)'da gösterildiği gibi basit bulanık PI denetleyicisinin çıkışı değiştirilerek doğrusal olmayan denetleyici çıkışı, (du) 'nun üretilmesi sağlanır.

$$u(k) = u(k-1) + du(k) \quad (26)$$

$$du = \beta Gu(du_N1) \quad (27)$$

2.4. Fractional PID Denetleyiciler ($PI^\lambda D^\mu$)

Fractional tip PID denetleyicileri, PID'lerin genelleştirilmiş formu olarak tanımlanabilir. Başka bir ifade ile sistem çıktı verileri, girdinin doğrusal bir kombinasyonu, girdinin kesirli bir türevi ve girdinin bir kesirli integrali olarak özetlenebilir (Podlubny, 1998). Kesirli PID'ler aynı zamanda $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicileri olarak da bilinir; burada λ ve μ , entegrasyon ve farklılaşma sıralarıdır; her iki değer de 1 ise, sonuç normal bir PID'dir (bundan böyle kesirli bir PID'nin aksine "tamsayı" PID olarak adlandırılır).



Şekil 13. $PI^\lambda D^\mu$ PID Kontrolörün temel konfigürasyonu.

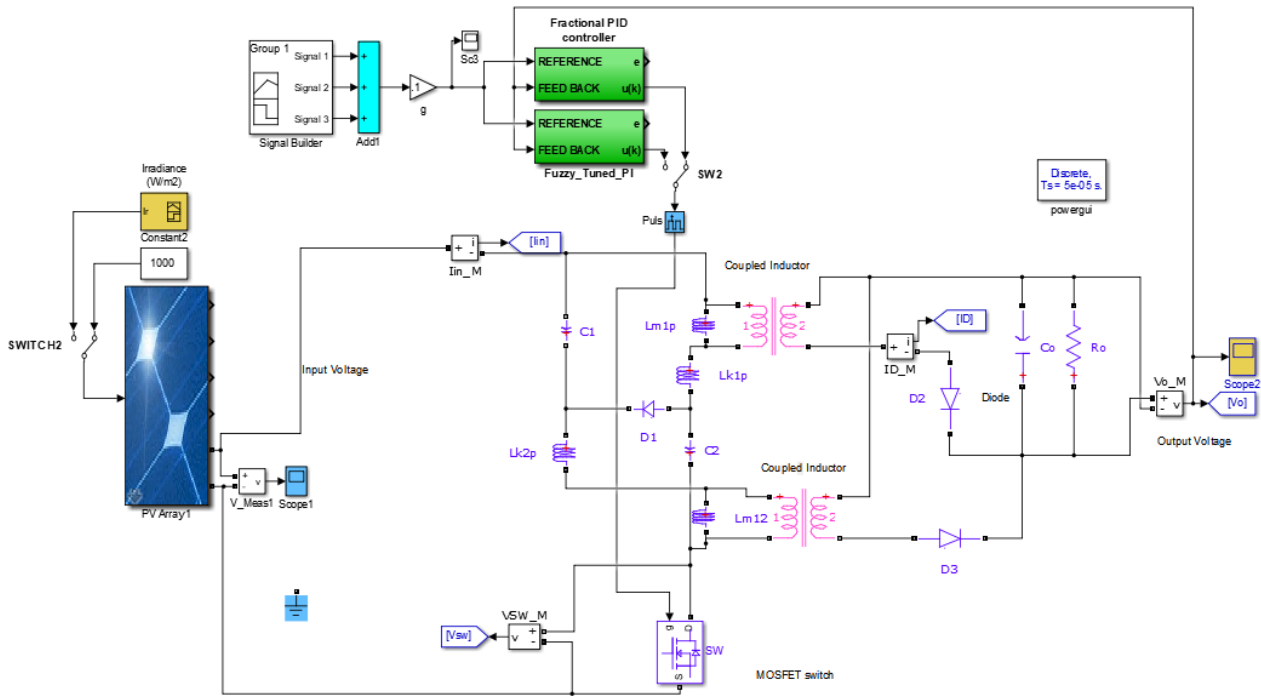
$PI^\lambda D^\mu$ denetleyicileri, klasik PI denetleyicilerinden daha iyi sonuçlar verebilen gelişmiş denetleyicilerdir. PID denetleyicilerinden daha hassas ayar yapabildikleri için yaygın olarak kullanılmaktadırlar. En iyi bilinenler M. Caputo, Grunwald-Letkinov ve Reimann-Liouville'in (Shah ve Agashe, 2016; Rasoanarivo ve Sargos, 2013) tanımlarıdır. $PI^\lambda D^\mu$ kontrolör genel blok şeması Şekil 13'te gösterilmektedir.

Bu çalışmada λ ve $\mu \geq 0$, λ entegrasyon sırası ve μ farklılaştırıcı sıradır. K_P , K_I ve K_D , PID denetleyici kazançlarıdır. $U(s)$ ve $E(s)$ sırasıyla kontrol ve hata sinyalleridir. Bu çalışmada, $PI^\lambda D^\mu$ kontrolör yazılımı FOMCON Toolbox (Tepljakov, 2017) tarafından yapılmıştır. Sistem çıkışı, $C(k)$ Denklem 28'de görüldüğü gibidir.

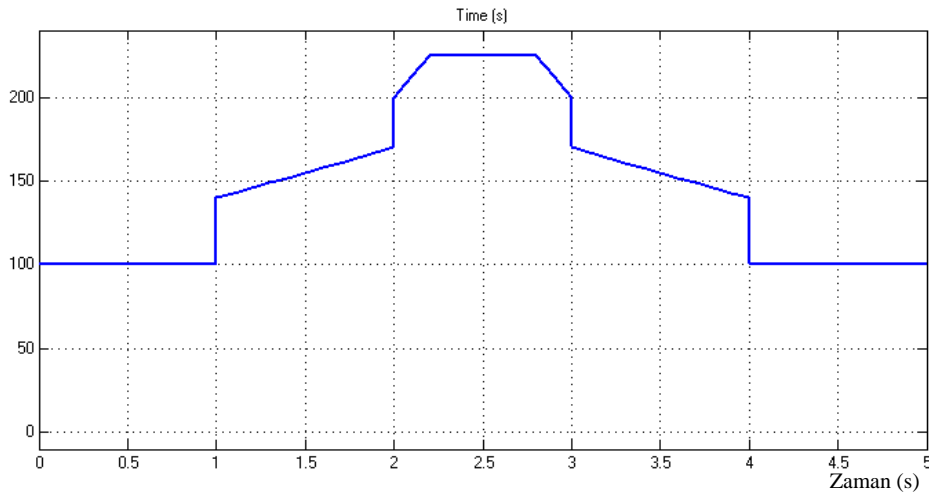
$$C(k) = K_P + \frac{K_I}{k^\lambda} + K_D k^\mu \quad (28)$$

3. Bulgular ve Tartışma

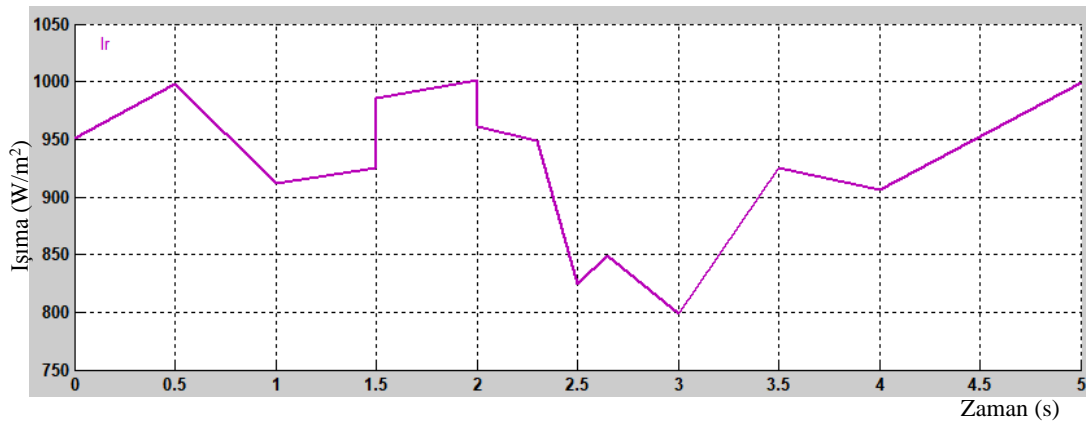
Tasarlanan sisteme ait Matlab/Simulink dijital ortamında hazırlanan devre Şekil 14'te verilmiştir. Tüm veriler incelenirken ortam sıcaklık değeri $t=25$ °C olarak alınmış, güneş ışınım değeri ise değişken bir grafikte belirlenmiştir. Yük olarak 23 Ω 'luk bir sabit yük kullanılmıştır. Ayrıca sistemde kullanılan dual flyback dönüştürücüye bağlı Bulanık ayarlı PI ve kesir dereceli PID kontrolörün katsayı değerleri aynıdır. Kontrol tekniğinde ise kesir dereceli PI'da Caputo yaklaşımı kullanılmıştır. Sistemde anahtarlama frekansı 50kHz seçilmiştir. Bu bölümde çalışma sonucunda elde edilen bulgular verilmektedir.



Şekil 14. Tasarlanan sistemin Matlab/Simulink ortamındaki gösterimi.



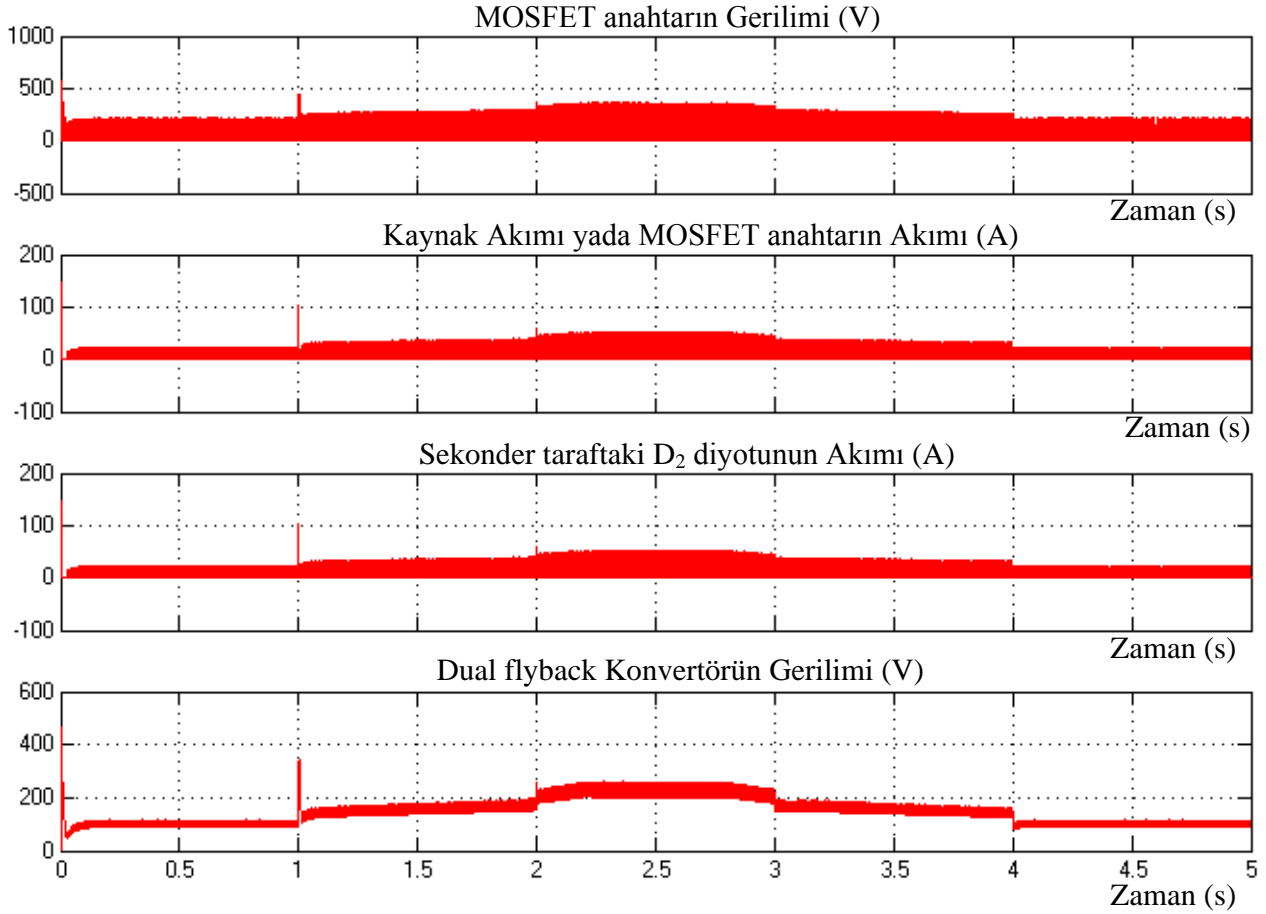
Şekil 15. Tasarlanan sistemdeki çıkış gerilimini sağlaması istenen referans gerilim değerinin zamanla değişimi.



Şekil 16. Zamanla değişen güneş ışınım durumu

3.1. Fuzzy-Tuned PI Kontrollü Sistem Çıktıları

Şekil 14’te verilen sistemde kontrolör olarak Fractional PID seçildiğinde önerilen dual flyback dönüştürücünün bazı parametrelerinin 5 saniyelik değişimi Şekil 17’de verilmiştir.

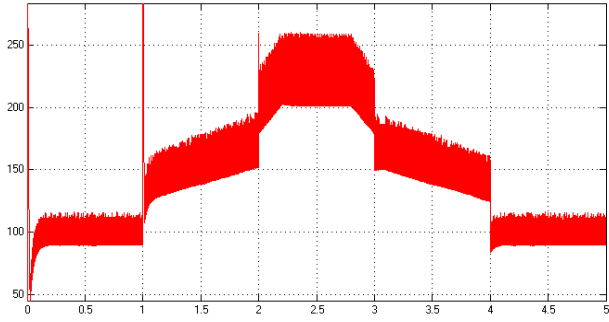


Şekil 17. Fuzzy-tuned PI denetimli Sistem parametreleri

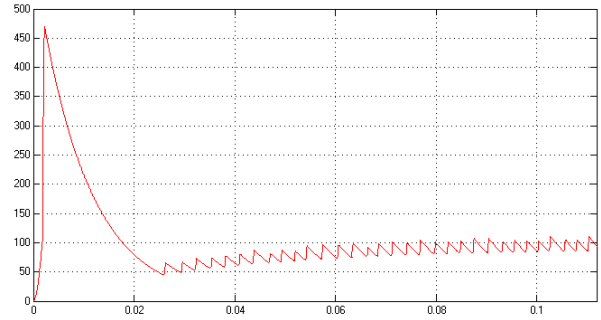
Tablo 3. Fuzzy-tuned PI denetimli sistemin verileri.

Zaman Aralığı (s)	Referans	Çıkış Gerilimi (V)	$\Delta V = V_{ref} - V_o$	% Hata	Şekil 18
0-0,01	100	469,7	-369,7	369,7	b)
0,02	100	90-115	2,5	2,5	b)
1-1,05	100-140	343,6	-203,6	145,42	c)-d)
1,05	141,5	120-150	6,5	4,59	c)
2-2,01	170-200	260	60	30	e)-f)
2,02	200	182-228	5	2,5	f)
4,6	100	90-115	2,5	2,5	g)
2,5	225	202-258	2,5	1,11	h)
1,492-1,504	155	138-178	-3	1,93	i)
0,5	100	89-112	-1,5	1,5	j)

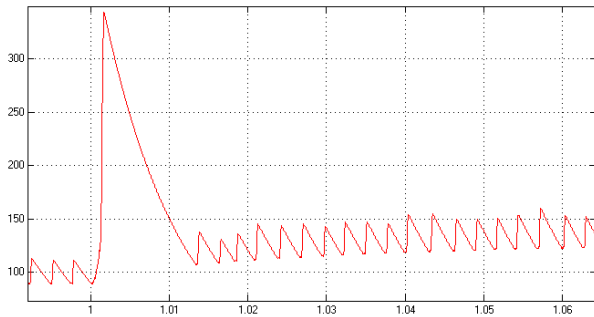
Tablo 3'te verilen bilgiler incelendiğinde % hataların toplamı %561,75 bulunur. Bu hata değeri alınan on adet örnekleme oranlanırsa yaklaşık bir ortalama değer bulunur. Bu değer % 56,178 bulunur.



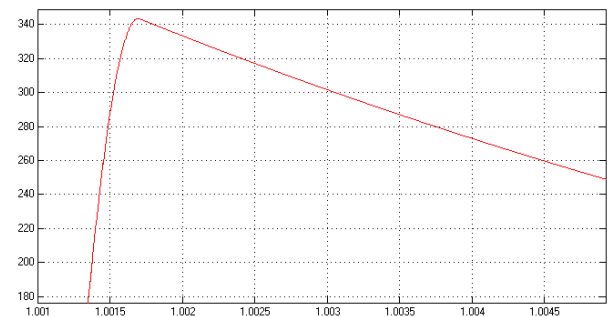
a)



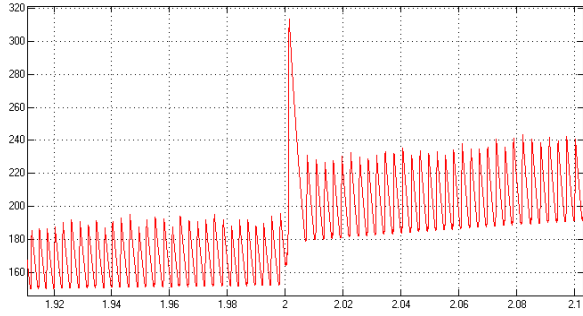
b)



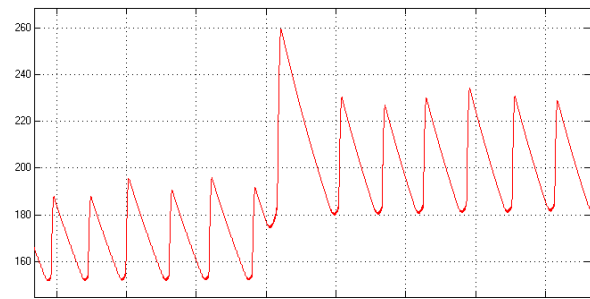
c)



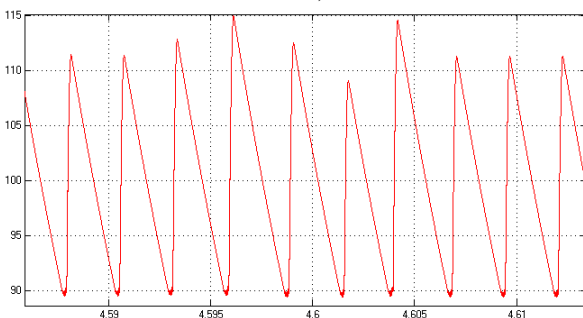
d)



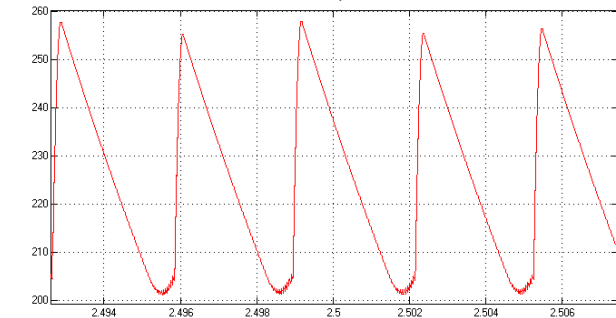
e)



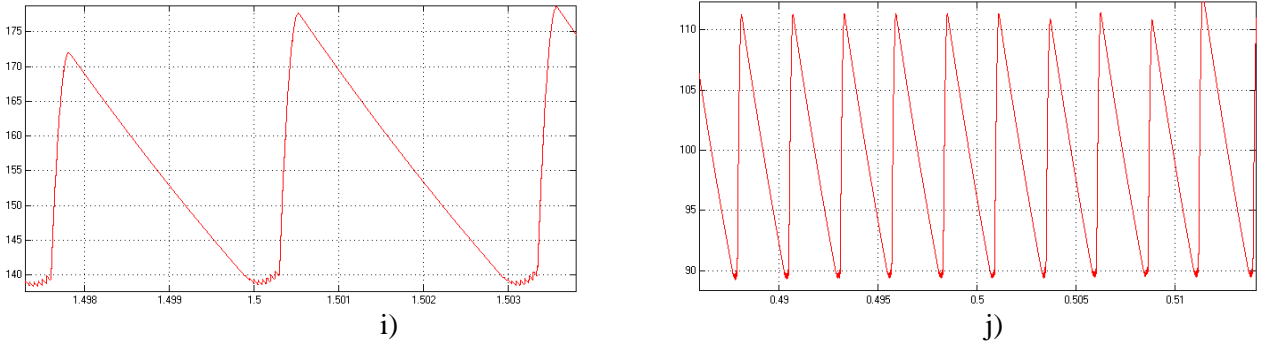
f)



g)



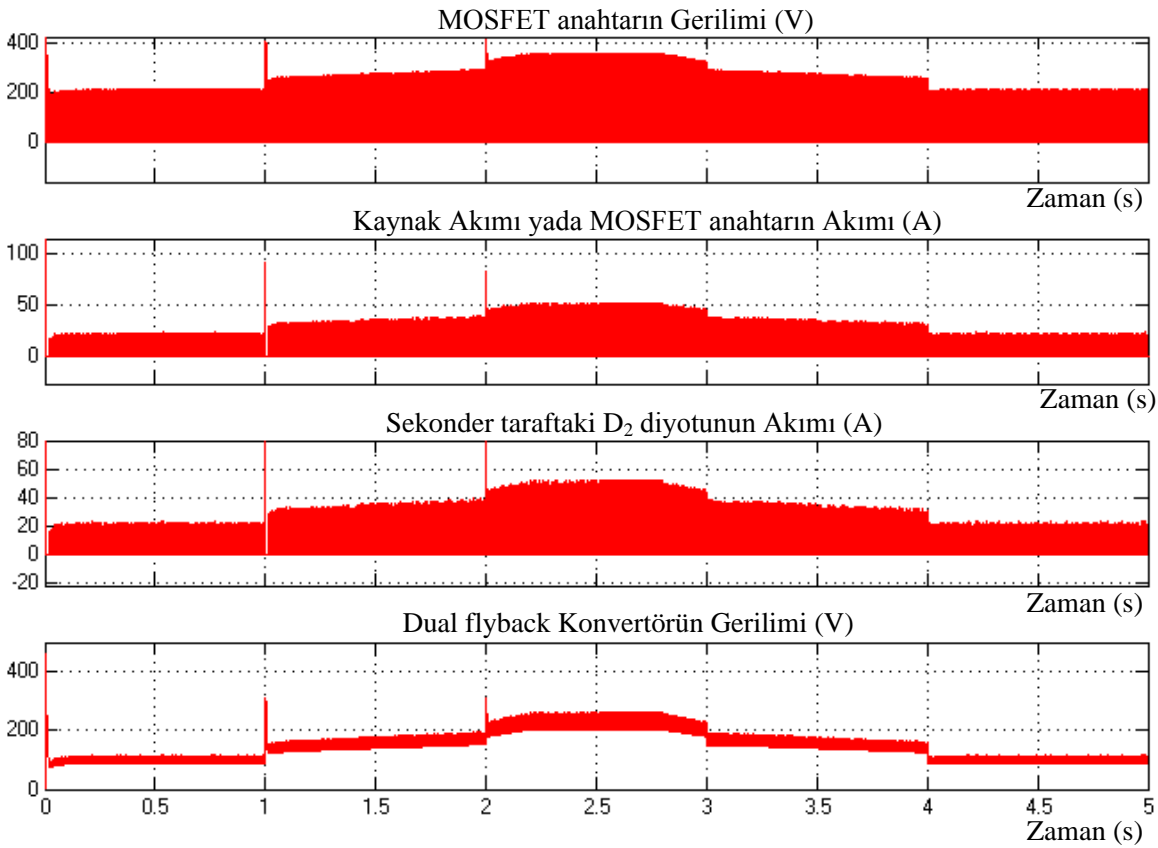
h)



Şekil 18. Fuzzy-tuned PI denetimli dual flyback dönüştürücünün çıkış gerilim (V) – zaman (s) sinyalleri.

3.2. Fractional PID Kontrollü Sistem Çıktıları

Şekil 14’te verilen sistemde kontrolör olarak fractional PID seçildiğinde önerilen dual flyback konvertörün bazı parametrelerinin 5 saniyelik değişimi Şekil 19’da verilmiştir.

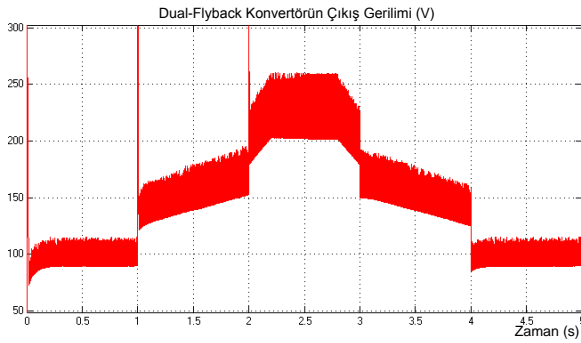


Şekil 19. Fractional PID denetimli sistem parametreleri

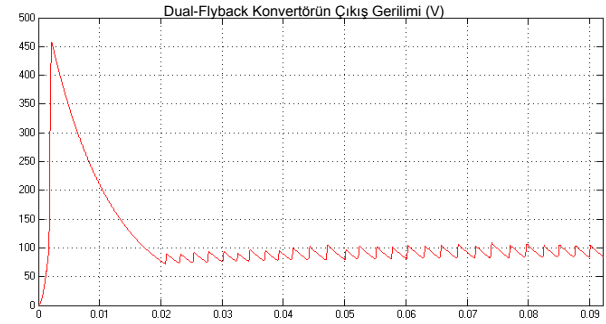
Tablo 4. Fractional PID denetimli sistemin verileri.

Zaman Aralığı (s)	Referans	Çıkış Gerilimi (V)	$\Delta V = V_{ref} - V_o$	% Hata	Şekil 20
0-0,01	100	460	-360	-360	b)
0,02	100	90	10	10	b)
1-1,05	100-140	310,5	-170,5	82,11	c)-d)
1,05	141,5	140	1,5	1,06	c)
2-2,01	170-200	313,1	113,1	56,55	e)-f)
2,02	200	180-200	0	0	f)
4,6	100	90-110	0	0	g)
2,5	225	205-260	7,5	3,33	h)
1,492-1,504	155	140-180	-5	-3,22	i)
0,5	100	90-113	-1,5	1,5	j)

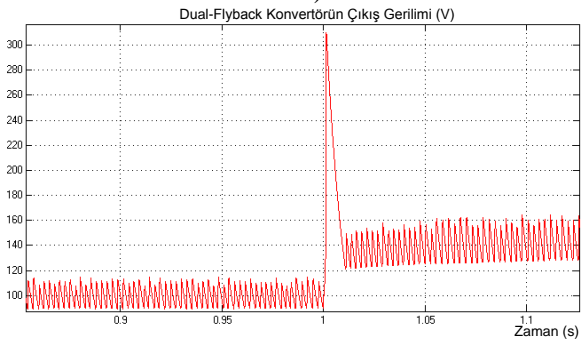
Tablo 4'te verilen bilgiler incelendiğinde % hataların toplamı %517,77 bulunur. Bu hata değeri alınan on adet örneklere oranlanırsa yaklaşık bir ortalama değer bulunur. Bu değer % 51,777 bulunur.



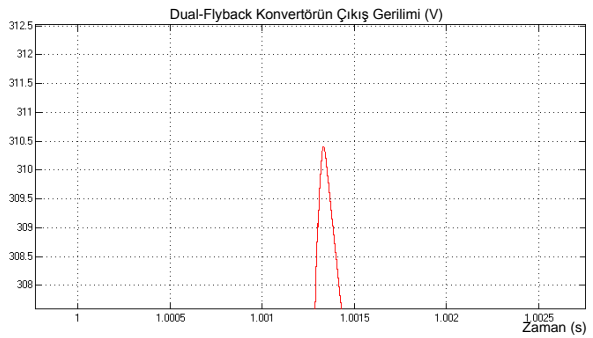
a)



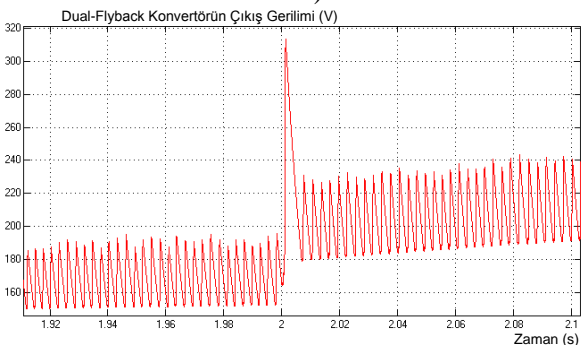
b)



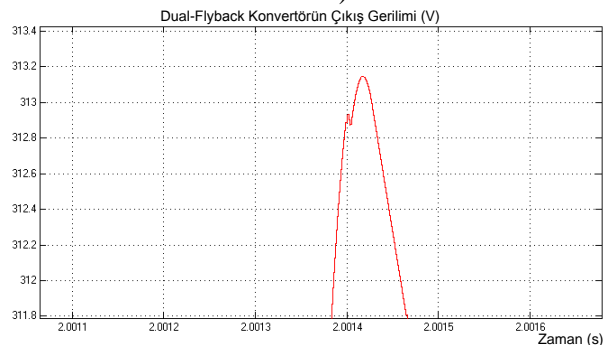
c)



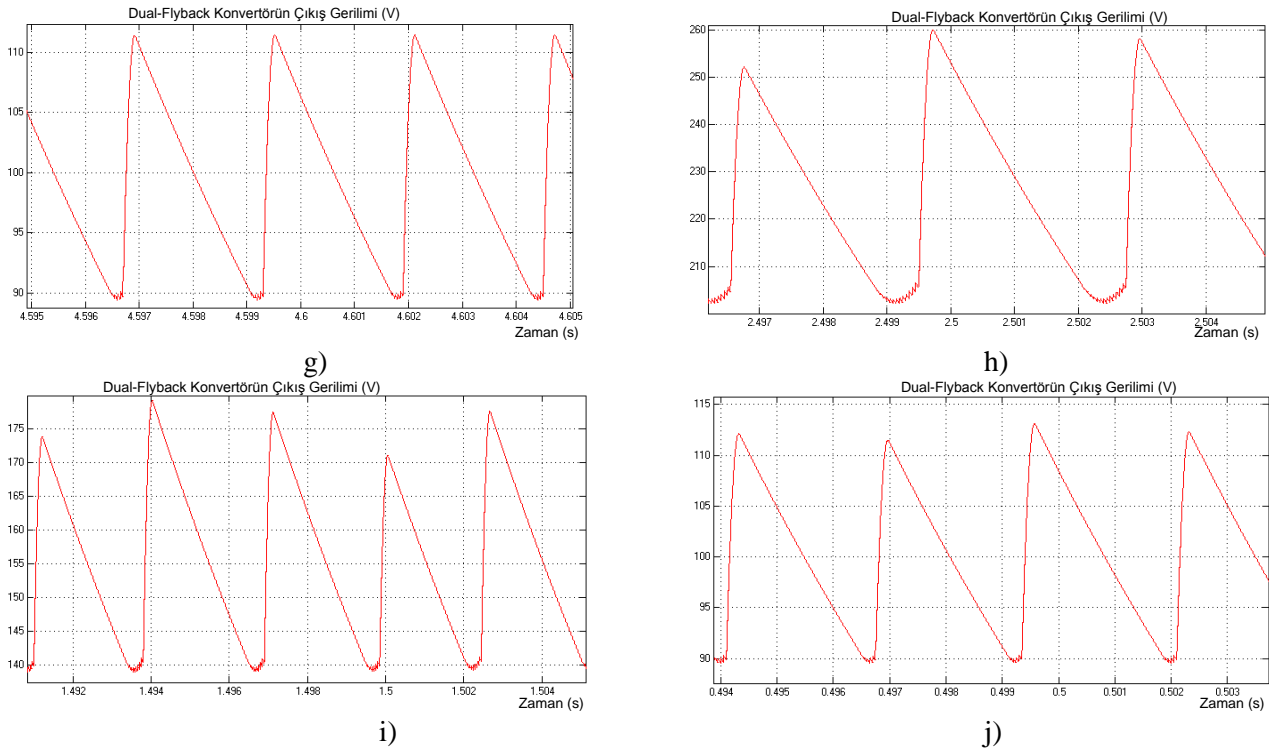
d)



e)



f)



Şekil 20. Fractional PID denetimli dual flyback dönüştürücünün çıkış gerilim (V) – zaman (s) sinyalleri.

4. Sonuçlar ve Öneriler

Mevcut klasik DC flyback dönüştürücü, basit yapısı ve düşük maliyeti sebebiyle önemli bir kullanım alanına sahiptir. Bununla birlikte, bu dönüştürücüler aynı zamanda transformatörün kaçak endüktansa da sahiptir. Bu durum daha düşük bir verimlilikle sonuçlanır. Bu çalışmada, önerilen dönüştürücüde yalnızca tek bir anahtar ve aynı endüktansa sahip iki transformatör kullanılmıştır. Anahtarın kapalı periyodu sırasında, transformatörlerin mıknatıslanma endüktansının enerjileri çıkışa aktarılır. Bu arada transformatörlerin kaçak enerjileri geri dönüştürülebilir. Elde edilen deneysel sonuçlardan transformatörlerin kaçak enerjilerinin geri dönüştürüldüğü görülmektedir. Bu yeni konvertör ileri kontrolörlerden fuzzy-tuned PI ve fractional PID kontrolörün uyumlu bir şekilde çalışabildiği gösterilmiştir. Elde edilen sonuçların detaylı olarak verildiği Tablo 3 ve Tablo 4 incelendiğinde, fractional PID denetimindeki dual flyback konvertör sisteminin referans işareti izleme başarısı fuzzy-tuned PI bağlı sistemden daha iyi olduğu görülür. Ayrıca Şekil 18 ve Şekil 20 detaylı olarak incelendiğinde, referans sinyaldeki değişimlere fractional PID denetimli sistem, fuzzy-tuned PI bağlı sistemden daha hızlı tepki vererek hata payını sıfıra götürüyor.

Ancak, her iki denetleyicinin bağlı olduğu dual flyback dönüştürücü sistemi de referans işareti kabul edilebilir bir sürede kontrol etmeyi başarmıştır.

Kaynaklar

- Alfaro, V. M., & Vilanova, R. (2016). *Model-reference robust tuning of PID controllers* (p. 202). Berlin, Germany: Springer.
- Bianchi, N., Bolognani, S., & Luise, F. (2006). High speed drive using a slotless PM motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(4), 1083-1090.
- Chen, G., Lee, Y. S., Hui, S. Y. R., Xu, D., & Wang, Y. (2000). Actively clamped bidirectional flyback converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(4), 770-779.
- Damiano, A., Gatto, G., Pisano, A., & Usai, E. (1999, July). Digital second order sliding mode control of PM DC motor. In *ISIE'99. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No. 99TH8465)* (Vol. 1, pp. 322-326). IEEE.
- Fathima, M. B., Princy, P. M. J., & RamPrasath, S. (2017, April). Mathematical modeling of SVPWM inverter fed 3 phase induction motor vector control in MATLAB/Simulink environment. In *2017 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)* (pp. 1-8). IEEE.
- Finney, S. J., Williams, B. W., & Green, A. T. C. (1996). RCD snubber revisited. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(1), 155-160.
- Guner, F., & Zenk, H. (2020). Experimental, Numerical and Application Analysis of Hydrokinetic Turbine Performance with Fixed Rotating Blades. *Energies*, 13(3), 766.
- Kim, M. G., & Jung, Y. S. (2009). A novel soft-switching two-switch flyback converter with a wide operating range and regenerative clamping. *Journal of Power Electronics*, 9(5), 772-780.
- Kiyak, E., & Gol, G. (2016). A comparison of fuzzy logic and PID controller for a single-axis solar tracking system. *Renewables: Wind, Water, and Solar*, 3(1), 7.
- Lee, T. D., & Ebong, A. U. (2017). A review of thin film solar cell technologies and challenges. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 70, 1286-1297.
- Murthy-Bellur, D., & Kazimierczuk, M. K. (2011). Zero-current-transition two-switch flyback pulse-width modulated DC-DC converter. *IET power electronics*, 4(3), 288-295.
- Pal, A. K., & Naskar, I. (2013). Design of self-tuning fuzzy PI controller in LabVIEW for control of a real time process. *International Journal of Electronics and Computer Science Engineering*, 2(2), 538-545.
- Podlubny, I. (1998). *Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications*. Elsevier.
- Praveen, J., & VijayaRamaraju, V. (2017). Materials for optimizing efficiencies of solar photovoltaic panels. *Materials Today: Proceedings*, 4(4), 5233-5238.
- Qian, S., Ye, Y., Wu, H., & Zhuang, Z. (2016, August). Optimizing PWM switching sequence of inverters using an immune genetic algorithm. In *2016 8th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC)* (Vol. 1, pp. 7-10). IEEE.
- Rasoanarivo, I., Arab-Tehrani, K., & Sargos, F. M. (2011, October). Fractional order PID and modulated hysteresis for high performance current control in multilevel inverters. In *2011 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (pp. 1-7). IEEE.
- Rasoanarivo, I., & Sargos, F. M. (2013, October). Multi-objective analysis for designing and controlling microgrids under multi-control with PID, MHCC and FOPID controllers. In *2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (pp. 1-8). IEEE.
- Saygin, A., & Kerem, A. (2017, September). Fuzzy logic based control of a loaded asynchronous motor using a 6-switched 3-level inverter. In *2017 18th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)* (pp. 1-4). IEEE.
- Shah, P., & Agashe, S. (2016). Review of fractional PID controller. *Mechatronics*, 38, 29-41.
- Soliman, H., Abdelsalam, I., Wang, H., & Blaabjerg, F. (2017, June). Artificial neural network based DC-link capacitance estimation in a diode-bridge front-end inverter system. In *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia)* (pp. 196-201). IEEE.
- Spiazzi, G., Mattavelli, P., & Costabeber, A. (2011). High step-up ratio flyback converter with active clamp and voltage multiplier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(11), 3205-3214.
- Su, J., & Sun, D. (2017, August). Model predictive torque-vector control for four-switch three-phase inverter-fed PMSM with capacitor voltage offset suppression. In *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (pp. 1-5). IEEE.
- Şenol, H., & Zenk, H. (2020). Determination of the biogas potential in cities with hazelnut production and examination of potential energy savings in Turkey. *Fuel*, 270, 117577.

- Tepljakov, A. (2017). FOMCON: fractional-order modeling and control toolbox. In *Fractional-order Modeling and Control of Dynamic Systems* (pp. 107-129). Springer, Cham.
- Yang, L. S. (2018). Novel dual DC-DC flyback converter with leakage-energy recycling. *Journal of Power Electronics*, 18(4), 1007-1014.
- Zenk, H., Zenk, O., & Akpınar, A. S. (2011). Two different power control system load-frequency analysis using fuzzy logic controller. In *2011 International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications* (pp. 465-469). IEEE.
- Zenk, H., & Akpınar, A. S. (2013). PI, PID and fuzzy logic controlled SSSC connected to a power transmission line, voltage control performance comparison. In *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives* (pp. 1493-1497). IEEE.
- Zenk, H. (2016). A Comparative Application of Performance of the SEPIC Converter Using PI, PID and Fuzzy Logic Controllers for PMDC Motor Speed Analysis. *Journal of Multidisciplinary Engineering Science Studies (JMESS)*, 2(12), 1226-1231.
- Zenk, H. (2018a). Investigation of Energy Efficiency in Turkey. *Annals of the Faculty of Engineering Hunedoara*, 16(1), 93-96.
- Zenk, H. (2018b). Low Cost Provides of the Energy Needs of Plateau Houses by Using Photovoltaic Systems. *Turkish Journal of Agriculture-Food Science and Technology*, 6(12), 1768-1774.
- Zenk, H. (2018c). Comparison of Electrical Performances of Power Electronics Switches and an Effective Switch Selection Algorithm. *Acta Physica Polonica A*, 133(4), 897-901.
- Zenk, H. (2019a). Comparison of the Performance of Photovoltaic Power Generation-Consumption System with Push-Pull Converter under the Effect of Five Different Types of Controllers. *International Journal of Photoenergy*, 2019.
- Zenk, H. (2019b). Bulanık Ayarlı-PI denetleyicili Zeta Konvertörün Sürdüğü, Seri DC Motorunun Kalkınma Akımının Etkili Denetimi. *Karadeniz Fen Bilimleri Dergisi*, 9(1), 196-211.
- Zenk, H., Şenol, H., & Güner, F. (2019). Lunar Excursion Module Landing Control System Design with P, PI and PID Controllers. *Karadeniz Fen Bilimleri Dergisi*, 9(2), 390-405.