



# Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi

*Araştırma Makalesi*

## Azaltan ve Yükselten DA-DA Dönüştürücüleri için Tek Çevrim Denetleyici Tasarımı

Fatih EVRAN <sup>a,\*</sup>

<sup>a</sup> *Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Düzce Üniversitesi, Düzce, TÜRKİYE*

*\* Sorumlu yazarın e-posta adresi : fatihevrans@duzce.edu.tr*

### ÖZET

Bu çalışmada, Azaltan ve Yükselten da-da dönüştürücüleri için sabit bir anahtarlama frekansında çalışan Tek Çevrim denetim yöntemi sunulmaktadır. Önerilen denetleyici, doğrusal olmayan denetim türündedir ve her anahtarlama periyodunda anahtarlanan değişkenin ortalama değerini, referans işaretine eşit veya referans işaretiyle orantılı olmasını sağlamak için anahtarın doluluk oranını ayarlamaktadır. Bu denetim yönteminde, denetim referansı ile anahtarlanan değişkenin ortalama değeri arasında sabit bir hata veya dinamik hata olmadığı için sürekli durum hatası sıfırdır, aşma yoktur ve geçici cevap hızlıdır. Yük ve kaynak geriliminde görülen ani değişimler altında, önerilen denetleyicinin geçerliği PSIM benzetim programı ile doğrulanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** *Tek Çevrim denetleyici, Doğrusal olmayan denetim, Da-da dönüştürücü, Azaltan da-da dönüştürücü, Yükselten da-da dönüştürücü*

## One Cycle Controller Design for Buck and Boost DC-DC Converters

### ABSTRACT

In this study, one cycle control method with constant switching frequency is presented for Buck and Boost dc-dc converters. The proposed controller is a nonlinear control type and adjusts duty ratio of switch to ensure that the average value of the switched variable is equal to the reference signal or proportional to the reference signal in each switching period. In this control method, because there is no fixed error or dynamic error between the control reference and the mean value of the switched variable, the continuous state error is zero, there is no overshoot, and the transient response is fast. Under sudden changes in load and source voltage, the validation of the proposed controller is verified by the PSIM simulation program.

**Keywords:** *One Cycle Controller, Non-linear control, dc-dc Converter, Buck dc-dc Converter, Boost dc-dc Converter*

## I. GİRİŞ

Günümüzde anahtarlama da-da (Doğru akım) dönüştürücüleri bilgisayar, otomotiv ve uçak gibi farklı birçok alanda güç kaynağı olarak kullanılmasından dolayı artan bir ilgi görmektedir. Bu tür dönüştürücüler kullanım alanına göre Azaltan (Buck), Yükselten (Boost) ve Azaltan-Yükselten (Buck-Boost) olmak üzere üç sınıfa ayrılmaktadır. Çıkış geriliminin, giriş geriliminden düşük olduğu uygulamalarda Azaltan tip da-da dönüştürücü kullanılmaktadır. Çıkış geriliminin, giriş geriliminden yüksek olduğu uygulamalarda Yükselten tip da-da dönüştürücüsü kullanılmaktadır. Azaltan-Yükselten tip dönüştürücüsünde ise çıkış gerilimi, giriş geriliminden yüksek ya da düşük olabilmektedir.

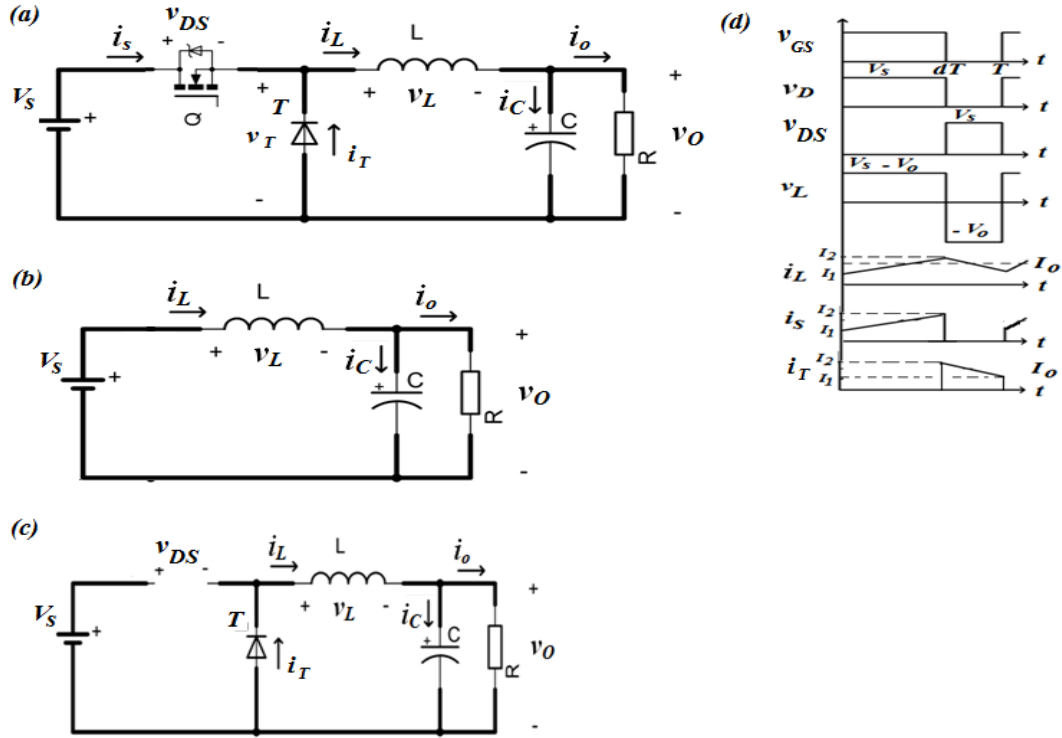
Anahtarlama dönüştürücülerinin analizi, denetimi ve kararlılığı dikkate alınması gereken ana unsurlardır. Bu tür dönüştürücülerinin denetimi için birçok denetim yöntemi kullanılmaktadır. Endüstriyel ve yüksek performanslı uygulamalarda basit ve düşük maliyetli denetim yapısı tercih edilmektedir. Belirli koşullar altında, tercih edilen denetim yönteminin olumlu ve olumsuz tarafları olabilmektedir. Her koşulda en iyi performansı veren denetim yöntemi her zaman talep görmektedir. Anahtarlama güç kaynaklarını denetlemek için en çok kullanılan denetim yöntemi Darbe Genişliği Modülasyon (PWM) tekniğidir. P (Oransal), PI (Oransal-Entegral) ve PID (Oransal-Entegral-Türevsel) gibi doğrusal denetleyicilerin da-da dönüştürücülerine uygulanabilmesi için ortalama anahtar yaklaşımı yöntemi ile geleneksel PWM denetimli dönüştürücü devreleri modellenmektedir [1]. Ancak bu yöntem sadece belirli bir koşullar altında en uygun bir şekilde çalışabilmektedir. Anahtarlama dönüştürücüler ise darbeleri ve doğrusal olmayan dinamik sistemlere sahiptir. Darbeleri ve doğrusal olmayan denetim altında bu tür dönüştürücüler hızlı tepki göstermelidir ve bozucu girişlere karşı daha sağlam olmalıdır. Bundan dolayı, Bulanık Mantık [2-4], Öngörmeli [5-9], Kayma Kip [10-12] ve Tek Çevrim [13-20] gibi doğrusal olmayan denetleyicilere olan ilgi son zamanlarda artmaktadır. Bu denetleyicilerin en büyük olumlu tarafı, bozucu giriş olarak adlandırılan geçici bir durum oluştuğunda çabuk tepki verebilmesidir. Doğrusal olmayan denetleyiciler arasında Tek Çevrim denetleyicinin en büyük özelliği ise sabit bir frekansta anahtarlama yapabilmesidir ve yapısının basit olmasıdır.

Bu çalışmada, sabit bir anahtarlama frekansında çalışan Tek Çevrim denetiminin Azaltan ve Yükselten da-da dönüştürücülerine uygulanması amaçlanmaktadır. Önerilen dönüştürücü, bozucu etkilere karşı hızlı tepki verebilmek için her anahtarlama periyodunda anahtarlanan değişkenin ortalama değeri, referans işaretine eşit veya referans işaretiyle orantılı olmaktadır. Elde edilen benzetim sonuçları, önerilen denetleyicinin ani değişen giriş geriliminde ve çıkış yükünde bile hızlı yanıt sağladığını göstermektedir. Bu çalışmanın içeriği aşağıdaki gibi düzenlenmiştir. Bölüm II ve III sırasıyla Azaltan ve Yükselten da-da dönüştürücüleri devrelerinin çalışmasını anlatmaktadır. Bölüm IV önerilen Tek Çevrim denetleyicinin çalışmasını açıklamaktadır. Bölüm V ise benzetim sonuçlarını vermektedir.

## II. İNCELENEN AZALTAN DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİ

Sürekli iletim durumunda incelenen kayıpsız Azaltan da-da dönüştürücü devresi Şekil 1 (a)' da gösterilmiştir. Devrede, doğru akım kaynağı ( $V_s$ ), anahtar ( $Q$ ), diyot ( $T$ ), endüktans ( $L$ ), kondansatör ( $C$ ) ve yük direnci ( $R$ ) kullanılmıştır. Çalışma akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 1 (d)'de gösterilmiştir.

Devrenin çalışması iki kipe ayrılmıştır. İlk kip,  $0 < t < dT$  aralığındadır ve Şekil 1 (b)' de gösterilmiştir. Bu kip sırasında, anahtar iletimde iken diyot tıkamadadır. Diğer kip ise,  $dT < t < T$  aralığında oluşmaktadır ve Şekil 1 (c)' de gösterilmiştir. Bu kip sırasında, anahtar tıkamadadır ve diyot iletimdedir.



Şekil 1. (a) İncelenen Azaltan da-da devresi (b) Anahtar iletimde iken oluşan kip (c) Anahtar tıkamada iken oluşan kip (d) Çalışma akım ve gerilim dalga şekilleri

Bu kiplerin oluşturduğu devre modellerinin matrisleri sırasıyla Eş. 1 ve Eş. 2 'de verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_S \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_S \quad (2)$$

Ortalama durum değişkenleri yöntemi kullanılarak, sürekli iletim durumunda dönüştürücünün dinamik davranışı aşağıda gösterilen durum uzay ortalama matrisi tarafından belirlenmektedir.

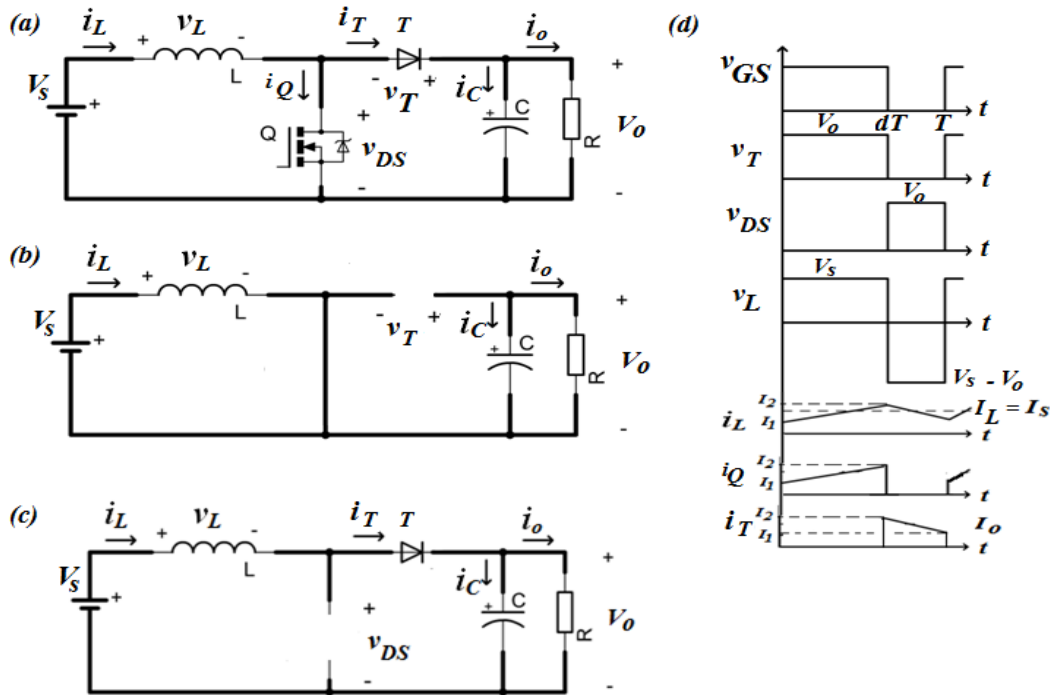
$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (3)$$

Burada  $T$  ve  $d$  sırasıyla anahtarlama periyodunu ve anahtar doluluk oranını ifade etmektedir. Sürekli durumda endüktans geriliminin ve kondansatör akımının ortalama değeri sıfırdır ( $di_L/dt=0$ ,  $dv_0/dt=0$ ). Sürekli durumda, çıkış geriliminin ve endüktans akımının ortalaması Eş. 4'te verilmektedir.

$$V_o = DV_s, \quad I_L = I_o \quad (4)$$

### III. İNCELENEN YÜKSELTEN DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİ

Şekil 2 (a) sürekli iletim durumunda incelenen kayıpsız Yükselten da-da dönüştürücü devresini göstermektedir. Şekil 2 (d) devrenin çalışma akım ve gerilim dalga şekillerini göstermektedir.  $0 < t < dT$  aralığında oluşan kip, Şekil 2 (b)' de gösterilmiştir. Bu kip sırasında, anahtar iletimde iken diyot tıkamadadır. Diğer kip ise  $dT < t < T$  aralığında oluşmaktadır. Şekil 2 (c)' de gösterilen kip sırasında anahtar tıkamadadır ve diyot iletimdedir.



Şekil 2. (a) İncelenen Yükselten da-da devresi (b) Anahtar iletimde iken oluşan kip (c) Anahtar tıkamada iken oluşan kip (d) Çalışma akım ve gerilim dalga şekilleri

Bu kiplerin oluşturduğu matrisler sırasıyla Eş.5 ve Eş. 6 'da verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (6)$$

Bu dönüştürücü için oluşan durum uzay ortalama matrisi aşağıda gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (7)$$

Sürekli durumda oluşan çıkış gerilimin ve endüktans akımının ortalama aşağıda gösterilmiştir.

$$V_o = \frac{V_s}{(1-D)}, \quad I_L = \frac{I_o}{(1-D)} \quad (8)$$

#### IV. TEK ÇEVİRİM DENETLEYİCİNİN TASARIMI

Tek Çevrim denetim, sabit ya da değişken bir frekansta anahtarlama yapabilmektedir [13]. Sabit frekanslı anahtarlama anahtarın iletim ( $T_{ON}=DT$ ) süresi değişirken, değişken frekanslı anahtarlama ise anahtarın iletimde ya da tıkamada kalma süresi değişmemektedir. Şekil 3 anahtar fonksiyonunun işlevini göstermektedir. Şekil 3'den anahtar çıkış fonksiyonu,

$$y(t) = x(t)k(t) \quad (9)$$

olarak elde edilmektedir. Anahtar fonksiyonu ise

$$k(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_{ON} \\ 0 & T_{ON} < t < T \end{cases} \quad (10)$$

İle ifade edilmektedir. Anahtarlama frekansı, giriş fonksiyonu olarak bilinen anahtarlanan değişkenin ( $x(t)$ ) ya da referans işaretinin ( $v_{ref}(t)$ ) frekans bant genişliğinden oldukça büyük olduğunu kabul ederek çıkış fonksiyonun ortalama değeri,

$$\begin{aligned}
y(t) &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt \\
&\approx x(t) \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} dt \\
&= x(t) d(t)
\end{aligned} \tag{11}$$

giriş fonksiyonunun ve referans işaretinin çarpımı olarak elde edilmektedir. Tek Çevrim denetimde anahtar doluluk oranının ayarlanmasıyla, anahtar iletimde iken anahtar çıkışında görülen dalganın entegrali, referans işaretinin anahtarlama periyodu boyunca entegraline eşit olmaktadır.

$$\int_0^{T_{ON}} x(t) dt = \int_0^T v_{ref}(t) dt \tag{12}$$

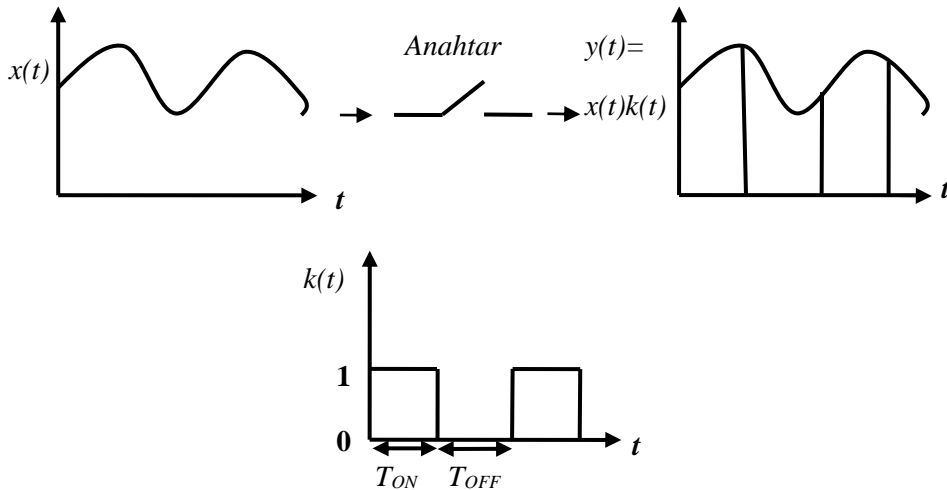
Dolayısıyla Eşit. 12’de bulunan fonksiyonların ortalama değeri birbirine eşit olmaktadır.

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ref}(t) dt \tag{13}$$

Bir anahtarlama periyodu boyunca oluşan çıkış fonksiyonu ise

$$y(t) = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ref}(t) dt = v_{ref}(t) \tag{14}$$

olarak bulunmaktadır.  $v_{ref}(t)$  sabit bir değer olduğu için çıkış fonksiyonu giriş fonksiyonunda oluşan bozulmalardan etkilenmemektedir.



Şekil 3. Anahtar fonksiyonu

Sabit frekans anahtarlama Tek Çevrim denetiminin uygulama devresi, Şekil 4’te gösterilmektedir. Şekil 5 ise denetleyicinin çalışma dalga şekillerini göstermektedir. Şekil 4’te entegral, sabit frekanslı

bir saat darbesinden üretilen darbe ile anahtarın iletme girmesi sonucunda başlamaktadır. Oluşan entegral değeri,

$$v_{int} = -\frac{1}{R_{int} C_{int}} \int_0^t x(t) dt \quad (15)$$

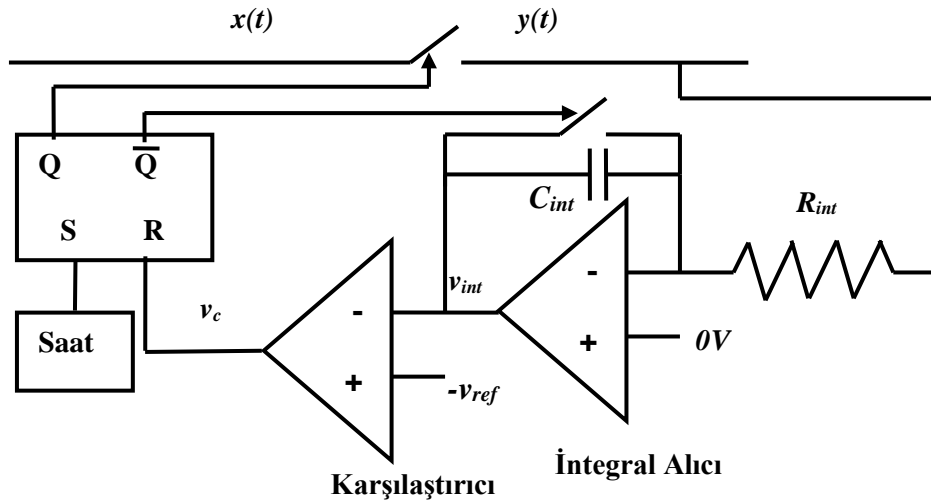
$v_{ref}(t)$  değerine ulaştığı anda anahtar iletimden tıkamaya geçmektedir ve entegral değeri sıfırlanmaktadır. Anahtar iletimde iken oluşan entegral değeri aşağıda gösterilen denklemden elde edilmektedir.

$$v_{int} = -\frac{1}{R_{int} C_{int}} \int_0^{DT} x(t) dt = -v_{ref}(t) \quad (16)$$

Anahtar çıkışında görülen işaretin ortalama değeri,

$$y(t) = \frac{1}{T} \int_0^{DT} x(t) dt = \frac{R_{int} C_{int}}{T} v_{ref}(t) \quad (17)$$

olarak bulunmaktadır. Eşt. 17, her anahtarlama periyodu boyunca anahtarlanan değişkenin ortalama değerinin, referans işaretine eşit veya referans işaretiyle orantılı olduğunu göstermektedir.



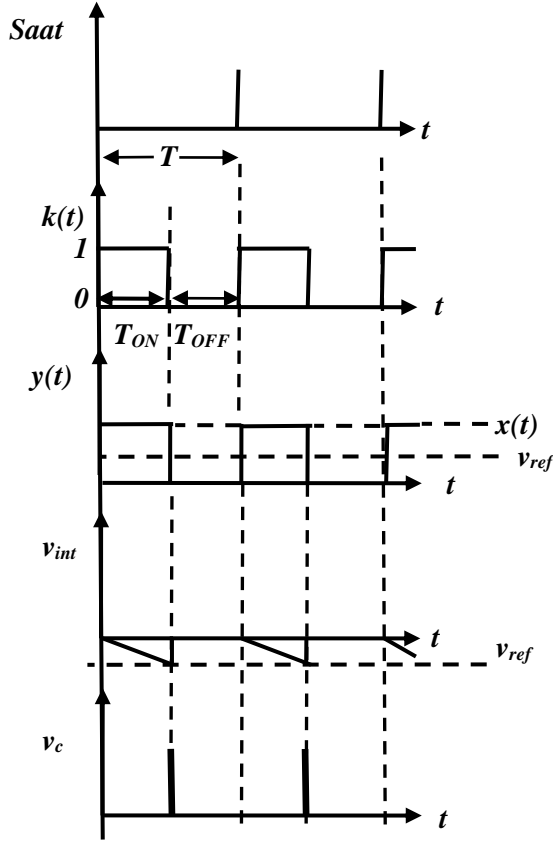
Şekil 4. İncelenen sabit frekans anahtarlama Tek Çevrim denetim.

#### A. AZALTAN DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜNÜN TEK ÇEVİRİM DENETİMİ

Azaltan da-da dönüştürücüsünün çıkış gerilimi, anahtarlanan değişkenin yani diyot geriliminin ortalama değerine eşit olmaktadır.

$$y(t) = \bar{v}_T = \frac{1}{T} \int_0^T v_T dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_S dt = DV_S = V_o = v_{ref}(t) \quad (18)$$

Eş. 18'de görülüyor ki; referans işaretinden çıkış gerilimi elde edilmektedir. Anahtar iletimde iken giriş geriliminin ya da diyot geriliminin entegrali alınmaktadır. Entegral değeri, referans gerilimine eşit olduğu anda anahtar tıkamaya gitmektedir ve entegral değeri bir sonraki çevrime kadar sıfırlanmaktadır.



Şekil 5. İncelenen sabit anahtarlama frekanslı Tek Çevrim denetiminin çalışma dalga şekilleri.

## B. YÜKSELTEN DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜNÜN TEK ÇEVİRİM DENETİMİ

Kapalı çevrimde Yükselten da-da dönüştürücüsünde çıkış gerilimi,  $V_{ref}$  gerilimine eşit olmaktadır.

$$V_{ref} = V_o = \frac{V_S}{1-D} \Rightarrow V_{ref} - V_S = DV_{ref} \Rightarrow y(t) = V_{ref} - V_S = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_{ref} dt = DV_{ref} = v_{ref}(t) \quad (19)$$

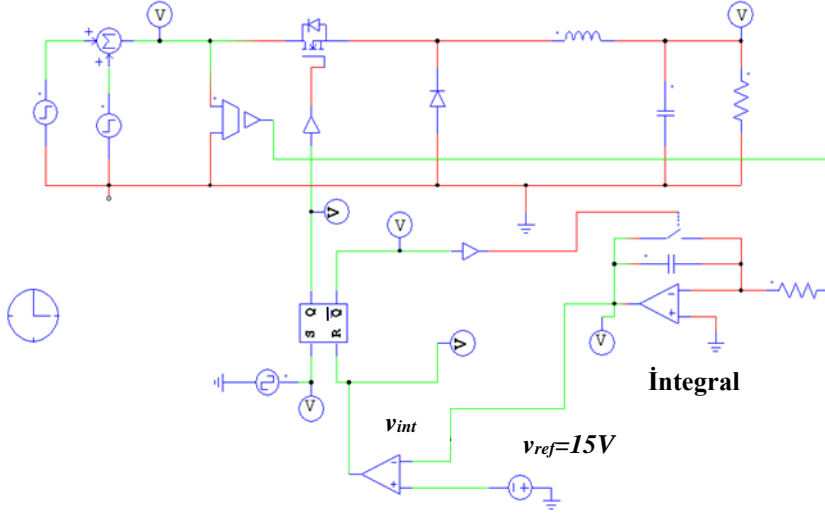
Eş. 19'da anahtar iletimde iken  $V_{ref}$  geriliminin entegrali alınmaktadır. Entegral değeri,  $V_{ref} - V_S$  gerilimi değerine eşit olduğu anda anahtar tıkamaya gitmektedir ve entegral değeri bir sonraki çevrime kadar sıfırlanmaktadır.

## V. BENZETİM SONUÇLARI

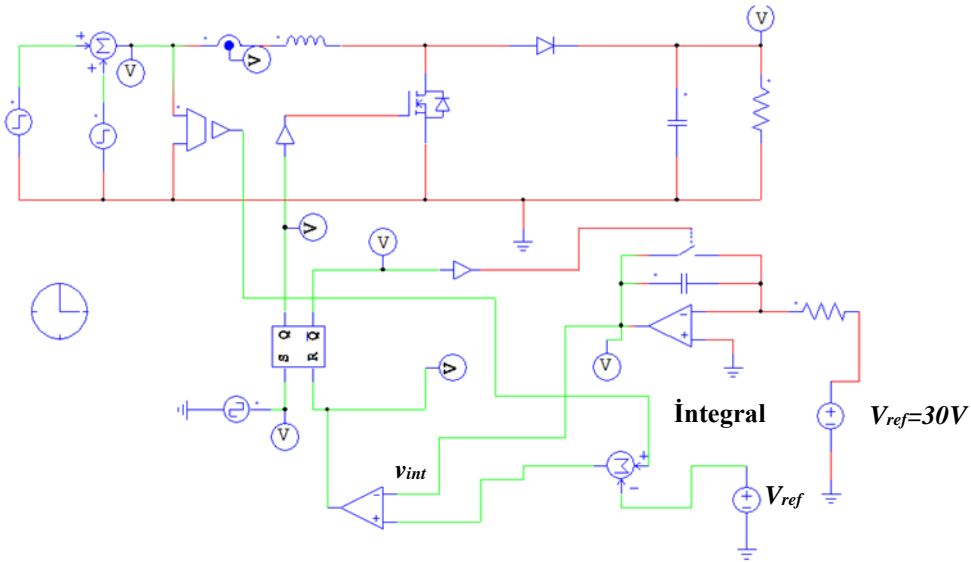
Tablo 1'de verilen değişkenler kullanılarak PSIM programında her iki dönüştürücü için ani değişen giriş geriliminde ve çıkış yükünde benzetim çalışmaları yapılmıştır. Azaltan ve Yükselten da-da



dönüştürücülerinin çıkış gerilimlerinin sırasıyla 15 V ve 30 V olması istenilmektedir. Şekil 6 ve Şekil 7'de gösterilen benzetim devrelerinden elde edilen sonuçlar sırasıyla Şekil 8 ve Şekil 9'da gösterilmektedir. Şekil 8 (a) ve Şekil 9 (a), dönüştürücüler tam yükte çalışırken ani giriş gerilim değişimi altında çıkış geriliminin tepkisini göstermektedir. Şekil 8 (b) ve Şekil 9 (b), ani yük değişimi altında endüktans akımının ve çıkış geriliminin değişimini göstermektedir. Şekillerden görüldüğü gibi giriş geriliminde ve çıkış yükünde görülen ani değişimde bile çıkış geriliminde az bir dalgalanma ve referans geriliminin hızlı bir şekilde izlendiği gözükmektedir.



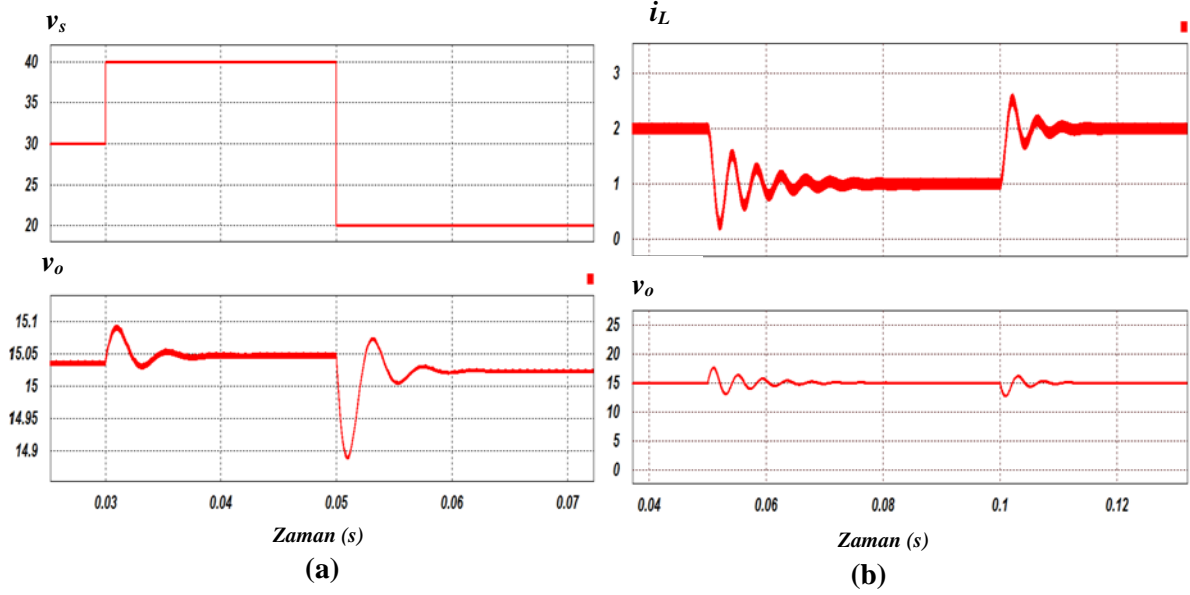
Şekil 6. Azaltan da-da dönüştürücüsünün PSIM benzetim devresi



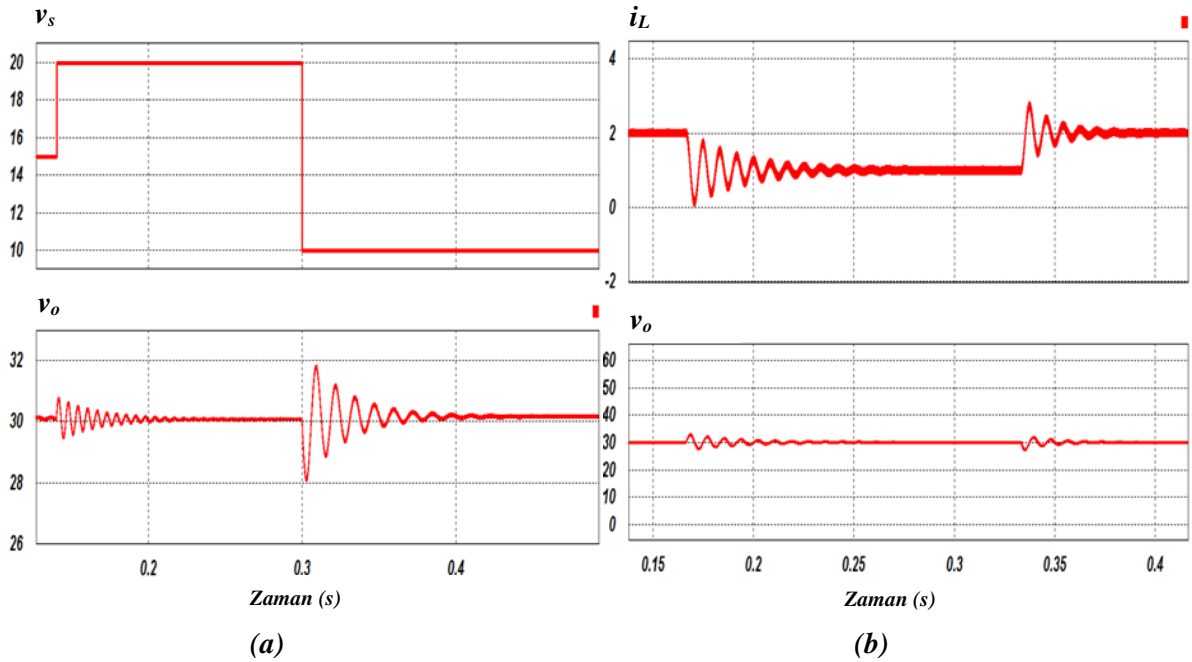
Şekil 7. Yükselten da-da dönüştürücüsünün PSIM benzetim devresi

**Tablo 1.** Benzetim çalışmasında kullanılan değişkenler.

Bileşen	Değeri
Çıkış gücü ( $P_o$ )	15 W
Endüktans ( $L$ )	2000 $\mu$ H
Kondansatör ( $C$ )	220 $\mu$ F
Anahtarlama frekansı ( $f$ )	20kHz
$R_{int}$	1k $\Omega$
$C_{int}$	0.05 $\mu$ F



**Şekil 8.** Azaltan da-da dönüştürücüsü için benzetim sonuçları, (a) Tam yükte iken giriş gerilimi ( $v_s$ ) ve çıkış gerilimi ( $v_o$ ), (b) Ani yük değişiminde endüktans akımı ( $i_L$ ) ve çıkış gerilimi ( $v_o$ )



**Şekil 9.** Yükselten da-da dönüştürücüsü için benzetim sonuçları, (a) Tam yükte iken giriş gerilimi ( $v_s$ ) ve çıkış gerilimi ( $v_o$ ), (b) Ani yük değişiminde endüktans akımı ( $i_L$ ) ve çıkış gerilimi ( $v_o$ )

## VI. SONUÇ

Bu çalışmada, Azaltan ve Yükselten da-da dönüştürücüleri için Tek Çevrim denetleyicinin tasarımı yapılmıştır. Önerilen denetleyici doğrusal olmayan yapıda olup, sabit frekansta anahtarlama yapabilmektedir. Önerilen denetleyicinin geçerliliği PSIM benzetim programı kullanılarak doğrulanmıştır. Benzetim sonuçları, denetlenen dönüştürücülerin çıkış gerilimi referansını kısa yerleşim süresi ve küçük aşma ile izleyebileceğini göstermektedir ve önerilen denetleyicinin, giriş gerilimi ve yük direncinde görülen ani değişikliklere karşı yüksek dayanıklılığı da benzetim tarafından doğrulanmaktadır. Ayrıca, denetleyici devresinin yerleştirilmesi basit ve ucuzdur. Bu sayede, tasarım tekniği diğer güç elektroniği dönüştürücülerine kolayca uygulanabilmektedir.

## VII. KAYNAKLAR

- [1] A. J. Forsyth, S. V. Mollow, "Modeling and control of dc-dc converters," *IEE power engineering journal*, vol. 12, no. 5, pp. 229-236, Oct. 1998.
- [2] E. Cetin, D. Omer ve S. Huseyin, "Adaptive fuzzy logic controller for DC-DC converters," *Expert Syst. Appl.*, vol. 36, no. 2, pp. 1540-1548, 2009.
- [3] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi ve P. Tenti, "General-purpose fuzzy controller for DC-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 79-86, 1997.
- [4] A. G. Perry, G. Feng, Y. Liu ve P. C. Sen, "A Design Method for PI-like Fuzzy Logic Controllers for DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2688-2696, 2007.
- [5] W. Zhang, G. Feng, Y. F. Liu ve B. Wu, "A digital power factor correction (PFC) control strategy optimized for DSP," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1474-1485, 2004.
- [6] P. Acuna, R. P. Aguilera, A. M. Y. M. Ghias, M. Rivera, C. R. Baier ve V. G. Agelidis, "Cascade-Free Model Predictive Control for Single-Phase Grid-Connected Power Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 285-294, 2017.
- [7] B. Wang, V. R. K. Kanamarlapudi, L. Xian, X. Peng, K. T. Tan ve P. L. So, "Model Predictive Voltage Control for Single-Inductor Multiple-Output DC-DC Converter With Reduced Cross Regulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4187-4197, 2016.
- [8] Y. Xie, R. Ghaemi, J. Sun ve J. S. Freudenberg, "Model Predictive Control for a Full Bridge DC/DC Converter," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 20, no. 1, pp. 164-172, 2012.
- [9] S. Kim, C. R. Park, J. Kim ve Y. I. Lee, "A Stabilizing Model Predictive Controller for Voltage Regulation of a DC/DC Boost Converter," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 5, pp. 2016-2023, 2014.

- [10] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse ve M. K. H. Cheung, "A fixed frequency pulsewidth-modulation-based quasi-sliding-mode controller for buck converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1379-1392, 2005.
- [11] V. Utkin, "Discussion Aspects of High-Order Sliding Mode Control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 61, no. 3, pp. 829-833, 2016.
- [12] S. Oucheriah ve L. Guo, "PWM-Based Adaptive Sliding-Mode Control for Boost DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3291-3294, 2013.
- [13] K. M. Smedley, S. Cuk, "One-cycle control of switching converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 625-633, 1995.
- [14] D. Ma, J. Wang ve M. Song, "Adaptive On-Chip Power Supply With Robust One-Cycle Control Technique," *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 16, no. 9, pp. 1240-1243, 2008.
- [15] N. Vamanan ve V. John, "Dual Comparison One Cycle Control for Single Phase AC to DC Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 3267-3278, 2016.
- [16] B. Wu, L. Yang, X. Zhang, K. M. Smedley ve G. Li, "Modeling and Analysis of Variable Frequency One-Cycle Control on High-Power Switched-Capacitor Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 6, pp. 5465-5475, 2018.
- [17] A. A. de Melo Bento ve E. R. Cabral da Silva, "Hybrid One-Cycle Controller for Boost PFC Rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 1, pp. 268-277, 2009.
- [18] S. Primavera, G. Rella, F. Maddaleno, K. Smedley ve A. Abramovitz, "One-cycle controlled three-phase electronic load," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 6, pp. 827-832, 2012.
- [19] T. Sheng, X. Wang, J. Zhang ve Z. Deng, "Torque-Ripple Mitigation for Brushless DC Machine Drive System Using One-Cycle Average Torque Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2114-2122, 2015.
- [20] D. V. Ghodke, S. E. S., K. Chatterjee ve B. G. Fernandes, "One-Cycle-Controlled Bidirectional AC-to-DC Converter With Constant Power Factor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1499-1510, 2009.