	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Gelis/Received</u> 15-02-2017 <u>Kabul/Accepted</u> 25-07-2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.292415	

Ayrık-zaman KKK, LQR ve PID kontrolör performanslarının alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü üzerinde kıyaslanması

Ömer Özdemir^{*1}, İrfan Yazıcı²

ÖZ

Bu çalışmada, sürekli-akım modunda çalıştırılan alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücüler için ayrık-zamanda üç farklı kontrolör tasarlanmış ve benzetim çalışmaları ile performansları karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Bu amaçla öncelikle alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücünün matematiksel modeli elde edilmiş ve dönüştürücünün sürekli-akım modunda çalışabilmesi için kritik endüktans değeri belirlenmiştir. Daha sonra ayrık-zamanda üç ayrı kontrolör; kayan kipli kontrolör, doğrusal karesel regülatör ve oransal-integral-türev kontrolörleri tasarlanmış ve bu kontrolörlerin performansları yerleşme zamanı, aşım ve bozuculara karşı dayanıklılık kriterleri açısından benzetim çalışmaları ile karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Alçaltıcı Tip Da-Da Dönüştürücü, KKK, LQR, PID

Comparison of discrete-time smc, LQR and PID controllers performance on DC-DC buck converter

ABSTRACT

In this study three different controllers for Dc-Dc buck converter being run in continuous-current mode are designed in discrete-time and their performances are analyzed comparatively by simulation works. For this purpose first of all, a mathematical model of a Dc-Dc buck converter circuit is obtained and critic values of inductance for the converter to be run in a continuous current mode are determined. Then in the discrete-time three types of controllers; sliding mode controller, linear quadratic controller and proportional integral derivative controller are designed. The performances of these controllers are analyzed comparatively for various working conditions, settling time, overflow and durability criterion against distortions.

Keywords: Dc-Dc buck converter, SMC, LQR, PID

¹ Sakarya University, Department of Electrical & Electronic Engineering, Sakarya - omerozf@gmail.com 1

² Sakarya University, Department of Electrical & Electronic Engineering, Sakarya - iyazici@sakarya.edu.tr 2

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

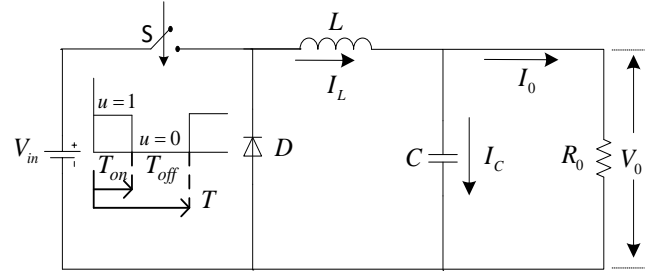
Sanayinin hızla gelişmesi ile birlikte kontrol edilebilir elektrik enerjisine olan gereksinim birçok cihaz için büyük önem taşımaktadır. Da-Da dönüştürücüler doğru akımla beslenen cihazlar için gerekli olan doğru akımı sağlayan ve anahtarlama mantığı ile çalışan güç elektroniği devrelerindedir [1]. Bir Da-Da dönüştürücünün temel çalışma prensibi pasif bir filtrenin çıkış geriliminin bir kontrolör ile kontrol edilmesi esasına dayanır [2]. Yüksek güç yoğunlukları, hızlı cevap vermeleri, göreceli olarak ekonomik olmaları, çıkış gerilim değerinin geniş aralıkta ayarlanabilmesi, değişken giriş gerilimi ve yük değerlerinde çıkışın sabit kalabilmesi gibi özellikleri ile günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadırlar [2], [3].

Da-Da dönüştürücüler; regüle edilmiş güç kaynakları, akümülatör şarjı, galvano teknikte kaplama, doğru akım motor hız kontrol devreleri, kesintisiz güç kaynakları, rüzgâr ve güneş enerji santralleri gibi alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır [3].

Alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücüler giriş gerilim seviyesini giriş gerilim seviyesine eşit veya daha küçük gerilim seviyesine dönüştüren elektronik ev aletleri, enerji santralleri, uzay endüstrisi gibi geniş kullanım alanına sahip olan güç elektroniği devrelerindedir [4],[5]. Bu çalışmada ilk olarak alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücüler tanıtarak sürekli-akım çalışma durumu için matematiksel modeli elde edilmiştir. Daha sonra alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücüler için; Kayan Kipli Kontrolör (KKK), (Sliding Mode Controller, SMC), doğrusal karesel regülatör (Linear Quadratic Regulator, LQR) ve oransal-integral-türev (Proportional-Integral-Derivative, PID) yöntemleri kullanılarak ayırık-zamanda üç ayrı kontrolör tasarımı yapılmıştır. Bu kontrolörlerin performansları, çıkış geriliminin referans değere yerleşme zamanı, aşım, giriş gerilimi ve yükteki ani değişimler gibi bozuculara karşı dayanıklılık kriterleri açısından benzetim çalışmaları ile karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

1.1. Alçaltıcı Tip Da-Da Dönüştürücülerin Devre Analizi (DC-DC BUCK CONVERTERS ELECTRIC CIRCUIT ANALYSIS)

Basitleştirilmiş bir alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü yapısı Şekil 1'de gösterilmiştir. Şekil 1'de görüldüğü gibi devrede biri kontrollü (S) diğeri ise kontrolsüz (D) olan iki adet güç anahtarlama elemanı bulunmaktadır. S anahtarı iletimdeyken diyot kesimde, S anahtarı kesimdeyken diyot iletimde olmaktadır [6],[7].

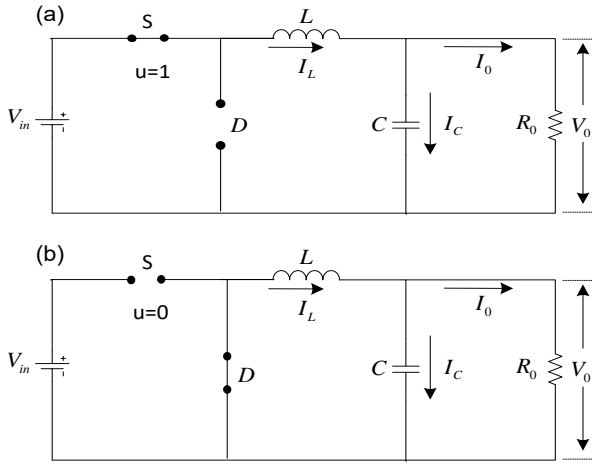


Şekil 1. Alçaltıcı Tip Da-Da Dönüştürücü Devre Şeması (DC-DC Buck Converter Circuit Diagram)

Endüktans akımının (I_L), sürekli veya süreksiz olması devredeki endüktans (L) değerine bağlıdır. Endüktans akımını sürekli yapacak olan kritik endüktans değeri (L_K) Eşitlik (1) ile ifade edildiği gibi, anahtarlama frekansına (f_s), PWM işaretinin doluluk oranına (d) ve yük değerine (R) bağlıdır. Sürekli-akım modunda çalışması istenen alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü için ($L > L_K$) şeklinde seçilmelidir [8],[9].

$$L_K = \frac{R(1-d)}{2f_s} \quad (1)$$

Sürekli-akım modunda devrenin çalışması iki moda gerçekleşir: i-) Şekil 2a' da gösterildiği gibi S anahtarı iletime sokulduğunda kaynak akımı endüktans üzerinden kondansatör ve yüke aktarılır. ii-) Şekil 2b' de gösterildiği gibi S anahtarı kesime sokulduğu anda ise endüktans kondansatör ve yük üzerinden enerjisini transfer edecektir. Böylece yük üzerinde enerji sürekliliği sağlanacaktır [10]. Endüktans akımının sürekli olabilmesi için yukarıda belirtildiği gibi $L > L_K$ şeklinde seçilmelidir.



Şekil 2. (a) S Anahtarı Kapalıyken, Dönüştürücü Devresi. (b) S Anahtarı Açıkken, Dönüştürücü Devresi. ((a) When The S Switch is Close, Converter Circuit (b) When S Switch is Open, Converter Circuit)

İdeal bir alçaltıcı Da-Da dönüştürücü için S anahtarının iletimde ve kesimde olduğu durumlara göre devre yapısı Şekil (2) de verilmiştir. Devrenin dinamik davranışını tanımlayan denklemler; S anahtarı iletimde, $u=1$ ' ken ($kT < t < kT + T_{on}$)

$k=0, 1, 2 \dots$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_0}{L} \quad (2)$$

$$\frac{dV_0}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_0}{RC} \quad (3)$$

S anahtarı kesimde, $u=0$ ' ken

$(kT + T_{on} < t < (k+1)T)$ $k=0, 1, 2 \dots$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_0}{L} \quad (4)$$

$$\frac{dV_0}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_0}{RC} \quad (5)$$

İdeal bir alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü için sürekli-hal modunda çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki ilişki;

$$V_0 = dV_{in} \quad (6)$$

$$d = \frac{T_{on}}{T} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (7)$$

olarak tanımlanır [11],[12]. T_{on} PWM işaretinin “Lojik 1, On” süresini, T_{off} PWM işaretinin “Lojik 0, Off” süresini, T PWM işaretinin periyodunu, d doluluk oranını ifade etmektedir.

Alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü devresinin durum uzay gösterimi (2)-(5) Eşitliklerinden $u = [0,1]$ olmak üzere;

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} I_L \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

ifadesi ile tanımlanabilir [7],[13].

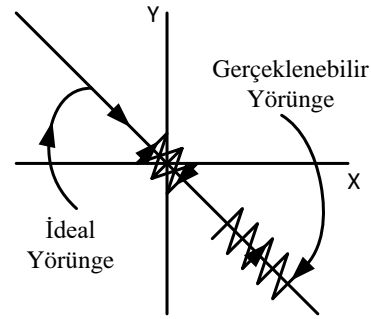
2. KONTROLÖR TASARIMI (CONTROLOR DESIGN)

2.1. KKK Kontrol Yöntemi (SMC Control Method)

Kayan Kipli Kontrol, sistem parametrelerinin değişimlerine ve bozuculara olan duyarsızlığı ve uygulama kolaylığı gibi özellikleri ile son yıllarda üzerinde yoğun olarak çalışılan bir kontrol tekniğidir [14]. Genel olarak klasik bir KKK tasarımı iki aşamada gerçekleşir;

i-) Kararlı bir kayma yüzeyi "S" tanımlanması,

ii-) Sistemi herhangi bir başlangıç noktasından kayma yüzeyine getirecek ve kayma yüzeyi üzerinde kalmasını sağlayacak kontrol işaretinin belirlenmesi,



Şekil 3. Ayrık-Zaman KKK Sistemleri İçin Faz-Düzlem gösterimi.(Phase Plane For Discreet-Time SMC)

Ayrık-zaman KKK sistemlerinde, Şekil (3) ile gösterildiği gibi iki tip yörünge davranışı tanımlanabilir [15];

i-) İdeal yörünge

ii-) Gerçeklenebilir yörünge

Ayrık-zaman KKK sistemlerinde sistem durum yörüngesi sürekli-zaman KKK sistemlerinde olduğu gibi kayma yüzeyinde kalmaz. Şekil (3) 'de görüldüğü gibi kayma yüzeyi etrafında sınırlı bir band içerisinde “çatırdama” olarak adlandırılan zig-zaglı bir davranış gösterir. Bu sebeple ayrık-zaman KKK sistemleri “sözde-KKK” (Quasi-SMC) olarak adlandırılır. Bu durum ayrık-zaman KKK sistemlerinde kontrol işaretinin sadece örnekleme anlarında güncellenmesi, iki örnekleme arasında kontrol işaretinin sabit kalması ve anahtarlama frekansının sınırlı olması gibi etkenlerden kaynaklanmaktadır [15], [16].

Alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü için KKK kontrolör tasarımı aşağıda verilmiştir.

İlk olarak kontrol durum değişkenleri;

$$x_1 = V_0 - V_{ref} \quad (9)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 \quad (10)$$

olarak tanımlanır ve (8) – (10) nolu eşitliklerden; kontrol durum değişkenleri için durum uzay gösterimi;

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{in}}{L} \end{bmatrix} [u] + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{ref}}{LC} \end{bmatrix} \quad (11)$$

ifadesi ile verilebilir. Tablo (1) ile verilen sistem parametre değerleri ve ayrık-zaman kontrol durum-uzay modeli $T_s=1/f_s$ örnekleme periyodu için;

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) + d_k \quad (12)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0.977 & 0.0001 \\ -451.88 & 0.9025 \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 9.0375 \end{bmatrix}, d_k = \begin{bmatrix} 0 \\ -451.9 \end{bmatrix} \quad (13)$$

olarak elde edilmiştir.

$$s(k) = C_g x(k) \quad (14)$$

şeklinde lineer bir kayma yüzeyi seçilmiş olsun.

Gao erişim kuralı [17],

$$s(k+1) = (1-qT_s)(s(k)) - \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k))$$

$$q > 0, \quad 1-qT_s > 0, \quad \varepsilon > 0 \quad (15)$$

olmak üzere Gao erişim kuralı için kontrol işareti aşağıdaki gibi elde edilir.

$$u(k) = (C_g H)^{-1} [-C_g Gx(k) - C_g d_k + (1-qT_s)(s(k)) - \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k))] \quad (16)$$

Kararlı bir sistemde zig-zagların büyüklüğü ve sistem faz-yörüngesi Eşitlik (17) ile belirtildiği gibi bir bant içerisinde kalmalıdır [18].

$$2\Delta = 2 \frac{\varepsilon T_s}{1-qT_s} \quad (17)$$

Eşitlik (17) ile verilen ifadedeki $\Delta=0$ durumunda ideal kayma gerçekleşir.

Benzetim çalışmalarında (17) ile verilen kontrol işareti için $C_g = [4 \ 10^{-6}]$, $q=15000$ ve $\varepsilon=200$ olarak seçilmiştir.

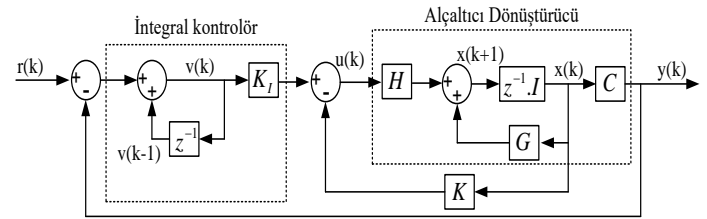
Tablo 1. Alçaltıcı Tip Da-Da Dönüştürücü Devresinin Dizayn Değerleri (Design Values Of The Dc-Dc Buck Converter)

Parametre	Değer
İndüktans	L = 0.66 mH
Kapasitans	C = 0.32 mF
Empedans	R = 10 Ω
Giriş Gerilimi	$V_{in} = 20$ V
Anahtarlama Frekansı	$f_s = 10$ kHz

2.2. LQR Kontrol Yöntemi (LQR Control Method)

Doğrusal Karesel Regülatör (Linear Quadratic Regulator, LQR), durum geri besleme yöntemi yoluyla denetim sağlayan optimal kontrol tekniklerinden biridir. LQR de amaç sistem için belirlenen bir performans indeksini minimum (veya maksimum) yapacak durum geribesleme katsayılarının belirlenmesidir [19]. Seçilen bir performans indeksini minimum (veya maksimum) yapacak şekilde kontrolör tasarımı “optimal kontrol” olarak adlandırılır [20].

Tipik bir regülatör probleminde amaç sistemin sabit bir referans (r_0) değerinde tutulmasıdır. Bozucu vb. etkenlerden dolayı sistemin (r_0) değerinden sapması durumunda regülatörün sistemi tekrar (r_0) değerine getirmesi beklenir. Sistemin zamanla değişen bir referans değeri ($r(t)$) takip etmesi gerektiğinde ise regülatör yapısı yeterli olmayacaktır. Servo sistem olarak da adlandırılan bu tür kontrol sistemleri için örnek ayrık zaman kontrol blok diyagramı aşağıda verilmiştir [21].



Şekil 4. Servo Sistem (Servo System)

Yukarıdaki şekilden;

$$v(k) = v(k-1) + r(k) - y(k) \quad (18)$$

$$v(k+1) = v(k) + r(k+1) - y(k+1) \quad (19)$$

$$v(k+1) = v(k) + r(k+1) - C(Gx(k) - Hu(k)) \quad (20)$$

ifadeleri yazılabilir. Arttırılmış durum uzay modeli $x(k+1)$ ve $v(k+1)$ ifadeleri kullanılarak;

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ v(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & 0 \\ -CG & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H \\ -CH \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(k+1)$$

$$y[k] = [C \ 0] \begin{bmatrix} x[k] \\ v[k] \end{bmatrix} \quad (21)$$

Eşitlik 21'deki gibi yazılabilir ve $u(k) = -Kx(k)$ olan kontrol ifadesi ise entegre edilmiş sistem için $u(k) = -Kx(k) + K_I v(k)$ halini alır.

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} (x^T[k] Q x[k] + u^T[k] R u[k]) \quad (22)$$

LQR sistemindeki amaç Eşitlik (22) ile verilen performans fonksiyonunu minimum (veya

maksimum) yapacak olan kontrol katsayılarının elde edilmesidir. Performans fonksiyonundaki (x) ve (u) sırasıyla durum ve kontrol değişkenlerini (Q)ve (R) ise gerçek ve pozitif tanımlı ağırlık matrislerini belirtmektedir. LQR kontrolörü için (Q)ve (R)'nin seçimi regülasyonun hızlı ve kontrolör işaretinin büyüklüğü arasındaki tercihtir. Hızlı regüle edilmek istenen sistem için $Q > R$ olarak kontrolör girişindeki anahtarlama elemanının daha az sayıda kontrol işareti üretmesi için $Q < R$ olacak şekilde (Q) ve (R)seçimi yapılabilir [22]. Kapalı çevrim kontrol kuralları gereğince $[-K \ k_i]$ kazanç matrisi;

$$[-K \ k_i] = (R + \hat{H}^T P \hat{H})^{-1} \hat{H}^T P \hat{G} \quad (23)$$

Eşitliği kullanılarak elde edilir. Eşitlik (23) ile verilen kazanç matrisinde (\hat{G}) ve (\hat{H}) ifadeleri arttırılmış sistem durum uzayı modelindeki sistem matrislerini belirtmektedir. Kazanç matrisinin çözümü için (P) (pozitif tanımlı simetrik matris)'ye ihtiyaç duyulur. (P)'yi elde etmek için aşağıda verilen ayrık zaman ricatti denkleminde yararlanılır [23].

$$P = \hat{G}^T P \hat{G} - (\hat{G}^T P \hat{H})(R + \hat{H}^T P \hat{H})^{-1} (\hat{H}^T P \hat{G}) + Q \quad (24)$$

Sabit bir (P) değeri elde edilinceye kadar ricatti denkleminin koşuturulması sonucunda elde edilen (P) matrisi, Eşitlik (23) kullanılarak LQR kontrol katsayıları olan (K) ve (k_i) değerleri elde edilir [21].

(Q) ve (R) matrislerinin seçimi tecrubeye dayalı olduğu için çeşitli çalışma ve denemeler sonucunda bu çalışmada (Q) ve (R) matrislerinin değerleri;

$$Q = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad R = [1] \quad (25)$$

olarak seçilmiş alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü için LQR kontrol katsayıları $K=[0.3374 \ 0.4440]$ ve $K_i=[0.0912]$ olarak hesaplanmıştır.

2.3. PID Kontrol Yöntemi (PID Control Method)

Klasik kontrol yöntemlerinden biri olan PID kontrolörü basit yapısı ve tasarım kolaylığından dolayı endüstride en fazla tercih edilen kontrolör yapılarından biridir. Üç-terimli kontrolör olarak da bilinen PID kontrolörü sistem çıkışı $c(t)$ ile referans değer $r(t)$ arasındaki hata işaretini $e(t)$ oransal (K_p), integral (K_i) ve türev (K_d)

işlemlerinden geçirerek eşitlik (26) ile verildiği gibi hatayı yok edecek kontrol işaretini üretir [24],[25].

$$G_{PID(t)} = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} + K_i \int e(t) dt \quad (26)$$

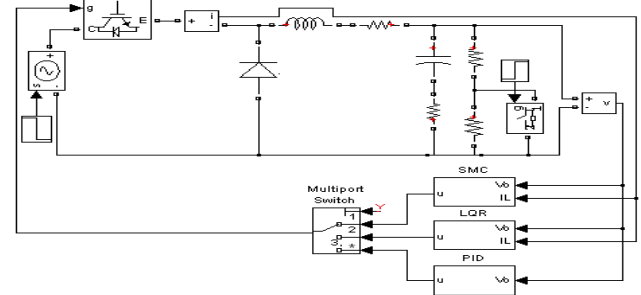
PID kontrolör için ayrık-zaman transfer fonksiyonu, eşitlik (27)'deki gibi tanımlanabilir [26]. Aşağıdaki eşitlikten de görüleceği üzere herhangi bir sistem için PID kontrolör tasarımı sistemin istenilen dinamik davranışı sağlaması için gerekli olan K_p , K_i ve K_d katsayılarının belirlenmesidir [27]. Literatürde PID katsayılarının tasarımına yönelik zaman domeninde ve frekans domeninde çeşitli yöntemler önerilmiştir [28], [29].

$$G_{PID(z)} = K_p + K_i \frac{z+1}{z-1} + K_d \frac{z-1}{z} \quad (27)$$

Bu çalışmada alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü için Matlab/sisotool kullanılarak PID katsayıları $K_p=0.108$, $K_i=171.205$ ve $K_d=0.000017$ olarak belirlenmiştir.

3. BENZETİM ÇALIŞMALARI (SIMULATIONS RESULT)

Benzetim çalışmaları için Şekil (5)'de gösterildiği gibi Matlab/Simulink ortamında alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü devresi ve KKK, LQR, PID kontrolörleri oluşturulmuştur. Benzetim çalışmaları Tablo (1) de verilen parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



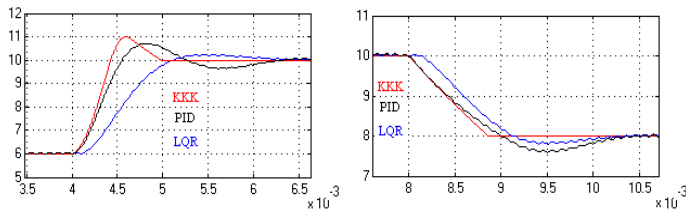
Şekil 5. KKK, LQR ve PID Kontrolörlü Alçaltıcı Tip Da-Da Dönüştürücü Simulink Modeli (Dc-Dc Buck Converter Simulink Model Controlled With SMC, LQR and PID)

İlk olarak kontrolörlerin basamak fonksiyonu şeklinde verilen referans girişi takip etme performansları incelenmiştir. Bu amaçla referans gerilimi $t=4ms$ anında $6V$ ' dan $10V$ 'a yükseltilmiş $t=8ms$ anında ise $10V$ dan $8V$ 'a düşürülerek kontrolör performansları kıyaslanmıştır. Şekil (6) ve Tablo (2)'den görüldüğü gibi yükselme şeklindeki ($6V \rightarrow 10V$) referans değişimlerinde yerleşme zamanı açısından KKK daha iyi performansa sahiptir aşım

kriteri açısından ise LQR daha iyi bir performans göstermiştir. Yine Şekil (6) ve Tablo (2)'den görüldüğü gibi alçalma şeklinde ki (10 V→ 8V) referans değişimlerinde yerleşme zamanı ve aşım kriteri açısından KKK daha iyi performansa sahip olduğu gözlemlenmiştir.

Tablo 2. KKK, LQR ve PID Kontrolörleri İçin Alçaltıcı Tip Da-Da Dönüştürücü Devresine Ait Performans Karşılaştırmaları (Comparison Of The Performance Parameter of the Dc-Dc Buck Converter With SMC, LQR ve PID Controllers)

	6 V→10V			10V→8V		
	KKK	LQR	PID	KKK	LQR	PID
Yerleşme Zamanı (ms)	0,9	2,2	2,3	0,8	2,1	2,2
% Aşım	9,8	2,6	7,3	0.2	2.5	5

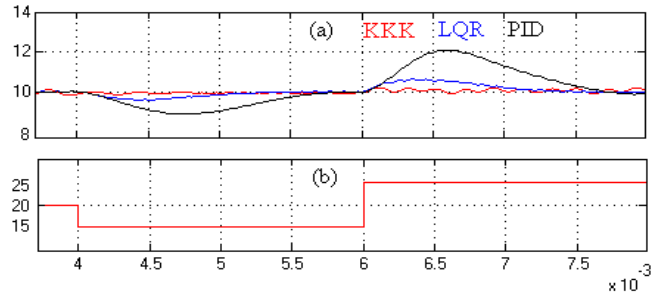


Şekil 6. Referans Gerilim Değişim Durumu için İncelenen Kontrolörlerin Cevap Eğrileri. (Response Curves of Controllers Examined for Reference Voltage Change Condition.)

İkinci olarak kontrolörlerin bozuculara karşı performansları incelenmiştir. Bu amaçla ilk olarak sabit yük ve sabit çıkış geriliminde çalışan alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücünün giriş gerilimi (V_{in}) Şekil (8-b)' de görüleceği üzere, $t=4ms$ anında 20 V'tan 15 V'a düşürülmüş $t=6ms$ anında ise 15 V'tan 25 V'a yükseltilmiştir. Şekil (7)'de ve Tablo (3) 'te verilen sonuçlardan görüldüğü gibi giriş gerilim değişiminden en az KKK kontrolörlü sistem etkilenmiştir.

Tablo 3. Giriş geriliminin ani değişimleri için kontrolörlerin performans karşılaştırmaları (Performance Comparison of Controllers For Sudden Changes of Input Voltage)

	$V_{in}=20V \rightarrow 15V$ $\approx \Delta V$	$V_{in}=15V \rightarrow 25V$ $\approx \Delta V$
KKK	0.002	0.012
LQR	0.391	0.646
PID	1.102	2.997

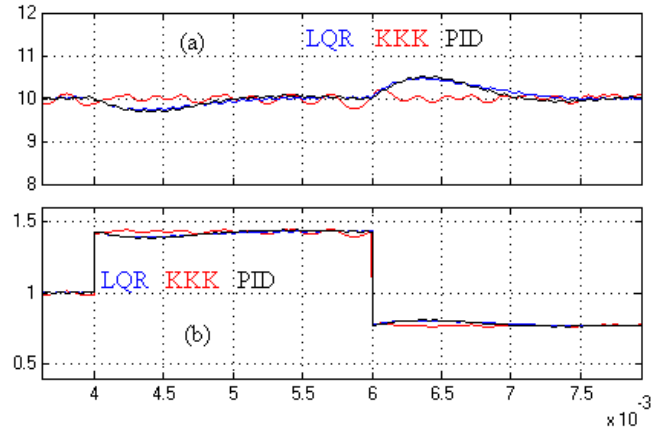


Şekil 7. Giriş Gerilim Değişimi için İncelenen Kontrolörlerin Cevap Eğrileri (a) KKK, LQR ve PID Kontrolörlü Devrenin Çıkış Gerilimi (b) Giriş Gerilimi (Response Curves of Controllers Examined for Input Voltage Change Condition.(a) Output Voltage Controlled With SMC, LQR and PID of Circuit. (b) Input Voltage)

Kontrolörlerin yük değişimine karşı verdiği tepkiyi incelemek amacıyla alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücünün yük değeri (R_0) $t=4ms$ anında 10 Ω 'dan 7 Ω 'a düşürülmüş $t=6ms$ anında ise 7 Ω 'dan 13 Ω 'a yükseltilmiştir. Şekil (8)'da ve Tablo (4)'te verilen sonuçlardan görüldüğü gibi yük değişiminden en az KKK kontrolörlü sistem etkilenmiştir.

Tablo 4. Ani yük değişimleri altında kontrolörlerin performans karşılaştırmaları (Performance Comparison of Controllers Under Sudden Load Changes)

	$V_{in}=20V \rightarrow 15V$ $\approx \Delta V$	$V_{in}=15V \rightarrow 25V$ $\approx \Delta V$
KKK	0.002	0.012
LQR	0.391	0.646
PID	1.102	2.997



Şekil 8. Yük Değişimine Karşı İncelenen Kontrolörlerin Cevap Eğrileri (a) KKK, LQR ve PID Kontrolörlü Devrenin Çıkış Gerilimi (b) KKK, LQR ve PID Kontrolörlü Devrenin Yük Akımı (Response Curves of Controllers Examined for Load Changing (a) Output Voltage Controlled With SMC, LQR and PID of Circuit. (b) Load Current Controlled With SMC, LQR and PID of Circuit.)

4. SONUÇLAR (CONCLUSION)

Bu çalışmada sürekli-akım modunda çalışan alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü için ayrık-zamanda KKK, LQR, PID kontrolörleri tasarlanmış ve benzetim çalışmalarıyla

performansları karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Yapılan çalışmalar sonucunda KKK kontrolörünün referans gerilim takibi ve bozucu girişlere (giriş gerilimi ve yük değişimi gibi) karşı LQR ve PID kontrolörlerine göre daha iyi bir cevaba sahip olduğu gözlemlenmiştir.

5. KAYNAKLAR (REFERENCES)

- [1] Jaber A. Abu-Qahouq, Yangyang Wen, Liangbin Yao, EhabShoubaki, IssaBatarseh and Geoff Potter, "Digital Controller for an Isolated Half-Bridge DC-DC Converter", IEEE Applied Power Electronics Conference 2005, Vol. 2, pp. 1217-1223.
- [2] Bodur, H. 2004. "Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları 1" Yıldız Teknik Üniversitesi Ders Notları, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- [3] Erdoğan, E. 2010. Dijital Kontrollü Çok Fazlı Senkronize DC-DC Alçaltıcı Çevirici Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Eskisehir Osmangazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Eskişehir.
- [4] Hua, G., Leu, C. S., Jiang, Y. ve Lee F. C. Y., "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 9, No. 2, pp. 213-219, 1994.
- [5] Calderon A.J., Vinagre, B.M., Feliu V., Fractional order control strategies for power electronic buck converters, Signal Processing, ELSEV_ER ,2803–28190165-1684 - , 2006.
- [6] Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P., "Power Electronics", John Wiley & Sons Ltd., England, 185-191 (2002).
- [7] D. Giaouris, S. Banerjee, B. Zahawi, and V. Pickert, "Stability analysis of the continuous-conduction-mode buck converter via filippov's method," IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, vol. 55, pp. 1084–1096, May 2008.
- [8] J. Wang, A. Prodić, W. T. Ng, "Mixed-signal-controlled flyback-transformer-based buck converter with improved dynamic performance and transient energy recycling", IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 2, pp. 970-984, Feb. 2013.
- [9] E. Meyer, D. Wang, L. Jia, Y.-F. Liu, "Digital charge balance controller with an auxiliary circuit for superior unloading transient performance of buck converters", Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., pp. 124-131, 2010.
- [10] Agrawal, J. P., 2001, Power Electronics Systems: Theory and Design, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ.
- [11] Texas Instruments Incorporated "AN-1197 Selecting Inductors for Buck Converters" SNVA038B – May2001– Revised April 2013.
- [12] G. Liping, John Y. Hung, and R. M. Nelms, "Evaluation of DSP-Based PID and Fuzzy Controllers for DC–DC Converters", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 56, no 6, June 2009, pp 182 – 190.
- [13] SattarJaber Al-Isawi and Ehsan A. Abd Al-Nabi, "Design of The Feedback Controller (PID Controller) for The Buck Boost Converter", Department of Electromechanical Engineering, The High Institute for Industry-Libya-Misrata.
- [14] Mehmet Buğrahan K, İlhami Y "Pratikte Kullanılan Bazı Kayan Kipli Kontrol Tekniklerinin Teorik ve Deneysel İncelenmesi" 2015.
- [15] İrfan YAZICI "Model Referans Kayan Kipli Kontrolör Tabanlı Güç Sistem Kararlayıcı Tasarımı" 2008
- [16] MU, L., GAO, C., CHEN, W., Research for discrete variable structure control systems, IEEE Intern. Conf. on Control and Automation, pp. 2644-2647, 2007.
- [17] GAO, W., WANG, Y., HOMAIFA, A., Discrete time variable structure control systems, IEEE Trans. On Ind. Elect., 42, 2, pp. 117-122, 1995.
- [18] MONSEES, G., Discrete-Time Sliding Mode Control, Ph.D. dissertation, Delft University of Technology, pp.1130, 2002.
- [19] SamehBdran, MaShuyuan, SamoSaifullah and Dr. HuangJie, "Comparison of PID, Pole Placement And LQR Controllers For Speed Ratio Control Of Continuously Variable Transmission (CVT)", Mechatronic Center, Mechanical Engineering, Beijing Institute of Technology (BIT), Beijing, China.

- [20] CahitGezgin, Bonnie S. Heck, Richard M. Bass, “Control Structure Optimization of a Boost Converter: An LQR Approach”, IEEE PESC'97 Rec., pp. 901-907.
- [21] Katsuhiko Ogata “Discrete-Time Control System” 1994.
- [22] R. M. Murray “Control and Dynamical Systems”California Institute Of Technology.
- [23] Ogata K. "Modern Control Engineering. New Jersey: Prentice Hall" 2002.
- [24] Fraser, C. and Milne, J.1994. Electro-MechanicalEngineering: An Integrated Approach, IEEE Press, New Jersey.
- [25] SARIOGLU, K. M., "DijitalKontrolSistemleri" BirsenYayınevi, İstanbul, 1998.
- [26] Goodwin, G. C., Graebe, S. F. and Salgado, M.E. 2001. Control System Design, Prentice Hall Inc., New Jersey.
- [27] GunesMahit, “Fuzzy and three-step control of refiner system to get stable freeness for recycled paper” Scientific Research and Essays Vol. 6(1), pp. 110-117, 4 January, 2011.
- [28] Ö. Gündoğdu “Optimal-Tuning of PID Controller Gains Using Genetic Algorithms”Journal of Engineering Sciences 2005.
- [29] Cao G., Lou C., and D. An, “Application of fuzzy self-tuning PID control to air conditioning system”, Heat Ventilating and Air Conditioning, vol. 34, No.10, 106-109, October 2004.