ÇUKUROVA I. ULUSLARARASI
MULTİDİSİPLİNER ÇALIŞMALAR KONGRESİ
TAM METİN BİLDİRİ

13-16 Aralık 2018 Adana/TÜRKİYE

PI VE LQR DENETLEYİCİLER KULLANILARAK AZALTICI TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN DENETİMİ

CONTROL OF BUCK TYPE DC-DC CONVERTER USING PI AND LQR CONTROLLERS

Dr. Öğr. Üyesi Ö. Fatih KEÇECİOĞLU
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kahramanmaraş, fkececioglu@ksu.edu.tr

Öğr. Gör. Ahmet GANİ
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kahramanmaraş, agani@ksu.edu.tr

Öğr. Gör. Dr. Hakan AÇIKGÖZ
Kilis 7 Aralık Üniversitesi, Teknik Bilimler Yüksekokulu, Elektrik ve Enerji Bölümü, Kilis, hakanacikgoz@kilis.edu.tr

ÖZET

DA-DA dönüştürücüler yüksek güç yoğunlukları, tepki hızlarının iyi olması, çıkış gerilim değerinin geniş aralıkta ayarlanabilmesi gibi birçok özellikleri ile günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadır. Azaltıcı tip DA-DA dönüştürücü, giriş gerilim seviyesini giriş gerilim seviyesinden daha düşük bir gerilim seviyesine dönüştüren bir güç elektroniği devresidir. Çok değişik tiplerde DA-DA dönüştürücü topolojileri vardır. Dönüştürücü tipleri, giriş-çıkış gerilimlerinin seviyelerine göre belirlenen devre fonksiyonu ile sınıflandırılırlar. Temel DA-DA dönüştürücü yapıları: azaltan, arttıran ve azaltan-arttıran dönüştürücülerdir. Doğrusal devre topolojilerinden farklı olarak, anahtarlamalı yapılarından dolayı DA-DA dönüştürücü devrelerinin modellenmesi ve denetimi oldukça zordur. Temel problemler, yarıiletken anahtarların modellenmesi, anahtarlama sonucu oluşan değişken devre yapılarının belirlenmesi ve durumların analiz edilerek dönüştürücünün modellenmesidir. Azaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için tasarlanacak denetim sisteminin kararlılığı dönüştürücünün etkin bir şekilde dinamik olarak modellenmesine bağlıdır. Durum uzayı küçük sinyal analizi yöntemi ile sistem modelleme dönüştürücü tasarımında etkin bir şekilde kullanılmaktadır. Durum uzayı yöntemi ile modellenen sistemin belirli bir çalışma noktasında küçük sinyal analizi yapılarak istenilen transfer fonksiyonu elde edilmektedir. Optimal denetim yöntemlerinde kontrol edilen sistemin transfer fonksiyonuna göre tespit edilen denetleyici parametreleri, bilinen bir hata kriteri kullanılarak minimize edilmektedir. Azaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün denetimi için literatürde çok farklı denetleyici tiplerinin kullanıldığı birçok çalışma bulunmaktadır. Literatürde klasik PI ve PID denetleyicilerin sistem cevabı açısından yeterli olmadığı birçok çalışma vardır. Bundan dolayı azaltıcı tip dönüştürücünün denetimi için doğrusal karesel regülatör (LKR) denetim tekniği önerilmiştir. Bu çalışmada durum uzayı küçük sinyal analizi yöntemi ile azaltıcı tip dönüştürücünün transfer fonksiyonu elde edilerek Matlab/Simulink programında denetim sistemi devre modeli oluşturulmuştur. Daha sonra azaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün referans gerilimi ve çıkış yükü değiştirilerek klasik PI ve Doğrusal Karesel Regülatör (LKR) denetleyicilerin dinamik performansları karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Azaltıcı Dönüştürücü, PI ve LQR.

ABSTRACT

DC-DC converters are widely used in today's world with their various qualities such as high power density, good response speed, a wide range of output voltage value. Buck type DC-DC converter is a power electronics circuit that converts input voltage level into a voltage level lower than the input voltage level. It is possible to find numerous types of DC-DC converter topologies. Converter types are classified by their circuit functions based on their input-output voltage levels. Basic DC-DC converter structures are buck, boost and buck-boost converters. Unlike linear circuit topologies, modelling of DC-DC converter circuits are very difficult because of their switched structure. The main problems are to model semiconductor switches, to identify various circuit structures and model the converter following an analysis of the states. The stability of a control system designed for a buck DC-DC converter depends on dynamic modeling. State-space model and system modeling are effectively used in converter designs. The required transfer function is obtained thanks to a small signal analysis of the system modeled using state-space model at a certain operating point. In optimal controlling methods, the controller parameters based on the transfer function of the controlled system are minimized using a known error criterion. There are many studies using different types of controllers in the literature for the control of the buck type DC-DC converter. There are many studies in the literature where classical PI and PID controllers are not sufficient for system response. Therefore, Linear Quadratic Regulator (LQR) control technique is proposed for optimal control of the buck type converter. In this study, a control system circuit model was created in Matlab / Simulink program by obtaining the transfer function of the buck type converter with the state space small signal analysis method. Later, reference voltage and output load of the buck type DC-DC converter were varied to compare dynamic performances of classical PI and LQR controllers.

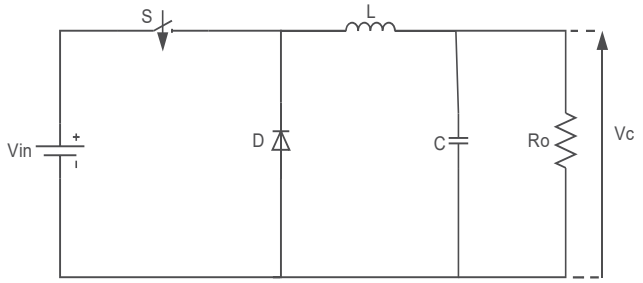
Keywords: Buck Converter, PI and LQR.

1. GİRİŞ

Güç elektroniği alanındaki gelişmelere bağlı olarak birçok dönüştürücü geliştirilmiştir[1-3].Çok değişik tiplerde DA-DA dönüştürücü devre yapıları mevcuttur. Bazı dönüştürücüler gerilimi azaltmada bazıları arttırmada bazıları ise hem azaltmada hem de arttırmada kullanılmaktadır. Azaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için tasarlanacak denetim sisteminin kararlılığı dönüştürücünün etkin bir şekilde dinamik olarak modellenmesine bağlıdır. Azaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün doğrusal modeli ortalama durum uzayı metodu kullanılarak devre durum denklemleri ile elde edilmektedir. Küçük sinyal analizi ile azaltıcı tip dönüştürücünün dinamik karakteristikleri elde edilerek istenilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu bulunmaktadır[4]. Azaltıcı DA-DA dönüştürücünün denetimi için literatürde çok farklı denetleyici tiplerinin kullanıldığı birçok çalışma bulunmaktadır. Klasik PI ve PID denetleyicilerin sistem cevabı açısından yeterli olmadığı öngörülen birçok çalışmada, azaltıcı dönüştürücü denetimi için optimal kontrol tekniklerinden olan doğrusal karesel regülatör (LKR) denetim tekniği uygulanmaktadır[5]. Bu çalışmada ilk olarak sürekli akım modunda azaltıcı tip dönüştürücünün durum uzayı küçük sinyal analizi yöntemi ile dinamik modeli elde edilmiştir. Daha sonra azaltıcı tip dönüştürücü için klasik PI ve Doğrusal Karesel Regülatör (LKR) denetleyici tasarımları yapılarak denetleyicilerin farklı sistem koşullarına verdiği dinamik cevaplar karşılaştırılmıştır.

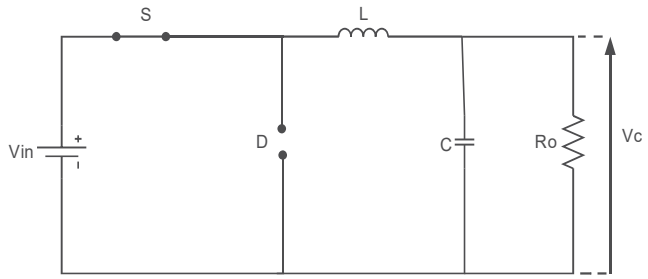
2. AZALTICI TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN DEVRE MODELİ

Bir azaltıcı tip DA-DA dönüştürücü yapısı Şekil 1'de gösterilmiştir. Azaltıcı tip dönüştürücünün durum değişkenleri indüktör akımı i_L ve kapasitör gerilimi V_C alınmıştır.



Şekil 1. Azaltıcı Tip DA-DA Dönüştürücü Devresi

(S) anahtarı kapalı olduğunda şekil 2'deki eşdeğer devre elde edilmektedir.



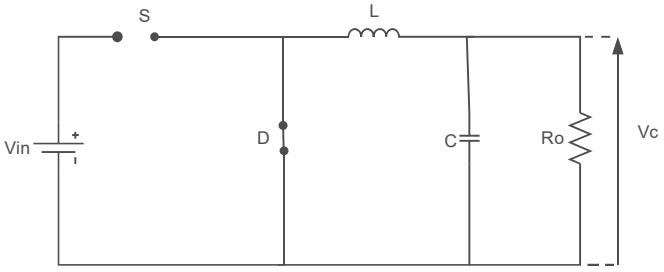
Şekil 2. Anahtar kapalıykeen azaltıcı tip dönüştürücü eşdeğer devresi.

S anahtarı kapalı iken devrenin dinamik davranışını tanımlayan denklemler; denklem 1 ve denklem 2'de verilmiştir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_c}{L} \tag{1}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_c}{RC} \tag{1}$$

(S) anahtarı açık olduğunda şekil 3'deki eşdeğer devre elde edilmektedir.



Şekil 3. Anahtar açık iken azaltıcı tip dönüştürücü eşdeğer devresi.

S anahtarı açık iken devrenin dinamik davranışını tanımlayan denklemler; denklem 3 ve denklem 4'de verilmiştir.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_c}{L} \tag{3}$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_c}{RC} \tag{4}$$

İdeal bir azaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için sürekli-hal modunda çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki ilişki denklem 5'deki gibi ifade edilmektedir.

$$V_c = DV_{in} \tag{5}$$

Azaltıcı DA-DA dönüştürücü için anahtarlama oranı ise denklem 6'da ifade edilmektedir.

$$D = \frac{T_{on}}{T} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \tag{6}$$

T_{on} PWM işaretinin "Lojik 1, On" süresini , T_{off} PWM işaretinin "Lojik 0, Off" süresini, T PWM işaretinin periyodunu, d anahtarlama oranını ifade etmektedir [6]. Ortalama durum uzayı modeli için diferansiyel denklemler kullanılarak x(t) durum değişkenleri, u(t) kontrol giriş işareti olmak üzere durum denklemleri vektör matris formunda denklem 7-8'deki gibi verilebilir[7].

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \tag{7}$$

$$y(t) = Cx(t) \tag{8}$$

Anahtarın kapalı durumu (S_{on}=D) için azaltıcı dönüştürücünün ortalama durum uzayı formu denklem 9'daki gibi yazılabilir.

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \left(V_{in}(t)\right) \tag{9}$$

Anahtarın açık durumu (S_{off} =1-D) için azaltıcı dönüştürücünün ortalama durum uzayı formu denklem 10'daki gibi yazılabilir.

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \left(V_{in}(t)\right) \tag{10}$$

Anahtarın her iki durumu için azaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün ortalama durum uzayı modeli ortalama değer katsayıları denklem 11-12-13'de verilmiştir.

$$A = A_1 S_{on} + A_2 S_{off} \tag{11}$$

$$B = B_1 S_{on} + B_2 S_{off} \tag{12}$$

$$C = C_1 S_{on} + C_2 S_{off} \tag{13}$$

A, B, C katsayıları kullanılarak azaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün ortalama durum uzay modeli denklem 14-15'de verilmiştir.

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \left(V_{in}(t)\right) \tag{14}$$

$$y(t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} \tag{15}$$

Küçük sinyal modeli kullanılarak $\left(\tilde{d},\tilde{V}_c,\tilde{V}_g,\tilde{i}_L\right)$ azaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için çalışma noktası etrafındaki değişimleri göstermek üzere aşağıdaki dönüşümler yapılırsa;

$$d = D + \tilde{d}; V_c = V_c + \tilde{V}_c; \mathrm{V}_{in} = V_{in} + \tilde{V}_{in}; i_L = i_{_L} + \tilde{i}_L$$

Anahtarın her iki durumu için $\tilde{i}_L$ akımına ait durum denklem 16'da verilmiştir.

$$\frac{d\tilde{i_L}(t)}{dt} = d\left[\frac{1}{L}\left(V_{in} + \tilde{V}_{in} - V_c - \tilde{V}_c\right)\right] + (1-d)\left[\frac{1}{L}\left(-V_c - \tilde{V}_c\right)\right] \tag{16}$$

Anahtarın her iki durumu için $\tilde{V}_c$ gerilimine ait durum denklem 17'de verilmiştir.

$$\frac{d\tilde{V_c}(t)}{dt} = \frac{d}{C}\left[\left(I_L + \tilde{i}_L - \frac{V_c}{R} - \frac{\tilde{V}_c}{R}\right)\right] + \frac{(1-d)}{C}\left[\left(I_L + \tilde{i}_L - \frac{V_c}{R} - \frac{\tilde{V}_c}{R}\right)\right] \tag{17}$$

Anahtarın her iki durumu için $\tilde{i}_L$ akımına ve $\tilde{V}_c$ gerilimine göre küçük sinyal modeli denklem 18'de verilmiştir.

$$\begin{pmatrix} \frac{d\tilde{i_L}(t)}{dt} \\ \frac{d\tilde{V_c}(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i_L}(t) \\ \tilde{V_c}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \tilde{d} + \begin{pmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \tilde{V}_{in} \tag{18}$$

Azaltan dönüştürücü çıkış gerilimi için süperpozisyon teoremi uygulanırsa;

$$\tilde{V}_c(s) = T_{p1}(s).\tilde{d}(\mathrm{s}) + T_{p2}(s)\tilde{V_{in}}(s) \tag{19}$$

eşitliğinde $\tilde{V}_{in}(s) \approx 0$ alınır ve denklem 18'in Laplace dönüşümü alınırsa denklem 20-21 elde edilir.

$$\mathrm{s}\tilde{i_L}(\mathrm{s}) = -\frac{1}{L}\tilde{\mathrm{V}_c}(\mathrm{s}) + \frac{V_g}{L}\tilde{d}(s) + \frac{D}{L}\tilde{V_g}(s) \tag{20}$$

$$\mathrm{s}\tilde{V}_c(s) = \frac{1}{C}\tilde{i_L}(\mathrm{s}) - \left(\frac{1}{RC}\right)\tilde{V}_c(s) \tag{21}$$

Denklem 20'de $\tilde{i_L}(\mathrm{s})$ çekilip denklem 21'de yerine yazılırsa azaltan dönüştürücünün küçük sinyal modeli çıkış gerilimine göre anahtarlama oranı transfer fonksiyonu denklem 22'deki gibi elde edilir [8].

$$\frac{\tilde{V}_c(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{in}}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \tag{22}$$

3. LKR DENETLEYİCİ TASARIMI

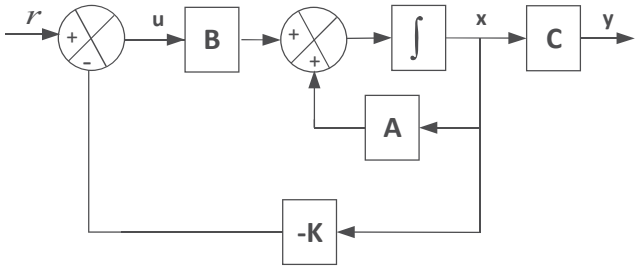
"Doğrusal karesel" terimi, doğrusal sistem dinamiklerini ve karesel maliyet fonksiyonunu ifade eder. LKR tasarımı, geri besleme kazancı seçimine dayanır, böylece maliyet fonksiyonu J en aza indirilir. Bu, kazanç seçiminin belirtilen maliyet fonksiyonu için optimal olmasını sağlar. LKR tasarımı için

sistemin durum uzayı modeli ile tanımlanması gerekir. Sistem durum uzayı formu denklem 23-24'de verilmiştir.

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{2}$$

$$y = Cx + Du \tag{24}$$

Durum uzayı LKR denetim sistemi blok diyagramı şekil 5'de verilmiştir.



Şekil 5. Durum uzayı LKR denetim sistemi blok diyagramı

Optimal denetim için maliyet fonksiyonu J denklem 25'de tanımlanmıştır.

$$J = \int_0^\infty (x^T Qx + u^T Ru)dt \tag{25}$$

Burada Q ve R, ağırlık matrisleridir. Q ve R matrisleri simetrik ve pozitif tanımlanabilen matrislerdir. Kuadratik form için Q matrisinin pozitif ve simetrik olması gerekmektedir. Q matrisinin köşegen seçilmesinin nedeni ise kuadratik denetimde Q matrisinin her zaman simetrik bir Q matrisi ile değişebilir olmasıdır.

Geri besleme denetim fonksiyonu;

$$u = -Kx \tag{26}$$

şeklinde tanımlanır. K ifadesinin değeri;

$$K = R^{-1}B^T P \tag{27}$$

olur. Sürekli zaman cebirsel Riccati denklemini çözerek P belirlenebilir.

$$A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \tag{28}$$

Geri besleme kontrol fonksiyonu maliyet fonksiyonu J'de yerine konulursa;

$$J = \int_0^\infty (x^T Qx + (-Kx)^T R(-Kx))dt \tag{29}$$

$$J = \int_0^\infty x^T (Q + K^T Rx)xdt \tag{30}$$

K matrisini bulunduktan sonra, kapalı döngü sisteminin durum uzayı denklemleri, denklem (31-34)'de verilmiştir[9-10].

$$A_{closed-loop} = A - BK \tag{31}$$

$$B_{closed-loop} = B \tag{32}$$

$$C_{closed-loop} = C - DK \tag{33}$$

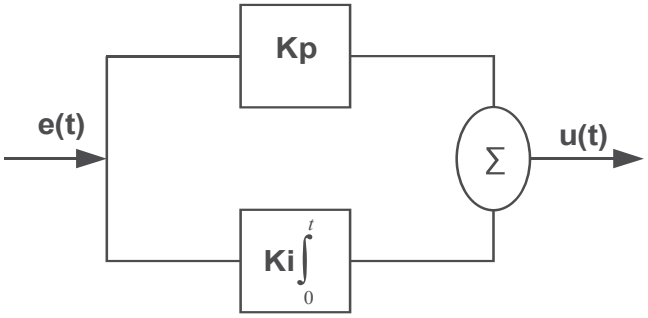
$$D_{closed-loop} = D \tag{34}$$

4. PI DENETLEYİCİ TASARIMI

PI (Oransal İntegral) denetleyiciler, hata sinyalinin anlık değerine bağlı olarak değişen oransal etki ile hata sinyalinin önceki değerlerine bağlı olarak değişen integral etkinin toplamı şeklinde etki göstermektedir. Oransal denetim sistemin yükselme zamanını azaltırken, integral denetim sistemde istenmeyen kalıcı durum hatalarını ortadan kaldırmaktadır. PI denetleyicinin matematiksel ifadesi denklem 35'de verilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \tag{35}$$

PI (Oransal-İntegral) denetleyici modeli şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6. PI (Oransal-İntegral) denetleyici modeli.

Burada K_p oransal etki, K_i integral etki, e(t) hata sinyali ve u(t) denetleyici girişidir[11].

5. BENZETİM ÇALIŞMALARI

LKR denetim, kontrol edilemeyen sistem durumları haricinde, tasarlanan sistemin kararlı ve sağlam olmasını sağlamaktadır. Bu çalışmada LKR ve klasik PI denetleyici tasarımında, azaltıcı tip dönüştürücünün küçük sinyal devre modeli dikkate alınmıştır. Sürekli akım modunda azaltıcı tip dönüştürücü için devre parametreleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Azaltıcı tip dönüştürücü devre parametreleri

Parametreler	Sembol	Değer
Giriş Gerilimi	V_g	20.8 V
İndüktans	L	1 mH
Kapasitans	C	100 µF
Empedans	R	7.55 Ω
Çıkış Gerilimi	$V_c=V_0$	16.64 V
Anahtarlama Frekansı	f_s	80 Khz
Anahtarlama Oranı	D	0.8

Azaltıcı tip dönüştürücünün çıkış gerilimine göre anahtarlama oranı küçük sinyal modeli transfer fonksiyonu tablo 1'deki değerler yerine konularak denklem 36'da verilmiştir.

$$\frac{\tilde{V}_c(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{20.8}{0.0000001s^2 + 0.0001324s + 1} \tag{36}$$

Bu transfer fonksiyonu, LKR denetleyici tasarımı için durum uzay formuna dönüştürülmelidir.Transfer fonksiyonu MATLAB *tf2*ss komutu kullanılarak durum uzay formuna dönüştürülebilir. Bu komut kullanılarak denklem 37'de A, B, C ve D matrisleri bulunmuştur.

$$A=\begin{pmatrix}-1324 & -2441.4\\ 4096 & 0\end{pmatrix}, B=\begin{pmatrix}256\\ 0\end{pmatrix}, C=\begin{pmatrix}0 & 198.3643\end{pmatrix}, D=0 \quad (37)$$

Q ve R matrislerinin seçimi, optimal kontrol sistemi tasarımında optimizasyonu belirler.Q ve R matrislerinin bileşenleri deneme yanılma yöntemiyle en iyi denetleyici cevabını verecek şekilde seçilir. LKR denetleyici tasarımı için MATLAB benzetim programı ile deneme yanılma sonucu elde edilen optimal Q ve R matrisleri denklem 38'de verilmiştir.

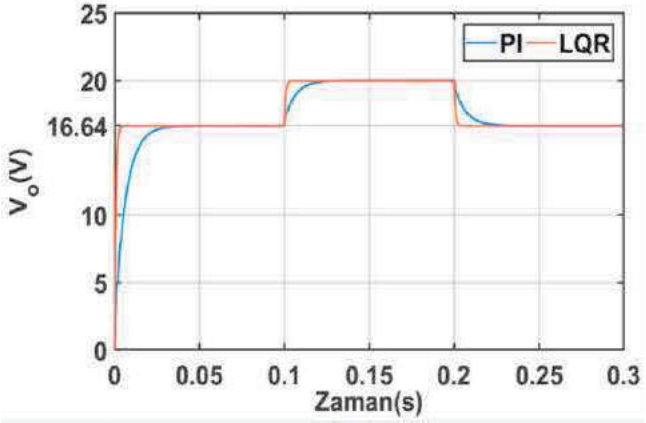
$$Q=\begin{pmatrix}2000 & 0\\ 0 & 0\end{pmatrix}, R=1 \quad (38)$$

Q ve R matrislerinin yukarıdaki değerleri ile MATLAB'da benzetim programında komut lqr (A, B, Q, R) kullanılarak kazanç matrisi K denklem 39'daki gibi belirlenmiştir.

$$K=\begin{pmatrix}39.8475 & 0\end{pmatrix} \quad (39)$$

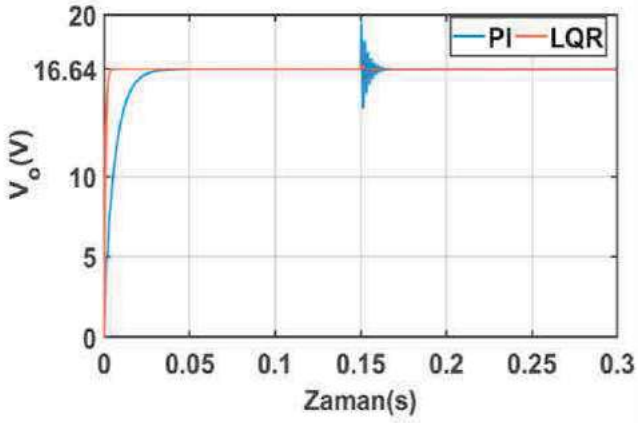
Azaltıcı tip dönüştürücü devre modeli kullanılarak PI denetleyici parametreleri (Kp=0.108, Ki=171.205).Matlab/Simulink ortamında test edilerek en uygun sistem cevabı olacak şekilde belirlenmiştir.

Benzetim çalışmalarında ilk olarak LKR ve PI denetleyicilerin basamak fonksiyonu şeklinde verilen referans gerilim girişi takip etme performansları incelenmiştir.Bu amaçla referans gerilim t=0.1sn anında 16.64 V'dan 20V'a yükseltilmiş ve 0.2 sn. anında 20V'dan 16.64V'a düşürülmüştür. Şekil 7'de referans gerilim değişim durumu için incelenen LKR ve PI denetleyicilerin dinamik cevapları verilmiştir.



Şekil 7. Referans gerilim değişim durumu için LKR ve PI denetleyicilerin dinamik cevapları.

Şekil 7 incelendiğinde referans gerilim değişimine karşı LQR denetleyici PI denetleyiciye göre daha iyi tepki vermiştir. İkinci olarak yük değişimine karşı LKR ve PI denetleyicilerin dinamik cevaplarını incelemek amacıyla t=0.15sn'de azaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün yük değeri 7.55 Ω'dan 15.1 Ω değerine yükseltilmiştir. Şekil 8'de yük değişim durumu için incelenen LKR ve PI denetleyicilerin dinamik cevapları verilmiştir.



Şekil 8. Yük değişim durumu için incelenen LKR ve PI denetleyicilerin dinamik cevapları

Şekil 8 incelendiğinde yük değişimini LKR denetleyicinin PI denetleyiciye göre daha iyi karşıladığı görülmüştür.

6. SONUÇLAR

Bu çalışmada azaltıcı DA-DA dönüştürücünün küçük sinyal modeli elde edilerek sistem denetimi için Matlab/Simulink benzetim programında LKR ve PI denetleyiciler tasarlanmıştır. Denetleyicilerin dinamik performansını incelemek için iki farklı denetim senaryosu (referans gerilim takibi, yük değişimi) oluşturulmuştur. Benzetim çalışmaları incelendiğinde LKR denetleyicinin hem değişen referans gerilimi takip etmede hem de yük değişimini karşılamada PI denetleyiciye göre daha etkin ve daha dayanıklı bir dinamik performans gösterdiği görülmüştür.

KAYNAKÇA

1. K. C. Wu, H. H. Wu, ve C. L. Wei, “Analysis ve design of mixed-mode operation for noninverting buck-boost DC-DC converters,” IEEE Trans. Circuits ve Systems II-Express Briefs, vol. 62, no. 12, pp. 1194–1198, Dec. 2015.
2. V. A. K. Prabhala, P. Fajri, V. S. P. Gouribhatla, B. P. Baddipadiga, ve M. Ferdowsi, “A DC-DC converter with high voltage gain ve two input boost stages,” IEEE Trans. Power Electronics, vol. 31, no. 6, pp. 4206–4215, June 2016.
3. Z. Bir, H.T. Kuloglu, Y. Baykal and Y. Cai, "Beam wander characteristics of cos and cosh-Gaussian beams,", Appl. Phys. B, vol. 95, no. 4, pp. 763-771, May 2009.
4. I. Yazici ve E. K. Yaylaci, “Fast ve robust voltage control of DC-DC boost converter by using fast terminal sliding mode controller,” IET Power Electronics, vol. 9, no. 1, pp. 120–125, Jan. 2016.
5. S. Singh, D. Fulwani, ve V. Kumar, “Robust sliding-mode control of dc/dc boost converter feeding a constant power load,” IET Power Electronics, vol. 8, no. 7, pp. 1230–1237, July 2015.
6. 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.
7. Mohan: Power Electronics, Wiley, Chapter 10.5.
8. K. Ogata, “Modern Control Engineering”, fourth ed., Prentice Hall, New Jersey, (2002), pp. 896-910.
9. D. S. Karanjkar, S. Chatterji, Amod Kumar, “Design and Implementation of a Linear Quadratic Regulator Based Maximum Power Point Tracker for Solar Photo-Voltaic System,” International Journal of Hybrid Information Technology.Vol.7, No.1 (2014).
10. M. Güneş and S. Arslan, “Pesticide Control Of Multi Functional Electronic Sprayer By Using Optimal And Fuzzy Controller”, KSU Journal of Engineering Sciences, vol.16 no.2, pp.42-47, 2013.

11. Y. Muratoğlu and A.Alkaya , "LQR and PI Controller with Kalman Filter Applied to DC Motor System", ELECO 2014. Bursa.322-326.(2014).