IMSEC 2019
4th International Mediterranean Science and Engineering Congress (IMSEC 2019)
Alanya Lonicera Resort & Spa Hotel, April 25-27, 2019 – Alanya, Antalya / TÜRKİYE
Pages: 471-475, Paper ID:195
Conference Paper
Oral Presentation

Yükselten DA-DA Dönüştürücünün LQR Denetleyici Kullanılarak Optimal Denetimi

Ö. Fatih Keçecioğlu [1], Erdal Kılıç[2], Ahmet Gani[*3], Mustafa Şekkeli[4]

3Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kahramanmaraş, Türkiye

Özet

Yükselten DA-DA dönüştürücü, giriş gerilim seviyesini giriş gerilim seviyesinden daha yüksek bir gerilim seviyesine dönüştüren bir güç elektroniği devresidir. Doğrusal devre topolojilerinden farklı olarak, anahtarlamalı yapılarından dolayı DA-DA dönüştürücü devrelerinin modellenmesi ve denetimi oldukça zordur. Durum değişkenleri yöntemi ile sistem modelleme denetleyici tasarımında etkin bir şekilde kullanılmaktadır. Durum değişkenleri yöntemi ile modellenen sistemin belirli bir çalışma noktasında küçük sinyal analizi yapılarak sistemin istenilen transfer fonksiyonu elde edilmektedir. Optimal denetim yöntemlerinde denetlenen sistemin transfer fonksiyonuna göre tespit edilen denetleyici parametreleri, bilinen bir hata kriteri kullanılarak minimize edilmektedir. LQR denetim literatürde en çok kullanılan optimal denetim yöntemlerinden biridir. Bu çalışmada yükselten DA-DA dönüştürücünün durum uzayı küçük sinyal modeli Matlab/Simulink benzetim programında oluşturularak LQR denetleyici ile optimal denetim yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: LQR Denetim, Yükselten DA-DA Dönüştürücü.

Optimal Control of Boost DC-DC Converter Using LQR Controller

Abstract

DC-DC boost converter is a power electronics circuit that converts input voltage level to a higher output voltage level than input voltage level. Unlike linear circuit topologies, modeling and controlling of DC-DC converter circuits are very difficult because of their switched structure. System modeling with state variables method is effectively used in converter design. The required transfer function is obtained thanks to a state variable 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. LQR controller is one of the most widely used optimal control methods in literature. In this study, the state-space small signal model of the DC-DC boost converter was created in Matlab / Simulink simulation program and optimal control was made with LQR controller.

Keywords: LQR Control, DC-DC Boost Converter

1. GİRİŞ

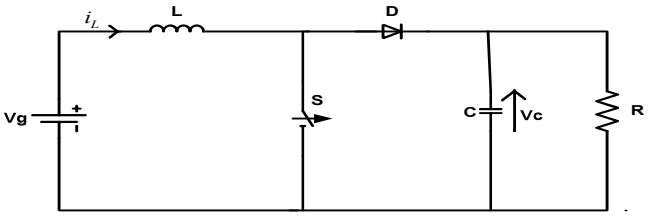
Günümüzde sanayinin hızla gelişmesi ile birlikte denetlenebilir elektrik gücüne ve bu gücün işlendiği güç elektroniği devrelerine olan gereksinim hızla artmıştır[1]. Doğru gerilim elde edilirken kayıpların minimum olmasına ve geçici rejimlerin olmamasına dikkat edilmelidir. Kullanıcılar için gerekli olan doğru akım ve gerilimi sağlayan kaynaklardan biri de anahtarlama modlu çalışan DA-DA dönüştürücülerdir. Geleneksel doğru akım güç kaynakları ağır ve pahalı elektronik elemanlar gerektirirken, DA-DA dönüştürücüler yüksek frekanslarda anahtarlanabildiklerinden dolayı daha hafif ve ucuz elemanlar gerektirirler[2]. DA-DA dönüştürücüler gerilim seviyesini bir değerden başka bir değere getiren ve anahtarlama mantığı ile çalışan elektronik elemanlardır. DA-DA dönüştürücülerin temel çalışma prensibi bir pasif filtrenin çıkış geriliminin denetlenmesi esasına dayanmaktadır[3].DA-DA dönüştürücülerle ilgili çesitli devre konfigürasyonları yapılmıstır. Bunlardan en temel dönüştürücü devre konfigürasyonları ise gerilim azaltan, gerilim yükselten ve gerilim azaltan ve yükselten tiplerdir. Yükselten DA-DA dönüştürücünün denetimi için literatürde çok farklı denetleyici tiplerinin kullanıldığı birçok çalışma

*Corresponding authour
Email: agani@ksu.edu.tr

bulunmaktadır. Klasik denetleyicilerin sistem cevabı açısından yeterli olmadığı birçok çalışmada, azaltan dönüştürücü denetimi için optimal denetim tekniklerinden olan LQR denetim tekniği uygulanmaktadır[4].Yükselten DA-DA dönüştürücünün doğrusal modeli durum değişkenleri metodu kullanılarak devre durum denklemleri ile elde edilmektedir. Küçük sinyal analizi ile yükselten dönüştürücünün dinamik karakteristikleri elde edilerek istenilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu bulunmaktadır[5]. Bu çalışmanın ikinci bölümünde yükselten dönüştürücünün devre durum denklemleri ve küçük sinyal modeli transfer fonksiyonu elde edilmiş, üçüncü bölümünde LQR denetleyici tasarımı yapılmış, dördüncü bölümde denetim sistemine ait benzetim çalışmaları ve beşinci bölümde sonuçlar verilmiştir.

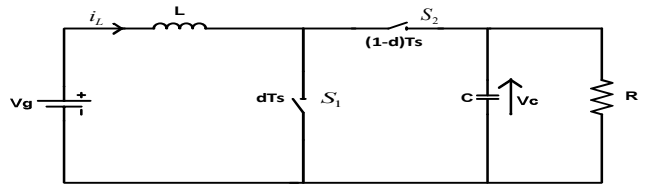
2. YÜKSELTEN DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN DURUM DEĞİŞKENLERİ YÖNTEMİ İLE MODELLENMESİ

İdeal bir yükselten DA-DA dönüştürücü devre modeli Şekil 1'de görüldüğü gibi yarı iletken anahtar, diyot, bobin ve kapasite elemanlarından oluşmaktadır.



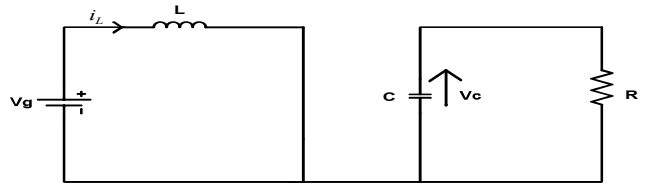
Şekil 1: Yükselten DA-DA dönüştürücü devre modeli

Şekil 1'de verilen yükselten DA-DA dönüştürücü dTs ve (1-d)Ts olmak üzere iki adet çalışma modundan oluşmaktadır. Yarı iletken anahtar ve D diyot iki adet ideal anahtar gibi düşünülerek sürekli zamanda yükselten DA-DA dönüştürücüyü tanımlayan diferansiyel denklemler zaman domeninde ifade edilmiştir. Anahtarlama elemanlarının iletim zamanları ile beraber durumları şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2: Anahtarlama elemanlarının iletim durumları

V_g giriş gerilimi, V_c çıkış kondansatör gerilimi, i_L indüktör akımı, ve T_s anahtarlama periyodu olmak üzere; S_1 anahtarı dT_s süresince ve S_2 anahtarı $(1-d)T_s$ süresince kapalı kalacaktır. dT_s çalışma moduna ait devre şekil 3'de verilmiştir.

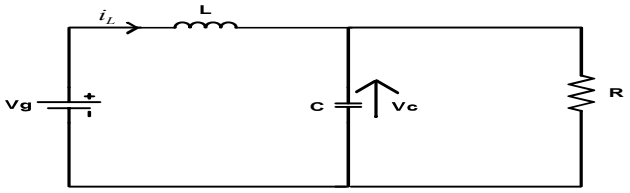


Şekil 3: dT_s çalışma moduna ait eşdeğer devre

dT_s çalışma moduna ait diferansiyel denklemler denklem 1-2'de verilmiştir.

$$L\frac{di_L}{dt} = V_g \tag{1}$$

$$C\frac{dV_c}{dt} = \frac{-V_c}{R} \tag{2}$$



Şekil 4: $(1-d)T_s$ çalışma moduna ait eşdeğer devre

$(1-d)$ T_s çalışma moduna ait diferansiyel denklemler denklem 3-4'de verilmiştir;

$$v_g - L\frac{di_L}{dt} - V_c = 0 \tag{3}$$

$$c\frac{dV_c}{dt} = \left(i_L - \frac{V_c}{R}\right) \tag{4}$$

Yukarıda elde edilen diferansiyel denklemler kullanılarak dT_s çalışma modu, $(1-d)$ T_s çalışma modu ve x(t) durum değişkenleri, u(t) denetim giriş işareti olmak üzere durum denklemleri vektör matris formunda denklem 5-6'da verilmiştir.

$$\frac{dx_n(t)}{dt} = A_n x(t) + B_n u(t) \tag{5}$$

$$y_n(t) = C_n x(t) \tag{6}$$

dT_s çalışma modu n=1 için durum denklemleri denklem 7-8'de verilmiştir.

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \left(V_g(t)\right) \tag{7}$$

$$y_1(t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} \tag{8}$$

$(1-d)$ T_s çalışma modu n=2 için durum denklemleri denklem 9-10'da verilmiştir.

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

$$y_2(t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} \tag{10}$$

Yükselten DA-DA dönüştürücü için ortalama durum uzay modeli, belirlenen çalışma noktasındaki doluluk oranı (T_{on}: anahtarlama elemanın iletim süresi) civarında örnekleme periyodu T_s için elde edilen ortalama değer katsayıları denklem 11-13'de verilmiştir.

$$A = A_1 D + A_2(1-D) \tag{11}$$

$$B = B_1 D + B_2(1-D) \tag{12}$$

$$C = C_1 D + C_2 (1 - D) \quad (13)$$

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

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} (V_g(t)) \quad (14)$$

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

2.1 Yükselten DA-DA Dönüştürücünün Küçük Sinyal Analizi

Yükselten DA-DA dönüştürücüde V_g giriş gerilimi ve $\tilde{d}$ doluluk oranı giriş sinyalleri çalışma noktası etrafındaki değişimleri göstermek üzere denklem 16'da verilmiştir.

$$d = D + \tilde{d}; v_g = V_g + \tilde{v}_g \quad (16)$$

Çıkış gerilimi regülasyonu *için giriş denetim işareti u(t) = d(t) olacak şekilde sürekli durum modelinden* dönüştürücü küçük *sinyal modeli elde edilmiş ve* vektör matris formunda denklem 17-18'de verilmiştir.

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + B_1 \tilde{d}(t) + B_2 \tilde{v}_g(t) \quad (17)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (18)$$

Sürekli durum modelinde; bütün türevsel terimler sürekli durumda sıfır olduğunda bütün değişkenler büyük harfle gösterilmektedir.

$$\dot{x} = 0; D = d; v_g = V_g; i_g = I_g; i_L = I_L; v_c = V_c \quad (19)$$

Değişkenlerin yukarıda belirtildiği gibi büyük harfle ifade edilmesi ile sürekli durum modeli aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_L \\ V_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} (V_g) \quad (20)$$

$$y(t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ V_c \end{pmatrix} \quad (21)$$

Küçük sinyal modeli için denklem 22'de verilen eşitlik sürekli durum denklemlerinde yerine koyulduğunda;

$$d = D + \tilde{d}; V_c = v_c + \tilde{v}_c; V_g = v_g + \tilde{v}_g; I_L = i_L + \tilde{i}_L \quad (22)$$

Sürekli durum eşitliği denklem 23-24'deki gibi yeniden düzenlenir;

$$\begin{pmatrix} \frac{d(i_L + \tilde{i}_L)}{dt} \\ \frac{d(v_c + \tilde{v}_c)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-(1-D-\tilde{d})}{L} \\ \frac{-(1-D-\tilde{d})}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L + \tilde{i}_L \\ v_c + \tilde{v}_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \left(v_g + \tilde{v}_g \right) \quad (23)$$

$$y(t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L + \tilde{i}_L \\ v_c + \tilde{v}_c \end{pmatrix} \quad (24)$$

Denklem (23) ve (24)'deki matrisler küçük sinyal modeli ile sürekli durum matrislerinin ifadelerini birlikte içermektedir. Bu matrisler içerisinden sürekli duruma ait kısım çıkartıldığında küçük sinyal modeli denklem 25'deki gibi elde edilmektedir.

$$\begin{pmatrix} \frac{d(i_L + \tilde{i}_L)}{dt} \\ \frac{d(v_c + \tilde{v}_c)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \frac{\tilde{d}}{L} \\ -\frac{\tilde{d}}{c} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_c \end{pmatrix} \quad (25)$$

Denklem 25'de A matrisinin sürekli duruma ait olan kısmı çıkartıldığında ve d doluluk oranı giriş sinyali olarak düzenlendiğinde denklem (26), (27) ve (28)'deki gibi küçük sinyal modeli elde edilmektedir.

$$\begin{pmatrix} \frac{d\,\tilde{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\,\tilde{v}_c(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{c} \end{pmatrix} \tilde{d} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \tilde{v}_g \quad (26)$$

$$\tilde{i}_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{pmatrix} \quad (27)$$

$$\tilde{v}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{pmatrix} \quad (28)$$

$\tilde{v}_g = 0$ diferansiyel denklemlerin Laplace dönüşümü alınırsa denklem 29-31 elde edilmektedir.

$$\tilde{v}_c(s) = T_{p1}(s).d(s) \quad (29)$$

$$s\,\tilde{i}_L(s) = \left(\frac{D-1}{L} \right) \tilde{i}_L(s) + \left(\frac{v_c}{L} \right) \tilde{d}(s) \quad (30)$$

$$s\,\tilde{v}_c(s) = \left(\frac{1-D}{C} \right) \tilde{i}_L(s) - \left(\frac{1}{RC} \right) \tilde{v}_c(s) - \left(\frac{i_L}{C} \right) \tilde{d}(s) \quad (31)$$

Denklem 30'da $\tilde{i}_L(s)$ çekilip denklem 31'de yerine yazılırsa; yükselten dönüştürücünün küçük sinyal modeli çıkış gerilimine göre anahtarlama oranı transfer fonksiyonu denklem 32'deki gibi elde edilmektedir.[5]

$$\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{(1-D)v_c - Li_L s}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} \quad (32)$$

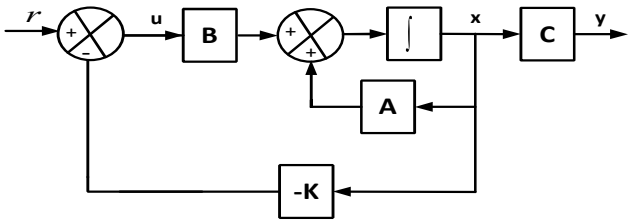
3. LQR DENETLEYİCİ TASARIMI

LQR denetleyici tasarımı, geri besleme kazancı seçimine dayanmaktadır. Bu, kazanç seçiminin belirtilen maliyet fonksiyonu için optimal olmasını sağlamaktadır. LQR denetleyici tasarımı için sistemin durum uzayı modeli ile modellenmesi gerekmektedir. Sistem durum uzayı formu denklem 33-34'de verilmiştir.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (33)$$

$$y = Cx + Du \quad (34)$$

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



Şekil 5: Durum uzayı LQR denetim sistemi blok diyagramı

Optimal denetim için maliyet fonksiyonu J denklem 35'de tanımlanmıştır.

$$J = \int_0^\infty (x^T Qx + u^T Ru)dt \quad (35)$$

Burada Q ve R ağırlık matrisleridir. Q ve R ağırlık matrisleri simetrik ve pozitif tanımlanabilen matrislerdir. Kuadratik form için Q ağırlık matrisinin tamamının pozitif ve simetrik olma şartı söz konusudur. Q ağırlık matrisinin köşegen seçilmesinin nedeni ise kuadratik denetimde Q ağırlık matrisinin her zaman simetrik bir Q ağırlık matrisi ile değiştirilebilir olmasıdır. Geri besleme denetim fonksiyonu denklem 36'da verilmiştir.

$$u = -Kx \quad (36)$$

K ifadesinin değeri denklem 37'de verilmiştir.

$$K = R^{-1}B^T P \quad (37)$$

Sürekli zaman cebirsel Riccati eşitliği denklem 38'de verilmiştir.

$$A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (38)$$

Geri besleme denetim fonksiyonu maliyet fonksiyonu J'de yerine konulursa denklem 39-40 elde edilmektedir.

$$J = \int_0^\infty (x^T Qx + (-Kx)^T R(-Kx))dt \quad (39)$$

$$J = \int_0^\infty x^T (Q + K^T Rx)xdt \quad (40)$$

K matrisini bulunduktan sonra, kapalı döngü sisteminin durum uzayı eşitlikleri denklem 41'de verilmiştir[6].

$$A_{closed-loop} = A - BK, B_{closed-loop} = B, C_{closed-loop} = C - DK, D_{closed-loop} = D \quad (41)$$

4. BENZETİM ÇALIŞMALARI

LQR denetim, denetlenemeyen sistem durumları haricinde, tasarlanan sistemin kararlı ve sağlam olmasını sağlamaktadır. Bu çalışmada LQR denetleyici tasarımında, yükselten dönüştürücünün küçük sinyal modeli dikkate alınmıştır. Sürekli akım modunda yükselten dönüştürücü için devre tasarım parametreleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Sürekli akım modu yükselten dönüştürücü devre parametreleri ve değerleri

Parametreler	Sembol	Değer
Giriş Gerilimi	V_g	24 V
İndüktör	L	1.2 mH
Kapasitör	C	65.1 µF
Yük Direnci	R	38.4 Ω
Çıkış (Yük) Gerilimi	$V_c=V_o$	48 V
Maksimum Güç	P_{max}	60 W
Anahtarlama Frekansı	f_s	20 Khz
Anahtarlama Oranı	D	0.5
Yük Akımı	i_L	1.25A
Bobin Akım Değişimi	Δi_L (%20 dalgalanma)	0.5A
Çıkış (Yük) Değişimi	ΔV_c (%1 dalgalanma)	0.48V
Çıkış Gücü	P	60W

Yükselten dönüştürücünün çıkış gerilimine göre anahtarlama oranı küçük sinyal modeli transfer fonksiyonu tablo 1'deki değerler yerine konularak denklem 42'de verilmiştir.

$$\frac{\tilde{V}_c(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{24 - 0.003s}{7.812x10^{-8}s^2 + 3.125x10^{-5}s + 0.25} \quad (42)$$

Q durum ağırlık matrisi ve R denetim ağırlık matrisinin seçimi, optimal denetim sistemi tasarımında optimizasyonu belirler. Q durum ağırlık matrisi ve R denetim ağırlık matrisi en iyi denetleyici cevabını verecek şekilde seçilir. Bu çalışmada LQR denetleyicinin, Q durum ağırlık matrisi ve R denetim ağırlık matrisinin belirlenmesinde deneme yanılma yöntemi kullanılmıştır. Deneme yanılma yöntemiyle hesaplanan, durum ağırlık matrisi (Q) ve denetim ağırlık matrisi (R) değerleri denklem 43'de verilmiştir.

$$Q = \begin{pmatrix} 10^9 & 0 \\ 0 & 10^9 \end{pmatrix}, R = 25 \quad (43)$$

Yükselten DA-DA dönüştürücü için denklem 42'de verilen transfer fonksiyonu Matlab tf2ss komutu kullanılarak A, B, C ve D matrislerini veren durum-uzay formuna dönüştürülmektedir. A, B, C ve D durum matrisleri denklem 44'de verilmiştir.

$$A = \begin{pmatrix} -400 & -3202000 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C = \begin{pmatrix} -40000 & 307220000 \end{pmatrix}, D = 0 \quad (44)$$

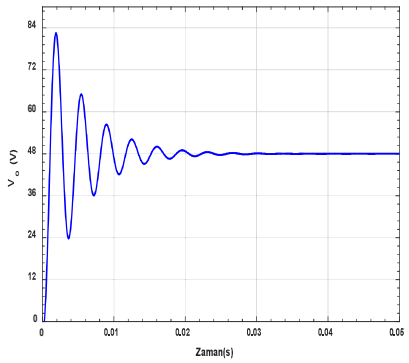
Geri besleme kazanç matrisi olan K matlab LQR (A, B, Q ve R) komutu ile belirtilen Q ve R matris değerleri kullanılarak denklem 45'de verilmiştir.

$$K = \begin{pmatrix} 5937.2 & 6.2 \end{pmatrix} \quad (45)$$

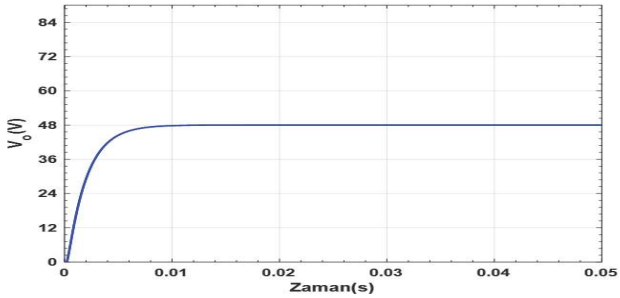
Sabit anahtarlama oranında (D=0.5) yükselten DA-DA dönüştürücünün açık çevrim cevabı şekil 6'da verilmiştir.

Şekil 6'da görüldüğü gibi sabit anahtarlama oranında (D=0.5) açık çevrim denetimde yükselten DA-DA dönüştürücünün yaklaşık 25 ms salınım yaptıktan sonra referans çıkış gerili-

mini takip ettiği görülmüştür. Yükselten DA-DA dönüştürücünün LQR denetleyici kullanılarak kapalı çevrim cevabı şekil 7'de verilmiştir.



Şekil 6: Yükselten DA-DA dönüştürücünün sabit anahtarlama oranında (D=0.5) açık çevrim cevabı.



Şekil 7: Yükselten DA-DA dönüştürücünün LQR denetleyici kullanılarak kapalı çevrim cevabı

Şekil 7'de görüldüğü gibi yapılan kapalı çevrim denetimde 10 ms gibi kısa bir sürede LQR denetleyicinin referans çıkış gerilimini yakaladığı ve başarılı bir şekilde takip ettiği görülmüştür.

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada yükselten DA-DA dönüştürücü durum değişkenleri yöntemi ile etkin bir şekilde modellenmiştir. Durum değişkenleri yöntemi ile elde edilen doğrusal modelin küçük sinyal analizi transfer fonksiyonu elde edilerek dönüştürücü çıkış gerilimi denetiminde LQR denetleyicinin dinamik performansı incelenmiştir. Benzetim çalışmaları incelendiğinde LQR denetleyicinin aşım, yerleşme zamanı ve kalıcı durum hatası açısından oldukça etkin ve dayanıklı bir dinamik performans gösterdiği görülmüştür.

REFERANSLAR

[1] Vehbi B., Seta B., Metin G.,(2005). Paralel Aktif filtre Uygulamalarında Adaptif Bulanık Mantık Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması, _TÜDERG_S_/D, mühendislik Cilt:4, Sayı:2, 105-115.

[2] Pablo C., Gabriel G., Adolfo H.,(1999). Fuzzy Gain Scheduling Control of Switch-Mode DC/DC Converters, IEEE ISIE , - 0-7803 -5 662-4/99.

[3] Calderon A.J.,Vinagre,B.M., Feliu V.,(2006). Fractional Order Control Strategies for Power Electronic Buck converters ,Signal Processing, ELSEVIER ,2803–28190165-1684.

[4] Singh S., Fulwani D., ve Kumar V., (2015). Robust sliding-mode control of DC/DC boost converter feeding a constant power load, IET Power Electronics, vol. 8, no. 7, pp. 1230–1237.

[5] Keçecioglu, Ö.F., Gani, A., Açıkgöz, H., Şekkeli, M., (2018). DA-DA Azaltan Dönüştürücünün Optimal Denetimi için Parçacık Sürüsü Optimizasyonu Tabanlı LQR Denetleyici Tasarımı, 3rd International Mediterranean Science and Engineering Congress (IMSEC 2018) October 24-26, Adana/Turkey.

[6] Karanjkar, D.S., Chatterji, S., Kumar A., (2014).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.

[7] Gefen A.(2003) Consequences of imbalanced joint-muscle loading of the femur and tibia: from bone cracking to bone loss. In: Leder RS, editor. 25th Annual International Conference of the IEEE: Engineering in Medicine and Biology Society. Proceedings; Sep 17-21; Cancun (Mexico): IEEE; p. 1827-1830.

[8] Mow, V. C., Gu, W. Y. and Chen, F. H. (2005). Structure and Function of Articular Cartilage and Meniscus. In: Mow, V. C. & Huiskes, R. (eds.) Basic Orthopaedic Biomechanics & Mechano-Biology. 3rd ed. Philadelphia, USA: Lippincott Williams & Wilkins.Web-1: http://www.cjche.ca/submissioninstructions.htm, consulted 5 July 2009.