



Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi

Araştırma Makalesi

Azaltan DA-DA Dönüştürücüsü İçin Kayma Kip Denetleyici Tasarımı

Fatih EVRAN ^{a,*}

^a *Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Düzce Üniversitesi, Düzce, TÜRKİYE*

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

ÖZET

Bu çalışmada, sürekli iletim kipinde çalışan azaltan da-da dönüştürücüsü için ikinci mertebeden bir kayma kip denetleyicisinin tasarımı sunulmuştur. Önerilen denetleyici doğrusal olmayan bir denetim türü olup, sabit anahtarlama frekansında çalışmaktadır. Yük ve giriş gerilimi değişimleri altında önerilen denetleyicinin geçerliliği PSIM benzetim sonuçları ile doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: *Kayma kip denetleyici, azaltan da-da dönüştürücü*

Sliding Mode Controller Design for Buck DC-DC Converter

ABSTRACT

In this study, the design of a second-order sliding mode controller is presented for the buck converter in continuous conduction mode. The proposed controller is a nonlinear control type and operates at a fixed switching frequency. The validity of the proposed controller under load and input voltage variations is verified by the PSIM simulation results

Keywords: *Sliding Mode Controller, Buck Dc-Dc Converter*

I. GİRİŞ

Günümüzde da-da dönüştürücüleri geniş bir kullanım alanına sahiptir ve günlük kullanımda daha önemli hale gelmektedir. Bu tür dönüştürücüler mantık kapılarını çalıştırabilmektedir veya basit bir dönüşümle büyük güçlü bir da motorunu sürebilmektedir. Daha yüksek verimlilik, daha yüksek güvenilirlik ve minimum güç kayıpları ile bir elektrik kaynağından elektrik yüküne giden enerji akışını denetleyebilmek için da-da dönüştürücüleri kullanılmaktadır. Da-da dönüştürücüler, genellikle bir doğrultucunun, bir pilin veya yenilebilir enerji kaynağının çıkışı olabilen bir da kaynağından taşınabilir cihazlar ve diğer endüstriyel uygulamalar için bir da kaynağı elde etmek için kullanılmaktadır.

Da-da dönüştürücünün çıkış gerilimini sabit tutabilmek için darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği ile anahtar kapı sinyali, geri beslemeli kapalı bir döngüde oluşturulmaktadır. Genel olarak, geri beslemeli döngüde gerilim [1] ve akım kipli [2] olmak üzere iki farklı denetim yöntemi kullanılmaktadır. Geri besleme sinyali olarak, gerilim kipli denetimde çıkış gerilimi kullanılırken akım kipli denetimde ise hem çıkış gerilimi hem de endüktans akımı kullanılmaktadır. Çeşitli da-da dönüştürücü topolojileri yalıtımlı ve yalıtımsız olmak üzere sınıflandırılmaktadır. Yalıtımsız da-da dönüştürücülerinin yapıları ayrıca azaltan (Buck), yükselten (Boost), azaltan-yükselten (Buck-Boost) dönüştürücüler olarak sınıflandırılmıştır.

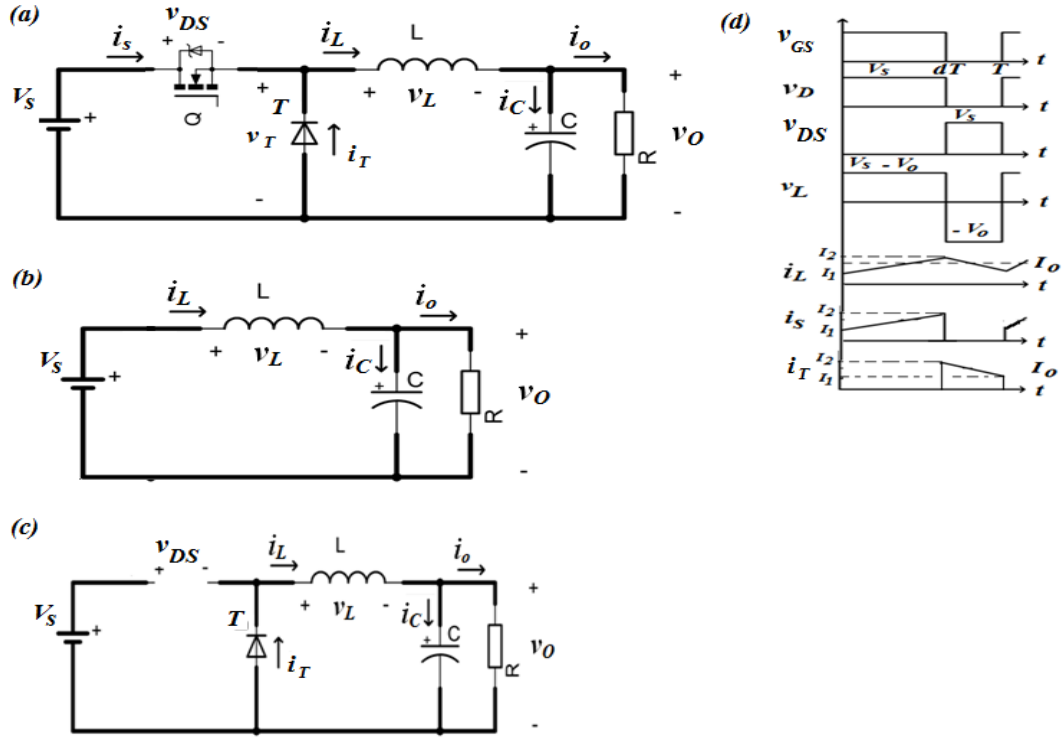
Yalıtımlı dönüştürücü topolojileri ise giriş ve çıkış gerilimi arasında bir trafo kullanarak güvenliğin zorunlu olduğu çeşitli uygulamalarda kullanılmaktadır. Açık döngü kipinde kullanılmak üzere da-da dönüştürücüler tasarlanmaktadır. Ancak da-da dönüştürücülerin transfer fonksiyonu anahtarlama ve yapısında bulunan bileşenlerden dolayı doğrusal olmayan bir özellik göstermektedir ve bazı uygulamalarda ise dönüştürücünün çıkış gerilimindeki dalgalanmanın az olmasını istenilmektedir. Aynı zamanda dönüştürücü, yük veya giriş gerilimi değişimlerine ve dönüştürücü parametrik belirsizliklerine karşı sağlam ve güvenilir olmalıdır. Bu nedenle, çıkış gerilimi kapalı döngüde sabit tutulmalıdır. Oransal-integral (PI) [2], öngörmeli [3- 6] ve bulanık mantık [7, 8], da-da dönüştürücüler için en çok kullanılan kapalı döngü denetim çözümleridir. Günümüzde mikrodenetleyiciler karmaşık ve zaman alıcı denetim tekniklerinin işleyişine izin verdiği için, bu denetim teknikleri karmaşık olmadığından dolayı kolaylıkla uygulanabilmektedir. Denetim teorisinin analizi, geleneksel ve geleneksel olmayan denetleyiciler olmak üzere iki kısma ayrılabilen birkaç denetim çözümünü sağlamaktadır. Geçmişte, PID denetleyicisi gibi birçok geleneksel denetim yöntemi da-da dönüştürücülerine uygulanmıştır. Bu doğrusal denetleyicinin tasarımı, denetleyicinin kayma kip denetimine iyi sonuçlar verdiği bir denge noktası etrafında doğrusallaştırılmış bir dönüştürücü modeline dayanmaktadır.

Kayma kip denetim ise değişken yapı denetim sistemi teorisinden türetilen ve iyi bilinen doğrusal olmayan bir denetim tekniğidir [9- 12]. Böyle bir denetim çözümü karmaşık olmayan uygulama ve hızlı dinamik yanıt gibi çeşitli faydaları getirmektedir. Aynı zamanda, bu denetim yöntemi anahtarlama güç kaynaklarının doğrusal olmayan karakteristiği ile uyumludur. Buna karşın, çatırtı yani denetim yapılan anahtarın sabit bir frekansta çalışmaması kayma kip denetiminin olumsuz yönlerinden biridir. Bu çalışmada azaltan dönüştürücüsü için sabit bir anahtarlama frekansında çalışan kayma kip denetiminin uygulanması amaçlanmaktadır. Önerilen dönüştürücünün ortalama durum değişken modeli çıkarılarak kayma kip denetleyicinin tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Elde edilen benzetim sonuçları, ikinci mertebeden kayma kip denetleyicisinin değişken giriş geriliminde ve çıkış yükünde bile hızlı yanıt sağladığını göstermektedir. Bu çalışmanın içeriği aşağıdaki gibi düzenlenmiştir. Bölüm II incelenen da-da dönüştürücü devresinin çalışmasını anlatmaktadır. Bölüm III önerilen kayma kip denetleyicisinin çalışmasını açıklamaktadır. Bölüm IV ise önerilen denetleyicinin etkinliğini doğrulamak için 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, da giriş gerilim kaynağı (V_S), anahtar (Q), diyot (T), endüktans (L), kondansatör (C) ve yük direnci (R) kullanılmıştır. Çalışma gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 1 (d)'de gösterilmiştir.



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

$0 < t < dT$ aralığında anahtar iletimdedir ve diyot tıkamadadır. Oluşan kip Şekil 1 (b)' de gösterilmiştir. Bu kip sırasında, endüktans enerji depolar iken kondansatör hem enerji depolamaktadır hem de enerjisini boşaltmaktadır. Bu süre zarfında oluşan denklemler

$$v_L = V_S - v_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (1)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (2)$$

ile ifade edilir. $dT < t < T$ aralığında anahtar tıkmadadır ve diyot iletimdedir. Oluşan kip Şekil 1 (c)' de gösterilmiştir. Endüktans enerjisini boşaltmaktadır. Aynı bir önceki kipte olduğu gibi kondansatör enerji depolamaktadır ve boşaltmaktadır. Bu kip sırasında oluşan denklemler aşağıda gösterilmiştir.

$$v_L = -v_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (3)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (4)$$

$0 < t < dT$ ve $dT < t < T$ zaman aralıklarına karşılık gelen devre modellerin matrisleri sırasıyla Eş.5 ve Eş. 6 'da verilmektedir.

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

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

Ortalama durum değişkenleri yöntemi kullanılarak, sürekli iletim kipi için dönüştürücünün dinamik davranışı aşağıda gösterilen durum uzay ortalama matrisi tarafından belirlenebilmektedir.

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

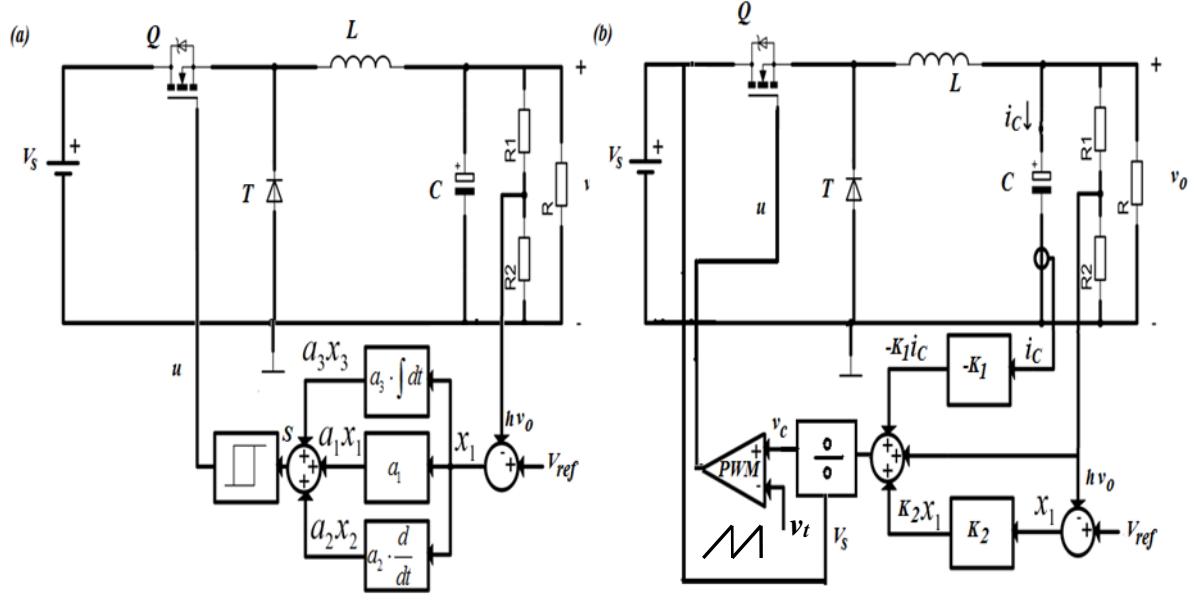
Burada T ve d sırasıyla anahtarlama periyodunu ve anahtar doluluk oranını ifade etmektedir. Sürekli durumda endüktans geriliminin ve kondansatör akımının ortalama değeri sıfırdır ($di_L/dt=0$, $dv_o/dt=0$). Çıkış geriliminin ve endüktans akımının ortalama değeri Eş. 8'de verilmektedir

$$V_o = dV_s, \quad I_L = I_o \quad (8)$$

III. KAYMA KIP DENETLEYİCİNİN TASARIMI

Denetleyici tasarımının ana amacı, yük ve kaynak tarafındaki bozulmalardan etkilenen çıkış gerilimini sabit tutabilmektir. Çıkış gerilimini sabit tutabilmek için çıkış geriliminin referans gerilimi takip etmesiyle gerilim hatası en aza indirilmektedir. Da-da dönüştürücüler doğrusal olmayan yapılara sahip olmasından dolayı, kayma kip yöntemi ile bu tür dönüştürücüler için oldukça uygun denetleyiciler

tasarlanabilmektedir. Geleneksel kayma kip denetleyicinin yapısı Şekil 2 (a)'da gösterilmektedir. Bu yapıda, çatırtı sorununu azaltmak için PID yani ikinci mertebeden denetleyici bulunsada sabit bir frekansta anahtarlama hala yapılamamaktadır. Burada, V_{ref} ve h sırasıyla referans gerilimi ve geribesleme kazancını ifade etmektedir, u ise anahtarın konumunu göstermektedir ve değeri 0 ya da 1 olmaktadır.



Şekil 2. (a) Geleneksel kayma kip denetleyici (b) Sabit anahtarlama frekanslı kayma kip denetleyici

Kayma kip denetleyicinin tasarımına yeni denetim değişkenlerinin ve anahtar yüzeyinin seçimi ile başlanılmaktadır. Yeni denetim değişkenleri matris biçiminde aşağıda gösterildiği gibi ifade edilmektedir.

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ref} - hv_o \\ \frac{d}{dt}(V_{ref} - hv_o) \\ \int (V_{ref} - hv_o) dt \end{bmatrix} \quad (9)$$

Burada x_1 , x_2 ve x_3 sırasıyla çıkış gerilim hatasını, çıkış gerilim hatasının değişim hızını ve çıkış gerilim hatasının integralini göstermektedir. V_{ref} geriliminin ise sabit olduğu kabul edilmiştir.

$$\begin{aligned} x_1 &= V_{ref} - hv_o \\ x_2 &= \frac{dx_1}{dt} = -h \frac{dv_o}{dt} = -h \frac{i_c}{C} \\ x_3 &= \int (V_{ref} - hv_o) dt \end{aligned} \quad (10)$$

Eşit.10'u zamana göre türevini aldığımız da x_1 , x_2 ve x_3 durum değişkenleri bulunmaktadır.

$$\begin{aligned}
\bullet \\
x_1 &= x_2 \\
\bullet \\
x_2 &= -\frac{h}{C} \frac{di_c}{dt} \\
\bullet \\
x_3 &= (V_{ref} - hv_o) = x_1
\end{aligned} \tag{11}$$

Anahtar iletimde iken kondansatör akımı ise

$$i_c = i_L - i_o \tag{12}$$

olarak bulunmaktadır. Eşit. 12'yi Eşit.11'de bulunan x_2 durum değişkeni yerine koyarak Eşit. 13 elde edilmektedir.

$$\bullet \\ x_2 = -\frac{h}{C} \left[\frac{di_L}{dt} - \frac{di_o}{dt} \right] \tag{13}$$

Çıkış akımını ($i_o = v_o/R$) ve Eşit. 1'de gösterilen anahtar iletimde iken oluşan endüktans gerilimini Eşit. 13'te yerine koyarak Eşit. 14 elde edilmektedir.

$$\bullet \\ x_2 = -\frac{h}{C} \left[\frac{V_s}{L} - \frac{v_o}{L} - \frac{1}{R} \frac{dv_o}{dt} \right] \tag{14}$$

Eşit. 14 tekrar düzenlendiğinde x_2 durum değişkeni bulunmaktadır.

$$\bullet \\ x_2 = \frac{h}{C} \left[\frac{v_o}{L} - \frac{V_s}{L} + \frac{1}{R} \frac{(-x_2)}{h} \right] = -\frac{1}{RC} x_2 - \frac{hV_s}{LC} + \frac{h}{LC} v_o \tag{15}$$

Denetleyicinin dinamik davranışını bulmak için aşağıda gösterilen durum uzay matrisinden yararlanılmaktadır.

$$\bullet \\ \dot{x} = Ax + bv + c \tag{16}$$

Burada;

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{hv_s}{LC} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad v = u, \quad c = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{hv_o}{LC} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{17}$$

Dönüştürücü türüne bağlı olarak v anahtarlama fonksiyonu, u ya da u fonksiyonunun tümleyeni yani $\bar{u} = 1 - u$ olmaktadır. Anahtarlama fonksiyonu x_1, x_2 ve x_3 durum değişkenlerinden türetilmektedir.

$$u = \frac{1}{2}[1 + \text{sign}(S)] = \begin{cases} 1, & S > 0 \\ 0, & S < 0 \end{cases} \quad (18)$$

S kayma yüzeyini göstermektedir ve Eş. 19'da tanımlanmaktadır.

$$S = a_1x_1 + a_2x_2 + a_3x_3 = J^T x \quad (19)$$

$$J^T = [a_1 \ a_2 \ a_3]$$

J^T matrisi a_1 , a_2 ve a_3 kayma katsayılarından oluşmaktadır. İşaret fonksiyonu “*sign*” ise çıkışında 1 ya da -1 üretmektedir. Kayma kip denetiminin “var olma” şartını sağlayabilmesi için aşağıda verilen yerel erişebilirlik kuralı sağlanmalıdır.

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0 \Rightarrow \begin{cases} \dot{S} < 0, & S > 0 \\ \dot{S} > 0, & S < 0 \end{cases} \quad (20)$$

\dot{S} fonksiyonunun durum değişken matrisi ise Eş.21' de verilmektedir

$$\dot{S} = J^T \dot{x} = J^T (Ax + bu + c) \quad (21)$$

Eş. 21, Eş. 20'de yerine konulduğunda aşağıda gösterildiği gibi iki durum ortaya çıkmaktadır.

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0 \Rightarrow \begin{cases} \alpha_1 = J^T Ax + J^T b + J^T c < 0, & S \rightarrow 0^+ (u_{S \rightarrow 0^+} = u = 1) \\ \alpha_2 = J^T Ax + c > 0, & S \rightarrow 0^- (u_{S \rightarrow 0^-} = u = 0) \end{cases} \quad (22)$$

Eş. 22'den α_1 ve α_2 fonksiyonlarını aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$\alpha_1 = -a_1 \frac{hi_c}{C} + a_2 \frac{hi_c}{RC^2} + a_3(V_{ref} - hv_o) - a_2 \frac{hv_s}{LC} + a_2 \frac{hv_o}{LC} < 0 \quad (23)$$

$$\alpha_2 = -a_1 \frac{hi_c}{C} + a_2 \frac{hi_c}{RC^2} + a_3(V_{ref} - hv_o) + a_2 \frac{hv_o}{LC} > 0$$

Eş. 23 tekrar düzenlediğinde aşağıdaki bağıntıyı elde etmiş olacağız.

$$0 < -hLi_c \left(\frac{a_1}{a_2} - \frac{1}{RC} \right) + LC \frac{a_3}{a_2} (V_{ref} - hv_o) + hv_o < hv_s \quad (24)$$

Geleneksel kayma kip denetleyiciler Eş.18, Eş. 19 ve Eş. 24'den yararlanmaktadır. Sabit bir frekansta anahtarlama yapabilmek için sistem durumlarının kayma yüzeyinde kalabilmesi için gerekli eşdeğer kontrol fonksiyonu (u_{eq})

$$\dot{S} = 0 \quad (25)$$

İfadesinden elde edilmektedir.

$$u_{eq} = -L\left(\frac{a_1}{a_2} - \frac{1}{RC}\right) \frac{i_c}{v_s} + \frac{a_3 LC}{a_2 h} \left(\frac{V_{ref} - hv_o}{v_s}\right) + \frac{v_o}{v_s} \quad (26)$$

u_{eq} sürekli bir fonksiyon olup, değeri 0 ile 1 arasındadır. Dolayısıyla Eş. 26 tekrar düzenlendiğinde anahtarlama fonksiyonu aşağıda gösterildiği gibi bulunmaktadır.

$$0 < u_{eq} = -K_1 \frac{i_c}{v_s} + K_2 \left(\frac{V_{ref} - hv_o}{v_s}\right) + \frac{v_o}{v_s} < 1 \quad (27)$$

$$K_1 = L\left(\frac{a_1}{a_2} - \frac{1}{RC}\right), \quad K_2 = \frac{a_3 LC}{a_2 h}$$

Eş. 27'de çıkış gerilimi, giriş gerilimi ve kondansatör akımı anahtarlama fonksiyonunu oluşturmaktadır. Şekil 2(b) önerilen kayma kip denetleyici devresini göstermektedir. Kayma katsayılarının seçimi için aşağıda gösterilen Ackermann denkleminde yararlanılmaktadır.

$$S = a_1 x_1 + a_2 \frac{dx_1}{dt} + a_3 \int x_1 dt = \frac{d^2 x_1}{dt^2} + 2\zeta\omega_n \frac{dx_1}{dt} + \omega_n^2 x_1 = 0 \quad (28)$$

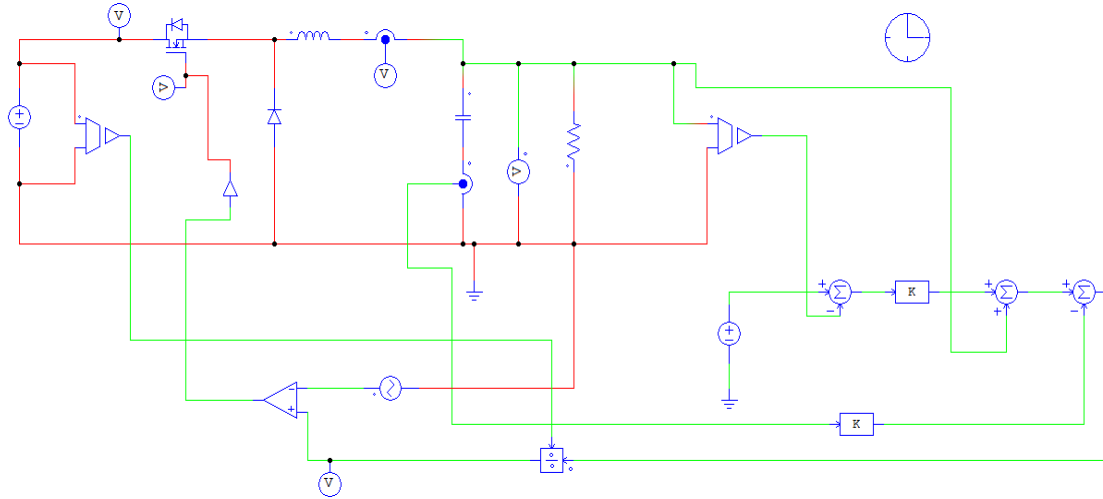
Burada;

$$\omega_n = \sqrt{\frac{a_3}{a_2}}, \quad \zeta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_2 a_3}} \quad (29)$$

Doğal frekans ve sönüm oranı sırasıyla ω_n ve ζ sembolleri ile gösterilmektedir. Az sönümlü ($0 < \zeta < 1$), kritik sönümlü ($\zeta = 1$) ve çok sönümlü ($\zeta > 1$) olmak üzere ikinci mertebeden denklemlerde üç farklı sönüm oranı vardır. İstenen sönüm oranına göre kayma katsayıları seçilmektedir.

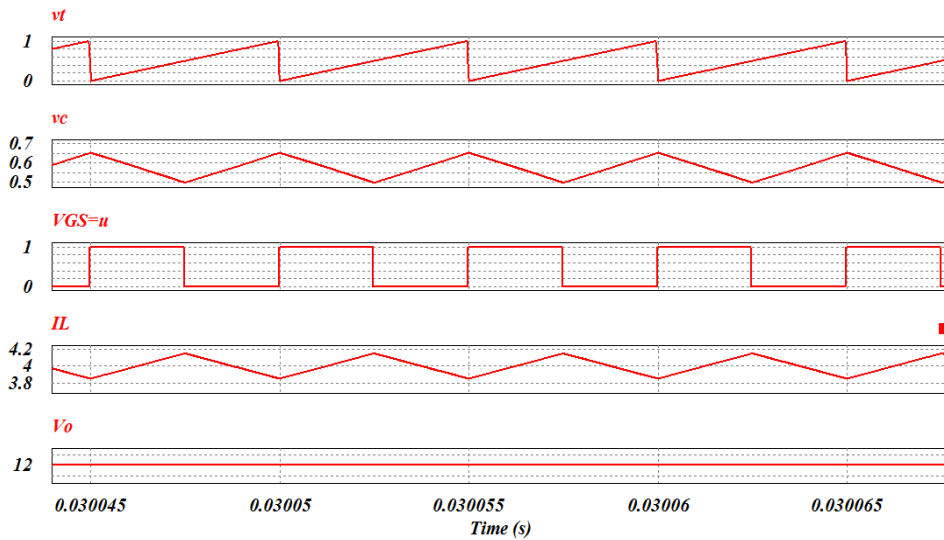
IV. BENZETİM SONUÇLARI

Tablo 1'de verilen değişkenler kullanılarak PSIM programında da-da dönüştürücüsü için ani değişen giriş geriliminde ve çıkış yükünde benzetim çalışmaları yapılmıştır. Azaltan da-da dönüştürücüsünün çıkış geriliminin 12 V olması istenilmektedir. Şekil 3'te gösterilen benzetim devresinden elde edilen sonuçlar sırasıyla Şekil 4, Şekil 5 ve Şekil 6'da gösterilmektedir.



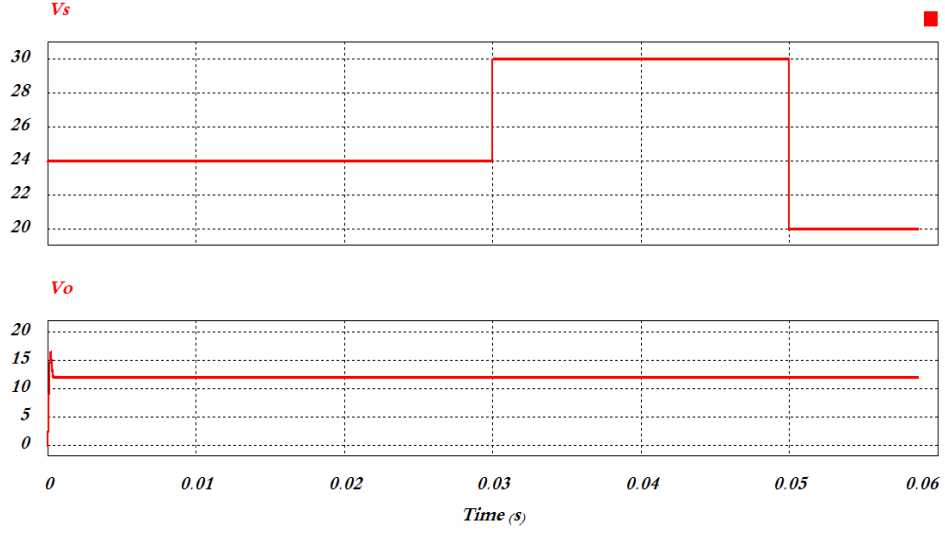
Şekil 3. Azaltan da-da dönüştürücüsünün PSIM benzetim devresi

Şekil 4 sürekli durumda anma çıkış gücünde çalışan dönüştürücünün benzetiminde denetleyici çıkışını, testere darbesini, endüktans akımını, anahtar kapı işaretini ve çıkış gerilimini göstermektedir. Anahtarlama frekansının sabit olduğu şekilden gözükmektedir.



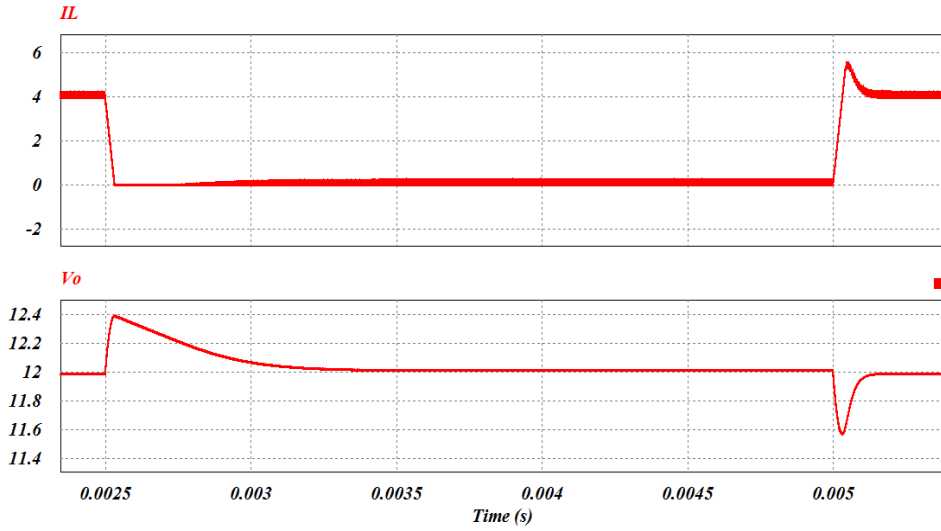
Şekil 4. Tam yükte testere dişi işareti (v_i), denetleyici çıkışı (v_c), endüktans akımı (i_L), anahtar kapı işareti ($v_{GS}=u$) ve çıkış gerilimi (V_o)

Şekil 5'te ise giriş gerilimi $t=0.03$ s ve $t=0.05$ s anlarında ani olarak değişmektedir. Şekilden görüleceği üzere, giriş geriliminde görülen ani değişimlerde bile önerilen denetleyici, çok hızlı tepki vererek çıkış gerilimini 12 V değerinde kararlı bir şekilde tutmaktadır ve kalıcı durum hatasının % 1'den düşük olduğu gözlenmektedir.



Şekil 5. Tam yükte giriş gerilimi (V_s) ve çıkış gerilimi (V_o)

Şekil 6 ise ani yük değişimlerinde endüktans akımını ve çıkış gerilimini göstermektedir. Şekilden görüleceği üzere, $t=2.5$ ms anında çıkış gücü 1.5 W olduğunda çıkış geriliminde az bir dalgalanma ve referans geriliminin hızlı bir şekilde izlendiği gözükmektedir. Çıkış gerilim regülasyonunun %1'den düşük olduğu gözükmektedir.



Şekil 6. Ani yük değişiminde endüktans akımı (i_L) ve çıkış gerilimi (V_o)

Benzetim çalışmalarından görüleceği üzere, önerilen denetleyici ani yük ve giriş gerilimi değişikliklerinde referans gerilimini hızlı bir şekilde izleyerek çıkış geriliminde ani değişikliklerin az olmasını sağlamaktadır.

Tablo 1. Benzetim çalışmasında kullanılan değişkenler.

Bileşen	Değeri
Giriş gerilimi (V_S)	24 V
Çıkış gücü (P_0)	48 W
Çıkış gerilimi (V_o)	12 V
Endüktans (L)	100 μ H
Çıkış kondansatörü (C)	150 μ F
Anahtarlama frekansı (f)	200kHz
K_1	12.37
K_2	284.7
ζ	1

V. SONUÇ

Bu çalışmada, azaltan da-da dönüştürücüsü için ortalama durum değişken modelinden yararlanılarak kayma kip denetleyicinin tasarımı yapılmıştır. Bu tür denetleyicilerde görülen çatırtı sorunu yok etmek için güç anahtarı sabit bir anahtarlama frekansında çalışmaktadır. Bu denetim türünde, kayma katsayılarının seçimi için Ackermann denkleminde yararlanılmaktadır. Önerilen denetleyicinin geçerliliği ise PSIM benzetim programı kullanılarak doğrulanmıştır. Benzetim sonuçları ani değişen yük ve giriş geriliminde bile önerilen denetleyicinin, hızlı bir şekilde referans gerilimini takip ederek çıkış geriliminde ani değişikliklerin az olmasını sağladığını göstermektedir. Ayrıca, denetleyici devresinin yerleştirilmesi basit ve ucuzdur. Bu sayede, tasarım tekniği diğer güç elektroniği dönüştürücülerine kolayca uygulanabilmektedir

VI. KAYNAKLAR

- [1] C.A. Yeh, Y.S Lai, “ Digital pulse width modulation technique for a synchronous buck DC/DC converter to reduce switching frequency”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c.59, s.1, ss. 550–561, 2012.
- [2] I. Cervantes, D. Garcia, and D. Noriega, “Linear multiloop control ofquasi-resonant converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, c. 18, s.5, ss. 1194–1201, 2004.
- [3] 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*, c.19, s. 6, ss.1474-1485, 2004.
- [4] G. Zhou, J. Xu, Y. Jin, “Improved digital peak current predictive control for switching DC–DC converters”, *IET Power Electron.*, c.4, s.2, ss. 227–234, 2011.

- [5] 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*, c. 22, s. 5, ss. 2016-2023, 2014.
- [6] 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*, c. 20, s. 1, ss. 164-172, 2012.
- [7] Cetin, E., Omer, D., Huseyin, S.: 'Adaptive fuzzy logic controller for DC–DC converters', *Expert Syst. Appl.*, c.36, s.2, ss. 1540–1548, 2009.
- [8] 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.
- [9] S.C. Tan, , Y.M. Lai, C.K.Tse, "A unified approach to the design of PWM based sliding mode voltage controller for basic DC–DC converters in continuous conduction mode", *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundam. Theory Appl.*, c. 53, s. 8, ss. 1816–1827, 2006.
- [10] 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*, c. 22, s. 5, ss. 2016-2023, 2014.
- [11] S. Oucheriah ve L. Guo, "PWM-Based Adaptive Sliding-Mode Control for Boost DC–DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 60, s. 8, ss. 3291-3294, 2013.
- [12] V. Utkin, "Discussion Aspects of High-Order Sliding Mode Control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, c. 61, s. 3, ss. 829-833, 2016.