




Voltage Control of The Non-Isolated Buck-Boost DC-DC Converter Based on The Root Locus Method

Mohammadreza Modabbernia^{1*} , Alireza Akoushideh²

¹Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Chamran, Rasht Branch, Technical and Vocational University (TVU), Guilan, Iran.

²Assistant Professor, Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Chamran, Rasht Branch, Technical and Vocational University (TVU), Guilan, Iran.

ARTICLE INFO

Received: 02.04.2020

Revised: 04.17.2020

Accepted: 05.10.2020

Keyword:

Buck-Boost converter

Root locus

State space average model

***Corresponding Author:**

Mohammadreza Modabbernia

Email:

m_modabbernia@yahoo.com

ABSTRACT

In this paper, a controller has been presented by the root locus method based on the state space average model of the Buck-Boost switching regulator with all of the converter's parameters and uncertainties. In this model, the load current is unknown and the inductor, capacitor, diode and active switch are non-ideal and have an on-state resistance. Furthermore, an on-state voltage drop has been considered for diode and active switch. The simple model of the system with two inputs and one output has been specified by neglecting the load current and assuming the ideal elements and a controller has been designed based on this model and roots locus method. The values of controller parameters have been calculated by the complete state space average model.





دانشگاه فنی و حرفه‌ای
تهران

کارافن

فصلنامه علمی دانشگاه فنی و حرفه‌ای

بهار ۱۳۹۹، دوره ۱۷، شماره ۱، ۸۴-۵۹

آدرس نشریه: <https://karafan.tvu.ac.ir/>

doi:10.48301/KSSA.2021.112757

20.1001.1.23829796.1399.17.1.4.6



شاپای الکترونیکی: ۲۵۳۸-۴۴۳۰

شاپای چاپی: ۲۳۸۲-۹۷۹۶

مقاله پژوهشی

کنترل ولتاژ مبدل DC-DC ایزوله‌نشده کاهنده - افزایشده بر اساس روش مکان هندسی ریشه‌ها

محمدرضا مدبرنیا^{۱*}، علیرضا آکوشیده^۲

- ۱- دپارتمان مهندسی برق و کامپیوتر، آموزشکده پسران رشت (شهید چمران)، دانشگاه فنی و حرفه‌ای استان گیلان، ایران.
- ۲- استادیار، دپارتمان مهندسی برق و کامپیوتر، آموزشکده پسران رشت (شهید چمران)، دانشگاه فنی و حرفه‌ای استان گیلان، ایران.

چکیده

اطلاعات مقاله

در این مقاله برای مبدل‌های DC-DC ایزوله‌نشده کاهنده - افزایشده توسط روش مکان هندسی ریشه‌ها، کنترل‌کننده‌ای بر اساس مدل متوسط فضای حالت رگولاتور که شامل تمامی پارامترها و نامعینی‌های مبدل است، طراحی شده است. در این مدل، جریان بار نامشخص و کلید فعال، دیود، خازن و سلف غیرایده‌آل بوده و دارای مقاومت حالت هدایت هستند. همچنین افت ولتاژ زمان هدایت برای دیود و کلید فعال در نظر گرفته شده است. با حذف جریان بار و فرض آنکه قطعات ایده‌آل هستند، مدل ساده سیستم با دو ورودی و تک خروجی مشخص شده و ساختار کلی کنترل‌کننده‌ای برای رگولاتور کاهنده - افزایشده بر پایه این مدل ساده و روش مکان هندسی ریشه‌ها ارائه می‌شود. سپس مقادیر پارامترهای کنترل‌کننده بر اساس مدل متوسط فضای حالت کامل محاسبه خواهد شد.

دریافت مقاله: ۱۳۹۸/۱۱/۱۵

بازنگری مقاله: ۱۳۹۹/۰۱/۲۹

پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۰۲/۲۱

کلید واژگان:

تنظیم‌کننده کاهنده - افزایشده
رگولاتور سوئیچینگ
مدل متوسط فضای حالت

*نویسنده مسئول: محمدرضا مدبرنیا

پست الکترونیکی:

m_modabbernia@yahoo.com



© 2020 Technical and Vocational University, Tehran, Iran. This article is an open-access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International (CC BY-NC 4.0 license) (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>).

مقدمه

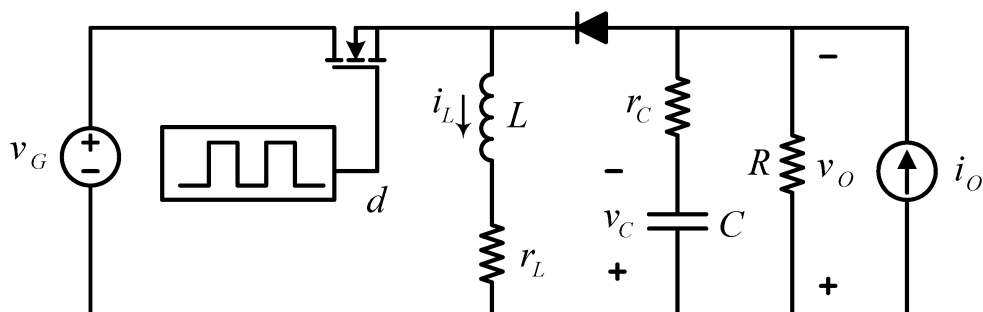
مبدل‌های توان DC-DC از اجزای استاندارد منابع تغذیه سوئیچینگ به شمار می‌آیند. از این مبدل‌ها در رایانه‌های شخصی و قابل حمل، تجهیزات اداری، PDAها، فضاپیماها، تجهیزات ارتباط ماهواره‌ای و راه‌اندازی موتورهای DC استفاده بسیار می‌شود. ورودی مبدل، ولتاژ DC تنظیم‌نشده و خروجی آن ولتاژی تنظیم‌شده با دامنه بیشتر یا کمتر، نسبت ورودی و با همان قطبیت یا با قطبیت معکوس است [۱]. در این مبدل‌ها برای دستیابی به راندمان بالا از قابلیت کلیدزنی عناصر قدرت (ماسفت، ترانزیستور دوقطبی و IGBT و غیره) استفاده می‌شود. این امر به این دلیل است که در حالت ایدئال و هنگام هدایت، افت ولتاژ این کلیدها صفر (در عمل ناچیز) و در زمان خاموشی جریان‌شان صفر (در عمل ناچیز) خواهد بود؛ از این رو همواره توان تلفاتی این قطعات به صورت ایدئال صفر است، اما به دلیل طبیعت غیرایدئال کلیدها و وجود مقاومت در حالت هدایت و صفرنشدن ناگهانی ولتاژ و جریان در زمان‌های کلیدزنی، همواره تلفات توان بر روی آن‌ها قابل مشاهده است. این امر موجب می‌شود راندمان نوعی این مبدل‌ها در عمل حدود ۹۵-۷۰ درصد باشد [۲]. در میان انواع مبدل‌های DC به DC، مبدل نوع کاهنده - افزایشنده در کاربردهایی استفاده می‌شود که به ولتاژی کمتر یا بیشتر از ورودی و با قطبیت عکس در خروجی نیاز است. کنترل مبدل بوست نسبت به دیگر مبدل کاهنده (باک) مشکل‌تر است، زیرا این مبدل غیرمینیمم فاز بوده و صفری سمت راست محور موهومی دارد. به عبارت دیگر، از آنجاکه ورودی کنترل (چرخه کاری پالس فرمان) در این تنظیم‌کننده هم در معادله‌های جریان و هم در معادله‌های ولتاژ حضور دارد، معادلات حالت و کنترل این رگلاتور مشکل‌تر است [۳]. ساختار مبدل‌های DC به DC متشکل از دو بخش خطی (عناصر سلف، خازن و مقاومت) و غیرخطی (دیود و کلید فعال) است. همچنین به دلیل استفاده از خاصیت کلیدزنی عناصر قدرت، عملکرد این مبدل‌ها با زمان تغییر می‌کند؛ از این رو این مبدل‌ها سیستم‌هایی غیرخطی و متغیر با زمان هستند و برای طراحی کنترل‌کننده‌های خطی لازم است مدل سیگنال کوچک‌شان را بر اساس روش خطی‌سازی حول یک نقطه کار مناسب از مدل متوسط فضای حالت به دست آوریم [۴]. تحلیل سیگنال کوچک و طراحی کنترل‌کننده در حوزه فرکانس برای مبدل‌های DC به DC در مراجع [۵؛ ۶] انجام شده است.

قدم اصلی در بررسی دقیق و بدون محافظه‌کاری مبدل‌های کاهنده - افزایشنده و طراحی کنترل‌کننده برای آن‌ها، داشتن مدل کاملی است که تمامی پارامترهای سیستم (مقاومت حالت روشنایی دیود و کلید، اثر مقاومتی خازن و سلف، جریان نامشخصی که بار می‌تواند از مبدل دریافت کند) در آن لحاظ شده باشد؛ هرچند سابقه مدل متوسط فضای حالت به اواخر دهه هفتاد میلادی و کیوک و میدل بروک بازمی‌گردد [۷]. باسو (۲۰۰۱) به مدل مبدل کاهنده - افزایشنده تنها با مقاومت سلف و خازن و جریان خروجی اشاره می‌کند [۸]. نیم و همکارانش (۱۹۹۷) برای مدل، تنها پارامتر مقاومت خازن و جریان خروجی را در نظر می‌گیرد و کنترل‌کننده مقاومتی را طراحی می‌کند. او به‌صراحت بر پیچیده‌بودن مدل کامل اشاره دارد و از ارائه آن به صورت پارامتری خودداری می‌ورزد [۹]. ورپرین (۱۹۹۰) مدل خطی کلید PWM را برای کلید و دیود ایدئال در حالت پیوستگی و ناپیوستگی جریان ارائه کرده است [۱۰] و به تأثیر مقاومت‌های حالت روشن دیود و کلید بر روی مدل کلید PWM تنها اشاره‌های مختصر دارد [۱۱]. مدل متوسطی نیز برای کلید PWM در حضور مقاومت‌های کلید و دیود و افت ولتاژ آن‌ها در شرایط ناپیوستگی جریان و بدون ارائه مدل متوسط فضای حالت رگلاتور معرفی می‌شود [۱۲]. مدل کامل مبدل کاهنده - افزایشنده در حضور نامعینی‌های افت ولتاژ حالت هدایت کلیدها، مقاومت‌های پارازیتی قطعات و جریان بار، در مرجع [۱۳] ارائه شده است. در زمینه طراحی کنترل‌کننده، سلیمی و همکاران (۲۰۱۵) یک کنترل‌کننده PI مد لغزشی را برای تنظیم ولتاژ خروجی رگولاتور کاهنده - افزایشنده در حالت پیوستگی و ناپیوستگی جریان طرح کرده‌اند [۱۴]. از روش بهینه‌سازی براساس الگوریتم فراابتکاری جست‌وجوی کوکو برای نصب بهینه پایدارساز سیستم قدرت [۱۵] و از نرم‌افزار PSpice به منظور تبیین چگونگی عملکرد مدارهای فرمان

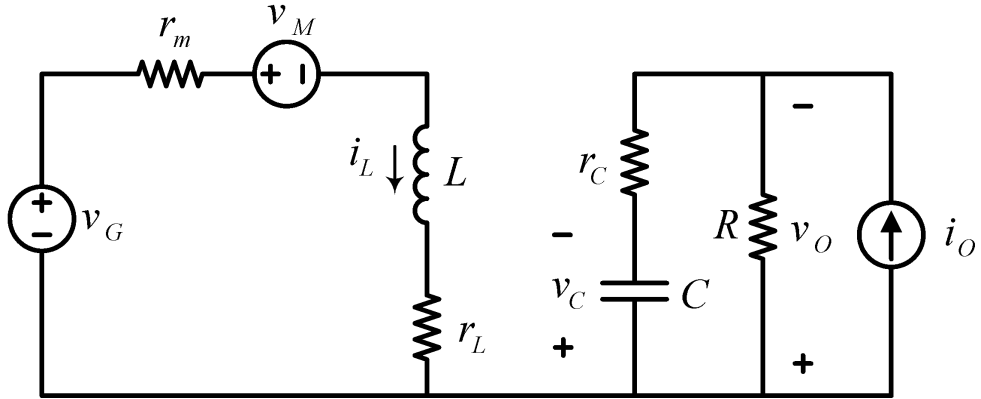
تریستوری استفاده شده است [۱۶]. استفاده از روش انتقال هیسترتیک به منظور جلوگیری از اثرات ناحیه مرده و هارمونیک‌های جزئی در مبدل کاهنده - افزایشده توسط رست‌ریو و همکارانش (۲۰۱۵) بررسی شده است [۱۷]. در این مقاله، ابتدا مدل مبدل کاهنده - افزایشده در حضور کلیه پارامترهای سیستم معرفی می‌شود. سپس با حذف تعدادی از این نامعینی‌ها توابع تبدیل از ولتاژ خروجی تا ولتاژ ورودی و چرخه کاری محاسبه می‌شوند. در بخش سوم، ساختار کلی کنترل‌کننده‌ای ارائه خواهد شد و بر اساس روش مکان هندسی ریشه‌ها بهره کنترل‌کننده تنظیم می‌شود. بخش چهارم به شبیه‌سازی سیستم حلقه‌بسته تنظیم‌کننده کاهنده - افزایشده به همراه تمامی نامعینی‌ها در کنار کنترل‌کننده طرح‌شده اختصاص دارد. در انتها به کمک تقویت‌کننده‌های عملیاتی مدار الکترونیکی برای کنترل‌کننده طراحی شده پیاده‌سازی می‌شود که شبیه‌سازی مدار الکترونیکی مبدل و کنترل‌کننده در نرم‌افزار PLECS نشانگر مشابهت عملکرد مدار الکترونیکی طرح‌شده و شبیه‌سازی مدل سیستم و کنترل‌کننده در محیط سیمولینک متلب دارد.

معادله‌های حالت مبدل کاهنده - افزایشده در حضور کلیه نامعینی‌ها و ورودی‌های سیستم

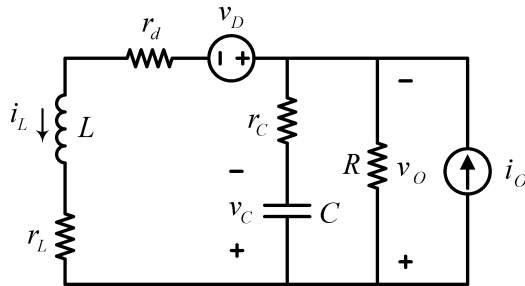
در مدل‌سازی فضای حالت، متغیرهای حالت که اصولاً عناصر ذخیره‌کننده انرژی مدار یا سیستم (مانند ولتاژ خازن و جریان سلف) هستند، نقشی اساسی ایفا می‌کنند. اگر حالت این متغیرها در یک زمان معلوم (معمولاً $t_0 = 0$) مشخص باشد، آنگاه می‌توان معادله‌های دیفرانسیلی نشان‌دهنده وضعیت سیستم را برای تمامی زمان‌های $t > t_0$ حل کرد. در مدارهای الکترونیکی و الکترونیکی، قدم نخست در مدل‌سازی، تبدیل مدار پیچیده موجود به مدارهای پایه‌ای است که قوانین مداری در آن‌ها جاری باشد. از آنجاکه در رگلاتورهای سوئیچینگ علاوه بر قطعات پایه، کلیدهای الکترونیکی نیز حضور دارند، در هنگام مدل‌سازی مجبور خواهیم شد، مدارمان را به دو ناحیه روشن (on) و خاموش (off) تقسیم کنیم. مدت زمان روشن‌بودن را با dt و مدت زمان خاموشی را با $d'T = (1-d)T$ نشان خواهیم داد. T پریود شکل موج ولتاژ خروجی در حالت دائم و نهایی است. شکل شماره ۱ مدار مبدل سوئیچینگ کاهنده - افزایشده را نشان می‌دهد. کلید توسط پالسی با دوره تناوب T و چرخه کاری d پالس برای مدت زمان dt در وضعیت یک منطقی است (روشن و خاموش می‌شود). در زمان روشنایی کلید به دلیل پلاریته ولتاژ خروجی (خازن)، دیود خاموش و در مدت زمان خاموشی کلید، دیود از طریق ورودی و انرژی ذخیره‌شده در سلف روشن است؛ بنابراین می‌توان مدار معادل سیستم را در دو حالت on (مدت زمان dt و off) مدت زمان $d'T = (1-d)T$ به صورت شکل‌های ۲ و ۳ نشان داد.



شکل ۱. مدار رگلاتور کاهنده - افزایشده



شکل ۲. مدار معادل رگلاتور کاهنده - افزایشنده در مدت روشنایی (dt)



شکل ۳. مدار معادل رگلاتور کاهنده - افزایشنده در مدت خاموشی $d'T=(1-d)T$

با در نظر گرفتن متغیرهای حالت به صورت i_L و v_C ، انتخاب ورودی‌های غیرقابل کنترل سیستم به فرم $u = [v_G \ i_O \ v_M \ v_D]^T$ و تعریف d به عنوان ورودی کنترل مبدل، باید مراحل زیر را برای تعیین معادله‌های حالت مبدل کاهنده - افزایشنده پیمود.

۱- تعیین مدارهای معادل مبدل در زمان‌های روشنایی (dt) و خاموشی $d'T=(1-d)T$ کلید مانند شکل‌های ۲ و ۳ و نوشتن معادله‌های حالت برای این مدارهای معادل. ماتریس‌های حالت مبدل کاهنده - افزایشنده در این دو ناحیه به فرم مجموعه معادله‌های (۱ و ۲) است.

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 u \\ v_O = C_1 x + D_1 u \end{cases} \quad A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-(r_L + r_m)}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & \frac{-1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-R}{(R+r_c)C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad D_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-R r_c}{R+r_c} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 u \\ v_O = C_2 x + D_2 u \end{cases} \quad A_2 = \begin{bmatrix} \frac{R r_c + R r_L + r_L r_c + R r_d + r_d r_c}{L(R+r_c)} & \frac{-R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{(R+r_c)C} & \frac{-1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R r_c}{(R+r_c)L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{-R}{(R+r_c)C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C_2 = \begin{bmatrix} \frac{R r_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix}, \quad D_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-R r_c}{R+r_c} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

۲- ترکیب معادله‌های حالت زمان‌های روشنایی و خاموشی به فرم معادله ۳ و ایجاد یک دسته معادله حالت.

$$\begin{cases} \dot{x} = A_p x + B_p u \\ v_O = C_p x + D_p u \end{cases} \quad \begin{cases} A_p = A_1 d + A_2 (1-d) \\ B_p = B_1 d + B_2 (1-d) \\ C_p = C_1 d + C_2 (1-d) \\ D_p = D_1 d + D_2 (1-d) \end{cases} \quad (3)$$

$$A_p = \begin{bmatrix} \frac{-(r_L + r_m)(R+r_c) + (r_m - r_d)(R+r_c)d' - R r_c d'}{L(R+r_c)} & \frac{-R d'}{L(R+r_c)} \\ \frac{R d'}{(R+r_c)C} & \frac{-1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$B_p = \begin{bmatrix} \frac{1-d'}{L} & \frac{R r_c d'}{(R+r_c)L} & \frac{-1+d'}{L} & \frac{-d'}{L} \\ 0 & \frac{-R}{(R+r_c)C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$C_p = \begin{bmatrix} \frac{R r_c}{R+r_c} d' & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$D_p = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-R r_c}{R+r_c} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

۳- با فرض کارکرد مبدل در چرخه کاری نامی (d=t) نقطه کار سیستم را تعیین می‌کنیم. در نقطه کار نامی،

حالات سیستم بدون تغییر بوده و داریم:

$$\dot{x} = 0 \Rightarrow \dot{x} = A_p X + B_p u = 0 \Rightarrow X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = -A_p^{-1} B_p \begin{bmatrix} V_G \\ I_O \\ V_M \\ V_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(R+r_c)(1-D')}{\Delta} V_G + \frac{R(R+r_c)D'}{\Delta} I_O \\ -\frac{(R+r_c)(1-D')}{\Delta} V_M - \frac{(R+r_c)D'}{\Delta} V_D \\ \frac{R(R+r_c)D'(1-D')}{\Delta} V_G + \frac{R^2 D'^2 (R+r_c) - R\Delta}{\Delta} I_O \\ -\frac{R(R+r_c)D'(1-D')}{\Delta} V_M - \frac{R(R+r_c)D'^2}{\Delta} V_D \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\Delta = (r_L + r_m)(R + r_c) + (Rr_c + Rr_d + r_c r_d - Rr_m - r_m r_c)D' + R^2 D'^2 \quad (9)$$

$$V_O = C_p X + D_p U = \frac{R(R+r_c)D'(1-D')}{\Delta} V_G + \frac{R^2(R+r_c)D'^2 - R\Delta}{\Delta} I_O - \frac{R(R+r_c)D'(1-D')}{\Delta} V_M - \frac{R(R+r_c)D'^2}{\Delta} V_D \quad (10)$$

۴- خطی سازی معادلات حالت حول نقطه کار نامی با فرض تغییرات کوچک متغیرهای سیستم به صورت معادله‌های (۱۱).

$$\begin{cases} x(t) = X + \hat{x} \\ d(t) = D + \hat{d} \\ u(t) = U + \hat{u} \\ v_o(t) = V_O + \hat{v}_o \end{cases} \quad (11)$$

با جاگذاری متغیرهای فوق در معادله‌های حالت سیستم و ساده تغییرات کوچک متغیرها می توان معادله‌های حالت خطی شده مبدل کاهنده - افزایشنده را به فرم معادلات (۱۲) نشان داد.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{u} + E\hat{d} \\ \hat{y} = C\hat{x} + D\hat{u} + F\hat{d} \end{cases} \quad (12)$$

که در آن $\hat{u} = [\hat{v}_G \quad \hat{i}_O \quad \hat{v}_M \quad \hat{v}_D]^T$ ، $\hat{x} = [\hat{i}_L \quad \hat{v}_C]^T$ و $\hat{y} = \hat{v}_O$ بوده و \hat{i}_L تغییرات جریان سلف، \hat{v}_C تغییرات ولتاژ خازن و \hat{v}_O تغییرات ولتاژ خروجی رگلاتور است. ضرایب ماتریس حالت نیز عبارتند از:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-(r_L+r_m)(R+r_c)+(r_m-r_d)(R+r_c)D'-Rr_cD'}{L(R+r_c)} & \frac{-RD'}{L(R+r_c)} \\ \frac{RD'}{(R+r_c)C} & \frac{-1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1-D'}{L} & \frac{Rr_cD'}{(R+r_c)L} & \frac{-1+D'}{L} & \frac{-D}{L} \\ 0 & \frac{-R}{(R+r_c)C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{Rr_cD'}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-Rr_c}{R+r_c} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$E = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U = \begin{bmatrix} \frac{K(1-D') + R^2(1-D')D' + \Delta}{L\Delta} V_G + \frac{KR(1-D') + R^3D'^2 - R\Delta}{L\Delta} I_O \\ -\frac{(1-D')(K + R^2D') + \Delta}{L\Delta} V_M - \frac{(KD' + R^2D'^2) - \Delta}{L\Delta} V_D \\ \frac{-R(1-D')}{C\Delta} V_G + \frac{-R^2D'}{C\Delta} I_O + \frac{R(1-D')}{C\Delta} V_M + \frac{RD'}{C\Delta} V_D \end{bmatrix} \quad (17)$$

که

$$K = Rr_c + Rr_d + r_d r_c - r_c r_m - Rr_m \quad (18)$$

و

$$F = (C_1 - C_2)X = \frac{-Rr_c(1-D)}{\Delta} V_G + \frac{-R^2r_cD'}{\Delta} I_O + \frac{Rr_c(1-D)}{\Delta} V_M + \frac{Rr_cD'}{\Delta} V_D \quad (19)$$

و Δ تحت معادله (۹) تعریف می‌شود. خوانندگان علاقه‌مند می‌توانند برای مطالعه بیشتر دربارهٔ مدل‌سازی تنظیم‌کننده سوئیچینگ کاهنده - افزایشنده به مرجع [۱۳] مراجعه کنند. معادله‌های گفته‌شده کامل بوده و نشان‌دهندهٔ میزان تأثیر کلیه ورودی‌ها، نامعینی‌ها و اغتشاش‌ها بر عملکرد سیستم هستند. از این معادله‌ها می‌توان برای شبیه‌سازی نهایی و تعیین میزان شایستگی عملکرد کنترل‌کننده طرح‌شده استفاده کرد، اما با حذف پاره‌ای از متغیرها می‌توان مدل را برای طراحی آسان‌تر کنترل‌کننده‌ها ساده‌تر کرد. با فرض عدم افت ولتاژ روی دیود و کلید، حذف مقاومت‌های پارازیتی قطعات ($r_c = r_L = r_m = r_d = 0$) و چشم‌پوشی از جریان بار و افت ولتاژ حالت روشنایی کلیدها داریم: ($i_O = v_M = v_D = 0$)

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1-D}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C = [0 \quad 1], D = 0, E = \begin{bmatrix} \frac{V_G}{LD'} \\ -\frac{(1-D')V_G}{RCD'^2} \end{bmatrix}, F = 0 \quad (20)$$

سیستم فوق دارای یک خروجی ($\hat{v}_O = \hat{v}_C$) و دو ورودی (\hat{v}_G, \hat{d}) است که توابع تبدیل از تغییرات کوچک ولتاژ خروجی (\hat{v}_O) تا تغییرات کوچک ولتاژ ورودی (\hat{v}_G) و چرخه کاری (\hat{d}) را می‌توان به ترتیب به صورت معادلات (۲۱) و (۲۲) نشان داد.

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_G} = \frac{\frac{D'(1-D')}{LC}}{S^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)S + \left(\frac{D'^2}{LC}\right)} \quad (21)$$

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_G}{LC} \left[1 - \frac{(1-D')L}{RD'^2} S \right]}{S^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)S + \left(\frac{D'^2}{LC}\right)} \quad (22)$$

که D' همان $I-D$ است. آشکارا مشخص است تابع تبدیل مبدل از ولتاژ خروجی تا ورودی کنترل چرخه کاری یک صفر سمت راست محور موهومی دارد. وجود این صفر، طراحی کنترل کننده را برای رسیدن به پاسخ‌های مطلوب مشکل خواهد کرد.

طراحی کنترل کننده برای مبدل کاهنده - افزایشنده بر اساس روش مکان هندسی ریشه‌ها

مکان هندسی ریشه‌ها روشی ترسیمی برای تعیین محل قطب‌های حلقه‌بسته سیستم بر اساس قطب‌های مدار باز و به ازای تغییرات بهره است. در عمل امکان آنکه نتوان با تنظیم بهره به مکان‌های مناسبی برای قطب‌های غالب سیستم حلقه‌بسته دست یافت (دست‌نیافتن به عملکرد مطلوب) وجود دارد. در این حالت برای جابه‌جایی قطب‌های حلقه‌بسته به مکان مناسبی برای جبران‌ساز نیاز خواهیم داشت. با افزودن قطب‌ها و صفرهایی به تابع تبدیل حلقه می‌توان مکان قطب‌ها و صفرها را برای جبران‌سازی لازم به شکل مطلوب تغییر داد تا علاوه بر پایداری، عملکرد مناسب نیز حاصل شود. به عبارت دیگر با استفاده از جبران‌ساز، مکان هندسی ریشه‌های حلقه را طوری تغییر می‌دهیم که یک جفت ریشه غالب برای معادله مشخصه حلقه‌بسته به دست آید.

مکان هندسی ریشه‌ها امکان رسیدن به ساختار کلی کنترل کننده و تنظیم دقیق پارامتر بهره کنترل کننده را ممکن می‌کند. شکل شماره ۴ بلوک دیگرام سیستم حلقه‌بسته مبدل را با فیدبک ولتاژ خروجی و کنترل کننده $K(S)$ در سیستم ساده‌شده نشان می‌دهد. B نشان‌دهنده نسبت تبدیل مقسم ولتاژی است که برای نمونه‌برداری از ولتاژ خروجی به کار می‌رود و مقداری کوچک‌تر از یک داشته و به دلیل ساختار مقاومتی‌اش مستقل از فرکانس است.

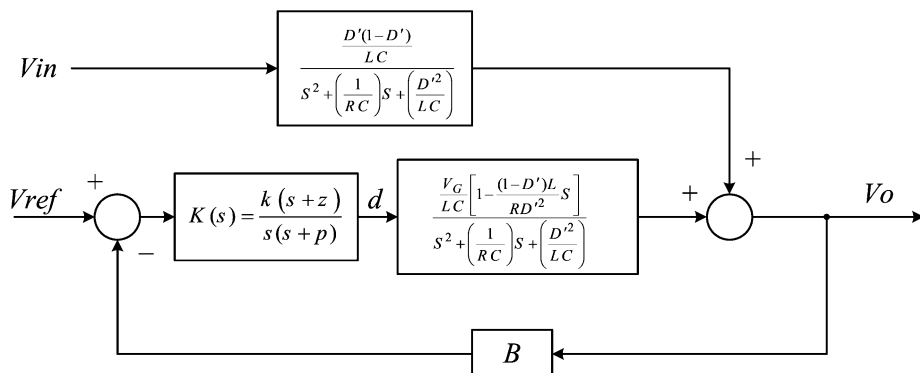
اگر فرض کنیم کنترل کننده مورد نظر در ساختاری ساده، تقویت کننده تناسبی با بهره $K(S)=KP$ است، آن‌گاه مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته مبدل به ازای تغییرات بهره کنترل کننده تناسبی با Kp و فیدبک منفی واحد ($B=1$) از خروجی V_o تا ورودی چرخه کاری (d) به ترتیب در شکل‌های ۵ و ۶ به ازای دو ریشه حقیقی منفی و دو ریشه موهومی تابع تبدیل مبدل کاهنده - افزایشنده نشان داده شده است. همان‌گونه که شکل‌های ۵ و ۶ نشان می‌دهند به ازای پارامترهای Kp ریشه‌های معادله مشخصه حلقه‌بسته سمت چپ محور ω قرار داشته و سیستم حلقه‌بسته پایدار است؛ از این‌رو به نظر می‌رسد سیستم به جبران‌ساز دیگری نیاز ندارد و می‌توان تنها با یک کنترل کننده تناسبی، آن را به فرم مطلوب درآورد، اما واقعیت این است که در این شرایط، موقعیت ریشه‌های معادله مشخصه حلقه‌بسته دقیقاً به مقادیر قطب‌های حلقه باز مرتبط است و با تغییر مکان قطب‌های حلقه باز، مشخصه سیستم حلقه‌بسته تغییر می‌کند. از سوی دیگر مطابق توابع تبدیل ۲۱ و ۲۲ قطب‌های حلقه باز به مقاومت بار و مقدار نامی چرخه کاری وابسته‌اند که به سادگی مقدارشان در مدار می‌تواند کم یا زیاد شود؛ در نتیجه با تغییر این پارامترها وضعیت تابع تبدیل مبدل و در پی آن مشخصه حلقه‌بسته، دستخوش تغییر خواهد شد. همچنین تابع تبدیل حلقه با کنترل کننده Kp هیچ قطبی در مبدأ ندارد. به عبارت دیگر، نوع سیستم با کنترل کننده تناسبی صفر و خطای حالت ماندگار سیستم حلقه‌بسته نسبت به ورودی پله نمی‌تواند صفر شود؛ از این‌رو برای دستیابی به اهداف کنترلی، زیرکنترل کننده‌ای را با تابع تبدیل معادله ۲۳ برای سیستم در نظر می‌گیریم.

$$K(s) = \frac{k(s+z)}{s(s+p)} \quad (23)$$

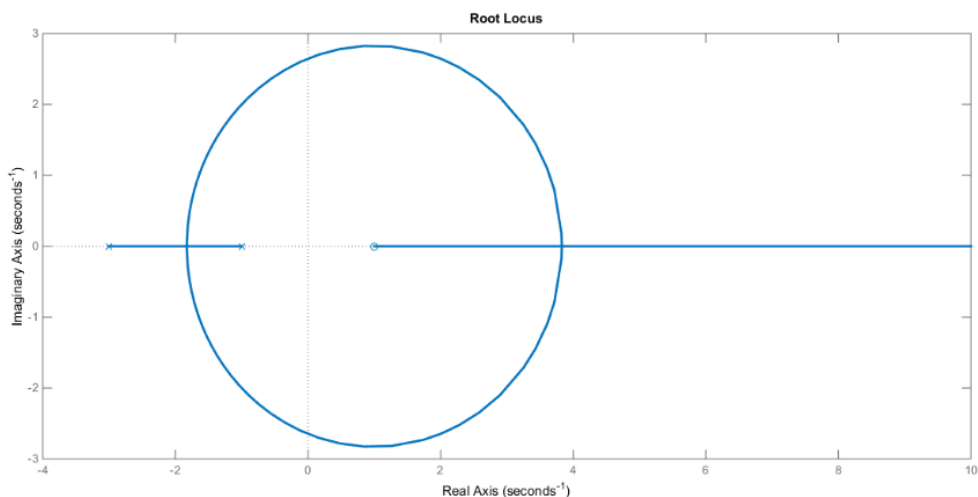
- ۱- خطای حالت ماندگار سیستم به ورودی پله صفر شود؛ از این‌رو تابع تبدیل حلقه یا حاصل ضرب تابع تبدیل مبدل در تابع تبدیل کنترل کننده حداقل از مرتبه ۱ باشد؛ یعنی کنترل کننده باید قطبی روی مبدأ داشته باشد.
- ۲- از آنجاکه تابع تبدیل حلقه باز سیستم (معادله ۲۲) دارای بهره منفی است، برای آنکه زاویه مجانب‌های حلقه‌بسته برابر ۱۸۰ درجه شود، برای کنترل کننده صفری در سمت چپ محور ω با مقدار $-Z$ انتخاب می‌کنیم. اندازه

این صفر باید بزرگ باشد (صفر کنترل کننده دور از محور $j\omega$ باشد) تا بتواند دو قطب اصلی مبدل (حقیقی یا موهومی) را به سمت خود جذب کند و بدین ترتیب عملکرد حلقه بسته تحت تأثیر این دو قطب قرار نگیرد.

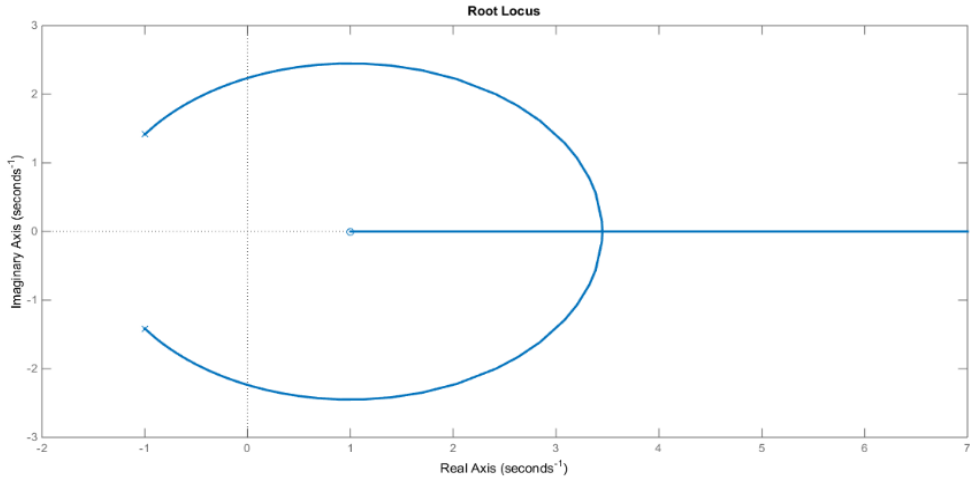
۳- برای کنترل کننده قطبی سمت چپ محور $j\omega$ در $-p$ را به گونه‌ای انتخاب می‌کنیم که نسبت به دو قطب مبدل (ریشه‌های مخرج تابع تبدیل ۲۱ یا ۲۲) به محور $j\omega$ نزدیک‌تر باشد. بدین ترتیب می‌توان دو قطب غالب سیستم حلقه بسته را که با افزایش بهره به سمت راست محور $j\omega$ میل می‌نمایند، برابر قطب در مبدأ و قطب دیگر کنترل کننده در نظر گرفت.



شکل ۴. بلوک دیاگرام سیستم حلقه بسته مبدل با فیدبک ولتاژ خروجی و کنترل کننده $K(s)$



شکل ۵. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته مبدل کاهنده - افزایشنده به ازای دو ریشه حقیقی منفی

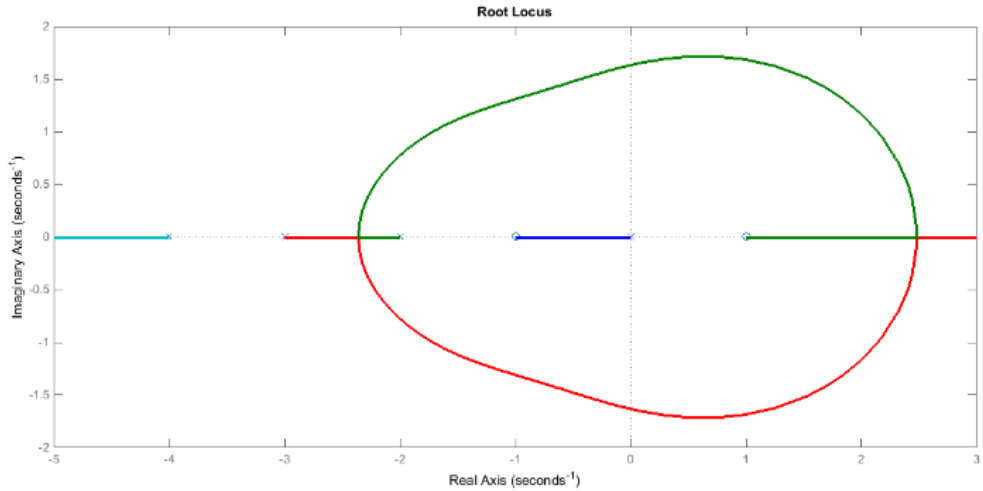


شکل ۶. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته مبدل کاهنده - افزایشنده به ازای دو ریشه موهومی

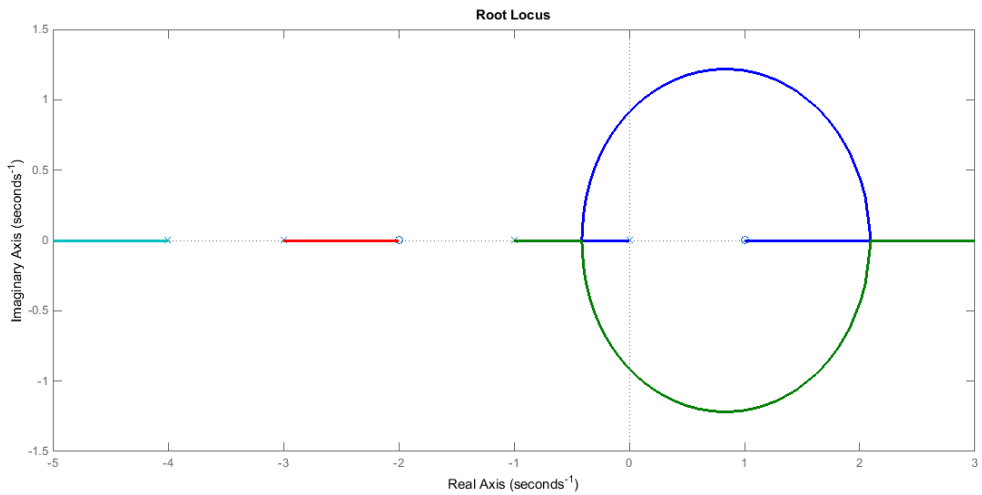
چگونگی انتخاب پارامترهای کنترل کننده

برای بررسی عملکرد کنترل کننده طرح شده، مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته را بر اساس موقعیت صفر سمت راست، مکان فرضی دو قطب سمت چپ و بهره منفی مبدل از یک سو و قطب‌ها و صفرهای کنترل کننده از سوی دیگر در شکل‌های ۷ تا ۱۶ رسم کرده‌ایم. در این میان، مکان هندسی شکل‌های ۷، ۱۲، ۱۳ و ۱۶ وضعیت مطلوب برای عملکرد سیستم حلقه‌بسته نیستند، چراکه در این حالات همچنان دو قطب مبدل به طرف راست کشیده می‌شوند و چون قطب‌های مبدل در اثر ورودی، بار و چرخه کاری تغییر می‌کنند؛ بنابراین باز هم عملکرد سیستم حلقه‌بسته حساسیت بسیار بالایی خواهد داشت؛ از این رو مراحل زیر را برای انتخاب ضرایب کنترل کننده در نظر می‌گیریم تا مکان قطب‌های حلقه‌بسته تحت اثر مکان قطب‌های کنترل کننده قرار گیرد.

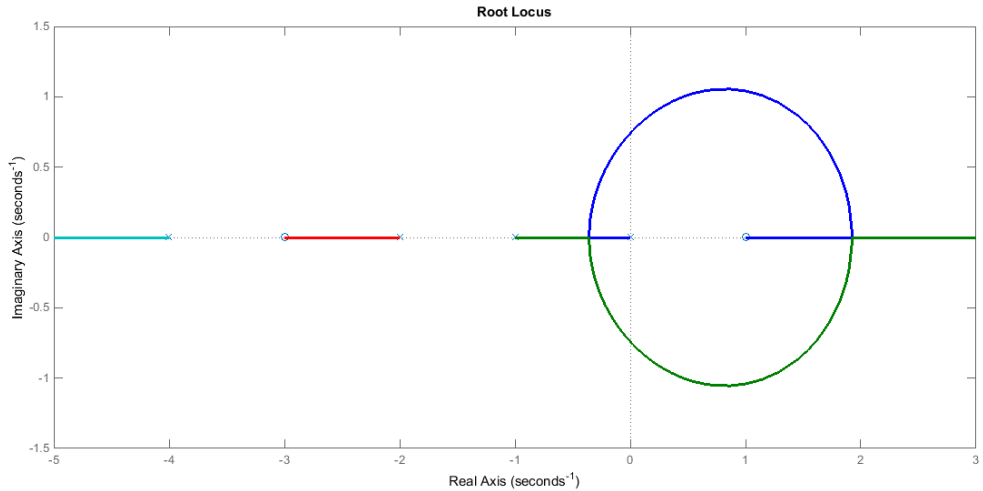
- ۱- به کمک معادلات کامل ارائه شده برای مبدل کاهنده - افزایشنده، قطب‌های حلقه باز رگولاتور تعیین و حداقل و حداکثر فاصله این قطب‌ها از محور ω مشخص می‌شود؛
- ۲- برای آنکه صفر کنترل کننده بتواند قطب‌های مبدل را جذب کند. پارامتر این صفر (Z) حدود ۱۰ برابر حداکثر فاصله به دست آمده از مرحله ۱ انتخاب می‌شود؛
- ۳- برای آنکه عملکرد سیستم حلقه‌بسته تحت تأثیر مکان قطب‌های مبدل قرار نگیرد، پارامتر قطب کنترل کننده (p) حدود ۰/۹ حداقل فاصله حاصل از مرحله ۱ انتخاب می‌شود. این قطب نباید خیلی کوچک شود چون بر مکان قطب‌های غالب سیستم حلقه‌بسته تأثیر خواهد گذاشت و با کوچک کردن فاصله آن‌ها از محور ω زمان نشست را بزرگ می‌کند؛
- ۴- پس از مشخص شدن ساختار کلی کنترل کننده می‌توان پارامتر بهره کنترل کننده را از طریق رسم مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته در حضور کنترل کننده به دست آورد. پارامتر بهره برای رسیدن به $\zeta=0.7$ یا فراجهدش ۵ درصد انتخاب می‌شود.



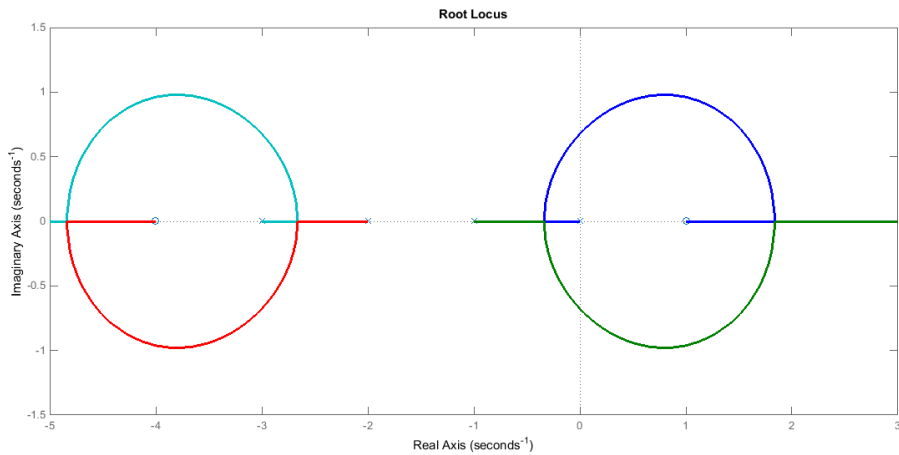
شکل ۷. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض حقیقی بودن قطب‌های مبدل و قرار داشتن مابین صفر و قطب کنترل کننده



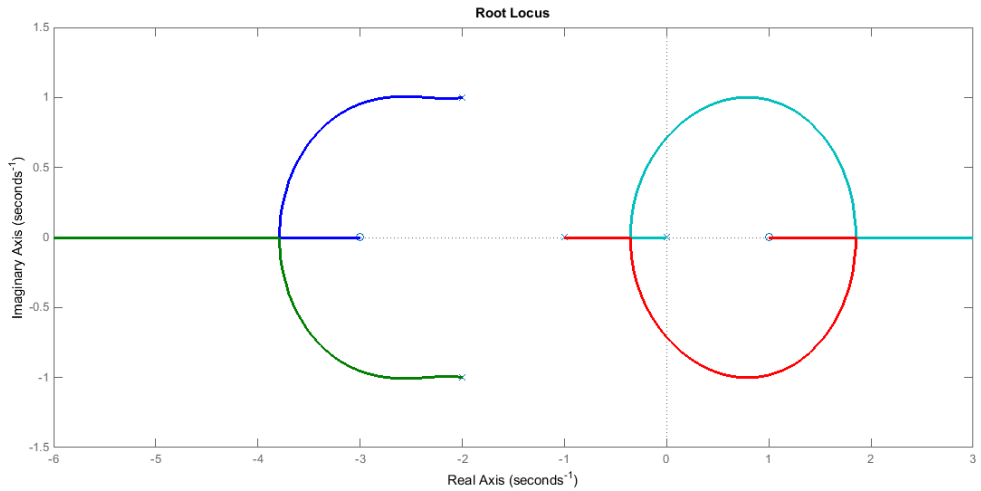
شکل ۸. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض حقیقی بودن قطب‌های مبدل و قرار داشتن صفر کنترل کننده در میان قطب‌های مبدل



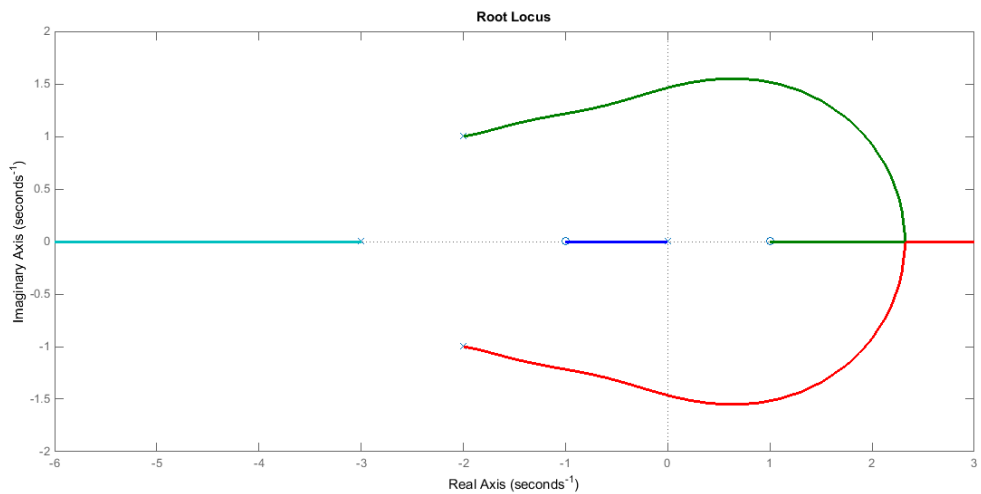
شکل ۹. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض حقیقی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن قطب کنترل‌کننده پیش از قطب‌های مبدل و صفر کنترل‌کننده در میان قطب‌های مبدل



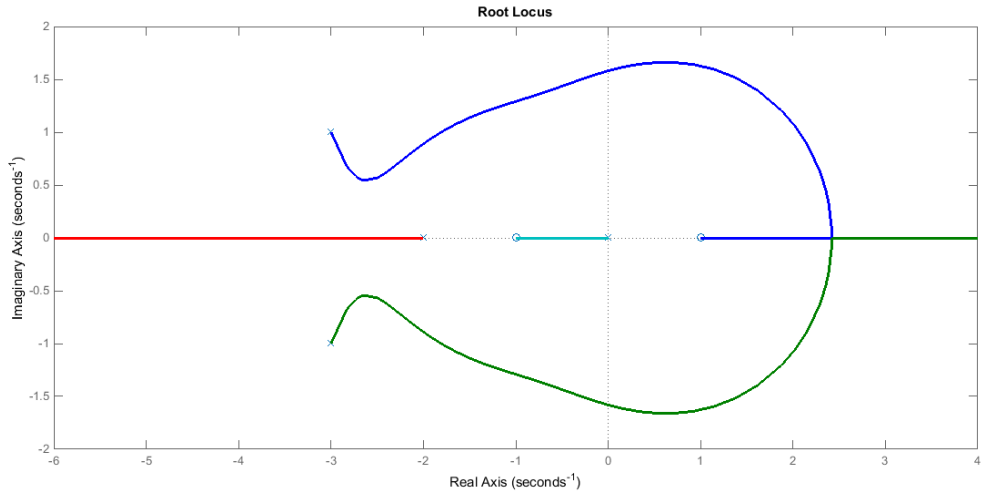
شکل ۱۰. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض حقیقی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن قطب کنترل‌کننده پیش از قطب‌های مبدل و صفر کنترل‌کننده پس از قطب‌های مبدل



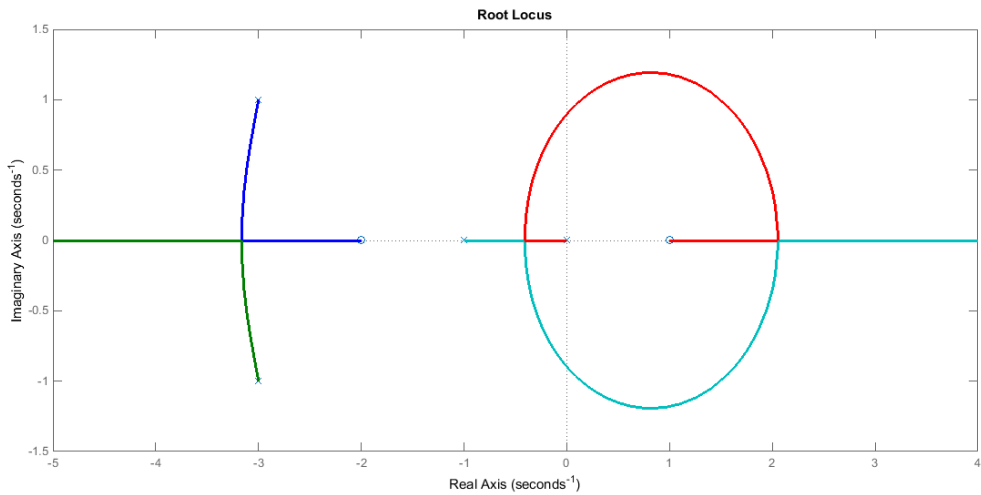
شکل ۱۱. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض مختلط‌بودن قطب‌های مبدل و قراردادن مابین قطب و صفر کنترل‌کننده



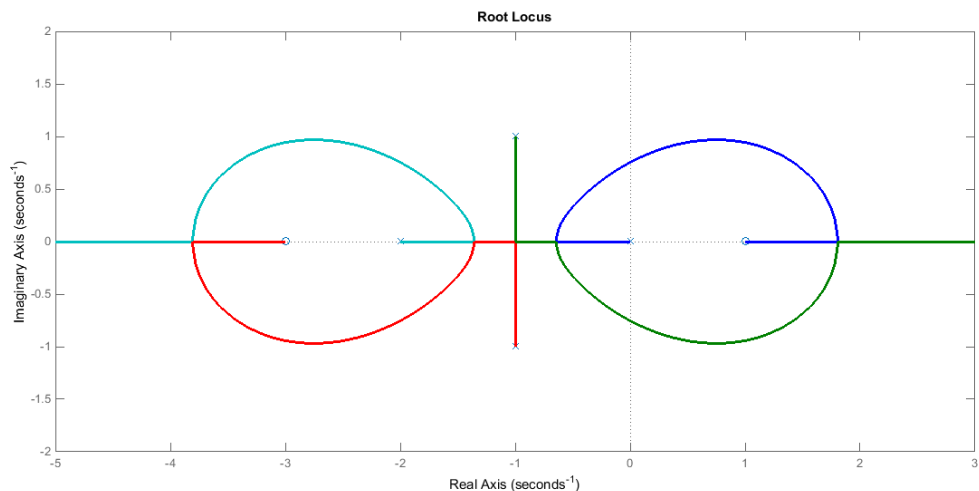
شکل ۱۲. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض مختلط‌بودن قطب‌های مبدل و قراردادن مابین صفر و قطب کنترل‌کننده



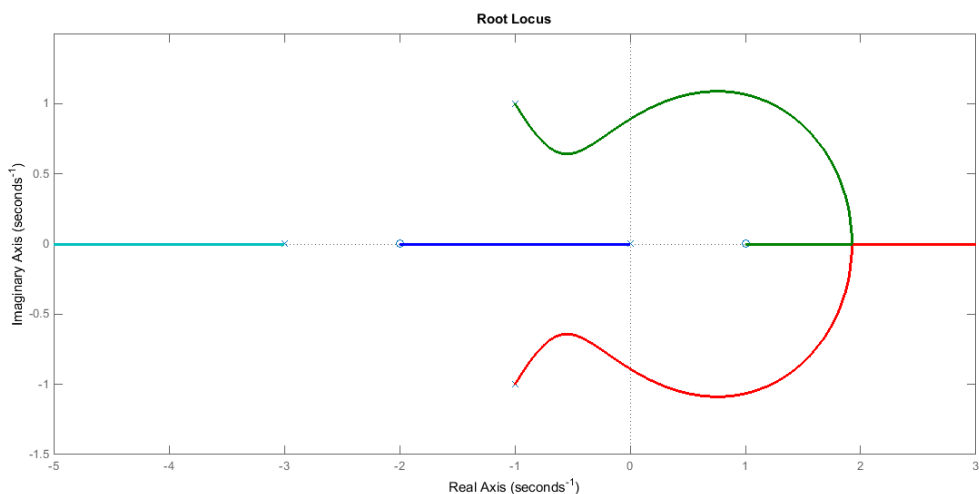
شکل ۱۳. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قرار داشتن قطب‌های مبدل پس از صفر و قطب کنترل‌کننده



شکل ۱۴. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قرار داشتن قطب‌های مبدل پس از قطب و صفر کنترل‌کننده



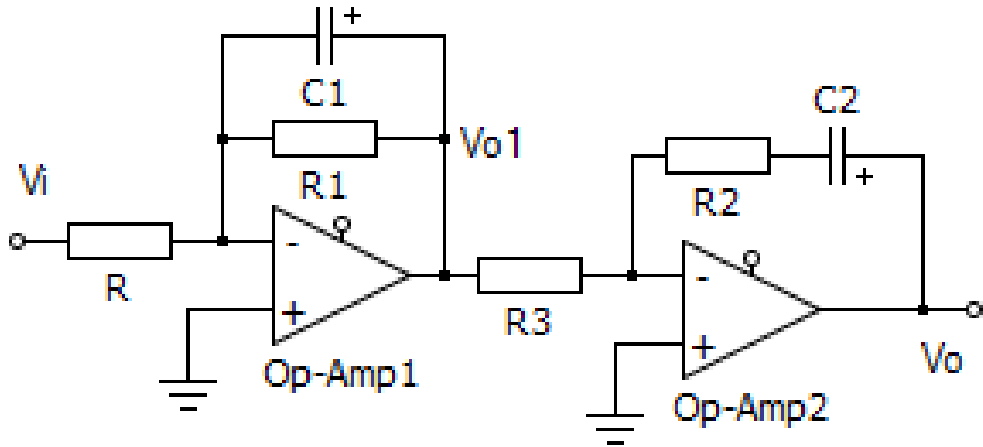
شکل ۱۵. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن پیش از قطب و صفر کنترل کننده



شکل ۱۶. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن پیش از صفر و قطب کنترل کننده

پیاده‌سازی مدار الکترونیکی کنترل کننده طرح شده

برای پیاده‌سازی کنترل کننده طرح شده از مدار الکترونیکی شکل شماره ۱۷ استفاده شده است و تابع تبدیل آن عبارت است از:



شکل ۱۷. مدار الکترونیکی کنترل کننده طرح شده

$$\frac{v_{O1}}{v_i} = -\frac{R_1 \parallel \frac{1}{C_1 S}}{R} = \frac{-R_1}{R(1+R_1 C_1 S)} \quad (24)$$

$$\frac{v_O}{v_{O1}} = -\frac{-(R_2 + \frac{1}{C_2 S})}{R_3} = -\frac{1+R_2 C_2 S}{R_3 C_2 S} \quad (25)$$

بنابراین:

$$\frac{v_O}{v_i} = \frac{R_1(1+R_2 C_2 S)}{R R_3 C_2 S(1+R_1 C_1 S)} = \frac{\frac{R_2}{R R_3 C_1} (S + \frac{1}{R_2 C_2})}{S(S + \frac{1}{R_1 C_1})} \quad (26)$$

بر پایه هم‌ارزی معادله‌های (۲۳ و ۲۶) برای طراحی مدار الکتریکی باید داشته باشیم:

$$z = \frac{1}{R_2 C_2} \Rightarrow R_2 C_2 = \frac{1}{z} \quad (27)$$

$$p = \frac{1}{R_1 C_1} \Rightarrow R_1 C_1 = \frac{1}{p} \quad (28)$$

$$k = \frac{R_2}{R R_3 C_1} = \frac{R_1 R_2 p}{R_3 R} \quad (29)$$

با انتخاب مقادیر اولیه دلخواه برای C_1 ، C_2 و R می‌توان با معلوم بودن ساختار کنترل کننده Z ، p و k (مشخص) از معادله (۲۷) مقاومت R_1 از معادله (۲۸) مقاومت R_2 و از معادله (۲۹) مقدار مقاومت R_3 را به دست آوردیم.

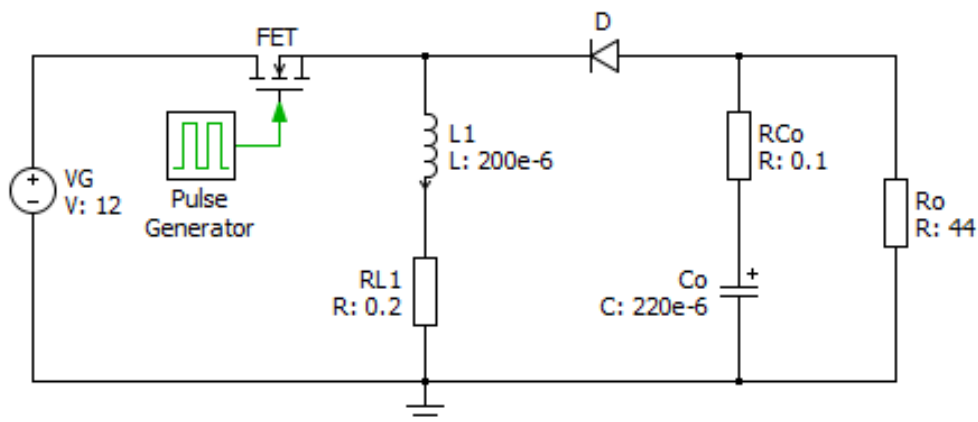
طراحی و پیاده‌سازی کنترل کننده برای یک نمونه مبدل کاهنده - افزایشده واقعی

شکل شماره ۱۸ مبدل کاهنده - افزایشده‌ای را در حالت جریان پیوسته نشان می‌دهد که برای تبدیل ولتاژ ورودی ۱۲V باتری ماشین به ولتاژ ۱۹V مورد نیاز لپ‌تاپ استفاده شده است. مشخصات مدار $V_G = 12V$ ، $V_o = 19V$ ، $C = 22\mu F$ ، $L = 200\mu H$ ، $f = 220KHz$ ، مقاومت‌های پارازیتی دیود، مسافت خازن $r_d = r_m = r_c = 0.1\Omega$ ، مقاومت پارازیتی

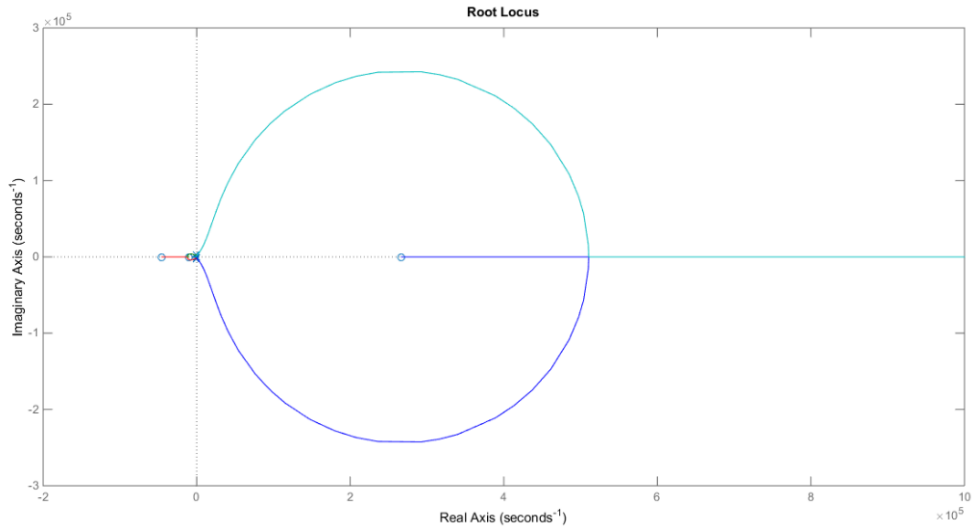
دیود $r_L = 0.2 \Omega$ ، افت ولتاژ دیود $V_D = 0.71 \text{ V}$ و افت ولتاژ ماسفت $V_M = 0.075 \text{ V}$ در نظر گرفته شده‌اند. با توجه به مقدار ولتاژهای ورودی و خروجی، چرخه کاری مبدل $D = 1 - (V_G / V_o) = 0.37$ خواهد بود.

بر اساس مدل کامل، مبدل کاهنده - افزایشده و معادلات (۱۲ تا ۱۹) رگولاتور دو قطب مختلط در مکان‌های $959.1 \pm j 2879.6$ دارد که در فاصله تا محور $j\omega$ قرار دارند. از آنجا که قطب‌های مبدل مختلط‌اند، حداقل و حداکثر فاصله‌شان از محور موهومی یکسان است؛ از این رو اندازه قطب کنترل کننده (p) را 0.19 این فاصله یعنی 863 و اندازه صفر (z) آن را ده برابر یا 9590 انتخاب می‌کنیم. به عبارت دیگر ساختار کلی کنترل کننده طرح شده به صورت معادله (۳۰) خواهد بود که تعیین ضریب بهره (k) آن بر اساس مکان هندسی ریشه‌های تابع تبدیل حلقه بسته از خروجی V_o تا ورودی کنترل d صورت می‌گیرد. مکان هندسی این تابع بر اساس مدل کامل مبدل کاهنده - افزایشده رسم شده است و زوم شده‌اش در مجاورت مبدأ، به ترتیب در شکل‌های ۱۹ و ۲۰ مشاهده می‌شود. با توجه به شکل شماره ۲۰ برای داشتن فراجش $1/51$ درصد، ضریب تضعیف 0.8 و فرکانس نوسان طبیعی 540 رادیان بر ثانیه مقدار بهره برابر $10/1$ انتخاب شده است.

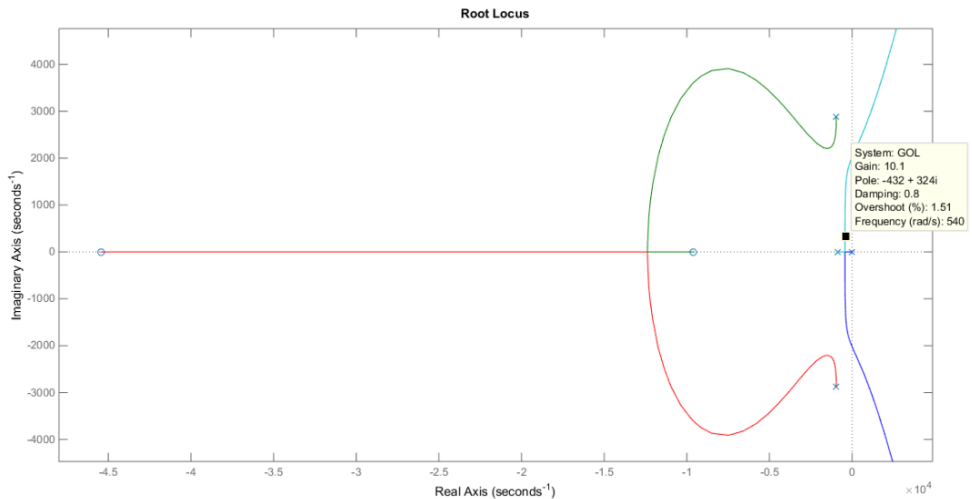
$$K(s) = \frac{k(s+9590)}{s(s+863)} \quad (30)$$



شکل ۱۸. مبدل کاهنده - افزایشده ۱۲ ولت به ۱۹ ولت



شکل ۱۹. مکان هندسی ریشه‌های معادله مشخصه حلقه‌بسته مبدل کاهنده - افزایشنده بر اساس معادلات کامل رگولاتور و کنترل‌کننده معادله ۳۰

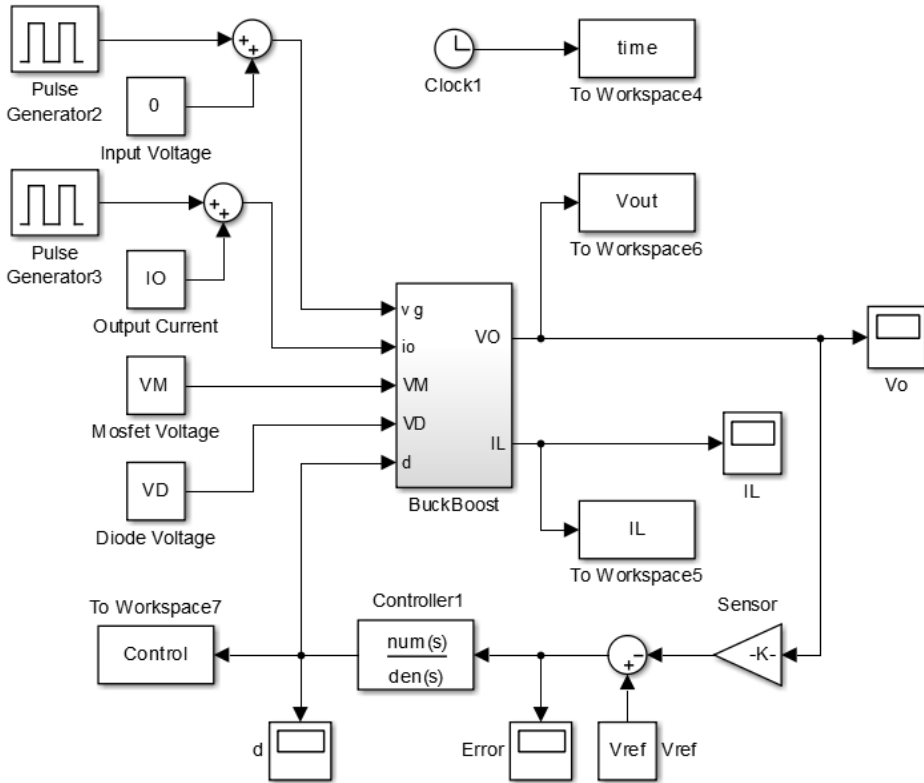


شکل ۲۰. مکان هندسی ریشه‌های معادله مشخصه حلقه‌بسته در مجاورت محور موهومی

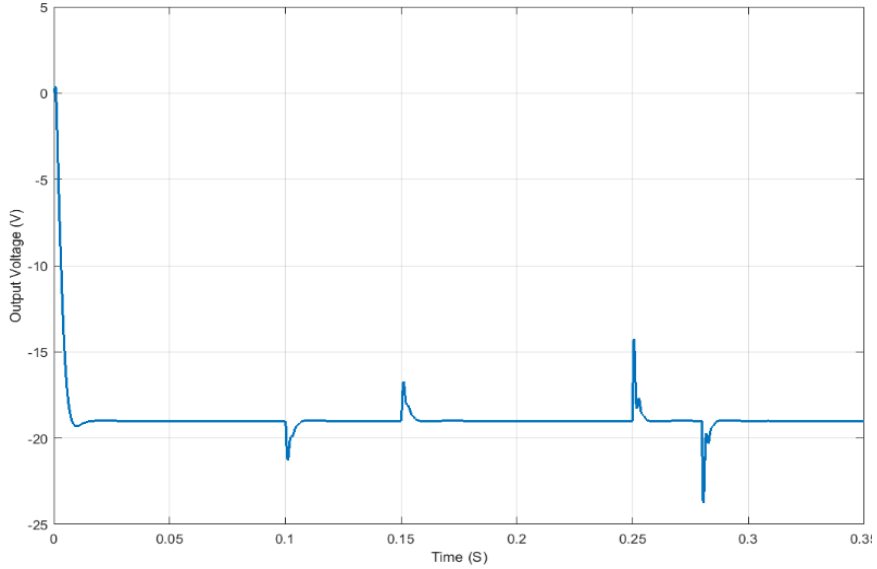
شبیه‌سازی مبدل کاهنده - افزایشنده

بر اساس مدل کامل ارائه‌شده برای مبدل و کنترل‌کننده طرح شده و نیز مدارهای الکترونیکی آن‌ها در شبیه‌سازی فرض شده است که یک افزایش و کاهش ناگهانی ۳ ولتی در ولتاژ ورودی مبدل (VG) به ترتیب در زمان‌های ۲۵۰ms

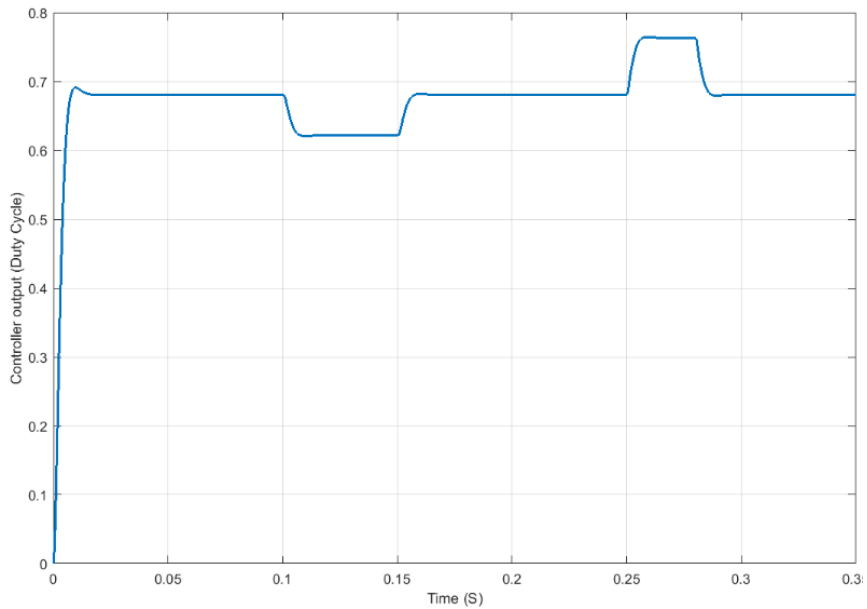
و 280ms صورت می‌پذیرد. هدف آن است که کنترل‌کننده بتواند هرچه سریع‌تر و با حداقل فراجهدش و نوسان، ولتاژ خروجی را روی مقدار مورد نظر 19V ثابت کند. شکل شماره ۲۱ مدل سیستم حلقه‌بسته را در محیط سیمولینک نشان می‌دهد. شکل‌های ۲۲ تا ۲۴ به ترتیب نشان‌دهنده تغییرات ولتاژ خروجی مبدل، میزان تغییرات چرخه کاری سیستم (خروجی کنترل‌کننده) و نیز تغییرات جریان سلف در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب است.



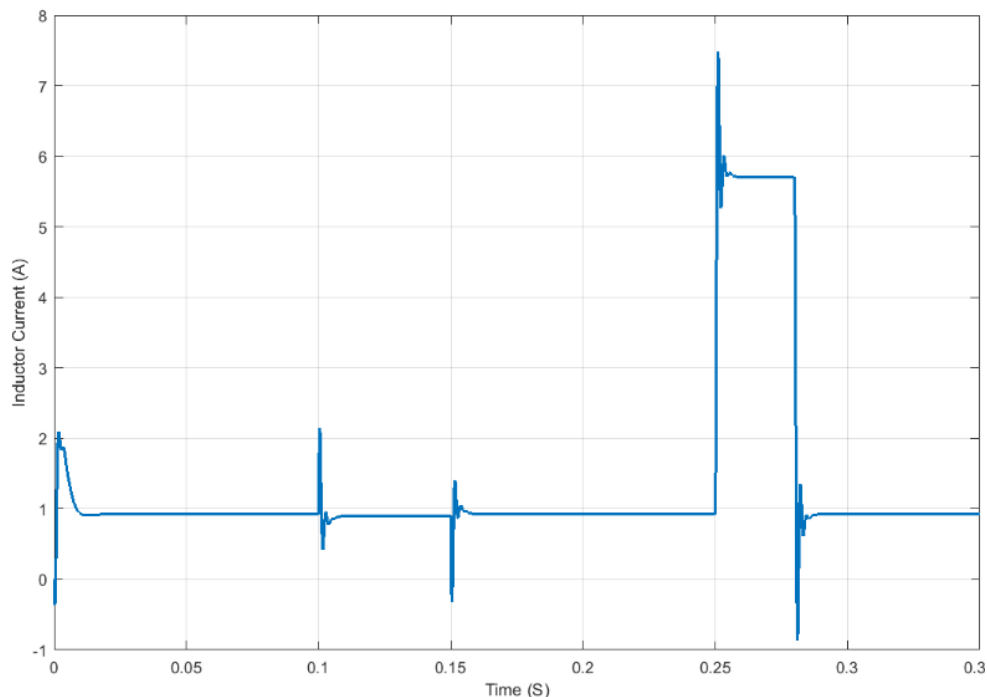
شکل ۲۱. مدل سیستم حلقه‌بسته مبدل کاهنده - افزایشنده به همراه کنترل‌کننده طرح‌شده در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب



شکل ۲۲. ولتاژ خروجی مبدل کاهنده - افزایشنده در محیط سیمولینک نرم افزار متلب



شکل ۲۳. میزان تغییرات چرخه کاری (خروجی کنترل کننده) در محیط سیمولینک نرم افزار متلب

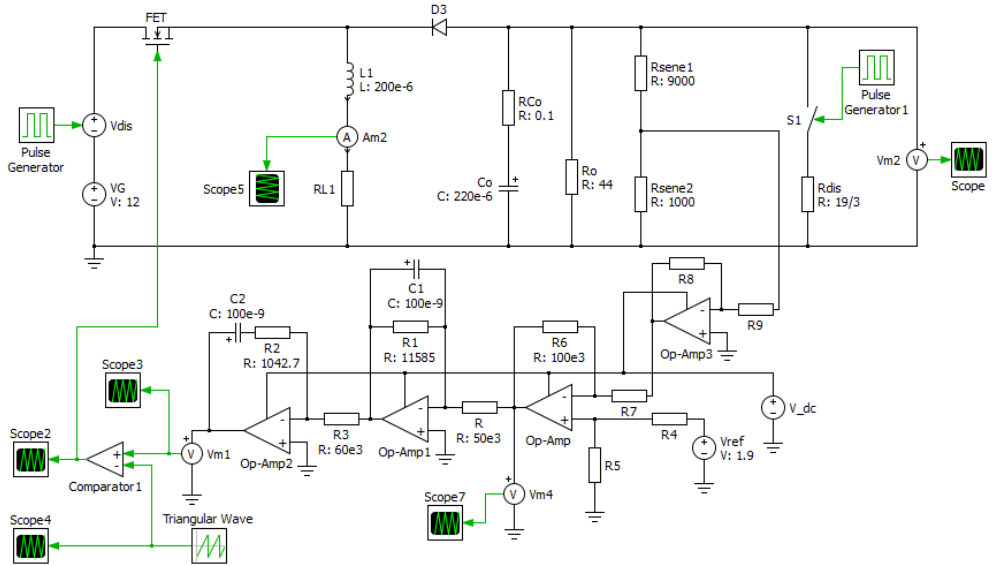


شکل ۲۴. تغییرات جریان سلف مبدل کاهنده - افزایشده در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب

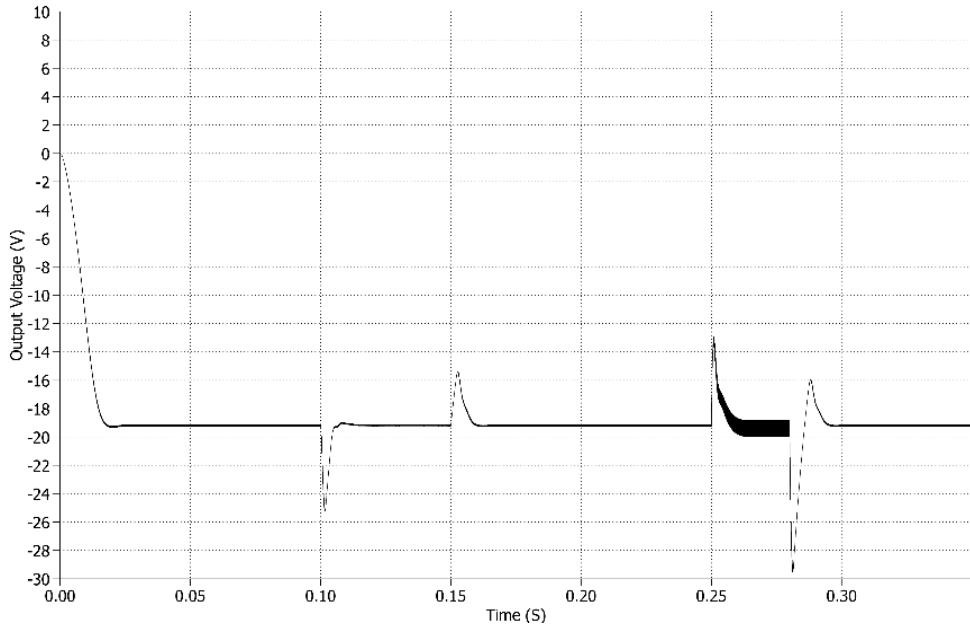
همچنین برای بررسی میزان دقت مدار الکترونیکی واقعی سیستم، مبدل کاهنده - افزایشده به همراه کنترل‌کننده الکترونیکی طرح‌شده مطابق شکل شماره ۲۵ در نرم‌افزار PLECS شبیه‌سازی شده‌اند. سناریوی تعریف‌شده برای بررسی عملکرد رگولاتور، شبیه نرم‌افزار متلب است. شکل‌های ۲۶ تا ۲۸ به ترتیب نشان‌دهنده تغییرات ولتاژ خروجی مبدل، میزان تغییرات چرخه کاری مدار (خروجی الکترونیکی کنترل‌کننده) و نیز تغییرات جریان سلف در نرم‌افزار PLECS است. همان‌گونه که مشاهده می‌شود، جز حرکت‌گذاری اولیه دو شبیه‌سازی، ساختار کلی نتایج دو شبیه‌سازی مشابه یکدیگر بوده و خروجی روی ۱۹۷ تنظیم شده است.

گفتنی است تغییرات فرض‌شده برای ولتاژ ورودی $3/12 = 0.25$ و برای جریان بار حدود $3/44 = 0.07$ هستند. این

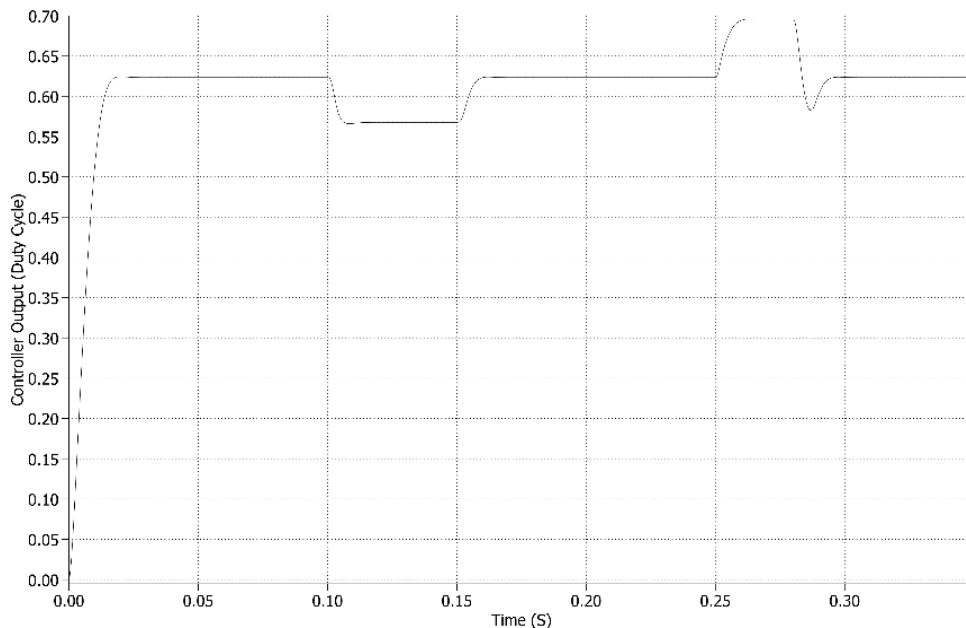
تغییرات بسیار زیاد در نظر گرفته شده‌اند تا عملکرد مناسب کنترل‌کننده طرح‌شده نشان داده شود.



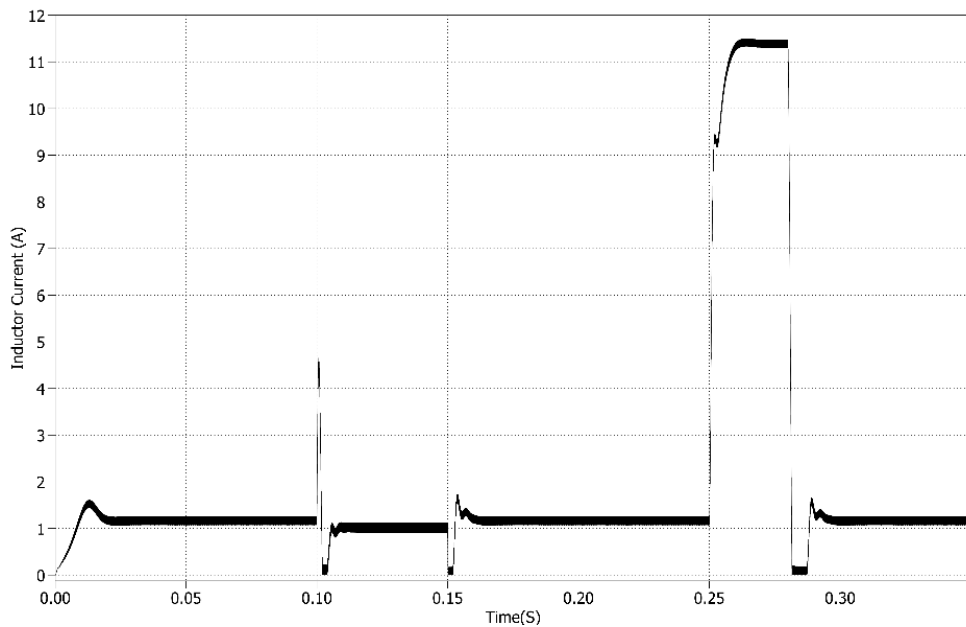
شکل ۲۵. تغییرات ولتاژ خروجی مبدل کاهنده - افزایشنده در نرم افزار PLECS



شکل ۲۶. ولتاژ خروجی مبدل کاهنده - افزایشنده در نرم افزار PLECS



شکل ۲۷. میزان تغییرات چرخه کاری (خروجی الکترونیکی کنترل کننده) در نرم‌افزار PLECS



شکل ۲۸. تغییرات جریان سلف مبدل کاهنده - افزایشده در نرم‌افزار PLECS

نتیجه گیری

در این مقاله، ابتدا مدل کامل فضای حالت مبدل DC به DC کاهنده - افزایشنده ایزوله نشده در حضور کلیه نامعینی‌های سیستم مانند افت ولتاژ حالت هدایت کلیدها و مقاومت‌های پارازیتی و نشتی خازن و سلف مبدل و نیز مقاومت‌های هدایتی کلیدها ارائه شد. با حذف این نامعینی‌ها، توابع تبدیل مبدل از ولتاژ خروجی تا ولتاژ ورودی و نیز چرخه کاری مشخص شد؛ سپس به کمک این توابع تبدیل و مفاهیم مکان هندسی ریشه‌ها ساختار کلی کنترل کننده‌ای برای پایدارسازی ولتاژ خروجی مبدل طراحی و مدار الکترونیکی آن به کمک تقویت کننده‌های عملیاتی پیاده‌سازی شد. سرانجام برای یک مبدل ولتاژ ۱۲VDC به ۱۹V بر اساس روش ارائه شده و مدل کامل مبدل، کنترل کننده‌ای مشخص به همراه مدار الکترونیکی‌اش طرح شد که تنظیم ولتاژ خروجی مبدل را تضمین کند. در انتها برای نشان دادن درستی عملکرد کنترل کننده، مدل سیستم حلقه بسته در محیط سیمولینک نرم افزار متلب و مدار الکترونیکی مبدل و کنترل کننده در نرم افزار PLECS و در پاسخ به تغییرات ولتاژ ورودی و جریان بار شبیه سازی شدند. نتایج شبیه سازی دو نرم افزار به مقدار زیاد مشابه یکدیگر و نشان دهنده درستی عملکرد کنترل کننده بود.

References

- [1] Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (1995). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Wiley. <https://books.google.com/books?id=KbkQAQAAMAAJ>
- [2] Erickson, R. W. (2007, June 15). DC-DC power converters. *Wiley encyclopedia of electrical and electronics engineering*, 1-18. <https://doi.org/10.1002/047134608X.W5808.pub2>
- [3] Utkin, V. I. (1993). Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1), 23-36. <https://doi.org/10.1109/41.184818>
- [4] Su, J.-H., Chen, J.-J., & Wu, D.-S. (2002). Learning feedback controller design of switching converters via MATLAB/SIMULINK. *IEEE Transactions on Education*, 45(4), 307-315. <https://doi.org/10.1109/TE.2002.803403>
- [5] Li, P., & Lehman, B. (2004). A design method for paralleling current mode controlled DC-DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(3), 748-756. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.826497>
- [6] Ridley, R. B. (1991). A new, continuous-time model for current-mode control (power converters). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(2), 271-280. <https://doi.org/10.1109/63.76813>
- [7] Middlebrook, R. D., & Cuk, S. (1976, June 8-10, 8-10 June 1976). A general unified approach to modelling switching-converter power stages. 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cleveland, OH, USA,
- [8] Basso, C. P. (2001). *Switch-mode Power Supply SPICE Cookbook*. McGraw-Hill. <https://books.google.com/books?id=vUNb3PCRRu0C>
- [9] Naim, R., Weiss, G., & Ben-Yaakov, S. (1997). H ∞ control applied to boost power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(4), 677-683. <https://doi.org/10.1109/63.602563>
- [10] Vorperian, V. (1990). Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 26(3), 490-496. <https://doi.org/10.1109/7.106126>

- [11] Vorperian, V. (2002). *Fast Analytical Techniques for Electrical and Electronic Circuits*. Cambridge University Press. <https://books.google.com/books?id=DYgS4nkJ5W8C>
- [12] Corina, M. I., Lascu, D., & Popescu, V. (2006). A new averaged switch model including conduction losses for PWM converters operating in discontinuous inductor current mode. *Facta universitatis-series: Electronics and Energetics*, 19(2), 219-230. <http://www.doiserbia.nb.rs/img/doi/0353-3670/2006/0353-36700602219C.pdf>
- [13] Modabbernia, M., Sahab, A., Mirzaee, M., & Ghorbany, K. (2011). The State Space Average Model of Boost Switching Regulator Including All of the System Uncertainties 1. *Advanced Materials Research*, 403-408, 3476-3483. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.403-408.3476>
- [14] Salimi, M., Soltani, J., Zakipour, A., & Abjadi, N. R. (2015). Hyper-plane sliding mode control of the DC-DC buck/boost converter in continuous and discontinuous conduction modes of operation. *IET Power Electronics*, 8(8), 1473-1482. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2014.0578>
- [15] Sabri, M. (2017). Stabilization and control of the power system using meta-heuristic algorithms. *Karafan Quarterly Scientific Journal*, 14(42), 33-55. https://karafan.tvu.ac.ir/article_100504.html?lang=en
- [16] Modabbernia, M. R., & Tavakoli, A. (2017). The application of pspice software in the investigation of the operation of thyristor gate trigger circuits. *Karafan Quarterly Scientific Journal*, 14(42), 123-141. https://karafan.tvu.ac.ir/article_100508.html?lang=en
- [17] Restrepo, C., Konjedic, T., Calvente, J., & Giral, R. (2015). Hysteretic Transition Method for Avoiding the Dead-Zone Effect and Subharmonics in a Noninverting Buck-Boost Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(6), 3418-3430. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2333736>