

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

Mohammadreza Modabbernia

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

Alireza Akoushideh

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

Received: 02.04.2020 Accepted: 05.10.2020

## کنترل ولتاژ مبدل DC-DC ایزوله نشده کاهنده - افزایشنده بر اساس روش مکان

هندسی ریشه‌ها

محمد رضا مدبرنیا\*

دپارتمان مهندسی برق و کامپیوتر، آموزشکده پسران رشت (شهید چمران)، دانشگاه فنی و حرفه‌ای استان گیلان، ایران

علیرضا آکوشیده

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

دریافت مقاله: ۱۳۹۸/۱۱/۱۵ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۰۲/۲۱

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.

### Keywords:

Buck-Boost converter, root locus, state space average model.

نوع مقاله: پژوهشی (کاربردی)

### چکیده

در این مقاله برای مبدل‌های DC-DC ایزوله نشده کاهنده - افزایشنده توسط روش مکان هندسی ریشه‌ها، کنترل کننده‌ای 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 کنترل کننده‌ای برای رگولاتور کاهنده - افزایشنده بر پایه این مدل ساده و روش مکان هندسی ریشه‌ها ارائه می‌شود. سپس مقادیر پارامترهای کنترل کننده بر اساس مدل متوسط فضای حالت کامل محاسبه خواهد شد.

واژگان کلیدی:

تنظیم کننده کاهنده - افزایشنده، رگولاتور سوئیچینگ، مدل متوسط فضای حالت.

\* نویسنده مسئول: m\_modabbernia@yahoo.com

## ۱. مقدمه

مبدل‌های توان DC-DC از اجزای استاندارد منابع تغذیه سوئیچینگ به شمار می‌آیند. از این مبدل‌ها در رایانه‌های شخصی و قابل‌حمل، 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 این‌رو 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 قابل‌مشاهده است. این امر موجب می‌شود راندمان نوعی این مبدل‌ها در عمل حدود ۷۰-۹۵ 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 بوسست 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 این‌رو 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 و 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 اشاره‌ای 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 ترিসتری استفاده شده است [۱۶]. استفاده از روش انتقال هیسترتیک به منظور جلوگیری از اثرات ناحیه مرده و هارمونیک‌های جزئی در مبدل کاهنده - افزایشنده توسط رست‌رو و همکارانش (۲۰۱۵) بررسی شده است [۱۷].

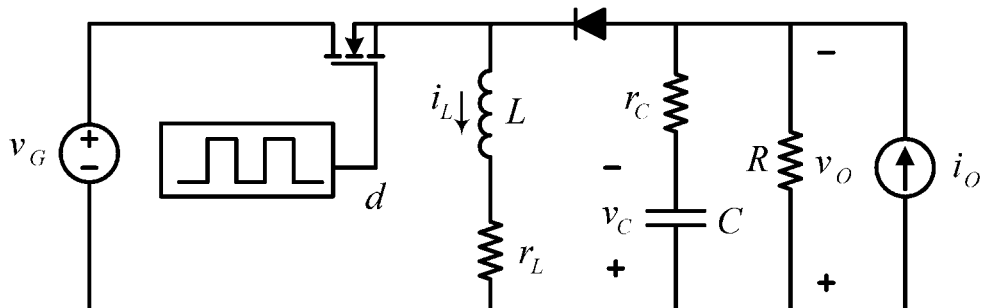
در این مقاله، ابتدا مدل مبدل کاهنده - افزایشنده در حضور کلیه پارامترهای سیستم معرفی می‌شود. سپس با حذف تعدادی از این نامعینی‌ها توابع تبدیل از ولتاژ خروجی تا ولتاژ ورودی و چرخه کاری محاسبه می‌شوند. در بخش سوم، ساختار کلی کنترل‌کننده‌ای ارائه خواهد شد و بر اساس روش مکان هندسی ریشه‌ها بهره کنترل‌کننده تنظیم می‌شود. بخش چهارم به شبیه‌سازی سیستم حلقه‌بسته تنظیم‌کننده کاهنده - افزایشنده به همراه تمامی نامعینی‌ها در کنار کنترل‌کننده طرح‌شده اختصاص دارد. در انتها به کمک تقویت‌کننده‌های عملیاتی مداری 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.

## ۲. معادله‌های حالت مبدل کاهنده - افزایشنده در حضور کلیه نامعینی‌ها و ورودی‌های سیستم

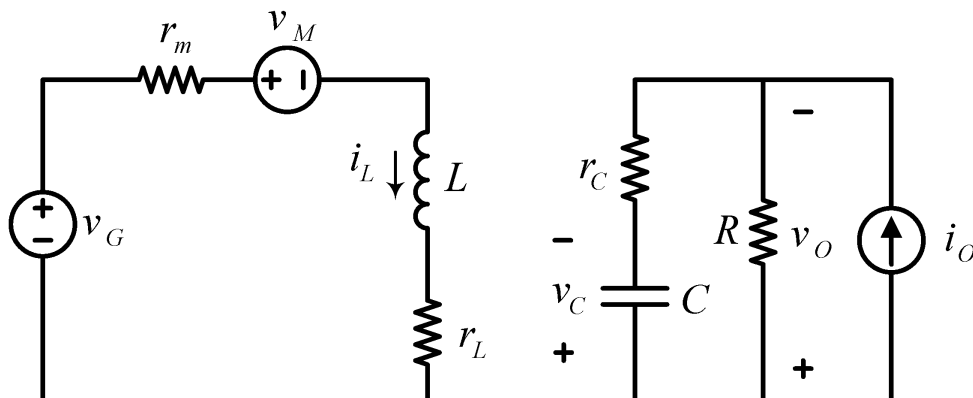
در مدل‌سازی فضای حالت، متغیرهای حالت که اصولاً عناصر ذخیره‌کننده انرژی مدار یا سیستم (مانند

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 الکتریکی 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  $dT = (1-d)T$  نشان خواهیم داد.  $T$  پریود شکل موج ولتاژ خروجی در حالت دائم و نهایی است. شکل شماره ۱ مدار مبدل سوئیچینگ کاهنده - افزایشنده را نشان می‌دهد.

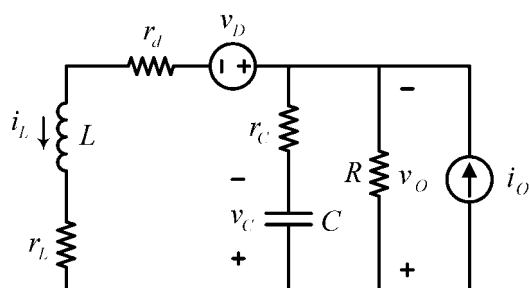
کلید توسط پالسی با دوره تناوب  $T$  و چرخه کاری  $d$  پالس برای مدت زمان  $dt$  در وضعیت یک منطقی است (روشن و خاموش می‌شود). در زمان روشنایی کلید به دلیل پلاریته ولتاژ خروجی (خازن)، دیود خاموش و در مدت زمان خاموشی کلید، دیود از طریق ورودی و انرژی ذخیره‌شده در سلف روشن است؛ بنابراین می‌توان مدار معادل سیستم را در دو حالت  $on$  (مدت زمان  $dt$  و  $off$ ) مدت زمان  $dT = (1-d)T$  به صورت شکل‌های ۲ و ۳ نشان داد.



شکل شماره ۱. مدار رگلاتور کاهنده - افزایشنده



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



شکل شماره ۳. مدار معادل رگلاتور کاهنده - افزایشنده در مدت زمان خاموشی  $d^*T=(1-d)T$

با در نظر گرفتن متغیرهای حالت به صورت  $i_L$  و  $v_C$   $(x = [i_L \ v_C]^T)$ ، 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 پی‌مورد.

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.

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

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R + r_C} \end{bmatrix} \quad D_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-R r_C}{R + r_C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

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

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_c}{(R+r_c)L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{-R}{(R+r_c)C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix}, \quad D_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-Rr_c}{R+r_c} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

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

$$\begin{cases} \dot{x} = A_P x + B_P u \\ v_o = C_P x + D_P u \end{cases} \quad \begin{cases} A_P = A_1 d + A_2 (1-d) \\ B_P = B_1 d + B_2 (1-d) \\ C_P = C_1 d + C_2 (1-d) \\ D_P = D_1 d + D_2 (1-d) \end{cases} \quad (3)$$

و

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

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

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

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

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:

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

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

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

۴. خطی سازی معادلات حالت حول نقطه کار نامی با فرض تغییرات کوچک متغیرهای سیستم به صورت معادله های (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 معادله های حالت سیستم و ساده تغییرات کوچک متغیرها می توان معادله های حالت خطی شده مبدل کاهنده - افزایشنده را به فرم معادلات (۱۲) نشان داد.

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

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

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

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

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

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

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

که

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

و

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

و  $\Delta$  تحت معادله (۹) تعریف می‌شود. خوانندگان علاقه‌مند می‌توانند برای مطالعه بیشتر دربارهٔ مدل‌سازی تنظیم‌کننده سوئیچینگ کاهنده - افزاینده 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: ( $i_O = v_M = v_D = 0$ )



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

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 1-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 کنترل‌کننده را برای رسیدن به پاسخ‌های مطلوب مشکل خواهد کرد.

### ۳. طراحی کنترل‌کننده برای مبدل کاهنده - افزایشده 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 کنترل‌کننده و تنظیم دقیق پارامتر بهره

کنترل کننده را ممکن می کند. شکل شماره ۴ بلوک دیاگرام سیستم حلقه بسته مبدل را با فیدبک ولتاژ خروجی و کنترل کننده  $K(S)$  در سیستم ساده شده نشان می دهد.  $B$  نشان دهنده نسبت تبدیل مقسم ولتاژی است که برای نمونه برداری از ولتاژ خروجی به کار می رود و مقداری کوچک تر از یک داشته و به دلیل ساختار مقاومتی اش مستقل از فرکانس است.

اگر فرض کنیم کنترل کننده مورد نظر در ساختاری ساده، تقویت کننده تناسبی با بهره  $K_p = K(S)$  است، آن گاه مکان هندسی ریشه های سیستم حلقه بسته مبدل به ازای تغییرات بهره کنترل کننده تناسبی یا  $K_p$  و فیدبک منفی واحد ( $B=1$ ) از خروجی  $V_o$  تا ورودی چرخه کاری ( $d$ ) به ترتیب در شکل های ۵ و ۶ به ازای دو ریشه حقیقی منفی و دو ریشه موهومی تابع تبدیل مبدل کاهنده - افزایشنده نشان داده شده است. همان گونه که شکل های ۵ و ۶ نشان می دهند به ازای پاره ای از مقادیر بهره  $K_p$  ریشه های معادله مشخصه حلقه بسته سمت چپ محور  $z$  قرار داشته و سیستم حلقه بسته پایدار است؛ از این رو به نظر می رسد سیستم به جبران ساز دیگری نیاز ندارد و می توان تنها با یک کنترل کننده تناسبی، آن را به فرم مطلوب درآورد، اما واقعیت این است که در این شرایط، موقعیت ریشه های معادله مشخصه حلقه بسته دقیقاً به مقادیر قطب های حلقه باز مرتبط است و با تغییر مکان قطب های حلقه باز، مشخصه سیستم حلقه بسته تغییر می کند. از سوی دیگر مطابق توابع تبدیل ۲۱ و ۲۲ قطب های حلقه باز به مقاومت بار و مقدار نامی چرخه کاری وابسته اند که به سادگی مقدارشان در مدار می تواند کم یا زیاد شود؛ در نتیجه با تغییر این پارامترها وضعیت تابع تبدیل مبدل و در پی آن مشخصه حلقه بسته، دستخوش تغییر خواهد شد. همچنین تابع تبدیل حلقه با کنترل کننده  $K_p$  هیچ قطبی در مبدأ ندارد. به عبارت دیگر، نوع سیستم با کنترل کننده تناسبی صفر و خطای حالت ماندگار سیستم حلقه بسته نسبت به ورودی پله نمی تواند صفر شود؛ از این رو برای دستیابی به اهداف کنترلی، زیرکنترل کننده ای را با تابع تبدیل معادله ۲۳ برای سیستم در نظر می گیریم.

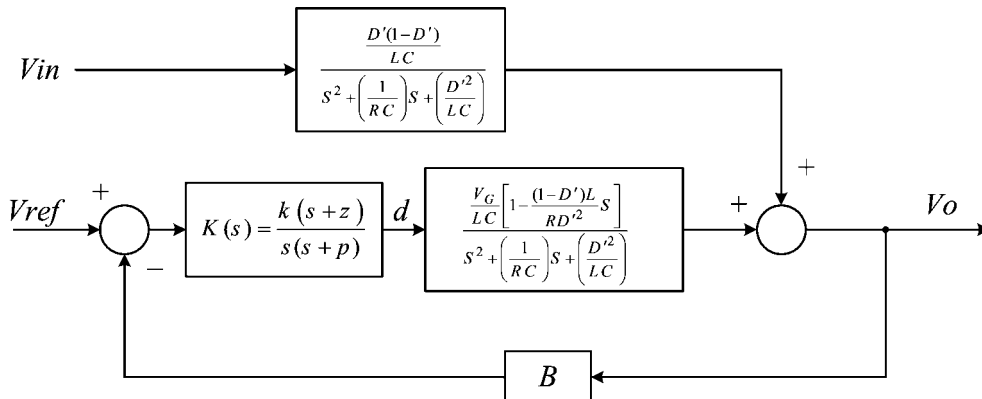
$$K(s) = \frac{k(s+z)}{s(s+p)} \quad (23)$$

۱. خطای حالت ماندگار سیستم به ورودی پله صفر شود؛ از این رو 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.

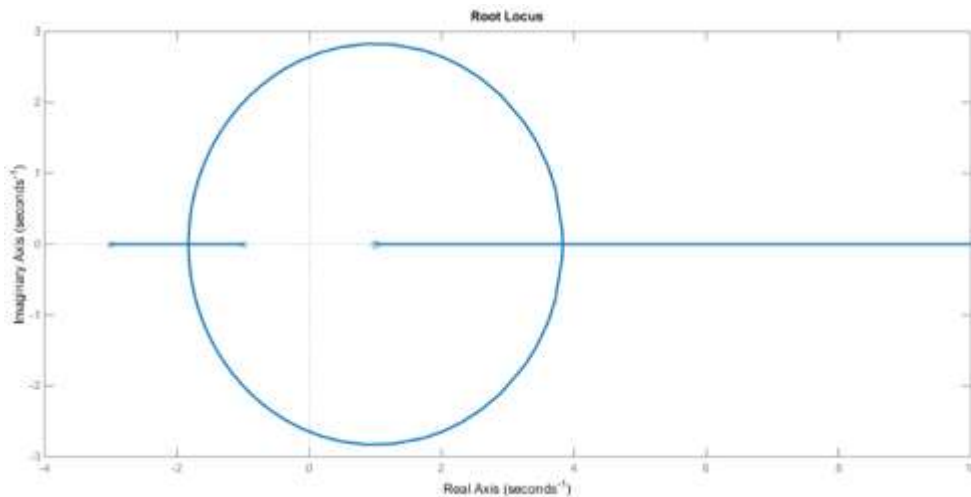
۲. از آنجاکه تابع تبدیل حلقه باز سیستم (معادله ۲۲) دارای بهره منفی است، برای آنکه زاویه مجانب های حلقه بسته برابر ۱۸۰ درجه شود، برای کنترل کننده صفری در سمت چپ محور  $z$  با مقدار

Z- انتخاب می‌کنیم. اندازه این صفر باید بزرگ باشد (صفر کنترل‌کننده 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 حلقه‌بسته تحت تأثیر این دو قطب قرار نگیرد.

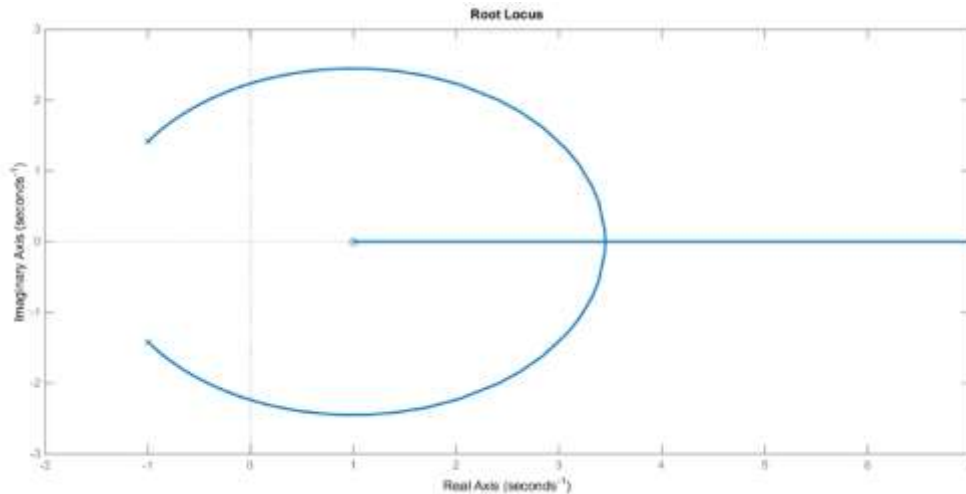
۳. برای کنترل‌کننده قطبی سمت چپ محور  $j\omega$  در  $-p$  را به گونه‌ای انتخاب می‌کنیم که نسبت به دو قطب مبدل (ریشه‌های مخرج تابع تبدیل ۲۱ یا ۲۲) به محور  $j\omega$  نزدیک‌تر باشد. بدین ترتیب می‌توان دو قطب غالب سیستم حلقه‌بسته را که با افزایش بهره به سمت راست محور  $j\omega$  میل می‌نمایند، برابر قطب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



شکل شماره ۴. بلوک دیاگرام سیستم حلقه‌بسته مبدل با فیدبک ولتاژ خروجی و کنترل‌کننده  $K(s)$



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



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

#### ۴. چگونگی انتخاب پارامترهای کنترل کننده

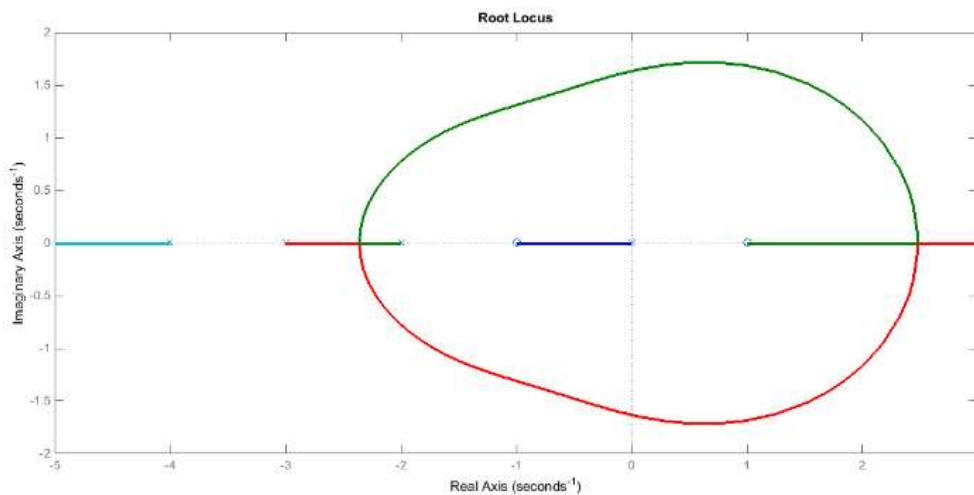
برای بررسی عملکرد کنترل کننده طرح شده، مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته را بر اساس موقعیت صفر سمت راست، مکان فرضی دو قطب سمت چپ و بهره منفی مبدل از یک سو و قطب‌ها و صفرهای کنترل کننده از سوی دیگر در شکل‌های ۷ تا ۱۶ رسم کرده‌ایم. در این میان، مکان هندسی شکل‌های ۷، ۱۲، ۱۳ و ۱۶ وضعیت مطلوب برای عملکرد 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 - افزاینده، قطب‌های حلقه باز رگولاتور تعیین و حداقل و حداکثر فاصله این قطب‌ها از محور  $\omega$  مشخص می‌شود؛

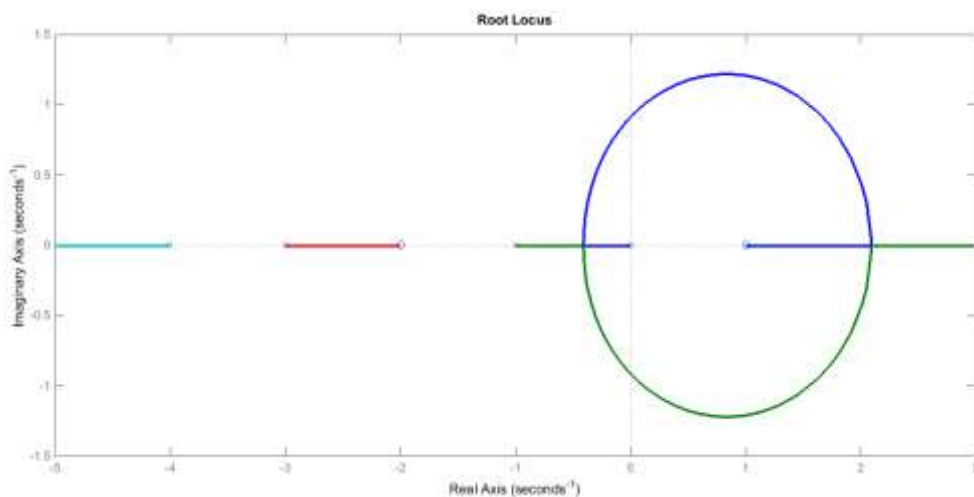
۲. برای آنکه صفر کنترل کننده بتواند قطب‌های مبدل را جذب کند. پارامتر این صفر (Z) حدود ۱۰ برابر حداکثر فاصله به دست آمده از مرحله ۱ انتخاب می‌شود؛

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  $\omega$  زمان نشست را بزرگ می‌کند؛

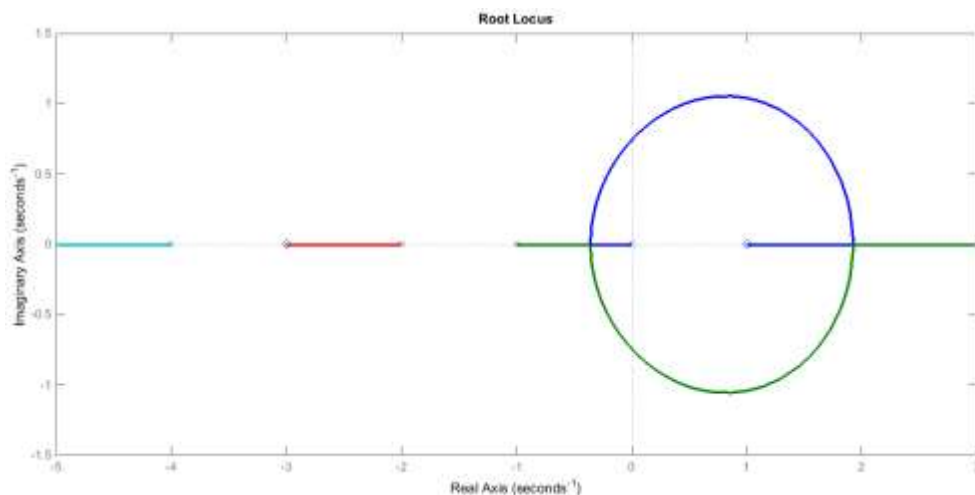
۴. پس از مشخص شدن ساختار کلی کنترل کننده می توان پارامتر بهره کنترل کننده را از طریق رسم مکان هندسی ریشه های سیستم حلقه بسته در حضور کنترل کننده به دست آورد. پارامتر بهره برای رسیدن به  $\zeta=0.7$  یا فرجهش ۵ درصد انتخاب می شود.



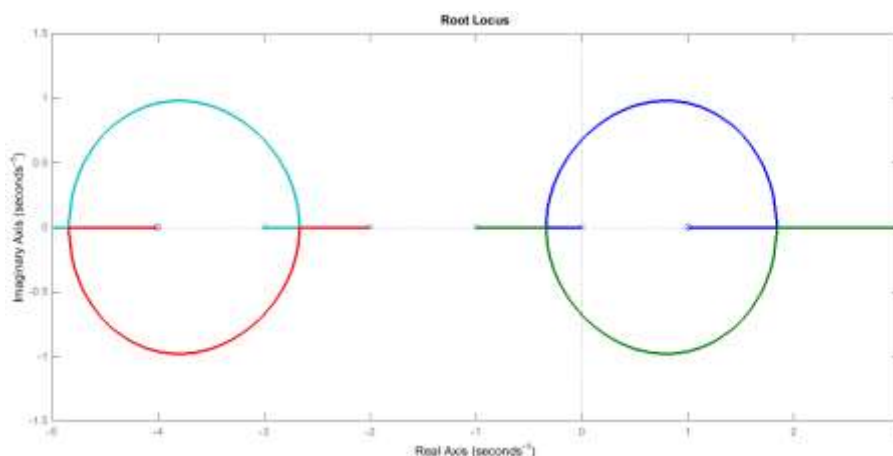
شکل شماره ۷. مکان هندسی ریشه های سیستم حلقه بسته با فرض حقیقی بودن قطب های مبدل و قرار داشتن مابین صفر و قطب کنترل کننده



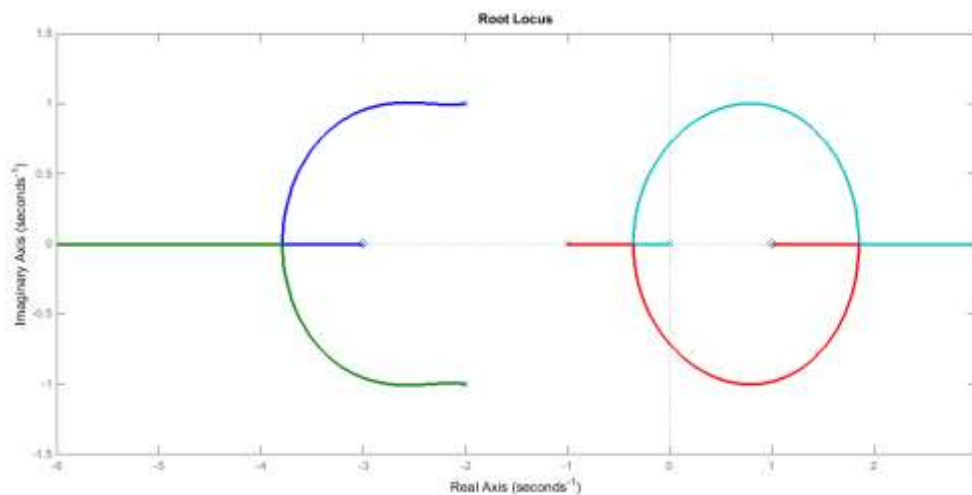
شکل شماره ۸. مکان هندسی ریشه های سیستم حلقه بسته با فرض حقیقی بودن قطب های مبدل و قرار داشتن صفر کنترل کننده در میان قطب های مبدل



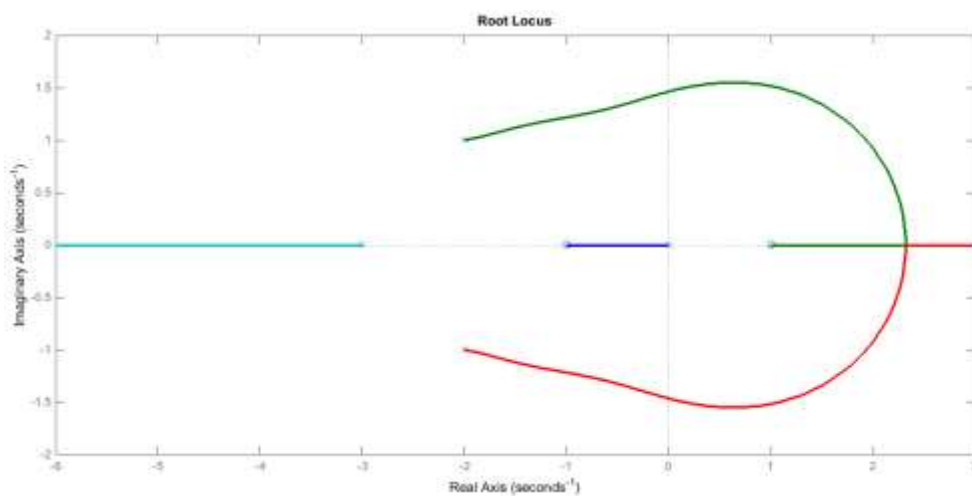
شکل شماره ۹. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض حقیقی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن قطب کنترل کننده پیش از قطب‌های مبدل و صفر کنترل کننده در میان قطب‌های مبدل



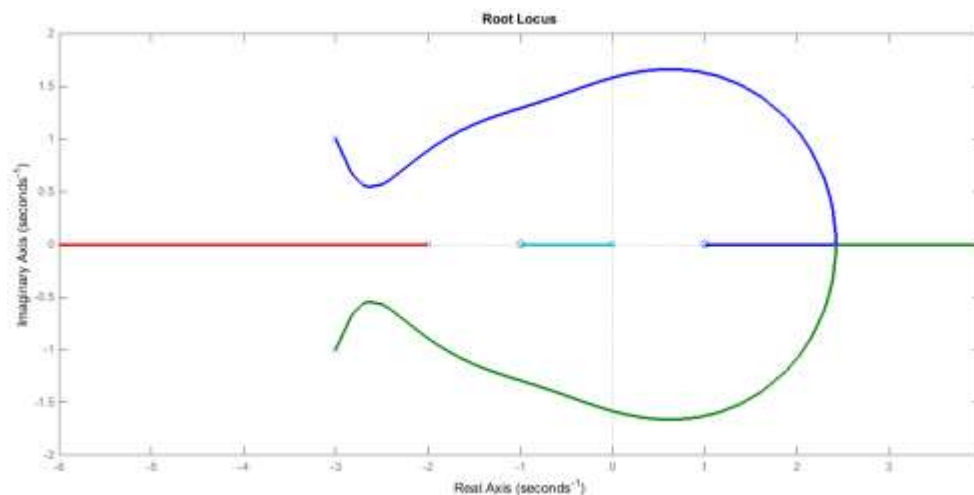
شکل شماره ۱۰. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض حقیقی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن قطب کنترل کننده پیش از قطب‌های مبدل و صفر کنترل کننده پس از قطب‌های مبدل



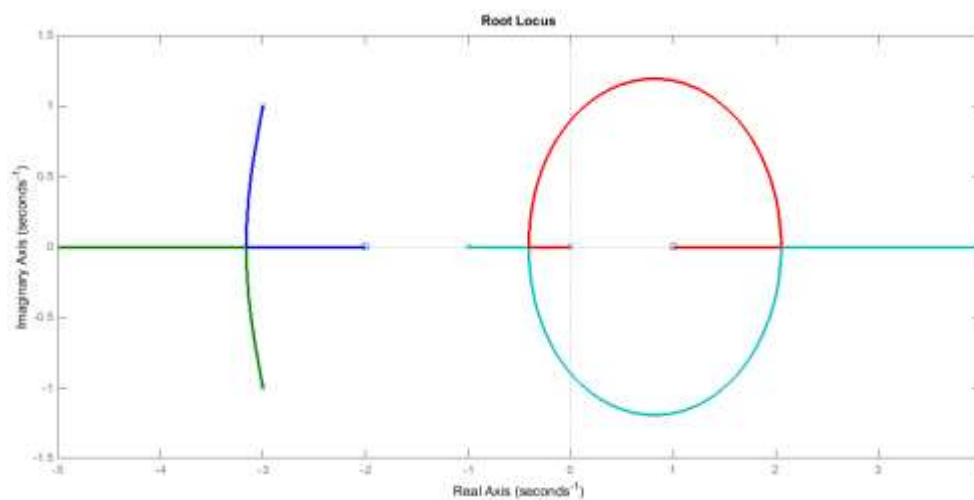
شکل شماره ۱۱. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض مختلط بودن قطب‌های مبدل و قرار داشتن مابین قطب و صفر کنترل کننده



شکل شماره ۱۲. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض مختلط بودن قطب‌های مبدل و قرار داشتن مابین صفر و قطب کنترل کننده

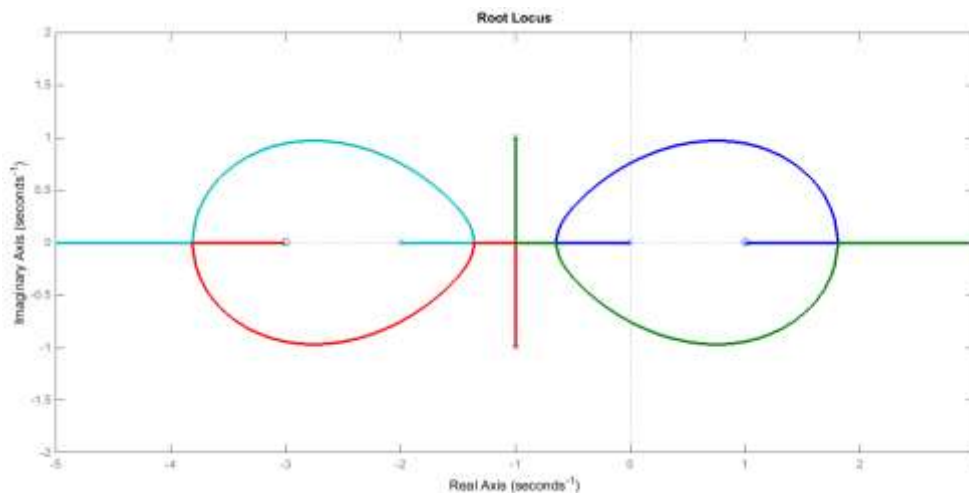


شکل شماره ۱۳. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن قطب‌های مبدل پس از صفر و قطب کنترل کننده

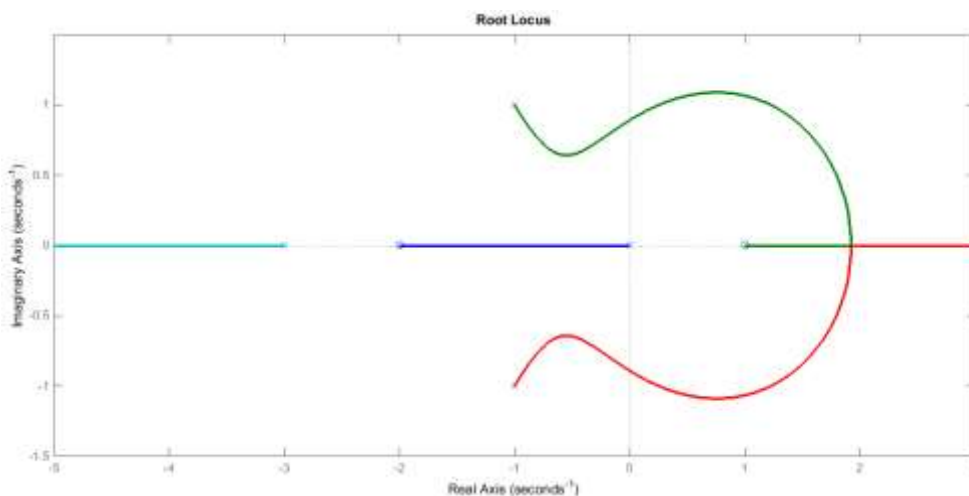


شکل شماره ۱۴. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن قطب‌های مبدل پس از قطب و صفر کنترل کننده





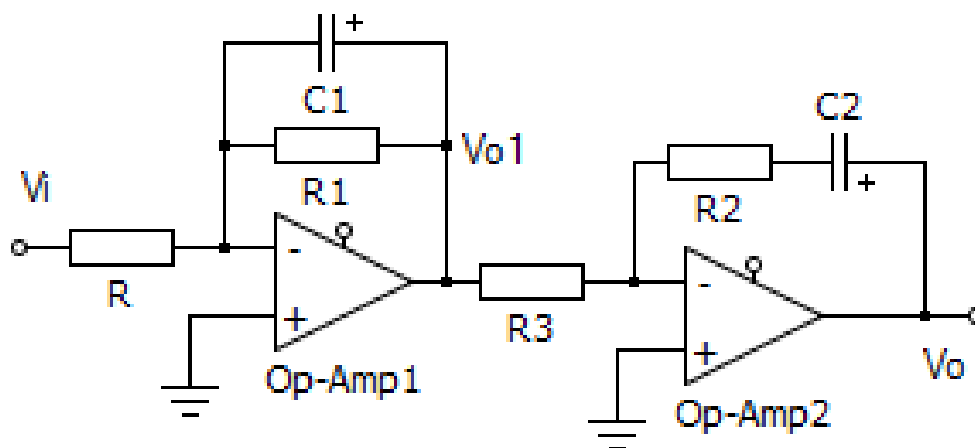
شکل شماره ۱۵. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن پیش از قطب و صفر کنترل کننده



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

### ۵. 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 شماره ۱۷. مدار الکترونیکی کنترل کننده طرح شده

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

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

بنابراین:

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

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

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

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

$$k = \frac{R_2}{RR_3C_1} = \frac{R_1R_2p}{R_3R} \quad (29)$$

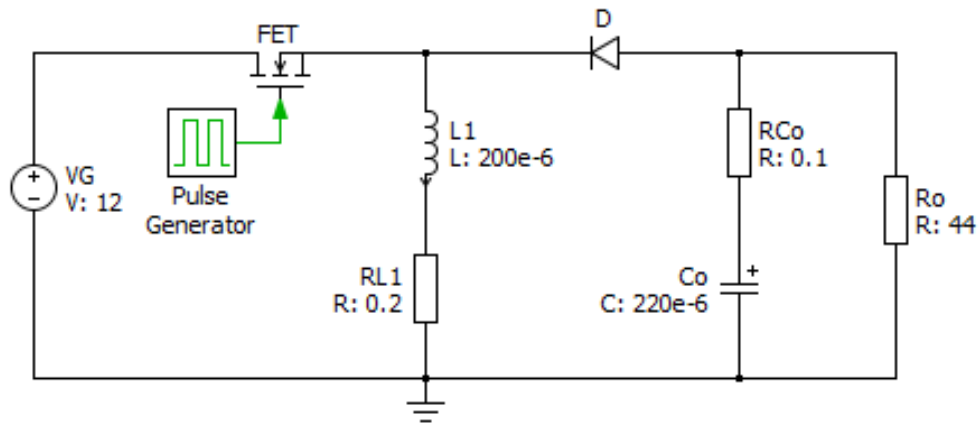
با انتخاب مقادیر اولیه دلخواه برای  $C_1$ ,  $C_2$ , و  $R$  می‌توان با معلوم‌بودن ساختار کنترل‌کننده  $(p, z, k)$  مشخص از معادله (27) مقاومت  $R_1$  از معادله (28) مقاومت  $R_2$  و از معادله (29) مقدار مقاومت  $R_3$  را به دست آوردیم.

### 6. طراحی و پیاده‌سازی کنترل‌کننده برای یک نمونه مبدل کاهنده - افزایشنده واقعی

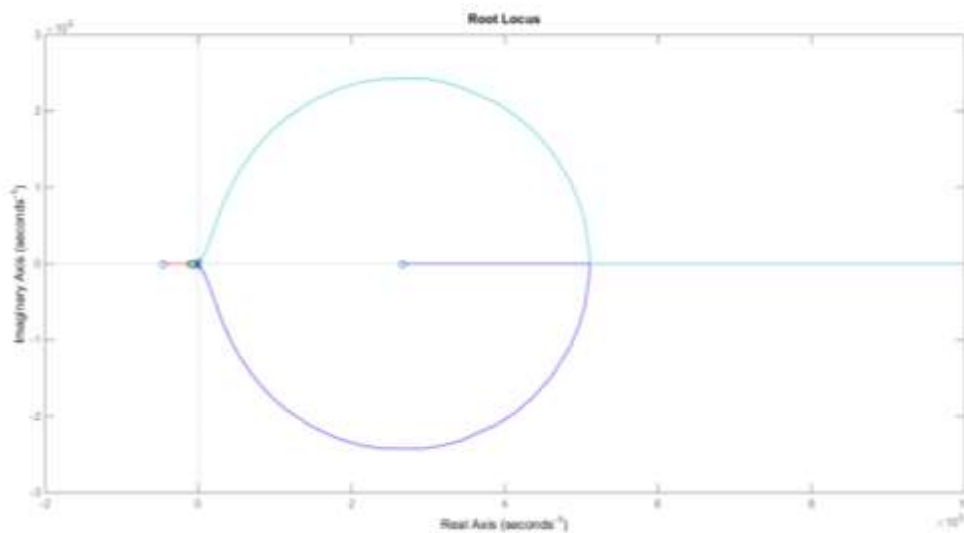
شکل شماره 18 مبدل کاهنده - افزایشنده‌ای را در حالت جریان پیوسته نشان می‌دهد که برای تبدیل ولتاژ ورودی  $12V$  باتری ماشین به ولتاژ  $19V$  مورد نیاز لپ‌تاپ استفاده شده است. مشخصات مدار  $V_G = 12V$ ,  $V_o = 19V$ ,  $C = 22\mu F$ ,  $L = 200\mu H$ ,  $f = 220\text{ KHz}$ , مقاومت‌های پارازیتی دیود، ماسفت خازن  $r_d = r_m = r_c = 0.1\Omega$ , مقاومت پارازیتی دیود  $r_L = 0.2\Omega$ , افت ولتاژ دیود  $V_D = 0.71V$  و افت ولتاژ ماسفت  $V_M = 0.075V$  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 - افزایشنده و معادلات (12 تا 19) رگولاتور دو قطب مختلط در مکان‌های  $-959.1 \pm j2879.6$  دارد که در فاصله  $959.1$  تا محور  $j\omega$  قرار دارند. از آنجاکه قطب‌های مبدل مختلط‌اند، حداقل و حداکثر فاصله‌شان از محور موهومی یکسان است؛ از این رو اندازه قطب کنترل‌کننده  $(p)$  را  $0.9$  این فاصله یعنی  $863$  و اندازه صفر  $(z)$  آن را ده برابر یا  $9590$  انتخاب می‌کنیم. به عبارت دیگر ساختار کلی کنترل‌کننده طرح‌شده به صورت معادله (30) خواهد بود که تعیین ضریب بهره  $(k)$  آن بر اساس مکان هندسی ریشه‌های تابع تبدیل حلقه‌بسته از خروجی  $V_o$  تا ورودی کنترل  $d$  صورت می‌گیرد. مکان هندسی این تابع بر اساس مدل کامل مبدل کاهنده - افزایشنده رسم شده است و زوم‌شده‌اش در مجاورت مبدأ، به ترتیب در شکل‌های 19 و 20 مشاهده می‌شود. با توجه به شکل شماره 20 برای داشتن فراجهدش  $1/51$  درصد، ضریب تضعیف  $0.8$  و فرکانس نوسان طبیعی  $540$  رادیان بر ثانیه مقدار بهره برابر  $10/1$  انتخاب شده است.

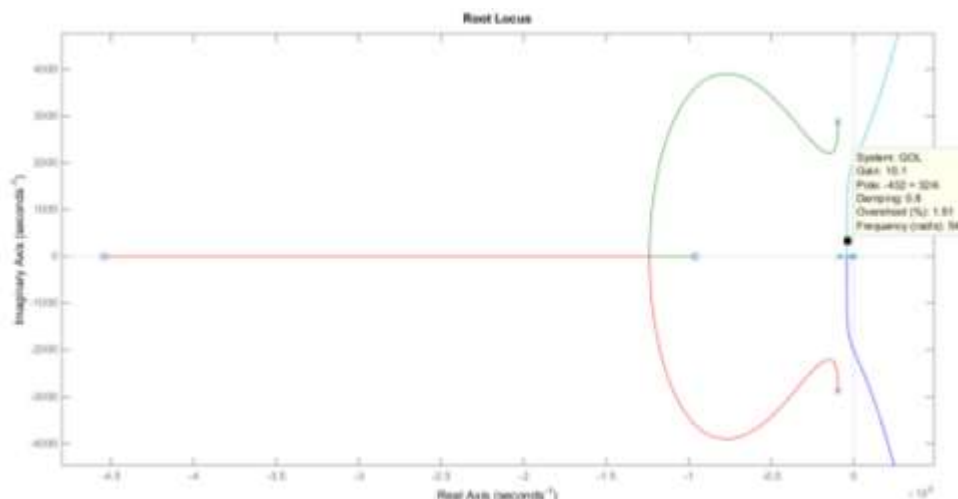
$$K(s) = \frac{k(s + 9590)}{s(s + 863)} \quad (30)$$



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



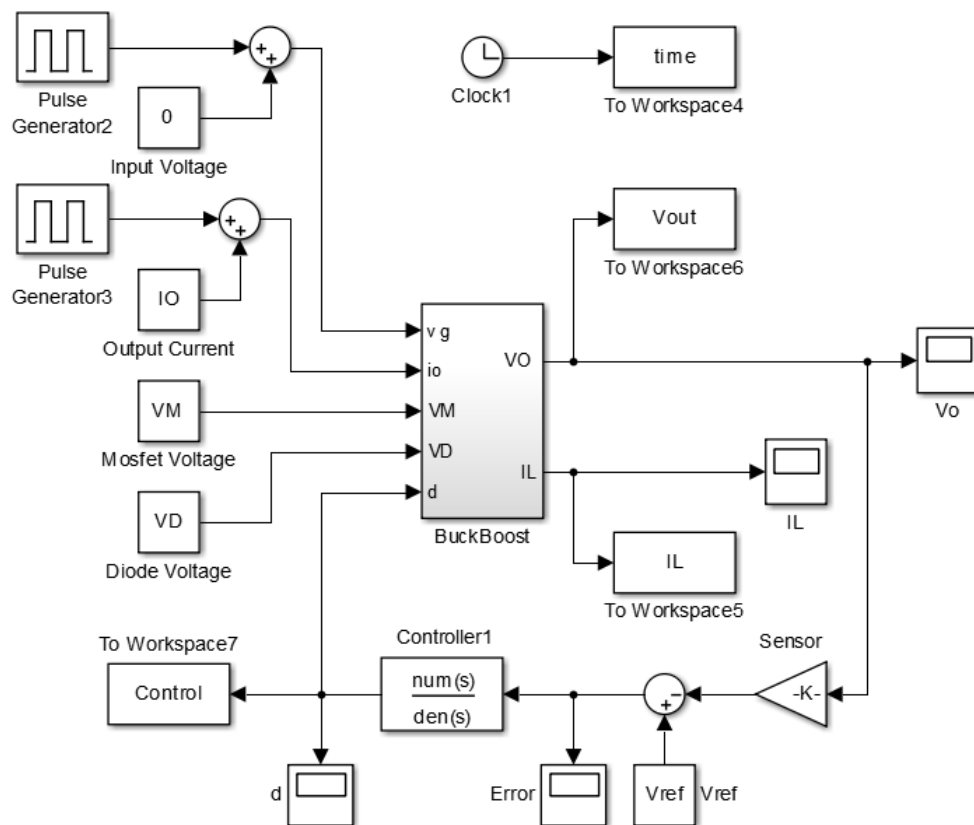
شکل شماره ۱۹. مکان هندسی ریشه‌های معادله مشخصه حلقه‌بسته مبدل کاهنده - افزایشده بر اساس معادلات کامل رگولاتور و کنترل کننده معادله ۳۰



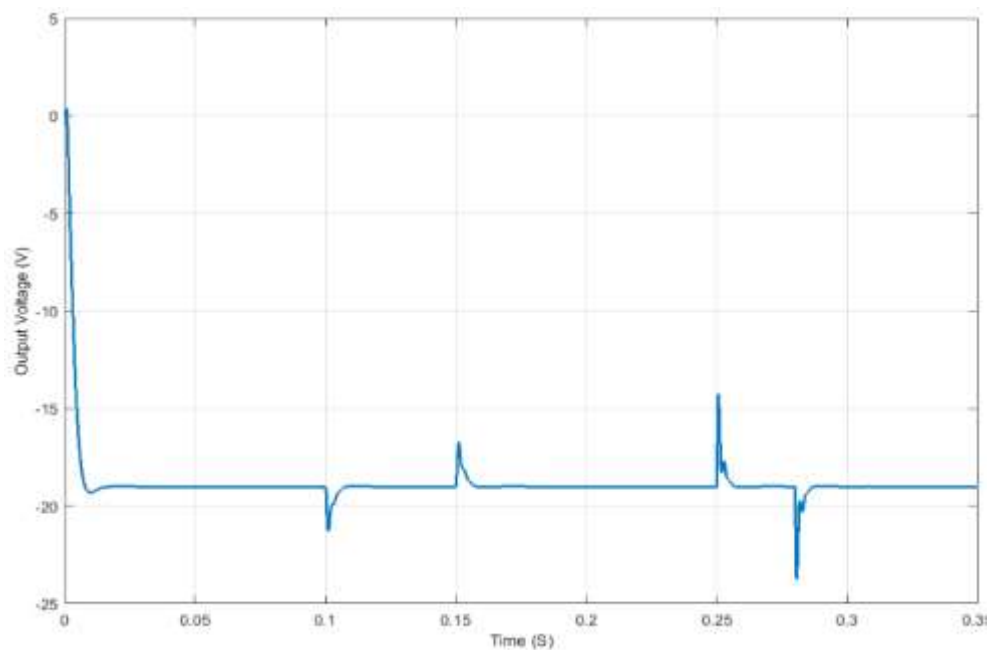
شکل شماره ۲۰. مکان هندسی ریشه‌های معادله مشخصه حلقه‌بسته در مجاورت محور موهومی

#### ۷. شبیه‌سازی مبدل کاهنده - افزایش

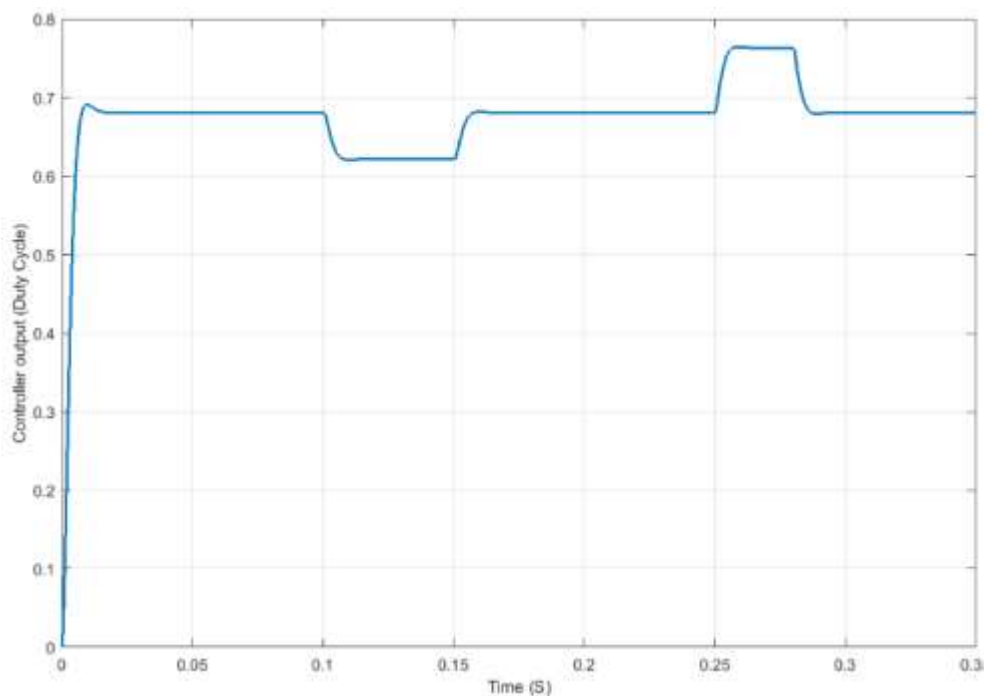
بر اساس مدل کامل ارائه‌شده برای مبدل و کنترل‌کننده طرح شده و نیز مدارهای الکترونیکی آن‌ها در شبیه‌سازی فرض شده است که یک افزایش و کاهش ناگهانی ۳ ولتی در ولتاژ ورودی مبدل ( $V_G$ ) به ترتیب در زمان‌های  $250\text{ms}$  و  $280\text{ms}$  صورت می‌پذیرد. هدف آن است که کنترل‌کننده بتواند هرچه سریع‌تر و با حداقل فراجهدش و نوسان، ولتاژ خروجی را روی مقدار مورد نظر  $197$  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.



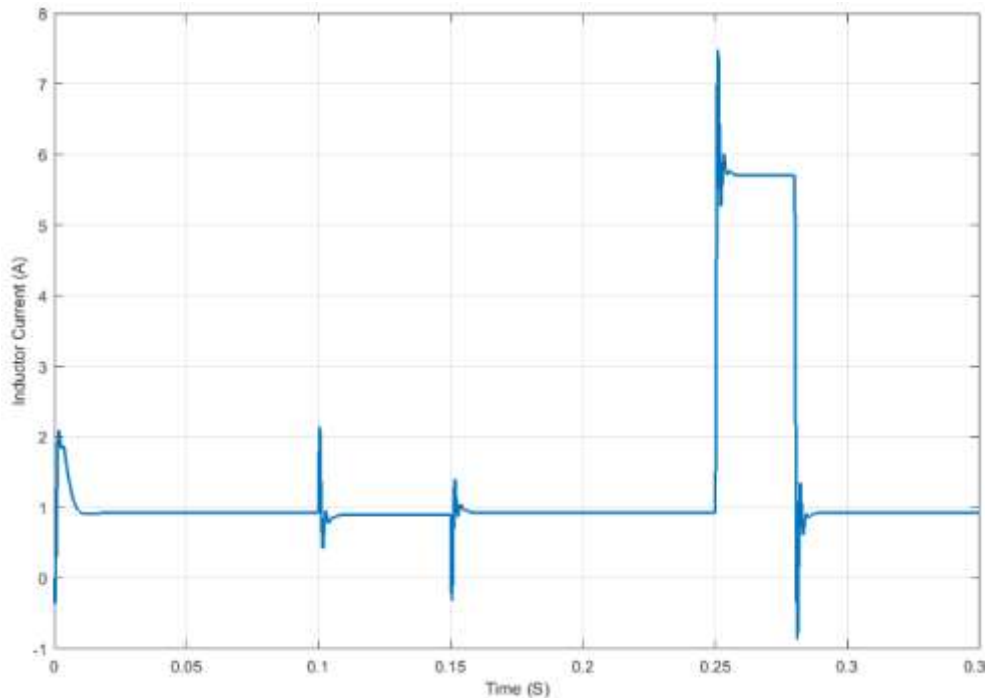
شکل شماره ۲۱. مدل سیستم حلقه بسته مبدل کاهنده - افزایشنده به همراه کنترل کننده طرح شده در محیط سیمولینک نرم افزار متلب



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



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

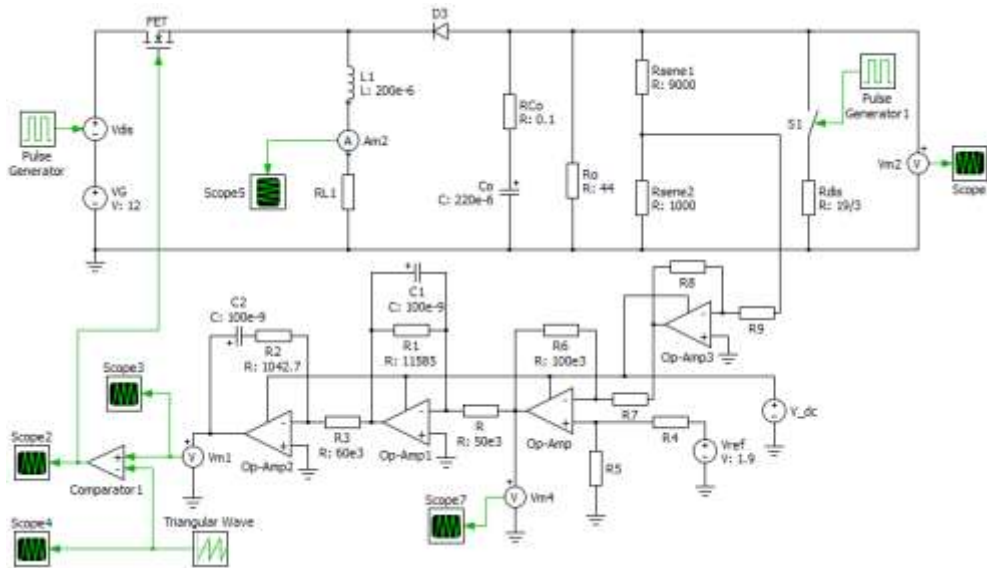


شکل شماره ۲۴. تغییرات جریان سلف مبدل کاهنده - افزاینده در محیط سیمولینک نرم افزار متلب

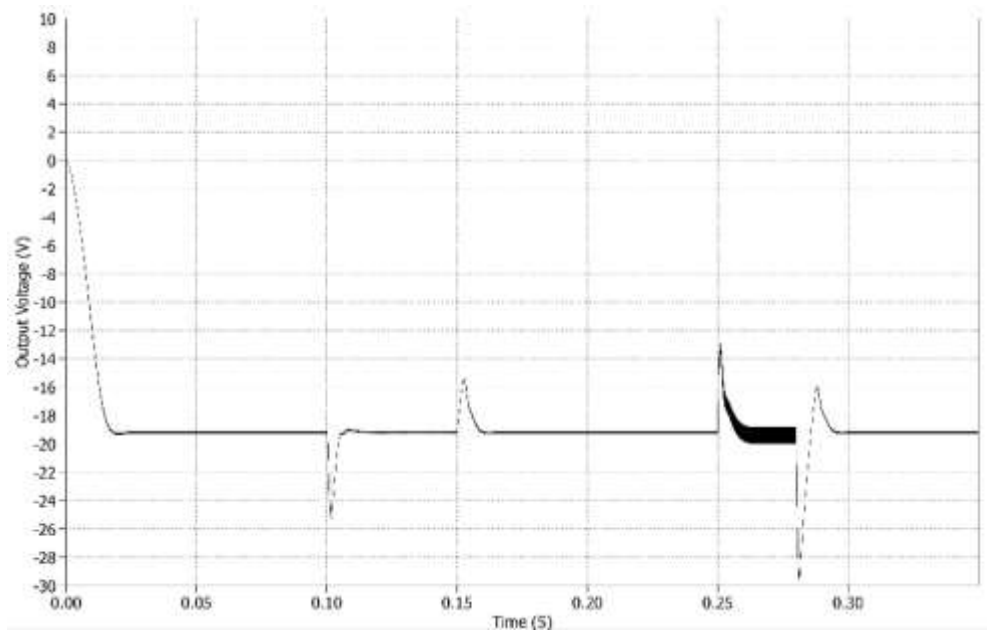
همچنین برای بررسی میزان دقت مدار الکترونیکی واقعی سیستم، مبدل کاهنده - افزاینده به همراه کنترل کننده الکترونیکی طرح شده مطابق شکل شماره ۲۵ در نرم افزار PLECS شبیه سازی شده اند. سناریوی تعریف شده برای بررسی عملکرد رگولاتور، شبیه نرم افزار متلب است. شکل های ۲۶ تا ۲۸ به ترتیب نشان دهنده تغییرات ولتاژ خروجی مبدل، میزان تغییرات چرخه کاری مدار (خروجی الکترونیکی کنترل کننده) و نیز تغییرات جریان سلف در نرم افزار PLECS است. همان گونه که مشاهده می شود، جز حرکت گذاری اولیه دو شبیه سازی، ساختار کلی نتایج دو شبیه سازی مشابه یکدیگر بوده و خروجی روی ۱۹۷ تنظیم شده است.

گفتنی است تغییرات فرض شده برای ولتاژ ورودی  $3/12 = 25\%$  و برای جریان بار حدود  $3/44 = 70\%$  هستند. این تغییرات بسیار زیاد در نظر گرفته شده اند تا عملکرد مناسب کنترل کننده طرح شده نشان داده شود.

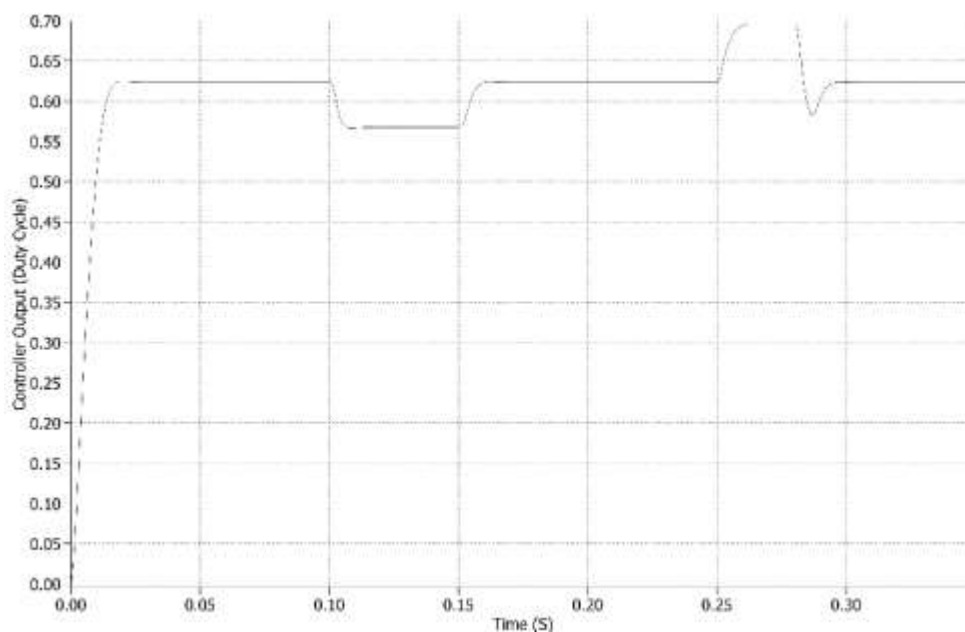




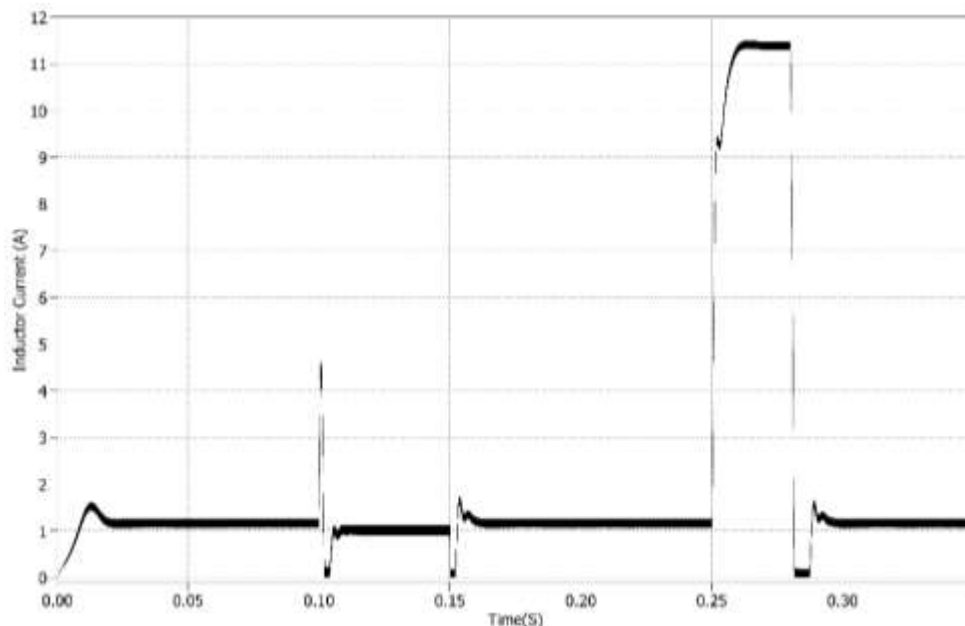
شکل شماره ۲۵. تغییرات ولتاژ خروجی مبدل کاهنده - افزایشده در نرم افزار PLECS



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



شکل شماره ۲۷. میزان تغییرات چرخه کاری (خروجی الکترونیکی کنترل کننده) در نرم افزار PLECS



شکل شماره ۲۸. تغییرات جریان سلف مبدل کاهنده - افزایشنده در نرم افزار PLECS

## ۸. نتیجه‌گیری

در این مقاله، ابتدا مدل کامل فضای حالت مبدل DC به DC کاهنده - افزاینده ایزوله‌نشده 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 کنترل‌کننده‌ای برای پایدارسازی ولتاژ خروجی مبدل طراحی و مدار الکترونیکی آن به کمک تقویت‌کننده‌های عملیاتی پیاده‌سازی شد. سرانجام برای یک مبدل ولتاژ ۱۲VCD به ۱۹V بر اساس روش ارائه‌شده و مدل کامل مبدل، کنترل‌کننده‌ای مشخص به همراه مدار الکترونیکی‌اش طرح شد که تنظیم ولتاژ خروجی مبدل را تضمین کند. در انتها برای نشان‌دادن درستی عملکرد کنترل‌کننده، مدل سیستم حلقه‌بسته در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب و مدار الکترونیکی مبدل و کنترل‌کننده در نرم‌افزار PLECS و در پاسخ به تغییرات ولتاژ ورودی و جریان بار شبیه‌سازی شدند. نتایج شبیه‌سازی دو نرم‌افزار به مقدار زیاد مشابه یکدیگر و نشان‌دهنده درستی عملکرد کنترل‌کننده بود.

1. Mohan, N.; Undeland, T. N.; Robbins, W. P. (2003), *Power Electronics, Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons, pp. 161.
2. Erickson, R. (2008), "DC-DC Converter," Article in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*.
3. Utkin, V. I. (1993), "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, Vol. 40, pp. 23-36.
4. Su, J. H.; Chen, J. J.; & Wu, D. S. (2002), "Learning Feedback Controller Design of Switching Converters via MATLAB/SIMULINK," *IEEE Trans, on Education*, Vol. 45, pp. 307-315.
5. Li, P. & Lehman, B. (2004), "A Design Method for Paralleling Current Mode Controlled DC-DC Converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 19, pp. 748-756.
6. Ridley, R. B. (1991), "A New Continuous-Time Model for Current Mode Control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 6, No. 2, pp. 71-280.
7. Middlebrook, R. D. & Cuk. R. S. (1976), "A General unified Approach to Modeling switching converter power stages", *IEEE PESC*, pp. 18-34.
8. Basso, C. P. (2001), "Switch-mode power supply spice cookbook", *Mc Graw-Hill*, ISBN0-07-137509-0.
9. Naim, R.; Weiss, G.; Ben-Yaakov, S. (1997), "H<sup>∞</sup> Control Applied to Boost Power Converters," *IEEE Trans, on Power Electronics*, Vol. 12, No. 4, pp. 677-683.
10. Vorperian, V. (1990), "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch, Parts I (CCM) and II (DCM)", *Trans, on Aerospace and Electronics systems*, Vol. 26, No. 3.
11. Vorperian, V. (2004), *Fast analytical techniques for Electrical and Electronics*, Cambridge University Press, ISBN 0-521-62442-8.
12. Ivan, C. M.; Lascu, D.; Popescu, V. (2006), "A New Averaged Switch Model Including Conduction Losses PWM Converters Operating in Discontinuous Inductor Current Mode," *SER. EIEC ENER*G, Vol. 19, No. 2, pp 219-230.
13. Modabbernia, M. R.; Sahab, A. R.; Mirzaee, M. T.; Ghorbany, K. (2012), "The state space average model of boost switching regulator including all of the system uncertainties," *Advanced Materials Research*, Vol. 403, pp. 3476-3483.
14. Salimi, M.; Soltani, J.; Zaki-pour, A.; Abjadi, A. R. (20015), "Hyper-plane sliding mode control of the DC-DC buck/boost converter in continuous and discontinuous conduction modes of operation," *IET Power Electronics*, Vol. 8, No. 8, pp. 1473-1482.
۱۵. صبری، م. (۱۳۹۶)، «پایدارسازی و کنترل سیستم قدرت با استفاده از الگوریتم‌های فراابتکاری»، *دوفصلنامه علمی کارافن*، شماره ۴۲، صص ۳۳-۵۵.
۱۶. مدبرنیا، م.؛ توکلی، ع. (۱۳۹۶)، «به‌کارگیری نرم افزار PSpice در بررسی عملکرد مدارهای فرمان تریستور»، *دوفصلنامه علمی کارافن*، شماره ۴۲، صص ۱۴۱-۱۲۳.
17. Restrepo, C.; Konjedic, T.; Calvente, J.; Giral, R. (2015), "Hysteretic transition method for avoiding the dead-zone effect and subharmonics in a non-inverting buck-boost converter," *IEEE Trans, on Power Electronics*, Vol. 30, No. 6, pp. 3418-3430.