

ارائه شیوه جدیدی برای مدلسازی مبدل C_{uk} بر مبنای گراف سیگنال جریان و کنترل آن به روش مقاوم از نوع حساسیت ترکیبی

لیلا محمدیان^۱، ابراهیم بابائی^{۲*}، محمدباقر بناء شریفیان^۳

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ۱۳۹۳/۰۹/۰۸	در این مقاله شیوه جدیدی بر مبنای گراف سیگنال جریان برای مدلسازی مبدل C_{uk} ارائه شده و در کنار آن روش مرسوم گراف سیگنال جریان نیز بر روی مبدل C_{uk} پیاده شده است. روش پیشنهادی فرآیند بسیار ساده‌تری در مقایسه با سایر روش‌های مدلسازی و هم چنین روش مرسوم گراف سیگنال جریان داشته و از گراف به دست آمده می‌توان سه مدل سیگنال کوچک، سیگنال بزرگ و حالت ماندگار مبدل را استخراج نمود. بعد از به دست آوردن گراف مبدل می‌توان تابع تبدیل هر متغیری در مدار را نسبت به متغیر دلخواه دیگر و بدون افزودن بار محاسباتی بیش‌تر به دست آورد. بعد از انجام مدلسازی، مساله طراحی یک سیستم کنترلی برای مبدل C_{uk} مورد بحث قرار گرفته است. در فرآیند پیشنهادی از یک روش کنترل مقاوم برای طراحی سیستم کنترلی استفاده شده است. با وجود اینکه مدار مبدل ذاتاً غیرخطی می‌باشد، نشان داده می‌شود که این مساله در طراحی کنترل کننده تأثیر نداشته و کنترل کننده‌های خطی با پارامترهای تنظیم شده به روش مقاوم و از نوع حساسیت ترکیبی امکان کنترل مبدل را فراهم می‌آورند.
پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۲/۰۵	
واژگان کلیدی: حساسیت ترکیبی، کنترل بر مبنای مدل، کنترل کننده مقاوم، گراف سیگنال جریان، مبدل C_{uk} .	

۱- مقدمه

مبدل‌های الکترونیک قدرت ترکیبی از المان‌های با رفتار پیوسته و کلیدها می‌باشند که المان‌های پیوسته منجر به تولید دینامیک پیوسته و کلیدها نیز عامل ایجاد دینامیک گسسته می‌باشند. مبدل‌های $dc-dc$ دسته‌ای از مبدل‌های الکترونیک قدرت هستند که به دلیل داشتن مزایایی مانند وزن سبک، حجم کم و قابلیت اطمینان بالا به صورت گسترده‌ای در کاربردهای مختلف مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱]. مبدل C_{uk} ساختاری مشابه مبدل کاهنده-افزاینده داشته و می‌تواند ولتاژ خروجی بزرگ‌تر یا کوچک‌تر از ولتاژ ورودی بدهد، اما در این مبدل پلاریته ولتاژ خروجی، مخالف ولتاژ ورودی می‌باشد [۲].

عموماً برای دستیابی به یک کنترل کننده کارآمد برای یک

مبدل، مدل مناسبی از مبدل مورد نیاز است [۳]. برای دست یافتن به پاسخ فرکانسی و طراحی کنترل کننده یا جبران‌ساز، استفاده از یک روش مدلسازی اجتناب ناپذیر است. مدل شرح می‌دهد که اعمال کنترلی و اغتشاشات چگونه بر رفتار سیستم تأثیر می‌گذارند. در کارهای پیشین مدل‌های مختلفی برای مبدل‌های $dc-dc$ ارائه گردیده‌اند. با توجه به اینکه مبدل‌های الکترونیک قدرت شامل مولفه‌های غیر خطی مانند کلید و دیود می‌باشند، مدلسازی آن‌ها نیازمند خطی‌سازی خواهد بود. بنابراین به کارگیری روش‌های متوسط‌گیری و خطی‌سازی اهمیت و جایگاه ویژه‌ای در مدلسازی دارند. بعد از خطی‌سازی، مدل داخلی سیستم قابل استخراج می‌باشد. بنابراین بررسی و تحلیل پاسخ فرکانسی امکان‌پذیر خواهد بود [۴-۶].

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: e-babaei@tabrizu.ac.ir

۱. دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز

۲. استاد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز

۳. استاد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز

دیدگاه پایداری مورد ارزیابی و تحلیل قرار گرفته‌اند. با استفاده از روش مدلسازی پیشنهادی و به کمک فرمول بهره میسون هر تابع تبدیل دلخواه از سیستم به منظور بررسی و مطالعه بیشتر قابل استخراج است و می‌توان کنترل کننده مناسب برای سیستم را بر مبنای مدل به دست آمده طراحی نمود. شیوه جدید پیشنهادی در این مقاله نمایش ریاضیاتی و گرافیکی بسیار ساده‌ای از سیستم را بر مبنای گراف سیگنال جریان مبدل ارائه می‌دهد. این روش یک مزیت بسیار مهم دارد که آن نیز سادگی روش محاسباتی، بار محاسباتی کم‌تر و نیز توانایی دستیابی به توابع تبدیل هر دو متغیر دلخواه از سیستم جهت طراحی کنترل کننده برای متغیر معین می‌باشد. به علاوه، با استفاده از روش گرافیکی پیشنهادی همه مدل‌های مطلوب سیستم (مدل سیگنال کوچک، سیگنال بزرگ و حالت ماندگار) قابل استخراج بوده و به کمک آن‌ها می‌توان رفتار غیرخطی و دینامیکی مبدل‌های قابل کلیدزنی را مطالعه نمود.

تاکنون روش‌های کنترلی مختلفی برای کنترل بازه زمانی عملکرد کلید مبدل جهت دستیابی به ولتاژ خروجی مطلوب پیشنهاد شده‌اند. طراحی بیشتر تر کنترل کننده‌ها مبتنی بر خطی‌سازی سیگنال کوچک بوده و کنترل کننده‌های PI و PID خطی معمولاً بر اساس روش‌های تحلیل فرکانسی استاندارد و مبتنی بر مدل سیگنال کوچک مبدل و نیز با استفاده از تئوری‌های کنترل خطی مانند روش‌های زیگلر-نیکولز، مکان‌هندسی ریشه‌ها، هیستریزیس، دیاگرام بود و... طراحی می‌شوند. اگرچه روش‌های کنترلی مبتنی بر مدل سیگنال کوچک مبدل کارایی خوبی حول نقطه کار دارند اما با تغییر نقطه کار، مدل به دست آمده هم تغییر می‌کند و کنترل کننده کارایی چندانی نخواهد داشت. قطب‌ها، صفر سمت راست و دامنه پاسخ فرکانسی همه وابسته به بازه زمانی عملکرد مبدل می‌باشند، لذا کنترل کننده PID در مواجهه با این تغییرات حول نقطه کار، انعطاف‌پذیری لازم را نداشته و در برابر تغییرات زیاد بار، عملکرد ضعیفی از خود به نمایش خواهد گذاشت. بسیاری دیگر از روش‌های کنترلی نیاز به اطلاعات اولیه از مدل سیستم کنترل شونده و پاسخ گذرای سیستم دارند و در صورت تغییر دینامیک سیستم پاسخ مناسبی نخواهند داد. روش‌های کنترل غیر خطی مانند روش منطق فازی و روش Sliding mode می‌توانند پاسخ‌های استاتیکی و دینامیکی

مدلسازی مبدل‌های dc-dc با استفاده از روش‌های خطی‌سازی سیگنال کوچک و متوسط‌گیری باعث شکل‌گیری معادلات پیچیده‌ای می‌گردد که حل این معادلات برای مبدل‌های پایه چندان مشکل نیست اما برای مبدل‌های مرتبه بالاتر حل این معادلات به مراتب سخت‌تر خواهد گردید.

در مرجع [۷] نویسندگان مدل‌های خطی متوسط و غیرخطی را برای مبدل‌های dc-dc پیشنهاد نموده‌اند که فرآیند مدلسازی نسبتاً پیچیده‌ای دارند. در مرجع [۸-۹] برای استخراج یک مدل ریاضیاتی برای مبدل dc-dc و مطالعه حالات گذرای آن ترکیبی از تبدیلات لاپلاس و Z به کار گرفته شده است که در آن نیز فرآیند مدلسازی به شیوه پیشنهادی با معادلات ریاضی فراوانی درگیر است که حل این معادلات نسبتاً پیچیده و زمان بر است.

معادلات مداری توصیف کننده مبدل‌های الکترونیک قدرت از جمله مبدل مذکور ساختاری غیرخطی دارند. تحلیل مبدل و طراحی کنترل کننده بر مبنای معادلات غیرخطی دشوار است. اگرچه مبدل دارای کلید، یک سیستم غیرخطی می‌باشد ولی می‌توان آن را به دو مدار خطی در حالت کلید روشن و حالت کلید خاموش تجزیه نمود. این دو مدار خطی را می‌توان به وسیله گراف سیگنال جریان نشان داد. گراف سیگنال جریان کل مبدل را نیز می‌توان از ترکیب دو زیرگراف مدار حالت روشن و مدار حالت خاموش و از طریق شاخه‌های کلیدزنی به دست آورد. شاخه‌های کلیدزنی تنها اجزای غیرخطی مبدل‌ها می‌باشند. بنابراین کار مدلسازی به شاخه‌های کلیدزنی محدود می‌گردد [۱۰-۱۶].

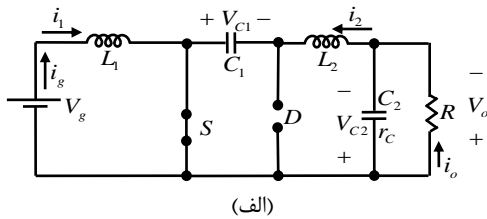
در [۱۷-۱۸] از روش مدلسازی گراف سیگنال جریان مرسوم به ترتیب برای مدلسازی رفتار غیرخطی مبدل C_{uk} و نیز مدل نمودن مبدل‌های PWM شامل سلف‌های تزویج استفاده شده است.

در [۱۹] مبدل C_{uk} با شیوه مدلسازی معادلات فضای حالت مدل شده و سپس جهت استفاده در سیستم‌های خورشیدی به روش کنترل بهینه کنترل شده است.

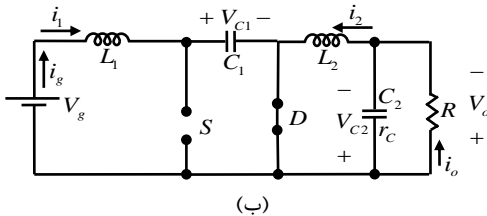
در این مقاله شیوه جدیدی از روش مدلسازی مبتنی بر گراف سیگنال جریان برای مدلسازی مبدل C_{uk} پیشنهاد گردیده و در کنار آن، مدل ارائه شده در مراجع که مبتنی بر روش گراف سیگنال جریان بوده نیز بر روی مبدل مذکور پیاده شده است. سپس مدل به دست آمده برای مبدل از

خواهد نمود. از آنجایی که خازن، انتقال انرژی را انجام می‌دهد جریان ریپل خازن C_1 نیز زیاد خواهد بود. لذا مبدل به یک خازن و سلف اضافی نیز نیاز دارد. مدار مبدل شامل منبع ولتاژ dc ورودی (V_g)، سلف ورودی (L_1)، کلید قابل کنترل (S)، خازن انتقال انرژی (C_1)، دیود (D)، سلف فیلتر (L_2)، خازن فیلتر (C_2) و مقاومت بار (R) می‌باشد.

یک مزیت بسیار مهم این ساختار داشتن جریان پیوسته در هر دو سر ورودی و خروجی مبدل بوده و ایراد آن تعداد زیاد قطعات راکتیو و نیز استرس جریان زیاد روی کلید، دیود و خازن C_1 می‌باشد. در شکل (۱) زمانی که کلید روشن است دیود خاموش بوده و خازن C_1 توسط جریان سلف L_2 دشارژ می‌شود. زمانی که کلید در حالت خاموش قرار دارد، دیود جریان سلف‌های L_1 و L_2 را هدایت می‌کند، در حالی که خازن C_1 توسط جریان سلف L_1 شارژ می‌شود.

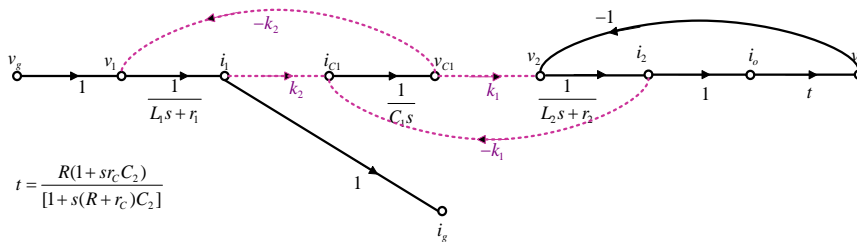


(الف)



(ب)

شکل ۲: مدهای کاری مبدل؛ (الف) کلید S روشن و دیود D خاموش (ب) کلید S خاموش و دیود D روشن

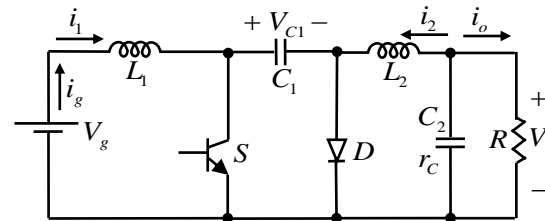


شکل ۳: مدل گراف سیگنال جریان مبدل C_{uk}

بهتری تولید نمایند. در این مقاله، یک روش کنترل مقاوم برای مبدل C_{uk} طراحی شده و رابطه انتخاب توابع وزن برای H_∞ نیز شرح داده می‌شود. در نهایت جهت بررسی صحت مدل پیشنهادی و روش کنترلی ارائه شده و کارایی آن در مدلسازی و کنترل مبدل C_{uk} ، نتایج شبیه‌سازی سیستم مورد بحث در نرم‌افزار Matlab آورده خواهد شد. در پایان نتایج حاصل از تحقیق حاضر گنجانده شده است.

۲- مدلسازی مبدل C_{uk}

مدار معادل مبدل C_{uk} در شکل زیر نشان داده شده است. این مدار عمل تبدیل dc-dc را انجام داده و می‌تواند دامنه ولتاژ خروجی را در مقایسه با ورودی افزایش یا کاهش دهد و پلاریته ورودی را نیز معکوس می‌کند.



شکل ۱: مدار قدرت معادل مبدل C_{uk}

طرز کار مبدل را می‌توان به دو حالت تقسیم کرد. حالت اول هنگامی که کلید S روشن و دیود D خاموش باشد و حالت دوم زمانی که کلید S خاموش باشد و دیود D هدایت نماید. مدارهای معادل برای حالت‌های مختلف کاری در شکل (۲) نشان داده شده‌اند. اساس کار مبدل C_{uk} انتقال انرژی توسط خازن می‌باشد، در نتیجه جریان ورودی پیوسته است. این مدار تلفات کلیدزنی کم و بازده بالایی دارد. هنگامی که کلید روشن باشد جریان سلف‌های L_1 و L_2 از کلید گذشته و کلید جریان با پیک بالا را تحمل

۳- استخراج گراف سیگنال جریان مبدل طبق

روش ارائه شده در مراجع [۱۶-۱۰]

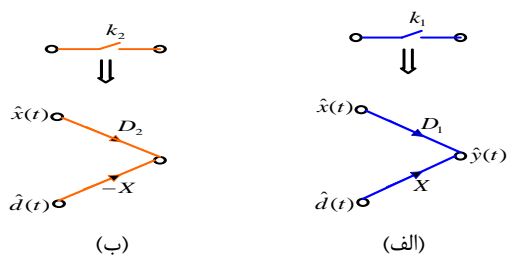
گراف سیگنال جریان پخش سیگنال‌ها از طریق شبکه را به صورت گراف نمایش می‌دهد و برای تحلیل عملکرد شبکه بسیار مفید است. برای هر مدار خطی بسته به انتخاب متغیرها و ترتیب آن‌ها، گراف‌های مختلفی را می‌توان رسم کرد. قوانین کلی زیر برای رسم گراف سیگنال جریان مبدل‌های dc-dc در نظر گرفته می‌شوند:

- (۱) معادلات مداری سیستم مورد مطالعه نوشته می‌شوند.
- (۲) گره‌ها به ترتیب سلف‌ها یا خازن‌های ظاهر شده در مدار مرتب می‌شوند.
- (۳) در مدل کردن سلف‌ها ابتدا گره ولتاژ و سپس گره جریان نمایش داده می‌شود و در مدل کردن خازن‌ها اول گره جریان و سپس گره ولتاژ قرار می‌گیرند.
- (۴) معادلات ولتاژ در حلقه‌های خاص نوشته می‌شوند.
- (۵) معادلات جریان برای شاخه‌های موازی بیان می‌شوند.

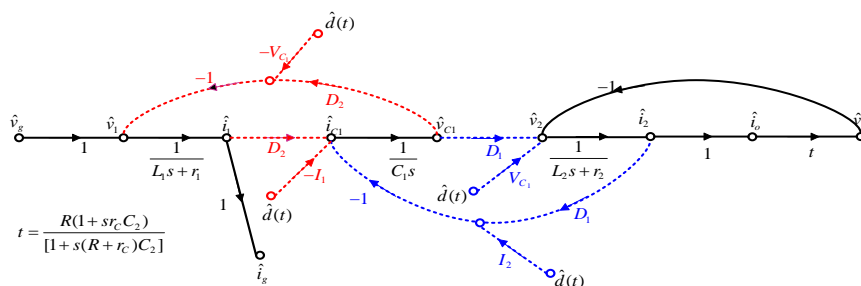
(۶) تعداد توابع عملکرد کلید (k_1, k_2, \dots, k_j) بستگی به تعداد حالات عملکرد مدار دارد.

(۷) در یک گراف، حلقه‌های بسته از شاخه‌های سلفی و خازنی تشکیل می‌شوند. قوانین بالا برای همه مبدل‌های dc-dc با خروجی مثبت یا منفی قابل اعمال است.

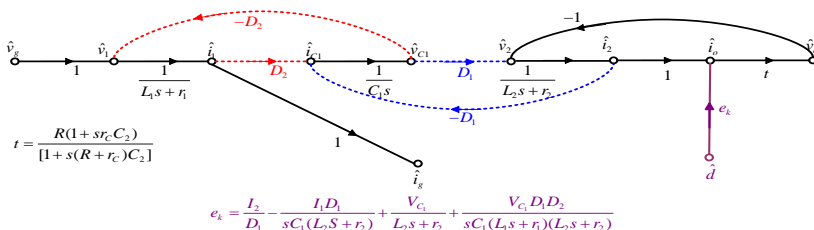
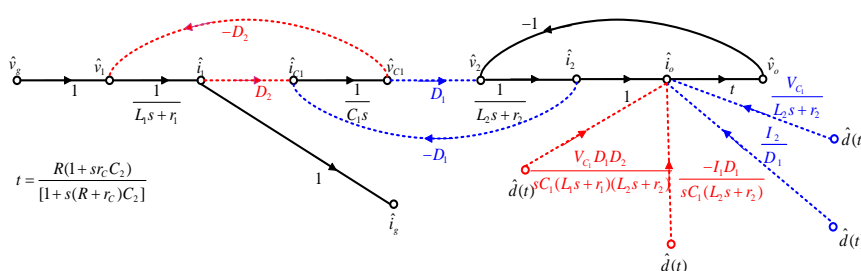
با استفاده از قوانین ذکر شده، گراف سیگنال جریان مبدل C_{uk} به صورت شکل (۳) رسم می‌شود.



شکل ۴: (الف) مدل سیگنال کوچک شاخه k_1 ؛ (ب) مدل سیگنال کوچک شاخه k_2



شکل ۵: مدل گراف جریان سیگنال کوچک مبدل C_{uk}



شکل ۶: فرآیند ساده سازی مدل گراف جریان سیگنال کوچک مبدل C_{uk}

که در آن Lo_{mr} بهره حاصل ضرب ترکیبات m تایی ممکن از r حلقه مجزا می‌باشد. در خصوص مبدل C_{uk} روابط به صورت زیر می‌باشند:

$$\Delta = 1 - (Lo_1 + Lo_2 + Lo_3) + Lo_1Lo_3 \quad (3)$$

با در نظر گرفتن روابط فوق معادله مشخصه به صورت معادله (۴) به دست می‌آید.

$$\Delta = 1 + \frac{d_2^2}{sC_1(sL_1 + r_1)} + \frac{d_1^2}{sC_1(sL_2 + r_2)} + \frac{t}{sL_2 + r_2} + \frac{td_2^2}{sC_1(sL_1 + r_1)(sL_2 + r_2)} \quad (4)$$

با استفاده از روابط (۵) تا (۸) می‌توان معادله مشخصه را به صورت ساده شده به دست آورد.

$$e_1 = sL_1 + r_1 \quad (5)$$

$$e_2 = sL_2 + r_2 \quad (6)$$

$$e_3 = sC_1 \quad (7)$$

$$e = e_1 e_2 e_3 \quad (8)$$

معادله مشخصه ساده شده به صورت رابطه (۹) می‌باشد.

$$\Delta = \frac{e + d_2^2 e_2 + d_1^2 e_1 + te_1 e_3 + td_2^2}{e} \quad (9)$$

برای به دست آوردن بهره میسون از معادله (۱۰) استفاده می‌شود.

$$\left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{d(s)=0} = M_v(s) \Big|_{d(s)=0} = \frac{P_1 \Delta_1}{\Delta} \quad (10)$$

تابع انتقال نویز سیگنال کوچک بین ورودی و خروجی مطابق رابطه (۱۱) می‌باشد.

$$\left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{d(s)=0} = \frac{td_1 d_2}{e + d_2^2 e_2 + d_1^2 e_1 + te_1 e_3 + td_2^2} \quad (11)$$

$$e_t = e + d_2^2 e_2 + d_1^2 e_1 + te_1 e_3 + td_2^2 \quad (12)$$

با جایگذاری رابطه (۱۲) در رابطه (۱۱) تابع انتقال نویز بین ورودی و خروجی به صورت رابطه (۱۳) ساده می‌شود.

$$M_v(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{d(s)=0} = \frac{td_1 d_2}{e_t} \quad (13)$$

تابع انتقال کنترل خروجی مبدل C_{uk} نیز طی فرآیند مشابهی از رابطه (۱۶) به دست می‌آید.

$$P_1 = te_k \quad (14)$$

۳-۱- مدل‌های سیگنال کوچک، سیگنال بزرگ و حالت ماندگار مبدل C_{uk}

۳-۱-۱- مدل سیگنال کوچک

تابع انتقال سیگنال کوچک به طور کلی برای مطالعه رفتار سیگنال کوچک و طراحی کنترل کننده‌ها مورد نیاز است. شاخه کلیدزنی سیگنال کوچک در گراف سیگنال جریان، به صورت یک شاخه خروجی با گره d نشان داده می‌شود، جهت ترکیب همه گره‌ها در یک گره نیاز به جابجایی همه شاخه‌های d در یک نقطه می‌باشد. هنگام جابجایی این شاخه‌ها در جهت جریان سیگنال ضرایب شاخه در ضریب مسیر ضرب می‌شود. به عبارت دیگر اگر حرکت شاخه در جهت مخالف جریان سیگنال باشد، ضریب شاخه به ضریب مسیر تقسیم می‌شود و مدل سیگنال کوچک ساده شده و مدل نهایی مبدل به دست می‌آید. فرآیند استخراج گراف سیگنال کوچک در شکل‌های (۴) تا (۶) آمده است. فرآیند به دست آوردن مدل سیگنال کوچک به شرح زیر است:

برای پیدا کردن تابع تبدیل با استفاده از فرمول بهره میسون باید مسیرهای پیشرو و حلقه‌ها مشخص شوند. اطلاعات مربوط به آن‌ها در جدول ۱ آورده شده‌اند.

جدول ۱: اطلاعات مسیر پیشرو و حلقه‌های گراف

مسیر پیشرو	حلقه‌ها
$P_1: \hat{v}_g, \hat{v}_1, \hat{i}_1, \hat{i}_{C_1}, \hat{v}_{C_1}, \hat{v}_2, \hat{i}_2, \hat{i}_o, \hat{v}_o$	$Lo_1 = \frac{-d_2^2}{sC_1(sL_1 + r_1)}$
$P_1 = \frac{td_1 d_2}{sC_1(sL_1 + r_1)(sL_2 + r_2)}$	$Lo_2 = \frac{-d_1^2}{sC_1(sL_2 + r_2)}$
$\Delta_1 = 1$	$Lo_3 = \frac{-t}{sL_2 + r_2}$

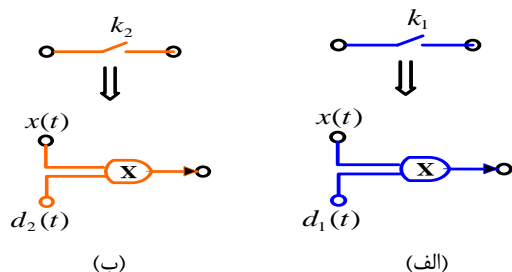
فرمول بهره میسون برای یک تابع تبدیل از ورودی y_{in} به خروجی y_{out} به صورت زیر بیان می‌گردد:

$$\frac{y_{out}}{y_{in}} = \sum_{i=1}^n \frac{P_i \Delta_i}{\Delta} \quad (1)$$

که در آن P_i بهره i امین مسیر پیشرو بین y_{in} و y_{out} بوده و n تعداد کل مسیرهای پیشرو بین y_{in} و y_{out} می‌باشد. و Δ از رابطه زیر به دست می‌آید:

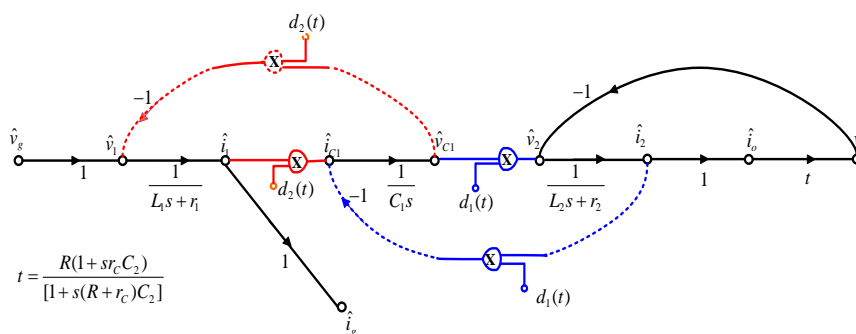
$$\Delta = 1 + \sum_{r=1}^n (-1)^r \left[\sum_m Lo_{mr} \right] \quad (2)$$

ساده کردن گراف سیگنال جریان سیگنال بزرگ با مدل‌های شاخه کلیدزنی، حالت پایدار و با صفر قرار دادن فرکانس s مدل حالت ماندگار به دست می‌آید. شکل (۷) و (۸) شیوه استخراج مدل سیگنال بزرگ مبدل C_{uk} را نشان می‌دهد.

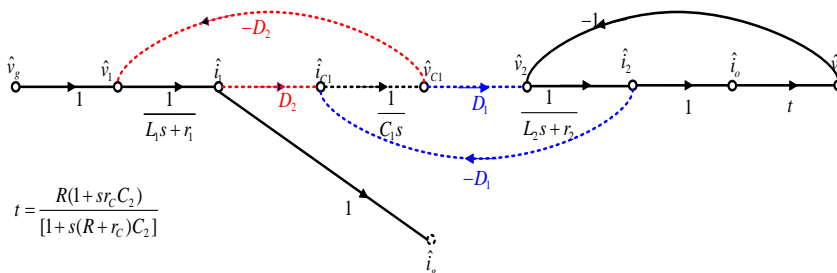


شکل ۷: (الف) مدل سیگنال بزرگ شاخه k_1 ؛ (ب) مدل سیگنال بزرگ شاخه k_2

از گراف سیگنال جریان نشان داده شده در شکل (۸) می‌توان توابع تبدیل مبدل در حالت سیگنال بزرگ را استخراج نمود. برای مثال تابع تبدیل $\frac{V_o}{V_g}$ طبق رابطه (۱۸) استخراج می‌شود.



شکل ۸: مدل گراف جریان سیگنال بزرگ مبدل C_{uk}



شکل ۹: مدل گراف جریان سیگنال حالت ماندگار مبدل C_{uk}

$$\Delta_1 = 1 - (Lo_1 + Lo_2) = 1 + \frac{d_1^2}{sC_1(sL_2 + r_2)} + \frac{d_2^2}{sC_1(sL_1 + r_1)} = \frac{e + d_2^2 e_2 + d_1^2 e_1}{e} \quad (15)$$

$$T_p(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{v_g(s)=0} = \frac{P_1 \Delta_1}{\Delta} = \frac{te_k [e + d_1^2 e_1 + d_2^2 e_2]}{e_i} \quad (16)$$

که e_k برای مبدل C_{uk} به صورت معادله (۱۷) می‌باشد.

$$e_k = \frac{I_2}{D_1} - \frac{I_1 D_1}{sC_1(L_2 s + r_2)} + \frac{V_{C_1}}{L_2 s + r_2} + \frac{V_{C_1} D_1 D_2}{sC_1(L_1 s + r_1)(L_2 s + r_2)} \quad (17)$$

۳-۱-۲- مدل‌های حالت ماندگار و سیگنال بزرگ

با استفاده از روند مطرح شده در بخش قبل و با برابر قرار دادن توابع کلید زنی با مقدار بازه زمانی متناظر با آن، مدل سیگنال بزرگ گراف سیگنال جریان به دست می‌آید. از مدل‌های شاخه کلیدزنی سیگنال بزرگ، مدل‌های شاخه کلیدزنی حالت ماندگار به دست می‌آید. در حالت ماندگار شاخه k_1 ضریب D_1 و شاخه k_2 ضریب D_2 دارد.

هر حلقه و حلقه‌های مجزا به دست آمده، مسیرهای پیشرو مشخص گردیده و در نهایت با به کارگیری فرمول بهره میسون توابع تبدیل به عنوان تابعی از بهره حلقه‌ها و مسیرهای پیشرو به دست می‌آیند. مزیت روش پیشنهادی این است که حل معادلات پیچیده از مرتبه بالا را می‌توان به صورت مرحله به مرحله و با در نظر گرفتن هر حلقه به جای یک معادله طولانی شامل متغیرهای زیاد به طور هم زمان انجام داد. همه معادلات از قوانین ساده مداری به دست می‌آیند. روش پیشنهادی می‌تواند جایگزین مناسبی برای روش متوسط‌گیری فضای حالت به حساب آید. در این جا معادلات حالت مبدل در مد هدایت پیوسته استخراج شده و بر مبنای این معادلات گراف سیگنال جریان مبدل رسم می‌گردد. در نهایت فرمول بهره میسون برای تولید مدل سیگنال کوچک به کار گرفته خواهد شد.

اولین گام از مدلسازی نوشتن معادلات حالت برای مدهای کاری مبدل می‌باشد. معادلات جدول ۲ با استفاده از قوانین ولتاژ و جریان کیرشلف به دست می‌آیند. در مدلسازی از مقاومت داخلی مولفه‌ها صرف نظر شده است.

جدول ۲: معادلات مدهای کاری اول و دوم مدار قدرت مبدل

مد کاری اول (شکل ۲-الف)	مد کاری دوم (شکل ۲-ب)
$L_1 \frac{di_1}{dt} = v_g$	$L_1 \frac{di_1}{dt} = v_g - v_{C1}$
$v_{C2} = v_o$	$v_{C2} = v_o$
$L_2 \frac{di_2}{dt} = v_{C1} - v_{C2}$	$L_2 \frac{di_2}{dt} = -v_{C2}$
$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_2$	$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_1$
$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_2 - \frac{v_o}{R}$	$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_2 - \frac{v_o}{R}$

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{P_1 \Delta_1}{\Delta} = \frac{tD_1 D_2}{e + D_2^2 e_2 + D_1^2 e_1 + t e_1 e_3 + t D_2^2} \quad (18)$$

با قرار دادن $s=0$ ، روابط (۵) تا (۸) به صورت رابطه (۱۹) ساده شده و حالت ماندگار $\frac{V_o}{V_g}$ به صورت رابطه (۲۰) به دست آمده و ساده خواهد شد.

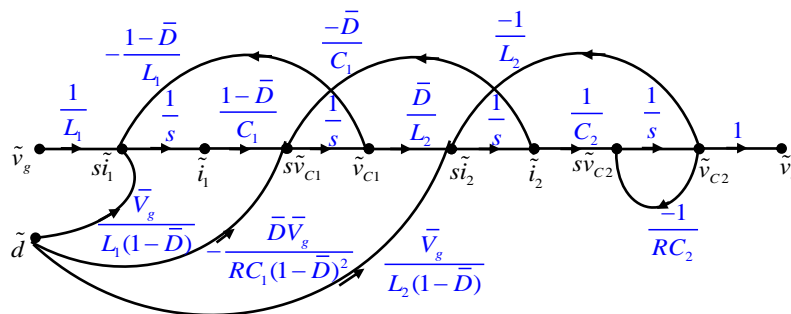
$$\begin{cases} e_1 = r_1 \\ e_2 = r_2 \\ e = e_3 = 0 \\ t = R \end{cases} \quad (19)$$

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{R D_1 D_2}{r_2 D_2^2 + r_1 D_1^2 + R D_2^2} \quad (20)$$

گراف مدل حالت ماندگار مبدل نیز مطابق شکل (۹) قابل دستیابی است.

۴- روش پیشنهادی برای استخراج مدل مبدل C_{uk} با شیوه جدیدی از گراف سیگنال جریان

در بسیاری از مراجع (۱۶-۱۰) توابع تبدیل کنترل به خروجی و ورودی به خروجی مبدل‌ها بیان شده اما مراحل به دست آوردن آن‌ها به طور صریح بیان نگردیده است. بنابراین بررسی این مدل‌ها مشکل است. روش گراف سیگنال جریان یک روش کاملاً تحلیلی برای به دست آوردن توابع تبدیل مورد نیاز می‌باشد. در این روش کاربرد فرمول بهره میسون برای حل معادلات حالت مرتبه بالا ارائه می‌گردد. در شیوه ارائه شده در این مقاله که نسبت به روش ارائه شده در مراجع پیشین ساده‌تر است ابتدا گراف سیگنال جریان بر مبنای معادلات حالت رسم شده، بهره حلقه برای



شکل ۱۰: گراف سیگنال جریان مبدل C_{uk} به دست آمده از روش پیشنهادی

روابط جدول ۳ را به دست آورد. با توجه به این که حاصل ضرب دو متغیر dc، یک کمیت dc و حاصل ضرب دو متغیر dc و ac، یک کمیت ac و نیز حاصل ضرب دو متغیر ac، صفر می‌باشد، می‌توان روابط به دست آمده را ساده نمود. مراحل ساده‌سازی در جدول ۳ آمده است. از روی معادلات ساده شده جدول ۳ می‌توان معادلات dc و ac را به صورت جدول ۴ استخراج نمود. از معادلات ac برای رسم گراف سیگنال جریان استفاده می‌گردد. در این معادلات پنج متغیر $\tilde{v}_o, \tilde{i}_1, \tilde{i}_2, \tilde{v}_{C1}$ و \tilde{v}_{C2} با ورودی های \tilde{d} و \tilde{v}_g وجود دارند.

جدول ۴- معادلات dc و ac استخراج شده از روابط خطی- سازی

معادلات dc
$\bar{V}_{C2} = \bar{V}_o = \bar{D}\bar{V}_{C1} = \frac{\bar{D}\bar{V}_g}{1-\bar{D}}$
$\bar{V}_{C1} = \frac{\bar{V}_g}{1-\bar{D}}$
$\bar{I}_2 = \frac{\bar{V}_o}{R} = \frac{\bar{V}_{C2}}{R} = \frac{\bar{D}\bar{V}_g}{R(1-\bar{D})}$
$\bar{D}\bar{I}_2 = (1-\bar{D})\bar{I}_1$
$\bar{I}_1 = \frac{\bar{D}}{1-\bar{D}}\bar{I}_2 = \frac{\bar{D}^2\bar{V}_g}{R(1-\bar{D})^2}$
معادلات ac سیگنال کوچک
$\tilde{v}_{C2} = \tilde{v}_o$
$s\tilde{i}_1 = \frac{1}{L_1}\tilde{v}_g - \frac{1-\bar{D}}{L_1}\tilde{v}_{C1} + \frac{\bar{V}_g}{L_1(1-\bar{D})}\tilde{d}$
$s\tilde{i}_2 = \frac{\bar{D}}{L_2}\tilde{v}_{C1} + \frac{\bar{V}_g}{L_2(1-\bar{D})}\tilde{d} - \frac{1}{L_2}\tilde{v}_{C2}$
$s\tilde{v}_{C2} = \frac{1}{C_2}\tilde{i}_2 - \frac{1}{RC_2}\tilde{v}_o$
$s\tilde{v}_{C1} = -\frac{\bar{D}}{C_1}\tilde{i}_2 - \frac{\bar{D}\bar{V}_g}{RC_1(1-\bar{D})^2}\tilde{d} + \frac{1-\bar{D}}{C_1}\tilde{i}_1$

در فرآیند رسم گراف سیگنال جریان همه متغیرهای مستقل، \tilde{x} و $s\tilde{x}$ ، با گره‌ها مشخص می‌شوند و بهره هر مسیر بین گره‌ها از معادلات ac به دست می‌آیند. شکل (۱۰) گراف سیگنال جریان مبدل C_{ik} را که از روش پیشنهادی به دست آمده است، نشان می‌دهد. از فرمول بهره میسون توابع تبدیل جدول ۵ و ۶ استخراج می‌شوند. اکنون با استفاده از مدل استخراج شده به روش پیشنهادی و مقادیر پارامترهای جدول ۷ نتایج شبیه‌سازی مبدل C_{ik} در نرم افزار Matlab آورده شده است.

با فرض \bar{d} به عنوان بازه عملکرد کلید، معادلات حالت به دست آمده زمانی که کلید روشن می‌باشد، در \bar{d} و زمانی که کلید خاموش می‌باشد در $1-\bar{d}$ ضرب و دو به دو با هم جمع می‌شوند و معادلات متوسط به دست می‌آیند که هم شامل زمان روشن بودن کلید و هم شامل زمان خاموشی آن می‌باشند. معادلات مداری نهایی به صورت زیر به دست می‌آیند که در آن \bar{x} مقدار متوسط‌گیری شده می‌باشد و متفاوت با مقدار لحظه‌ای است. این معادلات روابط پایه سیگنال کوچک هستند.

$$\bar{v}_{C2} = \bar{v}_o \tag{21}$$

$$L_1 \frac{d\bar{i}_1}{dt} = \bar{v}_g - (1-\bar{d})\bar{v}_{C1} \tag{22}$$

$$L_2 \frac{d\bar{i}_2}{dt} = \bar{d}\bar{v}_{C1} - \bar{v}_{C2} \tag{23}$$

$$C_2 \frac{d\bar{v}_{C2}}{dt} = \bar{i}_2 - \frac{\bar{v}_o}{R} \tag{24}$$

$$C_1 \frac{d\bar{v}_{C1}}{dt} = -\bar{d}\bar{i}_2 + (1-\bar{d})\bar{i}_1 \tag{25}$$

جدول ۳: معادلات حاصل از خطی‌سازی و ساده‌سازی آن‌ها

معادلات اولیه
$\tilde{v}_{C2} + \bar{V}_{C2} = \tilde{v}_o + \bar{V}_o$
$L_1 s(\tilde{i}_1 + \bar{I}_1) = \tilde{v}_g + \bar{V}_g - (1-\bar{D}-\tilde{d})(\tilde{v}_{C1} + \bar{V}_{C1})$
$L_2 s(\tilde{i}_2 + \bar{I}_2) = (\bar{D} + \tilde{d})(\tilde{v}_{C1} + \bar{V}_{C1}) - \tilde{v}_{C2} - \bar{V}_{C2}$
$C_2 s(\tilde{v}_{C2} + \bar{V}_{C2}) = \tilde{i}_2 + \bar{I}_2 - \frac{\tilde{v}_o}{R} - \frac{\bar{V}_o}{R}$
$C_1 s(\tilde{v}_{C1} + \bar{V}_{C1}) = -(\bar{D} + \tilde{d})(\tilde{i}_2 + \bar{I}_2) + (1-\bar{D}-\tilde{d})(\tilde{i}_1 + \bar{I}_1)$
معادلات ساده شده
$\tilde{v}_{C2} = \tilde{v}_o$
$L_1 s\tilde{i}_1 = \tilde{v}_g - (1-\bar{D})\tilde{v}_{C1} + \bar{V}_{C1}\tilde{d}$
$L_2 s\tilde{i}_2 = \bar{D}\tilde{v}_{C1} + \bar{V}_{C1}\tilde{d} - \tilde{v}_{C2}$
$C_2 s\tilde{v}_{C2} = \tilde{i}_2 - \frac{\tilde{v}_o}{R}$
$C_1 s\tilde{v}_{C1} = -\bar{D}\tilde{i}_2 - \bar{I}_2\tilde{d} + (1-\bar{D})\tilde{i}_1 - \bar{I}_1\tilde{d}$

۴-۱- اغتشاش و خطی‌سازی سیگنال کوچک

در این قسمت متغیرهای نامی dc و اغتشاش دار شده ac به ترتیب توسط \bar{X} و \tilde{x} نشان داده شده‌اند که در آن $x = \bar{X} + \tilde{x}$ می‌باشد. با افزودن اغتشاش‌های کوچک به روابط فوق و صرف نظر از عبارت‌های مرتبه بالاتر می‌توان

جدول ۵: استخراج تابع تبدیل ولتاژ ورودی به ولتاژ خروجی
مبدل به روش پیشنهادی

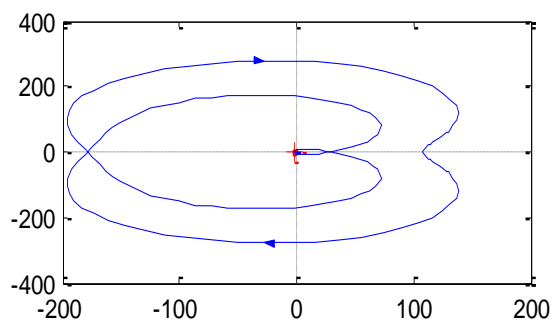
حلقه‌ها	بهره حلقه‌ها
$Lo_1 : \tilde{s}_1, \tilde{i}_1, s\tilde{v}_{C1}, \tilde{v}_{C1}, s\tilde{i}_1$	$Lo_1 = -\frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1s^2}$
$Lo_2 : s\tilde{v}_{C1}, \tilde{v}_{C1}, s\tilde{i}_2, \tilde{i}_2, s\tilde{v}_{C1}$	$Lo_2 = -\frac{\bar{D}^2}{L_2C_1s^2}$
$Lo_3 : \tilde{s}_2, \tilde{i}_2, s\tilde{v}_{C2}, \tilde{v}_{C2}, s\tilde{i}_2$	$Lo_3 = -\frac{1}{L_2C_2s^2}$
$Lo_4 : s\tilde{v}_{C2}, \tilde{v}_{C2}, s\tilde{v}_{C2}$	$Lo_4 = -\frac{1}{RC_2s}$
مسیر پیشرو و بهره آن	حلقه‌های دو به دو مجزا
$P_i :$ $\tilde{v}_g, s\tilde{i}_1, \tilde{i}_1, s\tilde{v}_{C1}, \tilde{v}_{C1}, s\tilde{i}_2, \tilde{i}_2, s\tilde{v}_{C2}, \tilde{v}_{C2}, \tilde{v}_o$	$Lo_1Lo_3 = \frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1L_2C_2s^4}$
$P_i = \frac{\bar{D}(1-\bar{D})}{C_1L_1L_2C_2s^4}$	$Lo_1Lo_4 = \frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1RC_2s^3}$
فرمول میسون و استخراج تابع تبدیل مدل	
$\Delta_1 = 1$	
$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g} = \sum \frac{P_i\Delta_i}{\Delta} = \frac{P_i}{1 - Lo_1 - Lo_2 - Lo_3 - Lo_4 + Lo_1Lo_3 + Lo_1Lo_4}$	
$= \frac{\bar{D}(1-\bar{D})}{C_1L_1L_2C_2} \div s^4 + \frac{1}{RC_2} s^3 + \left(\frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1} + \frac{\bar{D}^2}{L_2C_1} + \frac{1}{L_2C_2} \right) s^2 + \frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1RC_2} s + \frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1L_2C_2}$	

در این بخش، هدف شبیه‌سازی مدل تابع تبدیل سیگنال کنترل به ولتاژ خروجی مبدل می‌باشد. نتایج مربوط به شبیه‌سازی تابع تبدیل جدول ۶ در شکل‌های زیر آورده شده است. شکل (۱۱) دیاگرام صفر و قطب سیستم را نشان می‌دهد. همان‌طور که دیده می‌شود سیستم دو صفر سمت راست و چهار قطب سمت چپ محور موهومی دارد. در شکل (۱۲) دیاگرام مکان هندسی ریشه‌های سیستم آورده شده است. شکل‌های (۱۱) و (۱۲) نشان می‌دهند که سیستم نیاز به یک کنترل‌کننده مناسب دارد تا پایدار شود و قطب و صفرهای آن در سمت چپ محور موهومی قرار گیرند.

جدول ۶: استخراج تابع تبدیل سیگنال کنترل به ولتاژ خروجی
مبدل به روش پیشنهادی

حلقه‌ها	بهره حلقه‌ها
$Lo_1 : \tilde{s}_1 \rightarrow \tilde{i}_1 \rightarrow s\tilde{v}_{C1} \rightarrow \tilde{v}_{C1} \rightarrow s\tilde{i}_1$	$Lo_1 = -\frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1s^2}$
$Lo_2 : s\tilde{v}_{C1} \rightarrow \tilde{v}_{C1} \rightarrow s\tilde{i}_2 \rightarrow \tilde{i}_2 \rightarrow s\tilde{v}_{C1}$	$Lo_2 = -\frac{\bar{D}^2}{L_2C_1s^2}$
	$Lo_3 = -\frac{1}{L_2C_2s^2}$
$Lo_3 : s\tilde{i}_2 \rightarrow \tilde{i}_2 \rightarrow s\tilde{v}_{C2} \rightarrow \tilde{v}_{C2} \rightarrow s\tilde{i}_2$	$Lo_4 = -\frac{1}{RC_2s}$
$Lo_4 : s\tilde{v}_{C2} \rightarrow \tilde{v}_{C2} \rightarrow s\tilde{v}_{C2}$	
حلقه‌های دو به دو مجزا	
$Lo_1Lo_4 = \frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1RC_2s^3}$	$Lo_1Lo_3 = \frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1L_2C_2s^4}$
مسیرهای پیشرو	بهره مسیرهای پیشرو
$P_{d1} :$ $\tilde{d}, s\tilde{i}_1, \tilde{i}_1, s\tilde{v}_{C1}, \tilde{v}_{C1}, s\tilde{i}_2, \tilde{i}_2, s\tilde{v}_{C2}, \tilde{v}_{C2}, \tilde{v}_o$	$P_{d1} = \frac{\bar{v}_g\bar{D}}{C_1L_1L_2C_2s^4}$
$P_{d2} : \tilde{d}, s\tilde{i}_2, \tilde{i}_2, s\tilde{v}_{C2}, \tilde{v}_{C2}, \tilde{v}_o$	$P_{d2} = \frac{\bar{v}_g}{(1-\bar{D})L_2C_2s^2}$
$P_{d3} :$ $\tilde{d}, s\tilde{v}_{C1}, \tilde{v}_{C1}, s\tilde{i}_2, \tilde{i}_2, s\tilde{v}_{C2}, \tilde{v}_{C2}, \tilde{v}_o$	$P_{d3} = -\frac{\bar{D}^2\bar{v}_g}{RC_1L_2C_2(1-\bar{D})^2s^3}$
فرمول میسون و استخراج تابع تبدیل مدل	
$\Delta_3 = 1, \Delta_2 = 1 - Lo_1, \Delta_1 = 1$	
$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \sum \frac{P_d\Delta_d}{\Delta} = \frac{P_{d1} + P_{d2}(1 - Lo_1) + P_{d3}}{1 - Lo_1 - Lo_2 - Lo_3 - Lo_4 + Lo_1Lo_3 + Lo_1Lo_4}$	
$= \frac{\frac{\bar{v}_g}{(1-\bar{D})L_2C_2} s^2 - \frac{\bar{D}^2\bar{v}_g}{RC_1L_2C_2(1-\bar{D})^2} s + \frac{\bar{v}_g}{C_1L_1L_2C_2}}{s^4 + \frac{1}{RC_2} s^3 + \left(\frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1} + \frac{\bar{D}^2}{L_2C_1} + \frac{1}{L_2C_2} \right) s^2 + \frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1RC_2} s + \frac{(1-\bar{D})^2}{C_1L_1L_2C_2}}$	

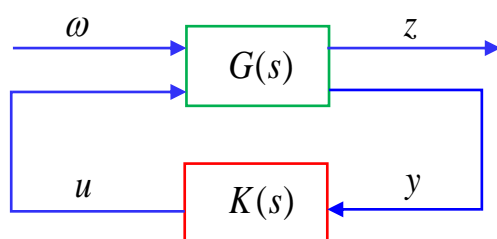
شکل (۱۳) و (۱۴) به ترتیب دیاگرام بود و منحنی ناپایداری سیستم را نشان می‌دهند. از دیاگرام بود می‌توان دریافت که حد فاز سیستم ۱۷/۶ درجه و حد بهره آن معادل ۴۵- دسی بل می‌باشد. لذا سیستم برای پایدار شدن نیاز به کنترل‌کننده‌ای دارد که حداقل بهره ۴۵ دسی بل را به سیستم تزریق نماید. طبق دیاگرام ناپایداری نیز سیستم عدد ۱- را قطع کرده و دو دور حول این نقطه



شکل ۱۴: منحنی نایکوویست سیستم حلقه باز

۵- طراحی کنترل کننده H_∞ برای مبدل C_{uk} بر مبنای مدل پیشنهادی

امروزه مساله کنترل H_∞ به صورت یک مساله استاندارد در آمده است. بلوک دیاگرام آن در شکل (۱۵) نشان داده شده است.



شکل ۱۵: بلوک دیاگرام مساله کنترلی H_∞

در شکل (۱۵)، ورودی کنترل، y خروجی اندازه‌گیری شده، ω معرف اغتشاشات، نویز و ورودی مرجع و z نیز سیگنال کنترل خروجی می‌باشند. تابع تبدیل کنترل شده به علاوه تابع وزن‌دهی طراحی شده برای شاخص عملکرد کنترل کننده می‌باشد. $K(s)$ نیز کنترل کننده فیدبک مورد نیاز در طراحی است. فرض می‌شود بتوان معادلات حالت تابع تبدیل $G(s)$ را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_1\omega(t) + B_2u(t) \\ z(t) = C_1x(t) + D_{11}\omega(t) + D_{12}u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + D_{21}\omega(t) + D_{22}u(t) \end{cases} \quad (26)$$

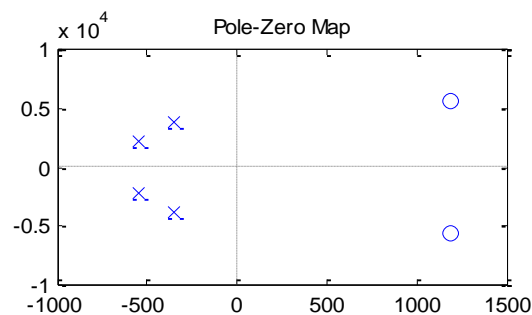
در رابطه (۲۶) $x \in R$ متغیر حالت سیستم کنترل شده، B_1 ، D_{11} و D_{21} ماتریس ضرایب برای سیگنال ورودی و نویز ω بوده و B_2 و D_{12} ماتریس کنترل ورودی و C_1 و C_2 ماتریس ضرایب متغیر حالت می‌باشند. معادله (۲۶) را می‌توان به صورت ماتریس سیستم زیر نیز نشان داد:

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (27)$$

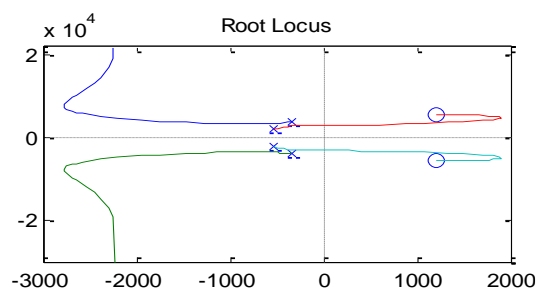
چرخش داشته که این به دلیل دو صفر سمت راست سیستم می‌باشد. لذا برای داشتن یک سیستم پایدار باید کنترل کننده مناسب طراحی گردد. در بخش بعد یک کنترل کننده از نوع H_∞ برای مبدل C_{uk} جهت کنترل ولتاژ خروجی ارائه خواهد گردید.

جدول ۷: پارامترهای به کار رفته در شبیه سازی

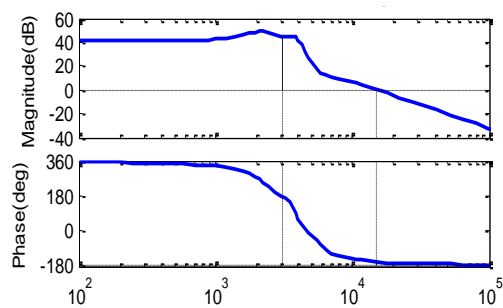
پارامتر	مقدار
L_1	0.5mH
L_2	7.5mH
C_1	20μF
C_2	20μF
R	28Ω
V_g	12v
D	0.667



شکل ۱۱: مکان صفر و قطب‌های سیستم حلقه باز



شکل ۱۲: مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه باز



شکل ۱۳: دیاگرام بود سیستم حلقه باز

در شکل (۱۶)، d سیگنال اغتشاش خارجی، η نویز اندازه‌گیری شده سیستم و $P(s)$ تجهیز کنترل شده نامی، $K(s)$ کنترل‌کننده مورد نیاز و $W(s)$ تابع عدم قطعیت مدل افزایشی می‌باشد. همان طور که مشاهده می‌شود شرایط لازم و کافی سیستم کنترل حلقه بسته برای تضمین مقاوم بودن سیستم عبارت است از:

$$\bar{\sigma} [W(s) \cdot P(s) \cdot K(s) \cdot (I + P(s)K(s))^{-1}] = \bar{\sigma} [W(s)T(s)] < 1 \quad (۳۰)$$

که در آن $T = PK(I + PK)^{-1}$ به عنوان تابع حساسیت مکمل تعریف می‌شود. اگر تغییرات سیستم $\Delta P(s) = 0$ باشد خروجی سیستم به صورت زیر به دست می‌آید:

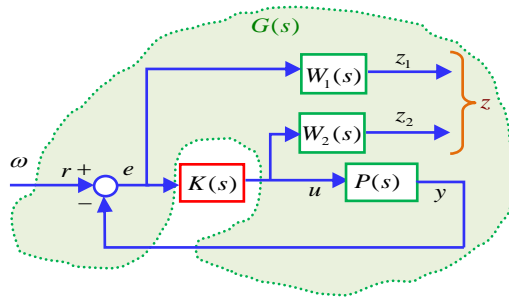
$$y = PK(I + PK)^{-1}(r - \eta) + (I + PK)^{-1}d = T(r - \eta) + (I + PK)^{-1}d \quad (۳۱)$$

خطای تعقیب سیستم برای مرجع r عبارت است از:

$$e = (r - y) = (I + PK)^{-1}(r - d) + PK(I + PK)^{-1}\eta \quad (۳۲)$$

۵-۱- انتخاب تابع وزن دهی

مساله H_∞ از حل دو معادله ریکاتی قابل حل است [۲۱-۲۰]. بنابراین طراحی حساسیت ترکیبی را می‌توان به یک مساله کنترل H_∞ استاندارد تغییر داد. شکل (۱۷) کنترل H_∞ تبدیل یافته حساسیت ترکیبی را نشان می‌دهد.



شکل ۱۷: دیاگرام روش طراحی حساسیت ترکیبی تبدیل شده به کنترل کننده استاندارد H_∞

در شکل (۱۷) سیستم کنترل شده افزایشی $G(s)$ عبارت است از:

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1 & -W_1P \\ 0 & W_2P \\ I & -P \end{bmatrix} \quad (۳۳)$$

تابع تبدیل حلقه بسته $T_{z\omega}(s)$ سیستم از ω به z در

سپس تابع تبدیل $G(s)$ از ورودی سیگنال نویز ω به سیگنال کنترل خروجی z در شکل (۱۵) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$T_{z\omega}(s) = LFT(G(s), K(s)) = G_{11} + G_{12}K(1 - G_{22}K)^{-1}G_{21} \quad (۲۸)$$

در رابطه (۲۸)، LFT همان تابع تبدیل جزء خطی (linear fraction TF) می‌باشد. G_{11} ، G_{12} ، G_{21} و G_{22} در رابطه (۲۸) به صورت زیر تعریف می‌شوند:

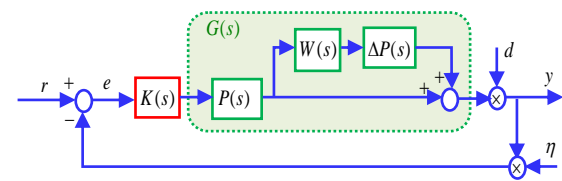
$$G_{11} = A$$

$$G_{12} = \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \end{bmatrix}$$

$$G_{21} = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 \end{bmatrix}^T$$

$$G_{22} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (۲۹)$$

در فرآیند طراحی سیستم کنترل فیدبک، نیازمندی‌های عملکرد یک سیستم حلقه بسته شامل پایداری مقاوم، حساسیت به اغتشاشات، عملکرد دینامیکی و خطای پاسخ در حالت ماندگار و گذرا می‌باشند. در میان آن‌ها پایداری مقاوم و حساسیت به اغتشاش در سیستم حلقه بسته بسیار حائز اهمیت بوده و نیز از شرایط اساسی عملکرد نرمال یک سیستم می‌باشند. جهت کاهش حساسیت به اغتشاشات و بهبود پایداری مقاوم سیستم، شرایط خاصی باید برای تابع حساسیت در رنج فرکانس محدود در نظر گرفته شوند. با انتخاب یک تابع وزن دهی مناسب می‌توان با قوانین مورد نظر، تابع حساسیت سیستم را تغییر پذیر نمود تا بدین وسیله نیازهای سیستم حلقه بسته برآورده شوند. در این مقاله بر مبنای تئوری کنترل حساسیت ترکیبی H_∞ و با هدف کنترل سیستم مبدل C_{ilk} یک کنترل کننده H_∞ بازه زمانی عملکرد مبدل برای تضمین پایداری مقاوم سیستم تحت تغییرات پارامتر و مولفه‌های مدل نشده مبدل طراحی شده است که این روش می‌تواند اغتشاشات سیستم را به حداقل برساند. سیستم کنترل فیدبک با حضور چندین عدم قطعیت در شکل (۱۶) نشان داده شده است.



شکل ۱۶: بلوک دیاگرام سیستم کنترل فیدبک با حضور چندین عدم قطعیت

غیر قطعی در بخش فرکانس بالا تعیین می‌گردد. به علاوه، جهت اطلاع از تاثیر نویز باید تابع حساسیت T در فرکانس‌های بالا کوچک باشد و تابع نرم $W_3(s)$ نیز باید در بخش فرکانس بالا به قدر کافی بزرگ باشد. هم چنین فرکانس $W_1(s)$ و $W_3(s)$ نباید با یکدیگر تداخل داشته باشند و توان $W_3(s)$ نباید خیلی بزرگ باشد. توان کنترل کننده H_∞ معادل تجهیز کنترل شده و تابع وزن دهی می‌باشد. برای به دست آوردن توان کوچک‌تر برای H_∞ ، بهتر است یک تابع وزن دهی با توان پایین و به شرط تضمین نیازمندی‌های طراحی سیستم انتخاب گردد. توابع وزن دهی $W_1(s)$ و $W_2(s)$ پارامترهای قابل تنظیم می‌باشند که می‌توان از روش آزمون و خطا یا با روش‌های بهینه سازی مقادیر مناسب آن‌ها را به دست آورد. مقدار اولیه این توابع به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$W_1(s) = \frac{s/M + \omega_0}{s + \omega_0 A}$$

$$W_2(s) = \text{constant} \quad (36)$$

$$W_3(s) = \frac{s + \omega_0/M}{As + \omega_0}$$

در روابط فوق $A < 1$ بیشترین آفست مجاز حالت ماندگار، ω_0 پهنای باند مطلوب و M بیشترین حساسیت می‌باشند. زمان که $\omega = \omega_0$ باشد، معادل $W_3(s)$ $W_1(s)$ خواهد بود. برای شروع مقادیر $A = 0.01 \approx -40 \text{ dB}$ ، $M = 2 \approx 6 \text{ dB}$ و $\omega_0 = 1 \text{ rad/sec}$ در نظر گرفته می‌شوند. بعد از انجام تنظیمات لازم توسط نرم افزار Matlab، پارامترهای تابع وزن دهی فرکانس H_∞ در مبدل C_{uk} جهت کنترل تابع تبدیل بازه زمانی عملکرد به ولتاژ خروجی مبدل را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$A = 0.0001, M = 1.8, \quad \omega_0 = 10 \text{ rad/sec}, W_2(s) = 100 \quad (37)$$

مدل استخراج شده برای مبدل C_{uk} و تابع وزن دهی پیشنهادی فوق کنترل کننده H_∞ حساسیت ترکیبی وزن دهی فرکانسی به صورت زیر قابل استخراج است:

$$K(s) = \quad (38)$$

$$\frac{42.61s^3 + 7.52 \cdot 10^4 s^2 + 3.884 \cdot 10^8 s + 4.436 \cdot 10^{11}}{s^4 + 1.007 \cdot 10^4 s^3 + 3.456 \cdot 10^7 s^2 + 9.976 \cdot 10^{10} s + 4.291 \cdot 10^{13}}$$

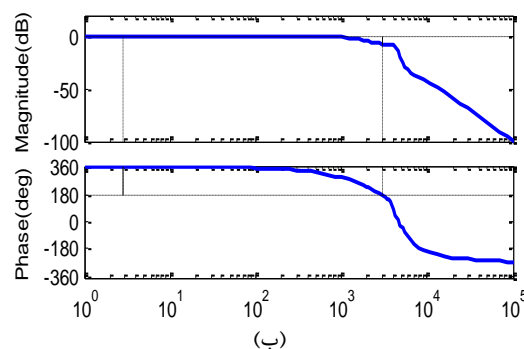
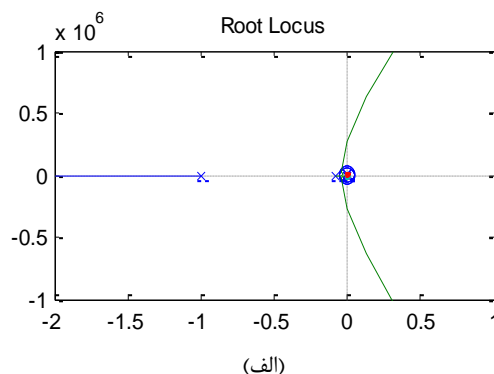
بعد از اعمال کنترل کننده طراحی شده، پاسخ فرکانسی

شکل (۱۷) به صورت زیر در می‌آید:

$$T_{z\omega}(s) = LFT(G(s), K(s)) \\ = G_{11} + G_{12}K(I - G_{22}K)^{-1}G_{21} \quad (34)$$

بنابراین نیاز به طراحی یک کنترل کننده فیدبک $K(s)$ می‌باشد که بتواند پایداری سیستم حلقه بسته را برآورده و در نامعادله زیر نیز صدق کند:

$$\|T_{z\omega}(s)\|_\infty < 1 \quad (35)$$



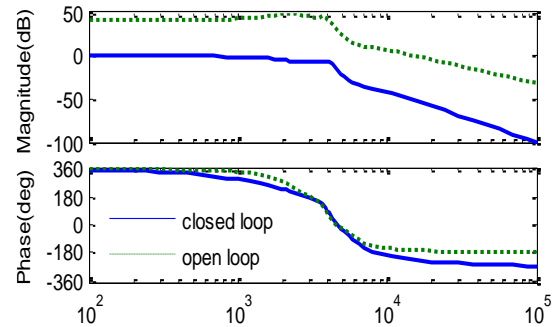
شکل ۱۸: الف) مکان هندسی ریشه‌ها؛ ب) دیاگرام بود سیستم حلقه بسته با اعمال کنترل کننده H_∞ طراحی شده

در شکل ۱۷، $W_1(s)$ تابع وزن دهی تابع حساسیت S می‌باشد که توانایی مقاومت در برابر اغتشاش و تعقیب را نشان می‌دهد. در حالت عادی هرچه مقدار یکه تابع حساسیت کوچک‌تر باشد عملکرد بهتری برای مقاومت در برابر اغتشاشات و قابلیت تعقیب مرجع خواهد داشت. تابع وزن دهی $W_2^{-1}(s)$ برای مهار کردن مقدار سیگنال کنترلی استفاده می‌شود و هم چنین بر روی پهنای باند سیستم نیز اثر می‌کند. برای ثابت نگه داشتن توان سیستم در حالت عادی $W_2(s)$ به عنوان ثابت در نظر گرفته می‌شود. $W_3(s)$ تابع وزن تابع حساسیت مکمل T می‌باشد که می‌تواند مطابق بخش مدل شده فرکانس بالای سیستم انتخاب گردد. بنابراین عملکرد دینامیکی $W_3(s)$ عمدتاً با بخش

را به سادگی محاسبه نمود در حالی که محاسبه چنین نسبتی به کمک روش‌های دیگر مدلسازی فرآیند بسیار پیچیده‌ای خواهد داشت. روش پیشنهادی فرآیند بسیار ساده‌تری در مقایسه با سایر روش‌های مدلسازی و هم چنین روش قدیمی‌تر مبتنی بر گراف سیگنال جریان دارد. از نتایج به دست آمده، سه مدل سیگنال کوچک، سیگنال بزرگ و حالت ماندگار مبدل استخراج شده‌اند. بعد از انجام مدلسازی و انجام تحلیل پایداری سیستم به کمک ابزارهای موجود در حوزه زمان و فرکانس و نیاز تابع تبدیل کنترل به خروجی مبدل به یک کنترل کننده مناسب، یک سیستم کنترلی بر مبنای کنترل مقاوم برای مبدل C_{uk} طراحی شده است. با وجود اینکه مدار مبدل ذاتاً غیرخطی می‌باشد، کنترل کننده پیشنهادی از نوع کنترل کننده خطی با پارامترهای تنظیم شده به روش مقاوم و از نوع حساسیت ترکیبی، کنترل مبدل را امکان‌پذیر می‌سازد. نتایج شبیه‌سازی صحت و کارایی روش مدلسازی و کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهند.

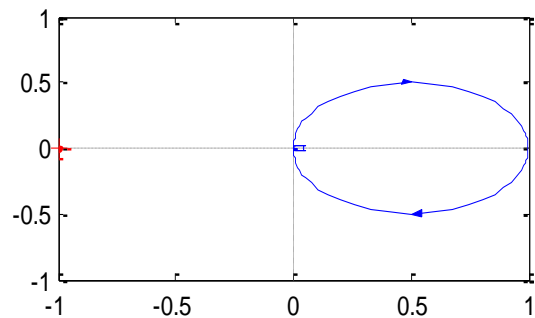
سیستم حلقه بسته مبدل به صورت دیاگرام بود شکل (۱۸) به دست می‌آید:

همان گونه که از شکل (۱۸) ملاحظه می‌شود حد فاز سیستم حلقه بسته معادل 180° درجه و حد بهره آن برابر $7,56$ دسی بل می‌باشد و سیستم حلقه بسته پایدار است. در شکل (۱۹) دیاگرام بود سیستم حلقه بسته در مقایسه با دیاگرام بود سیستم حلقه باز آورده شده است:



شکل ۱۹: دیاگرام بود سیستم حلقه بسته در مقایسه با سیستم حلقه باز

مشاهده می‌شود که حد فاز سیستم با کنترل کننده از 6.17 درجه به 180° درجه و حد بهره آن نیز از مقدار 45 - دسی بل به $7,56$ دسی بل رسیده است. شکل (۲۰) منحنی نایکویست سیستم حلقه بسته را نشان می‌دهد. واضح است که دیاگرام نایکویست سیستم حلقه بسته نقطه -1 را قطع نمی‌کند، لذا سیستم کنترل شده پایدار می‌باشد.



شکل ۲۰: دیاگرام نایکویست سیستم حلقه بسته

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک روش مدلسازی مبتنی بر گراف سیگنال جریان به شیوه‌ای جدید برای مبدل C_{uk} پیشنهاد شده و توابع تبدیل مورد نیاز به کمک روش پیشنهادی به دست آمده است. این روش در مقایسه با روش مرسوم گراف سیگنال جریان موجود در منابع پیشین بر روی مبدل C_{uk} پیاده شده است. مشاهده می‌شود که به کمک روش گراف سیگنال جریان می‌توان نسبت هر دو متغیر دلخواه در مدار

۷- مراجع

- [1] S. Kapat, "Control methods for improving the performance of dc-dc converters", Ph.D. Thesis, Kharagpur, India, 2009.
- [2] G. Gatto, I. Marongiu, A. Mocci, and A. Serpi, "An improved averaged model for boost dc-dc converters", In Industrial Electronics Society, IECON 39th Annual Conference of the IEEE, Nov 2013, pp. 412-417.
- [3] J. A. Morales-Saldana, E. E. Carbajal Guierrez, and J. Leyva-Ranos, "Modelling of switch mode dc-dc cascade converters", IEEE transactions on aerospace and Electronic Systems, Vol. 38, NO. 1, Jan 2002, pp. 295 – 299.
- [4] R. Priewasser, "Modeling control and digital implementation of dc-dc converters under variable switching frequency operation", Ph.D. Thesis, Klagenfurt University, India, 2012.
- [5] R. Priewasser, M. Agostinelli, C. Unterrieder, S. Marsili, and M. Huemer, "Modeling, control, and implementation of DC-DC converters for variable frequency operation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, NO. 1, Jan 2014, pp. 287 – 301.
- [6] L. K. Wong, and T. K. Man, "Small signal modelling of open-loop SEPIC converters", IET power electronics, Vol. 3, NO. 6, Nov 2010, pp. 856 – 868.
- [7] E. Babaei, and H. M. Maheri, "Analytical solution for steady and transient states of buck dc-dc converter in CCM", Arabian Journal for Science and Engineering, Vol. 38, NO. 12, Dec 2013, pp. 3383 – 3397.
- [8] H. M. Maheri, and E. Babaei, "Mathematical modeling of buck-boost dc-dc converter and investigation of converter elements on transient and steady state responses", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 44, NO. 1, Jan 2013, pp. 949 – 963.
- [9] W. H Ki, "Signal flow graph in loop gain analysis of DC-DC PWM CCM switching converters", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 45, NO. 6, Jun 1998, pp. 644 – 655.
- [10] K. Smedley, and S. Cuk, "Switching flow-graph nonlinear modeling technique", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, NO. 4, Jul 1994, pp. 405 – 413.
- [11] M. Veerachary, "General rules for signal flow graph modeling and analysis of dc-dc converters", IEEE transactions on aerospace and electronic systems, Vol. 40, NO. 1, Jan 2004, pp. 259 – 271.
- [12] M. Veerachary, "Analysis of fourth-order dc-dc converters: A flow graph approach", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 55, NO. 1, Jan 2008, pp. 133 – 141.
- [13] R. Loera-Palomo, J. A. Morales-Saldana, and J. Leyva-Ramos, "Signal flow graphs for modelling of switching converters with reduced redundant power processing", IET Power Electronics, Vol. 5, NO. 7, Aug 2012, pp. 1008 – 1016.
- [14] V. Mummadi, and B. S. Singamaneni, "Stability analysis of cascaded DC-DC power electronic system", IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, Vol. 4, NO. 6, Nov 2009, pp. 763 – 770.
- [15] H. Renaudineau, J. P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "DC-DC converters dynamic modeling with state observer-based parameter estimation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, NO. 6, Jun 2015, pp. 3356 – 3363.
- [16] L. Mohammadian, E. Babaei, and M. B. B. Sharifian, "Buck-boost dc-dc converter control by using the extracted model from signal flow graph method", International Journal of Applied Mathematics, Electronics and Computers, Vol. 3, NO. 3, Jun 2015, pp. 155 – 160.
- [17] L. C. H. Liao, K. W. Chien, and B. C. H. Tseng, "Switching flow-graph modeling technique for DC-DC Cuk converters", In Proc. IEEE, ECCE, 16th European Conference on Power Electronics and Applications, Aug 2014, pp. 1 – 10.
- [18] A. Abramovitz, J. Yao, and K. Smedley, "Unified modeling of PWM converters with regular or tapped inductors using TIS-SFG approach", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, NO. 2, Feb 2016, pp. 1702 – 1716.
- [19] E. Selwan, G. Park, and Z. Gajic, "Optimal control of the Cuk converter used in solar cells via a jump parameter technique", IET Control Theory & Applications, Vol. 9, NO. 6, Dec 2014, pp. 893 – 899.
- [20] B. Long, S. T. Lim, Z. F. Bai, J. H. Ryu and K. T. Chong, "Energy management and control of electric vehicles, using hybrid power source in regenerative braking operation", Energies, Vol. 7, NO. 7, Jul 2014, pp. 4300 – 4315.
- [21] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, F. Berthon, and B. Dakyo, "DC/DC converter design for supercapacitor and battery power management in hybrid vehicle applications—Polynomial control strategy", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, NO. 2, Feb 2010, pp. 587 – 597.