

معرفی مبدل چند خروجی SIMO و طراحی کنترل کننده چندمتغیره به منظور به کارگیری در واحد ناوبری اینرسی

مجید عباسی^۱، احمد عقیقی^۲، محمدرضا علیزاده پهلوانی^۳

۱ دانشجوی دکتری، مجتمع دانشگاهی برق و الکترونیک، دانشگاه مالک اشتر، تهران

۲ دانشیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، مجتمع دانشگاهی برق و الکترونیک، ایران

۳ دانشیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، مجتمع دانشگاهی برق و الکترونیک، ایران mr_alizadehp@mut.ac.ir

تاریخ دریافت: ۱۳۹۶/۱۰/۱۵

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۳/۰۳

چکیده

منبع تغذیه‌ای که بتواند با داشتن ابعادی کوچک چندین ولتاژ DC ایجاد کند، گزینه‌ای مناسب جهت تأمین توان در یک واحد ناوبری اینرسی است. یک نمونه مناسب برای این دسته از مبدل‌ها، مبدل تک القاگر چند خروجی^۱ می‌باشد. مبدل‌های SIMO توان لازم برای بهره‌برداری در مواردی که نیاز به چند سطح ولتاژی خروجی قابل کنترل است فراهم می‌آورند. در این مقاله، کنترل چندمتغیره یک مبدل از خانواده SIMO مبتنی بر مدل فلوگراف سیگنال بررسی شده است. این مقاله به بررسی ساختار باک / باک یک مبدل سوئیچینگ SIMO پرداخته تا با طراحی کنترل کننده مناسب مشکل رایج تنظیم متقابل^۲ خروجی‌های آن را حل کند. مدل کردن این نوع از مبدل‌ها جهت طراحی کنترل کننده به دلیل نحوه عملکرد و تعداد زیاد المان‌ها و خروجی‌ها از پیچیدگی خاصی برخوردار است. از طرفی طراحی کنترل کننده‌ای که بتواند خروجی‌ها را به صورت مستقل کنترل کند، مستلزم داشتن مدل دقیق از رفتار این نوع از مبدل‌هاست. در این مقاله ساختار باک / باک با استفاده از روش فلوگراف سیگنال^۳ مدل شده و مقایسه‌ای مابین روش ارائه شده با روش میانگین فضای حالت ارائه شده است. سپس با استفاده از کنترل سیستم‌های چندمتغیره، کنترل کننده مناسب جهت حذف مشکل تنظیم متقابل طراحی شده و نتایج شبیه‌سازی آن ارائه شده است.

واژگان کلیدی

سیستم توان فضاپیما، مبدل SIMO، کنترل چندمتغیره، سیکل کاری، مدل سیگنال کوچک

۱. مقدمه

سطوح ولتاژی متعددی به منظور تغذیه پردازنده‌ها و ماژول‌های مختلف خود نیاز دارند تا امکان عملکردهای مختلف در حین انجام

بی‌تردید بخش تأمین توان قسمت‌های الکترونیکی در یک سیستم ناوبری از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. سیستم‌های ناوبری به

وظیفه اصلی وسیله میسر گردد. در سیستم توان فضاپیما باید به‌طور همزمان سطح ولتاژ بالاتر، پایین‌تر یا حتی منفی از یک باتری تولید شود [۱]. به‌عنوان مثال در یک واحد ناوبری اینرسی نمونه، از ولتاژ ورودی ۲۷ ولت الی ۱۸ ولت، هشت ولتاژ با پلاریته‌های مختلف و سطوح متفاوت ایجاد می‌شود.

از اولین نمونه کاربردهای منابع تغذیه سوئیچینگ در حوزه ناوبری می‌توان به فضاپیمای AIMP^۴ اشاره کرد (شکل ۱) [۱] که در آن از یک منبع تغذیه چندخروجی رایج در راستای ایجاد ولتاژهای خروجی استفاده شده است (شکل ۲).

با گذر زمان کارهای متعدد دیگری در زمینه بهبود عملکرد منابع تغذیه با هدف به‌کارگیری در حوزه هوافضا انجام شد که می‌توان به [۲-۵] اشاره نمود. از دیگر کاربردهای این دسته از منابع تغذیه می‌توان از نمایشگرهای تخت LED نام برد [۶]. در عین حال منابع تغذیه دوقطبی^۵ در کاربردهایی چون دیودهای انتشاردهنده نور ارگانیک^۶ از اهمیت ویژه‌ای برخوردارند [۷-۸].

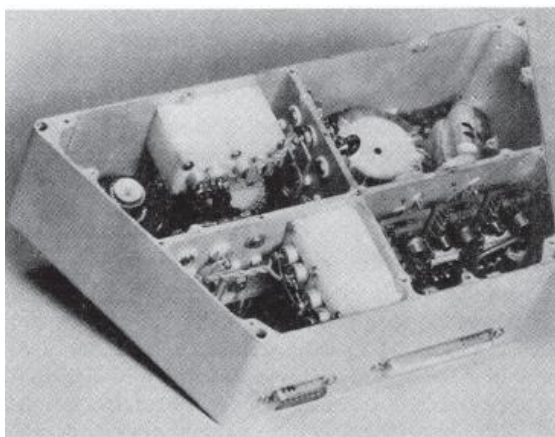
روش مرسوم برای ایجاد N ولتاژ خروجی از یک منبع DC استفاده از N مبدل DC-DC مجزا یا بهره‌گیری از یک ترانسفورماتور با N سیم‌پیچ در خروجی است [۹-۱۰]. روش اول نیازمند استفاده از تعداد زیاد المان‌های کنترل و المان‌های قدرت است که هزینه سیستم را بالا می‌برد. در روش دوم نیز این امکان وجود ندارد که خروجی‌ها را به‌طور اختصاصی برای داشتن ولتاژی دقیق کنترل نمود و این موضوع محدودیت بزرگی در مواردی که به خروجی‌های مختلف و دقیق نیاز دارند محسوب می‌شود. از طرفی اندوکتانس ناشی و اثر کوپلینگ متقابل سیم‌پیچ‌های ترانسفورمر مشکلاتی را به‌همراه خواهد داشت. به‌علاوه هر دو

روش حداقل به N سلف یا سیم‌پیچ نیاز دارند که سبب حجم شدن و پرهزینه شدن آن می‌شود.

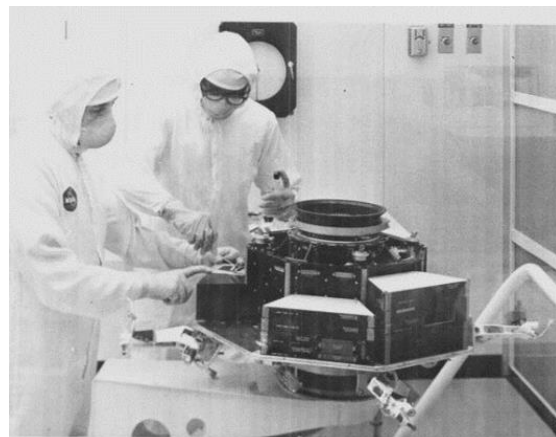
نوع دیگری از مبدل‌های چند خروجی DC-DC، مبدل‌هایی با یک القاگر و چند خروجی است که به اختصار SIMO نامیده می‌شوند. بهره‌گیری از تنها یک القاگر یکی از بزرگترین مزایای این نوع از مبدل‌هاست که کاربرد آنها را در طراحی‌های توان پایین On-Chip^۷ توجیه‌پذیر می‌نماید [۱۱-۱۳]. از دیگر مزایای استفاده از این نوع از مبدل‌ها امکان کنترل خروجی‌ها به‌صورت کاملاً مستقل، حجم و هزینه پایین می‌باشد.

در کنار مزایای مطرح شده مبدل‌های SIMO، نحوه کنترل مجزا هر خروجی یکی از مهم‌ترین مسائلی است که طراحان در طراحی یک مبدل SIMO با آن مواجه‌اند. کنترل این نوع از مبدل‌ها باید به‌گونه‌ای باشد که هر خروجی بتواند به‌طور مجزا ولتاژ پایدار ایجاد نماید؛ صرف‌نظر از اینکه خروجی‌های دیگر در چه وضعیتی قرار داشته باشند. از طرفی تغییرات مختلف بار در هر خروجی باید به‌طور کامل و مستقل کنترل شود. اگر ولتاژ خروجی یکی از زیر مبدل‌ها^۷ تحت تأثیر تغییرات بار در زیر مبدل دیگر باشد، پدیده تنظیم متقابل اتفاق می‌افتد که در بدترین حالت باعث ناپایداری مبدل خواهد شد [۱۱]. از اینرو مدل‌کردن و طراحی یک کنترل‌کننده مناسب برای یک مبدل DC-DC چندخروجی از اهمیت بالایی برخوردار است [۱۲، ۱۴].

اولین مرحله از طراحی یک کنترل‌کننده مناسب برای مبدل‌های DC-DC تحلیل آنها بر اساس یک مدل دقیق است. مدل‌کردن مبدل‌هایی مانند یک مبدل SIMO به‌دلیل پیچیدگی بالا و با افزایش المان‌های آن دشواری خاصی دارد.



شکل ۲. منبع تغذیه طراحی شده که در سال ۱۹۶۶ در فضاپیمای AIMP مورد استفاده قرار گرفت [۱]



شکل ۱. تصویری از فضاپیمای AIMP در حال آماده‌سازی نهایی از اولین نمونه کاربردهای منابع تغذیه سوئیچینگ در حوزه ناوبری

مزایای عمده آن به حساب می‌آیند. هرچند پیچیدگی و شاید مباحث مربوط به نویز یا سازگاری الکترومغناطیسی را بتوان از معایب آن در مقایسه با روش رایج ترانسفورمری به حساب آورد، اما با انجام تمهیدات نه‌چندان پیچیده EMC می‌توان این مشکلات را به راحتی مرتفع کرد. از طرفی استفاده از روش فلوگراف سیگنال به‌عنوان روشی کارآمد در جهت مدل‌کردن این دسته از مبدل‌ها تاکنون گزارش نشده است. همچنین بهره‌گیری از مباحث کنترل چندمتغیره به‌منظور حذف پدیده تنظیم متقابل را نیز می‌توان به‌عنوان راه‌کاری به‌منظور بهبود عملکرد مبدل‌های چند خروجی معرفی کرد. در ادامه، نتایج دکوپله‌سازی مشاهده و به طراحی کنترل‌کننده مناسب پرداخته شده است. نتایج حاصل از مدل‌های ارائه شده با نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدل سوئیچینگ مبدل‌ها در نرم‌افزار MATLAB مقایسه می‌گردند. همچنین نتایج حاصل از تغییرات بار قبل و پس از دکوپله کردن و کنترل مبدل‌ها در نرم‌افزار MATLAB ارائه و مقایسه و ارزیابی خواهند شد.

۲. مبدل SIDO باک / باک

ایده اولیه ساخت مبدل SIMO در [۲۷] ارائه شده است. پس از آن ساختارهای دیگری از مبدل‌های SIMO معرفی شده‌اند که می‌توان به [۲۸-۲۹] اشاره کرد. از این خانواده از مبدل‌ها یک مبدل تک القاگر با دو خروجی^۱ باک / باک در شکل ۳ نمایش داده شده است که با فرکانس $f=1/T$ و در مد CCM کار می‌کند. سوئیچ S_0 مکمل سوئیچ S'_0 است. سوئیچ‌های S_1 ، S_2 و S_3 به ترتیب در بازه‌های زمانی D_0T ، D_1T و D_2T روشن می‌شوند که $D_2=I-(D_0+D_1)$ نمودار زمانی روشن شدن سوئیچ‌ها به‌همراه جریان القاگر مبدل SIMO از نوع باک / باک در شکل ۴ نمایش داده شده است. با استفاده از محدودیت بالانس ولتاژ - زمانی القاگر داریم:

$$D_0(V_{in} - V_{o1}) - (D_1 - D_0)V_{o1} - D_2V_{o2} = 0 \quad (1)$$

که V_{in} ولتاژ ورودی و V_{o1} و V_{o2} ولتاژهای خروجی می‌باشند.

بنابراین V_{o2} را از رابطه ۱ می‌توان نوشت:

$$V_{o2} = \frac{D_0V_{in} - D_1V_{o1}}{D_2} \quad (2)$$

با توجه به شکل ۴ متوسط جریان خروجی‌ها عبارت‌اند از:

$$I_{ave1} = \frac{(i_m + i_n)}{2} D_0 + \frac{(i_n + i_p)}{2} (D_1 - D_0) = \frac{V_{o1}}{R_1} \quad (3)$$

$$I_{ave2} = \frac{(i_m + i_p)}{2} D_2 = \frac{V_{o2}}{R_2} \quad (4)$$

معمولاً از روش مدل‌کردن مبتنی بر میانگین فضای حالت برای مدل‌کردن منابع DC-DC استفاده می‌شود. در صورت افزایش تعداد المان‌ها، سوئیچ‌ها و تعداد مراحل عملکرد مبدل استفاده از این روش مستلزم محاسبات ریاضی و جبری بالایی است که فرایند مدل‌کردن را سخت و دشوار می‌کند. از طرفی در صورت تغییرات بالای جریان القاگر، این روش نمی‌تواند مدل دقیقی از عملکرد سیستم ارائه دهد [۱۵-۱۷]. از اینرو در [۱۸] روشی به‌عنوان روش میانگین‌گیری فضای حالت مبتنی بر تغییرات جریان ارائه شده است. در این روش اطلاعات دقیق از نحوه عملکرد مبدل و پارامترهای مهم جریان مانند بیشینه و کمینه آن مورد نیاز است که خود منجر بر افزایش محاسبات ریاضی می‌شود. به‌علاوه در صورت افزایش تعداد المان‌ها یا خروجی‌ها این روش بسیار پیچیده و خسته‌کننده می‌باشد که احتمال وقوع خطا در حین مدل‌کردن را افزایش می‌دهد. از طرفی مدل به‌دست آمده رفتار سیگنال بزرگ سیستم را پیش‌بینی نمی‌کند. روش‌های دیگری از مدل‌کردن در [۱۹-۲۰] معرفی شده‌اند که این روش‌ها نیز نیازمند محاسبات ریاضی سنگینی می‌باشند. مشکلات مطرح‌شده را می‌توان با استفاده از روش مدل‌کردن فلوگراف سیگنال (SFG) حل کرد [۲۱-۲۴].

پس از مدل‌کردن این نوع از مبدل‌ها باید یک کنترل‌کننده مناسب جهت افزایش سرعت و کاهش پدیده تنظیم متقابل ارائه شود. دیدگاه‌های متنوعی برای کنترل این دسته از مبدل‌ها ارائه شده‌اند که می‌توان به [۲۵-۲۶] اشاره کرد. در این مقاله و در ابتدا یک مبدل SIMO نوع باک / باک معرفی و روابط ریاضی حاکم بر آنها ارائه می‌شود. سپس با استفاده از روش SFG مبدل مدل شده و نتایج حاصل از مدل‌کردن با روش میانگین فضای حالت و محاسبات ریاضی مقایسه می‌شود. سپس خروجی‌های مبدل معرفی شده بر اساس مدل‌های ارائه‌شده از آنها و با استفاده از روش دکوپله کردن سیستم‌های چندمتغیره از هم مستقل می‌گردند. جدا از استفاده مبدل‌های باک / باک در حوزه ناوربری به‌عنوان بخش تأمین توان، که در این مقاله به آن اشاره شده است، این دسته از مبدل‌های سوئیچینگ کاربرد وسیعی در حوزه الکترونیک قدرت دارند. در هر کاربردی که نیاز به سطح ولتاژ پایین‌تر از سطح ولتاژ ورودی مشاهده گردد، استفاده از این دسته از مبدل‌ها اجتناب‌ناپذیر است. حجم پایین، استفاده از تنها یک القاگر، بازدهی بالا و قابلیت کنترل‌پذیری این دسته از مبدل‌ها از

۳. مدل کردن مبدل به روش فلوگراف سیگنال و قوانین

حاکم بر آن

مبدل‌های سوئیچینگ به‌عنوان سیستم‌هایی با دینامیک غیرخطی شناخته می‌شوند. اگرچه با مشاهده دقیق‌تر ساختار این مبدل‌ها می‌توان به این نتیجه رسید که مبدل‌های سوئیچینگ سیستم‌هایی با ساختار متغیر بوده که همواره بین چند ساختار خطی در حال تغییرند. یک مبدل سوئیچینگ ساده را در نظر بگیرید که در هر بخش از دوره تناوب کلیدزنی دارای یک زیر مدار خطی باشد. این زیر مدارها از المان‌های مشترکی مانند خازن‌ها، مقاومت‌ها و سلف‌ها تشکیل شده که در توپولوژی‌های مختلفی به هم متصل می‌گردند. سوئیچ مبدل در فرکانسی کار می‌کند که می‌تواند متغیر و یا ثابت باشد و سیستم را بین دو زیر سیستم تغییر می‌دهد. این دید مفهومی انگیزش اصلی معرفی این زیر مدارها و ارتباط آنها با شاخه‌های سوئیچینگ می‌باشد.

فرض کنید یک مبدل با یک سوئیچ S در فرکانس $f_s = \frac{1}{T_s}$ کار می‌کند. در بازه زمانی $0 < t < T_{on}$ سوئیچ S روشن و در بازه زمانی $T_{on} < t < T_s$ سوئیچ S خاموش می‌باشد. برای دو موقعیت سوئیچ S در مبدل سوئیچینگ، دو زیر مدار سوئیچ شده را می‌توان به‌دست آورد که ساختار مبدل دائماً و به‌صورت متناوب مابین این دو زیر مدار تغییر می‌کند. حال اگر تعداد سوئیچ‌ها افزایش یابد متعاقباً تعداد زیر مدارها نیز افزایش خواهد یافت. هر زیر مدار را می‌توان به‌صورت یک فلوگراف سیگنال و به‌صورت گرافیکی رسم نمود. برای ورود به این بخش می‌توان قوانین خاصی را برای رسم راحت‌تر فلوگراف سیگنال از کارهای انجام‌شده استخراج کرد و سپس مرحله به مرحله با استفاده از قوانین معرفی شده مدل مورد نظر را رسم نمود. این قواعد به تفصیل در [۲۱] آمده است. در این روش عملکرد سوئیچ‌ها توسط تابع تابع شاخه سوئیچ k تعریف می‌شود به‌طوری‌که مقدار این تابع به زمان سوئیچینگ وابسته و عبارت است از:

$$K_i = \begin{cases} 1 & \text{for On time interval} \\ 0 & \text{for others} \end{cases} \quad (7)$$

شاخه سوئیچینگ شاخه k_i در شکل ۵ نمایش داده شده است که ضریب انتقال^۹ سوئیچ یک پارامتر وابسته به زمان می‌باشد. در بازه زمانی که سوئیچ روشن است شاخه k_i ضریب انتقال 1 و در خارج این بازه ضریب انتقال 0 دارد. ضریب انتقال صفر را می‌توان به‌صورت گرافیکی با حذف آن شاخه نمایش داد. این

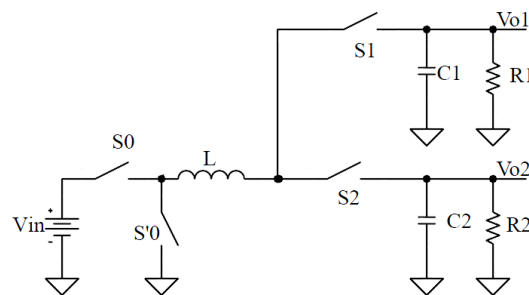
با انجام محاسبات ریاضی و برقراری رابطه ولتاژ - زمان برای القاگر در نهایت مقدار بهره مبدل محاسبه که عبارت است از:

$$M_1 = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{a_3 \frac{D_0^2}{D_2} + b_1 D_0 + \frac{D_0}{D_2} (D_1 - D_0) a_2 + b_1 (D_1 - D_0)}{\frac{2}{R_1} + a_3 \frac{D_0 D_1}{D_2} - a_1 D_0 - a_1 (D_1 - D_0) + \frac{D_1}{D_2} a_2 (D_1 - D_0)} \quad (5)$$

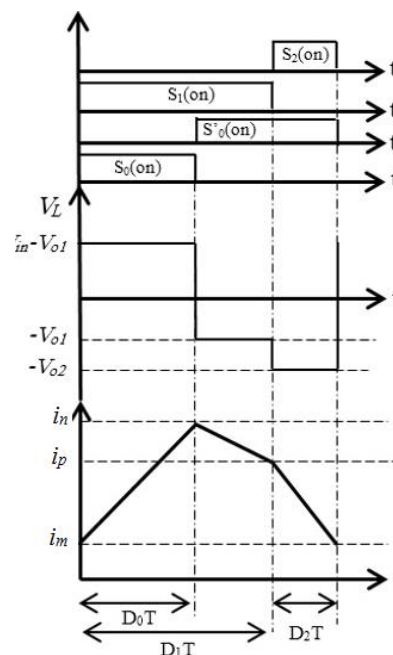
و با استفاده از رابطه ۲ و ۵، ولتاژ خروجی V_{o2} عبارت است از:

$$M_2 = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{D_0 - M_1 D_1}{D_2} \quad (6)$$

همان‌گونه که مشاهده می‌شود، M_2 تحت تأثیر D_0 و D_1 است. همچنین تغییرات بار در هر یک از خروجی‌ها، خروجی دیگر را نیز تحت تأثیر قرار می‌دهد که نشان‌دهنده پدیدی تنظیم متقابل در این مبدل است. برای اطلاع از جزئیات عملکرد این دسته از مبدل‌ها می‌توان به [۳۰] مراجعه نمود.



شکل ۳. یک مبدل SIDO از نوع باک / باک



شکل ۴. نمودار زمانی سوئیچینگ

و شکل موج القاگر مبدل SIDO باک / باک در مد CCM

سوئیچ‌ها، مدل‌های مداری مرتبط با عملکرد مبدل باک / باک در هر مرحله و در مد CCM در شکل ۶ نمایش داده شده است. در بازه زمانی $0 < t < D_0T$ (مد ۱) سوئیچ S_0 و سوئیچ S_1 در بازه زمانی $D_0T < t < D_1T$ (مد ۲) سوئیچ S_1 و در بازه زمانی $D_1T < t < T$ (مد ۳) سوئیچ S_2 روشن شده و بنابراین سه زیر مدار مختلف در هر مد تولید می‌شود. چون این زیر مدارها خطی هستند، با استفاده از تئوری سیستم‌های خطی می‌توان سه سیگنال فلوگراف تولید نمود. سیگنال فلوگراف‌های G_1 ، G_2 و G_3 به ترتیب برای مد ۱، ۲ و ۳ رسم شده که در شکل ۷ نمایش داده شده‌اند. شاخه‌هایی که تنها در بازه زمانی $0 < t < D_0T$ (تنها در G_1) وجود دارند را با شاخه K_0 ، شاخه‌هایی که تنها در بازه زمانی $D_1T < t < T$ وجود داشته، اما در G_1 و G_3 نیستند را با شاخه K_1 و G_2 و G_1 نیستند را با شاخه K_2 جایگزین می‌نمایند. برای سادگی کار قسمتی از فلوگراف که در هر سه زیر مدار وجود دارد و با نقطه چین آبی در شکل ۷ الف نشان داده شده را می‌توان با استفاده از روش میسون ساده نمود. چون ولتاژهای خروجی و جریان سلف در این تحلیل از اهمیت بیشتری برخوردار هستند، لذا آنها را به‌عنوان گره خروجی در نظر گرفته و ساده‌سازی می‌نماییم. از اینرو خواهیم داشت:

$$t_{o1} = \frac{v_{o1}}{i_{o1}} = \frac{R_1(1 + sC_1r_{c1})}{1 + sC_1(R_1 + r_{c1})} \quad (9)$$

$$t_{o2} = \frac{v_{o2}}{i_{o2}} = \frac{R_2(1 + sC_2r_{c2})}{1 + sC_2(R_2 + r_{c2})} \quad (10)$$

$$m_1 = \frac{i_L}{v_L} = \frac{1}{Ls + r_L} \quad (11)$$

همان‌گونه که در شکل ۸ نمایش داده شده است یک سیگنال فلوگراف یکپارچه برای مبدل باک / باک با استفاده از توابع سوئیچینگ حاصل می‌شود که عبارت‌اند از:

$$K_0 = \begin{cases} 1 & \text{for } 0 < t < D_0T \\ 0 & \text{for } D_0T < t < T \end{cases} \quad (12)$$

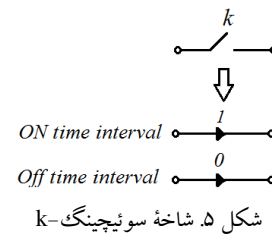
$$K_1 = \begin{cases} 1 & \text{for } 0 < t < D_1T \\ 0 & \text{for } D_1T < t < T \end{cases} \quad (13)$$

$$K_2 = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < t < D_1T \\ 1 & \text{for } D_1T < t < T \end{cases} \quad (14)$$

۳-۲. مدل سیگنال بزرگ و مدل حالت ماندگار مبدل SIDO باک / باک

برای آنکه بتوانیم مدل سیگنال بزرگ مبدل را از فلوگراف سیگنال شکل ۸ استخراج کنیم در ابتدا باید مدل سیگنال بزرگ شاخه‌های

شاخه‌های سوئیچینگ به‌طور گرافیکی، فلوگراف‌ها را با هم یکی نموده تا فلوگراف نهایی که نمایش گرافیکی مبدل سوئیچینگ را نشان می‌دهد، ایجاد نمایند. سیگنال‌های کنترلی سوئیچینگ از طریق این شاخه‌های سوئیچینگ به مبدل تزریق می‌شوند. تعداد توابع سوئیچینگ به تعداد زیر مدارهای عملکردی مبدل در یک دوره تناوب بستگی دارد. برای هر بازه زمانی، زیر مدار مربوط به آن توسط المان‌های مداری تشکیل داده می‌شود. سپس هر زیر مدار توسط یک SFG طبق قوانین مطرح شده مدل می‌گردد و با G_i نشان داده شده که i به i امین زیر مدار اشاره دارد. در نهایت فلوگراف نهایی با ارتباط فلوگراف‌های هر زیر مدار توسط شاخه‌های سوئیچینگ و از طریق رابطه زیر به‌دست می‌آید:



$$G = \sum_{i=1}^n K_i G_i \quad (8)$$

که n بیانگر تعداد فلوگراف‌ها (تعداد مدهای عملکردی) و G توصیف گرافی مبدل سوئیچینگ مربوط می‌باشد که توسط این فلوگراف رفتار کلی سیستم در حالت دینامیک و ماندگار قابل مشاهده است.

۳-۱. استفاده از روش SFG در مدل کردن مبدل SIDO باک / باک

در این بخش مبدل SIDO باک / باک، که در شکل ۳ نشان داده شده است، توسط روش SFG مدل می‌شود. فرض بر این است که این مبدل در مد CCM کار می‌کند. یک سیکل کامل سوئیچینگ این مبدل شامل سه مرحله عملکردی می‌باشد که بر پیچیدگی مدل کردن آنها می‌افزاید. هر مرحله توسط یک SFG مدل می‌شود و در نهایت مدل‌ها توسط رابطه ۸ با هم ارتباط برقرار کرده و مدل نهایی ایجاد می‌شود. با در نظر گرفتن مقاومت‌های سری سلف و سری خازن و ایده‌آل بودن سوئیچ‌ها، مدل‌های مداری مرتبط با عملکرد مبدل باک / باک در هر مرحله و در مد CCM در شکل ۶ نمایش داده شده است. با در نظر گرفتن مقاومت‌های سری سلف و سری خازن و ایده‌آل بودن

سوئیچینگ را به دست آوریم. فرض کنید سیگنال ورودی به شاخه k - معادل $x(t)$ و خروجی آن $y(t)$ باشد. سیگنال ورودی $x(t)$ همانند آنچه در شکل ۹ آمده است توسط تابع سوئیچینگ برش زده می شود. لذا سیگنال خروجی $y(t)$ برابر خواهد بود با یک سیگنال برش زده شده با دامنه معادل با سیگنال ورودی $x(t)$ یک پالس با فرکانس معادل با فرکانس سوئیچینگ و عرض معادل با زمان T_{on} . اگر فرکانس گوشه‌ای فیلتر خیلی کوچکتر از فرکانس سوئیچینگ باشد، شرط ریپل پایین می تواند برقرار باشد. سیگنال مؤثری که پس از عبور از شاخه k - در خروجی آن ظاهر می شود، معادل است با مقدار میانگین آن در طول سیکل سوئیچینگ:

$$y(t) = \frac{1}{T_s(t)} \int_0^{T_{ON}(t)} x(t) dt \quad (15)$$

$$\approx x(t) \frac{1}{T_s(t)} \int_0^{T_{ON}(t)} dt$$

$$= x(t)d(t)$$

که $d(t)$ میانگین تابع سوئیچینگ $k(t)$ است و بیانگر نسبت سیکل کاری سوئیچ می باشد:

$$d(t) = \frac{T_{ON}(t)}{T_s(t)} \quad (16)$$

سوئیچها توسط تابع سیکل - کاری خود کنترل می شوند. معادله ۱۶ نشان می دهد که سیگنال خروجی شاخه با حاصلضرب سیگنال ورودی $x(t)$ و سیگنال کنترل سیکل - کاری $d(t)$ برابر خواهد بود. بنابراین این سیگنال مستقیماً تحت تاثیر سیگنال ورودی $x(t)$ بوده و توسط سیگنال $d(t)$ کنترل می شود. با توجه به رابطه ۱۵ می توان مدل سیگنال بزرگ شاخه سوئیچینگ را توسط یک ضرب کننده همانند آنچه در شکل ۱۰ نمایش داده شده نمود [۲۱]. مدل سیگنال بزرگ مبدل سوئیچینگ نیز با جایگزینی شاخه های سوئیچینگ با مدل سیگنال بزرگشان در فلوگراف سیگنال به دست می آید که در شکل ۱۱ برای مبدل SIMO باک / باک نشان داده شده است. مدل سیگنال بزرگ نشان داده شده در شکل ۱۱ را می توان مستقیماً وارد متلب/سیمولینک نمود تا دینامیک سیستم را شبیه سازی کرد. پاسخ سیگنال بزرگ سیستم را با اعمال سیگنال به ورودی v_{in} و مشاهده سیگنال خروجی v_o می توان به دست آورد. همچنین امیدانس ورودی مبدل را می توان با به دست آورد سیگنال i_L در مبدل SIDO باک / باک مشاهده نمود. به علاوه با اعمال یک سیگنال به گره $d_I(t)$ و مشاهده سیگنال خروجی v_{oI} می توان پاسخ سیگنال بزرگ خروجی به سیگنال کنترل را به دست آورد. همچنین با تزریق سیگنال به گره

v_{oI} و v_{o2} و مشاهده سیگنال i_{oI} و i_{o2} می توان امیدانس خروجی را در هر یک از خروجی ها بصورت مجزا به دست آورد. با وارد کردن مدل سیگنال بزرگ در شبیه ساز کامپیوتری مانند متلب / سیمولینک به راحتی می توان یک دید کلی از رفتار دینامیکی سیستم استخراج نمود. با مطالعه رفتار دینامیکی سیگنال بزرگ می توان یک محدوده عملکردی پایدار برای مبدل مشخص کرد. در این محدوده عملکردی می توان سیستم را در مجاورت نقطه کار خطی نمود تا پاسخ فرکانسی سیگنال کوچک آن مورد مطالعه قرار گیرد. در یک مبدل DC/DC روابط تحلیلی مانند نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی و مقدار متوسط جریان سلف را می توان از روابط حالت ماندگار آن استخراج نمود. مدل سیگنال بزرگ شاخه- k که در شکل ۱۰ نشان داده شد را می توان به گونه ای تغییر داد تا مدل حالت ماندگار شاخه سوئیچینگ به دست آید. فرض کنید که سیگنال ورودی $x(t)$ و سیگنال کنترل سیکل کاری $d(t)$ که به شاخه سوئیچینگ وارد می شوند ثابت باشند. لذا خواهیم داشت:

$$x(t) = X \quad (17)$$

$$d(t) = D \quad (18)$$

$$y(t) = Y \quad (19)$$

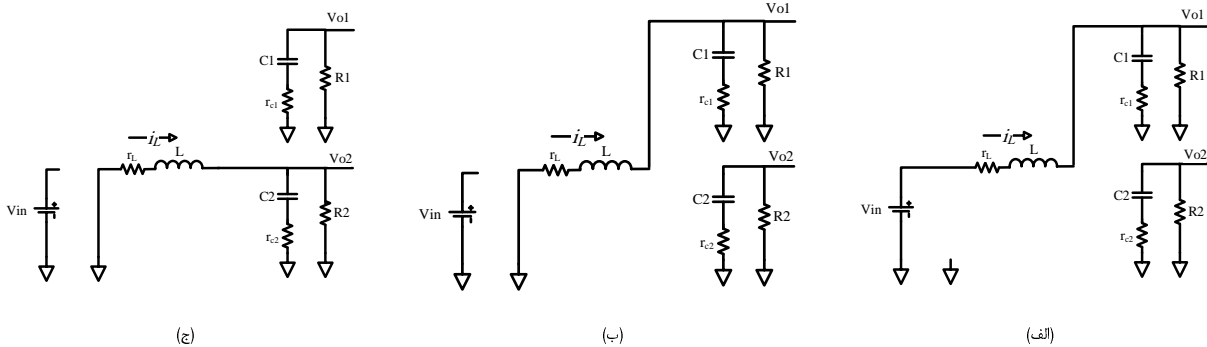
با این فرض می توان شاخه سوئیچینگ را به یک شاخه استاندارد تبدیل نمود که در شکل ۱۲ نمایش داده شده است. بنابراین شاخه k - تنها متشکل از سیگنال ورودی X ، ضریب انتقال D و سیگنال خروجی Y خواهد بود. با این تعریف و در حالت ماندگار، ضریب انتقال شاخه های K_1 ، K_2 و K_0 به ترتیب D_1 و D_2 و D_0 می باشند. بنابراین مدل حالت ماندگار مبدل SIMO با جایگذاری شاخه های K_1 ، K_2 و K_0 با مدل حالت ماندگار آنها به دست می آید. مدل حالت ماندگار این مبدل ها در شکل ۱۳ نمایش داده شده است. با استفاده از فرمول بهره میسون [۳۱] و جایگذاری فرکانس مختلط $s \rightarrow 0$ ، نسبت حالت ماندگار ولتاژ خروجی و جریان سلف به ولتاژ ورودی را می توان محاسبه نمود که در جدول ۱ آورده شده اند.

۳-۳. مدل سیگنال کوچک مبدل SIDO باک / باک

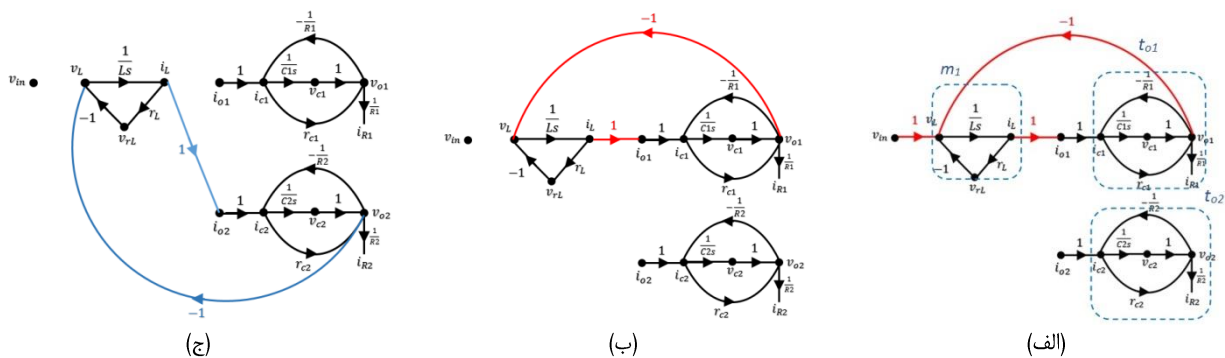
هدف از طراحی کنترل کننده ایجاد ولتاژی ثابت در خروجی در برابر تغییرات بار و یا ورودی می باشد. برای ایجاد این ولتاژ مقادیر ولتاژ و جریان المانها که تحت تاثیر مقادیر سیکل های کاری می باشند، به گونه ای تنظیم می شوند که بتوان ولتاژ مورد نظر را در خروجی ایجاد نمایند. این ولتاژها، جریانها و سیکل های کاری در

کار و نیز طراحی کنترل کننده مورد استفاده قرار می گیرد. برای شاخه سوئیچینگ و در مد سیگنال بزرگ رابطه سیگنال ورودی و سیگنال خروجی عبارت است از:

راستای ایجاد ولتاژ مطلوب مقادیری به خود می گیرند که از آن به عنوان نقطه کار نام برده می شود. مدل سیگنال کوچک معمولاً به منظور تقریب زدن رفتار تغییرات دینامیکی یک مبدل حول نقطه

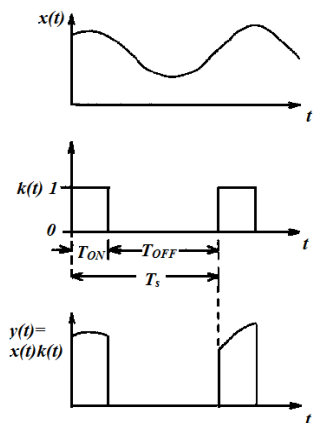


شکل ۶. سه مدل مداری عملکرد مبدل SIDO باک / باک؛ (الف) بازه زمانی $0 < t < D_0T$ ، (ب) بازه زمانی $D_0T < t < D_1T$ ، (ج) بازه زمانی $D_1T < t < T$

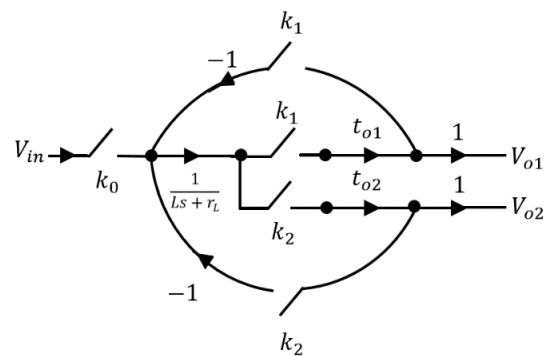


شکل ۷. سه فلوگراف مرتبط با عملکرد مبدل SIDO باک / باک؛ (الف) فلوگراف G_1 مربوط به زیر مدار بازه زمانی

$0 < t < D_0T$ ، (ب) فلوگراف G_2 مربوط به زیر مدار بازه زمانی $D_0T < t < D_1T$ ، (ج) فلوگراف G_3 بازه زمانی $D_1T < t < T$



شکل ۹. سیگنال های شاخه-k



شکل ۸. SFG یکپارچه از مبدل SIDO باک / باک

سیگنال ها به مقدار حالت ماندگار و تغییرات کوچک خواهیم داشت:

$$d_0(t) = D_0 + \hat{d}_0(t) \quad (21)$$

$$d_1(t) = D_1 + \hat{d}_1(t) \quad (22)$$

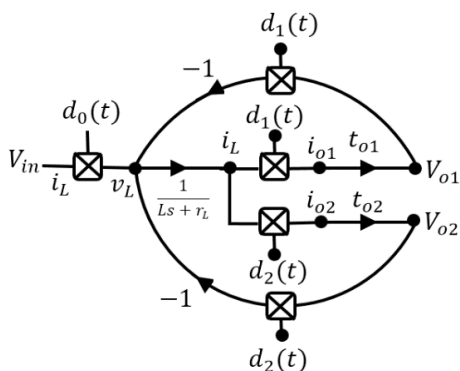
$$y(t) = x(t)d(t) \quad (20)$$

با فرض اینکه سیگنال کنترلی شاخه های سوئیچینگ در فلوگراف مربوط به مبدل باک/باک $d_0(t)$ و $d_1(t)$ باشند، می توان تغییرات کوچک نزدیک نقطه کار را به دست آورد. لذا با تفکیک

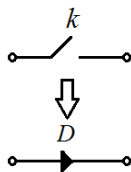
و با صرف نظر از تغییرات کوچک مرتبه دوم $\hat{x}_{k_2}(t)\hat{d}_1(t)$ معادله سیگنال کوچک شاخه سوئیچینگ K_2 به دست می آید که عبارت است از:

$$\hat{y}_{k_2}(t) = D_2 \hat{x}_{k_2}(t) - X_{k_2} \hat{d}_1(t) \quad (33)$$

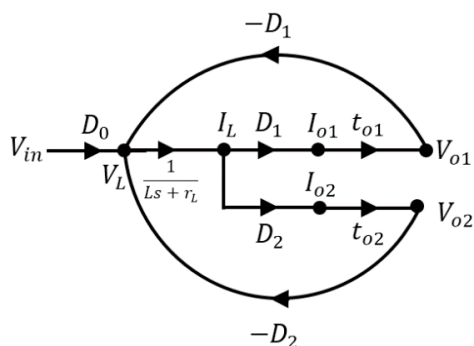
بنابراین با استفاده از روابط ۳۱، ۳۲ و ۳۳ مدل سیگنال کوچک شاخه های سوئیچینگ برای مبدا باک / باک به دست می آید که در شکل ۱۴ نمایش داده شده است. اکنون SFG سیگنال کوچک مبدا SIDO باک / باک با جایگذاری شاخه های سوئیچینگ شکل ۸ با مدل سیگنال کوچک شکل ۱۴ به دست خواهد آمد که در شکل ۱۵ نمایش داده شده است.



شکل ۱۱. مدل سیگنال بزرگ مبدا SIDO باک/باک



شکل ۱۲. مدل حالت ماندگار شاخه-k



شکل ۱۳. مدل SFG حالت ماندگار مبدا SIDO باک/باک

۳-۴. نتایج شبیه سازی حاصل از مدل کردن مبدا

بخش های قبلی به مدل کردن مبدا با استفاده از روش SFG پرداخته شد. روابط ریاضی حاکم مابین ورودی و خروجی مبدا در بخش ۳-۲ محاسبه و مدل حالت ماندگار، سیگنال کوچک و

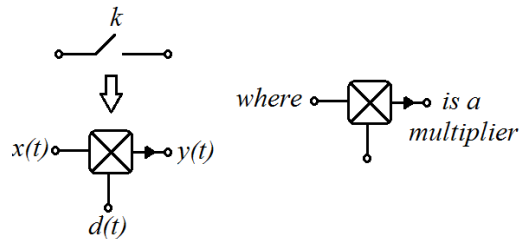
$$d_2(t) = D_2 + \hat{d}_2(t) \quad (23)$$

که $\hat{d}_j(t)$ تغییرات کوچک حول نقطه کار D_i می باشد. در مبدا SIDO باک / باک مطابق با شکل موج نشان داده شده در شکل ۴ داریم:

$$1 = d_1(t) + d_2(t) \quad (24)$$

لذا خواهیم داشت:

$$d_2(t) = 1 - d_1(t) \quad (25)$$



شکل ۱۰. مدل سیگنال بزرگ شاخه-k

با جایگذاری رابطه ۲۵ در رابطه ۲۳ خواهیم داشت:

$$d_2(t) = D_2 - \hat{d}_1(t) \quad (26)$$

که $D_2 = I - D_0$ می باشد. سیگنال های ورودی و خروجی شاخه

سوئیچ عبارتند از:

$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (27)$$

$$y(t) = Y + \hat{y}(t) \quad (28)$$

که $\hat{x}(t)$ و $\hat{y}(t)$ تغییرات کوچک سیگنال های ورودی و خروجی حول نقطه کار X و Y می باشند. برای شاخه k_0 با جایگذاری روابط ۲۱ الی ۲۸ در رابطه ۱۵ خواهیم داشت:

$$Y_{k_0} + \hat{y}_{k_0}(t) = (X_{k_0} + \hat{x}_{k_0}(t))(D_0 + \hat{d}_0(t)) \quad (29)$$

که $\hat{x}_{k_0}(t)$ و $\hat{y}_{k_0}(t)$ به ترتیب تغییرات کوچک حول حالت ماندگار ورودی X_{k_0} و حالت ماندگار خروجی Y_{k_0} شاخه K_0 می باشند. از اینرو برای شاخه k_0 خواهیم داشت:

$$Y_{k_0} + \hat{y}_{k_0}(t) = X_{k_0} D_0 + D_0 \hat{x}_{k_0}(t) + X_{k_0} \hat{d}_0(t) + \hat{d}_0(t) \hat{x}_{k_0}(t) \quad (30)$$

و در نهایت با صرف نظر کردن از تغییرات کوچک مرتبه دوم $\hat{d}_0(t)\hat{x}_{k_0}(t)$ معادله سیگنال کوچک شاخه سوئیچینگ K_0 به دست می آید که عبارت است از:

$$\hat{y}_{k_0}(t) = D_0 \hat{x}_{k_0}(t) + X_{k_0} \hat{d}_0(t) \quad (31)$$

و به طریق مشابه برای شاخه K_1 خواهیم داشت:

$$\hat{y}_{k_1}(t) = D_1 \hat{x}_1(t) + X_{K_1} \hat{d}_1(t) \quad (32)$$

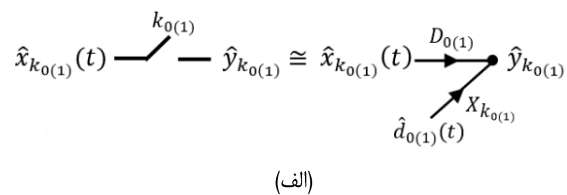
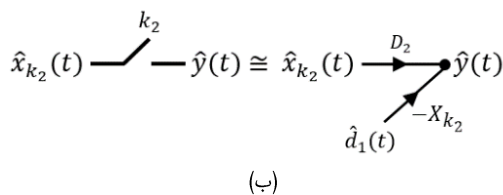
همان‌گونه که در مقدمه بیان شد، اگرچه روش مدل‌کردن میانگین حالت مبتنی بر ریل جریان در حالت ماندگار دارای خطای صفر نسبت به محاسبات ریاضی می‌باشد، اما در این روش اطلاعات دقیق از نحوه عملکرد مدل و پارامترهای مهم جریان مانند بیشینه و کمینه آن مورد نیاز است که خود منجر بر افزایش محاسبات ریاضی می‌شود. به‌علاوه در صورت افزایش تعداد المان‌ها یا خروجی‌ها این روش بسیار پیچیده و خسته‌کننده می‌باشد که احتمال وقوع خطا در فرایند مدل‌کردن را افزایش می‌دهد. از طرفی مدل به‌دست آمده رفتار سیگنال بزرگ سیستم را پیش‌بینی نمی‌کند. از اینرو با توجه به شکل ۱۷ مقدار خطای نسبت تبدیل خروجی به ورودی ناشی از مدل‌کردن با روش SFG برای مدل SIDO باک / باک و در بازه وسیع تغییرات $0.02 < D_0 < 0.5$ کمتر از 0.02 بوده که قابل صرف‌نظر است.

سیگنال بزرگ آن نیز در بخش ۳-۳ محاسبه و رسم شدند. مشابه چنین کاری اما با استفاده از روش مدل‌کردن میانگین حالت مبتنی بر ریل جریان سلف و برای یک مدل SIDO باک / باک در مقاله [۱۸] انجام شده و روابط بین ورودی و خروجی مدل در حالت ماندگار و سیگنال کوچک به‌دست آمده است. مقایسه مابین محاسبات ریاضی انجام‌شده در این مقاله (روابط ۱ و ۲) با نتایج حاصل از روش SFG و آنچه در مقاله [۱۸] گزارش شده، نشان‌دهنده تفاوت‌هایی است که در شکل ۱۶ نشان داده شده است. با تعریف خطا به‌صورت ۳۴ می‌توان مقدار خطای ناشی از مدل‌کردن با روش SFG را محاسبه نمود که در شکل ۱۷ نمایش داده شده است.

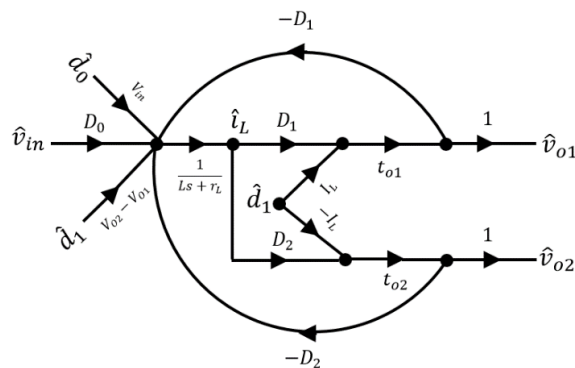
$$\begin{aligned} \text{error in Steady State} \\ = \text{Mathematical calculation} \\ - \text{SFG modelling result.} \end{aligned} \quad (34)$$

جدول ۱: معادلات حالت ماندگار عملکرد مدل SIDO باک/باک

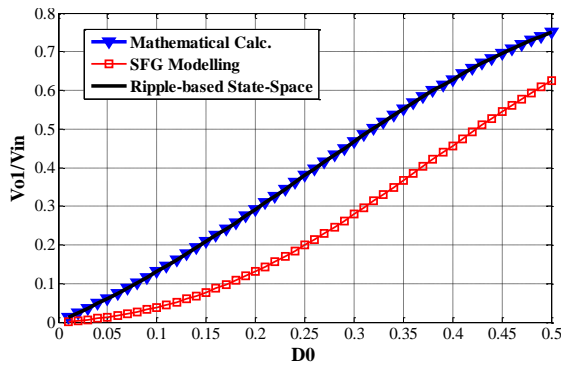
$\frac{V_{o1}}{V_{in}}$	$\frac{R_1 D_0 D_1}{r_L + R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2}$
$\frac{V_{o2}}{V_{in}}$	$\frac{R_2 D_0 D_2}{r_L + R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2}$
$\frac{I_L}{V_{in}}$	$\frac{D_0}{r_L + R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2}$
$\frac{I_{o1}}{V_{in}}$	$\frac{D_0 D_1}{r_L + R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2}$
$\frac{I_{o2}}{V_{in}}$	$\frac{D_0 D_2}{r_L + R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2}$



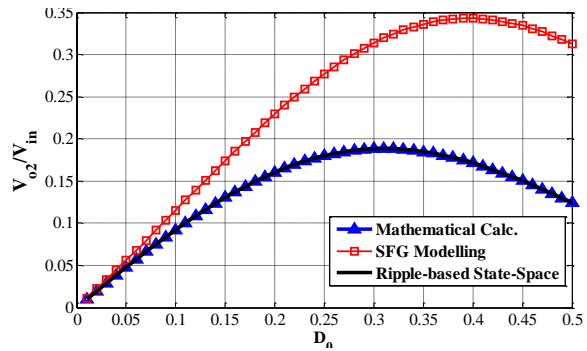
شکل ۱۴. مدل سیگنال کوچک؛ الف) شاخه K_0 و K_1 ، ب) شاخه K_2



شکل ۱۵. مدل SFG سیگنال کوچک مدل SIDO باک/باک

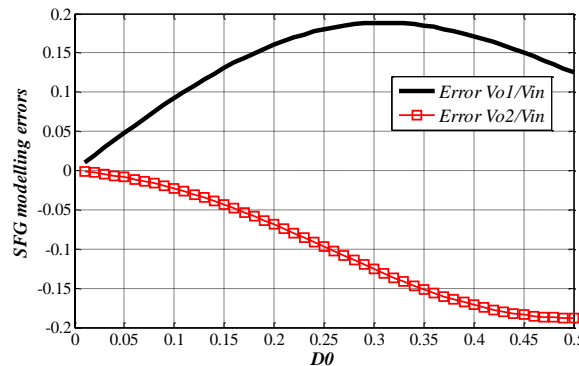


(ب)



(الف)

شکل ۱۶. مقایسه نسبت تبدیل حالت ماندگار مبدل SIDO باک/باک؛ الف) نسبت V_{o1}/V_{in} ، ب) نسبت V_{o2}/V_{in}



شکل ۱۷. خطای ناشی از مدل کردن مبدل SIDO باک/باک با روش SFG

جدول ۲. مقادیر پارامترهای مبدل‌ها

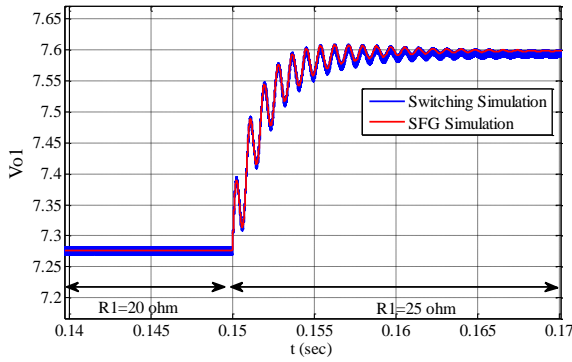
R_1	20Ω
R_2	15Ω
L	$100\mu H$
C_1	$100\mu F$
C_2	$100\mu F$
r_L	0Ω
r_{C1}	0Ω
r_{C2}	0Ω

۴. طراحی کنترل‌کننده چندمتغیره برای مبدل SIDO

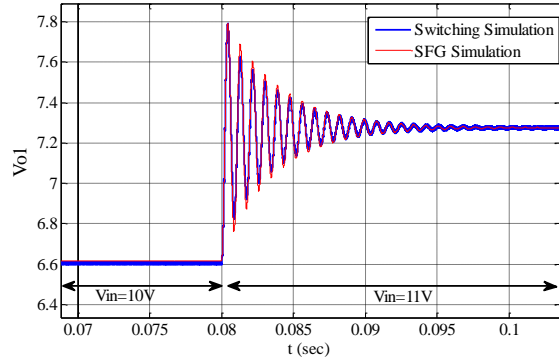
باک/باک

همان‌گونه که در شکل ۱۵ نمایش داده شده پارامترهای کنترلی (ورودی) در مدل سیگنال کوچک مقادیر \hat{d}_0 و \hat{d}_1 (تغییرات کوچک سیکل کاری حول نقطه کار) و خروجی‌های سیستم پارامترهای \hat{v}_{o1} و \hat{v}_{o2} (تغییرات کوچک ولتاژ خروجی حول نقطه کار یا حالت ماندگار) می‌باشند. بنابراین توابع تبدیل عبارت‌اند از نسبت خروجی‌ها به ورودی کنترلی که برای مبدل مورد نظر می‌توان چهار تابع تبدیل در نظر گرفت که با توجه به مقادیر جدول ۲، مدل شکل ۱۵ و مقادیر $D_0=0.52$ و $D_1=0.625$ عبارت‌اند از:

لذا می‌توان با توجه به مزایای روش SFG و حفظ کلیت موضوع با اطمینان از آن استفاده نمود. به‌منظور بررسی رفتار مدل به‌دست آمده از سیستم، شبیه‌سازی‌هایی در نرم‌افزار متلب انجام گرفت که مقادیر نامی پارامترهای آن عبارت‌اند از: ولتاژ ورودی ۱۰ ولت، فرکانس سوئیچینگ ۱۰۰ کیلوهرتز و مقادیر پارامترهایی که در جدول ۲ لیست شده‌اند. تغییرات خروجی در مبدل SIDO باک / باک به تغییرات ولتاژ ورودی و تغییرات بار به ترتیب در شکل ۱۸ الف و شکل ۱۸ ب به نمایش در آمده است. در شکل ۱۸ خروجی حاصل از مدل SFG با خروجی شبیه‌سازی ساختار سوئیچینگ واقعی مقایسه شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، تغییرات ولتاژ خروجی که مشخص‌کننده دینامیک تغییرات مبدل است با دقت خوب با تغییرات حاصل از مدل SFG همخوانی داشته و همدیگر را دنبال می‌کنند که مؤید عملکرد مناسب مدل حاصل از روش SFG می‌باشد. همان‌گونه که در شکل ۱۸ مشاهده می‌شود، خروجی با فرکانس نوسانات حدود ۱/۵ کیلوهرتز به مقدار نهایی خود می‌رسد که می‌توان از آن به‌عنوان فرکانس نوسانات میراث‌شونده نام برد که در ادامه به آن پرداخته خواهد شد.



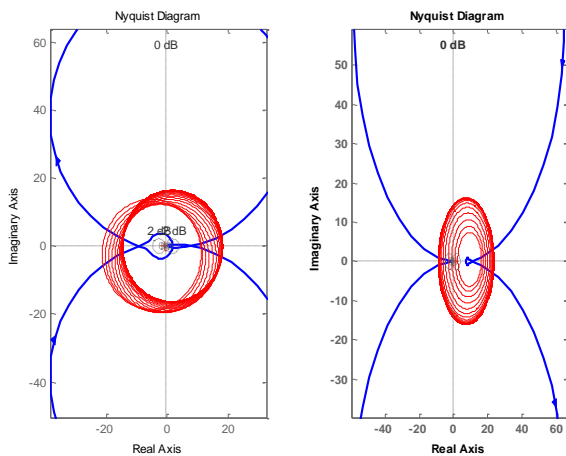
(ب)



(الف)

شکل ۱۸. تغییرات سیگنال بزرگ مبدل SIDO باک/باک در برابر اغتشاشات؛ (الف) ولتاژ ورودی، (ب) مقاومت بار

$g_{22}(s)$ توابع تبدیل کنترل (قطر اصلی) و $g_{12}(s)$ و $g_{21}(s)$ (قطر فرعی) توابع تبدیل کوپل متقابل سیستم می‌باشند. اولین مرحله در طراحی کنترل‌کننده سیستم‌های چند ورودی - چند خروجی بررسی غالب قطری بود ماتریس تابع تبدیل می‌باشد [۳۲]. در صورتی که ماتریس تابع تبدیل غالب قطری نباشد، سیستم تحت تأثیر پدیده کوپل متقابل خواهد بود. برای این منظور از روش ترسیمی ارزیابی غلبه قطری با استفاده از دوایر گرشگورین و نواحی گرشگورین [۳۲] استفاده شده که در شکل ۱۹ برای مبدل باک / باک نمایش داده شده است. همان‌گونه که در شکل ۱۹ نمایش داده شده با رسم دیاگرام نایکوئیست توابع کنترلی g_{11} و g_{22} و رسم دوایر گرشگورین مشاهده می‌شود که در مبدل باک / باک، دوایر مربوط به g_{22} شامل مبدأ می‌باشند.



شکل ۱۹. دیاگرام نایکوئیست و باندهای گرشگورین ماتریس تابع تبدیل مبدل SIDO باک / باک این ماتریس غالب قطری نمی‌باشد

این بیان‌کننده این مطلب است که ماتریس مرتبط با مبدل SIDO باک / باک غالب قطری نمی‌باشد. پاسخ پله این سیستم

$$g_{11} = \frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{d}_1} = \frac{7000s^2 - 3.06 * 10^8 s + 5.5 * 10^{10}}{s^3 + 1167 s^2 + 5.34 * 10^7 s + 3.30 * 10^{10}} \quad (35)$$

$$g_{12} = \frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{d}_0} = \frac{8.12 * 10^8 s + 5.41 * 10^{11}}{s^3 + 1167 s^2 + 5.346e007 s + 3.307e010} \quad (36)$$

$$g_{21} = \frac{\hat{v}_{o2}}{\hat{d}_1} = \frac{-7000 s^2 - 1.90 * 10^8 s - 5.309 * 10^{11}}{s^3 + 1167 s^2 + 5.346e007 s + 3.307e010} \quad (37)$$

$$g_{22} = \frac{\hat{v}_{o2}}{\hat{d}_0} = \frac{4.875 * 10^8 s + 2.438 * 10^{11}}{s^3 + 1167 s^2 + 5.346e007 s + 3.307e010} \quad (38)$$

همان‌طور که در روابط فوق مشاهده می‌شود، مخرج توابع که بیانگر معادله مشخصه سیستم است از مرتبه ۳ بوده و قطب‌های سیستم عبارت‌اند از:

$$S_0 = -622$$

$$S_{1,2} = -7283 \pm j272.2$$

که در این صورت فرکانس نوسانات میراثونده عبارت است از:

$$f = \frac{7283}{2\pi} = 1.159 \text{ KHz} \quad (39)$$

که با فرکانس نوسانات شکل ۱۸ همخوانی دارد. حال می‌توان

روابط بین ورودی و خروجی‌ها را به فرم استاندارد زیر نوشت:

$$\hat{v}_{o1}(s) = g_{11}(s)\hat{d}_1(s) + g_{12}(s)\hat{d}_0(s) \quad (40)$$

$$\hat{v}_{o2}(s) = g_{21}(s)\hat{d}_1(s) + g_{22}(s)\hat{d}_0(s) \quad (41)$$

و لذا خواهیم داشت:

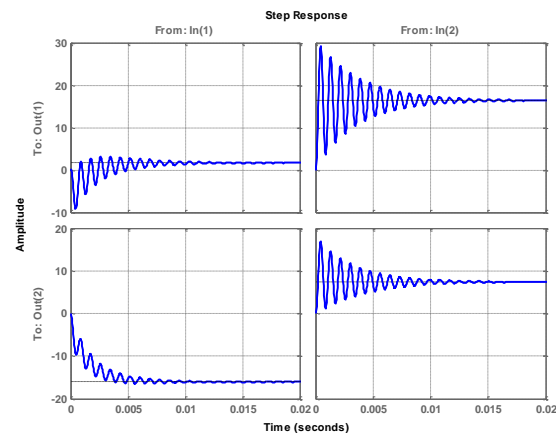
$$\hat{v}_o(s) = G(s)\hat{d}(s) \quad (42)$$

که $\hat{v}_o(s)$ ماتریس خروجی‌ها، $\hat{d}(s)$ ماتریس ورودی‌ها و در

نهایت $G(s)$ ماتریس تابع تبدیل مبدل می‌باشد. در واقع $g_{11}(s)$ و

به ورودی $[1 \ 0]^T$ و ورودی $[0 \ 1]^T$ در شکل ۲۰ نمایش داده شده است. همان طور که در این شکل مشاهده می شود، تداخل در این مبدل به شدت زیاد می باشد. در چنین مواردی طراحی سیستم کنترل را به دو بخش می توان تقسیم نمود [۳۳]:

۱. طراحی کنترل کننده به طوری که سیستم حلقه بسته پایدار و خروجی های سیستم ورودی های مرجع داده شده را ردیابی کنند
۲. طراحی ماتریس پیش جبران ساز $C_p(s)$ به طوری که سیستم جبران شده $G(s)C_p(s)$ غلبه قطری باشد



شکل ۲۰. پاسخ پله ماتریس تبدیل مبدل SIDO باک/باک به نمودارهای سمت چپ) ورودی $[1 \ 0]^T$ ، نمودارهای سمت راست) ورودی $[0 \ 1]^T$

روش های مختلفی برای انتخاب $C_p(s)$ وجود دارد که در [۳۳] به آن اشاره شده است. یک انتخاب به صورت ۴۳ می باشد که سیستم را در فرکانس های پایین قطری می کند و می توان از کنترل کننده های SISO برای کنترل حلقه بسته استفاده نمود. با استفاده از رابطه ۴۳ به عنوان نقطه شروع و ادامه طراحی به صورت سعی و خطا $C_{pl}(s)$ برای مبدل SIDO باک / باک محاسبه شده که عبارت است از:

$$C_p(s) = [G(0)]^{-1} \quad (43)$$

$$C_p = \begin{bmatrix} 0.0268 & -0.0595 \\ 0.0583 & 0.006 \end{bmatrix} \quad (44)$$

با ضرب توابع جبران ساز فوق در سیستم مربوطه سیستمی جبران شده به دست خواهد آمد که آرایه نایکویست آن برای همان بازه فرکانسی برای مبدل SIDO باک / باک در شکل ۲۱ نمایش داده شده است.

همان گونه که مشاهده می شود باندهای گرشگورین شامل مبدأ نبوده که نشان دهنده آن است که این پیش جبران سازی

سیستم را غالب قطری کرده است. مجدداً ورودی پله به سیستم جبران شده اعمال می گردد که در شکل ۲۲ نمایش داده شده است. همان طور که مشاهده می شود، سیستم ورودی پله را دنبال و تداخل نیز به شدت کاهش یافته است. علت کاهش تداخل به دلیل دکوپله کردن خروجی ها و غالب قطری نمودن توابع تبدیل با استفاده از ضرایب دکوپله معادله ۴۴ می باشد. همچنین نوسانات موجود ناشی است از: نوع ساختار مبدل، حلقه باز بودن مبدل و مقادیر صفر و قطب های آن. پس از دکوپله سازی و غالب قطری کردن می توان برای هر کدام از حلقه ها از یک کنترل کننده PI مستقل استفاده کرد. ماتریس تابع تبدیل کنترل کننده قطری عبارت است از:

$$k(s) = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} 300 & 0 \\ 0 & 400 \end{bmatrix} \quad (45)$$

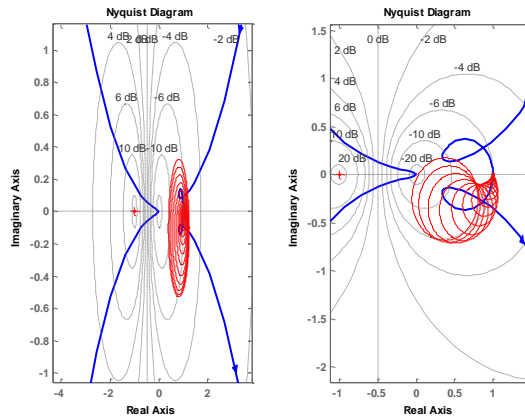
که ضرایب بخش تناسبی و انتگرالی با استفاده از نرم افزار متلب و به صورت تجربی به دست آمده اند. به منظور اطمینان از عملکرد صحیح کنترل کننده و سیستم دکوپلینگ، مدار سوئیچینگ واقعی حلقه بسته مبدل SIDO از نوع باک / باک در متلب / سیمولینک شبیه سازی، توسط کنترل کننده کنترل و رفتار سیستم به هنگام تغییر ۲۰ اهمی بار در شکل ۲۳ مشاهده گردید. در این شبیه سازی یک مبدل حلقه بسته دکوپله شده با یک مبدل حلقه بسته بدون دکوپله سازی مقایسه شده است. همان گونه که مشاهده می شود به هنگام تغییر بار در خروجی دوم، سیستم دکوپله شده می تواند تأثیر اغتشاش ناشی از تغییر ناگهانی بار را حذف ولیکن سیستم دکوپله نشده رفتار نوسانی از خود نشان می دهد. همان گونه که در شکل ۲۳ نمایش داده شده پس از بستن حلقه نوسانات شدید خروجی به هنگام تغییر در مقاومت خروجی نیز حذف شده است.

۵. نتیجه گیری

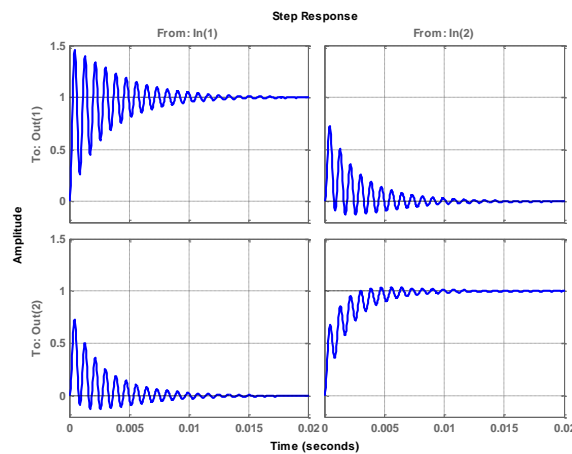
در این مقاله مراحل مدل کردن و طراحی کنترل کننده برای مبدل SIMO باک/باک با استفاده از روش SFG بررسی شد. سپس با استفاده از روش کنترل چندمتغیره و ماتریس دکوپله ساز یک کنترل کننده مناسب برای آن طراحی شد. روش SFG استفاده شده در این مقاله می تواند رفتار دینامیکی و استاتیکی مبدل را در مقایسه با روش های رایج مدل کردن و در شرایط مختلف کاری به خوبی پیش بینی نماید. نتایج شبیه سازی نشان دهنده آن است که روش مدل کردن از دقت خوبی برخوردار بوده و کنترل کننده

متفاوت استفاده می‌شود، بنابراین مبدل باک / باک معرفی شده و روش کنترلی به‌کار رفته در این مقاله می‌تواند جایگزین بسیار مناسبی در جهت کنترل این سطوح ولتاژ نسبت به روش‌های رایج باشد.

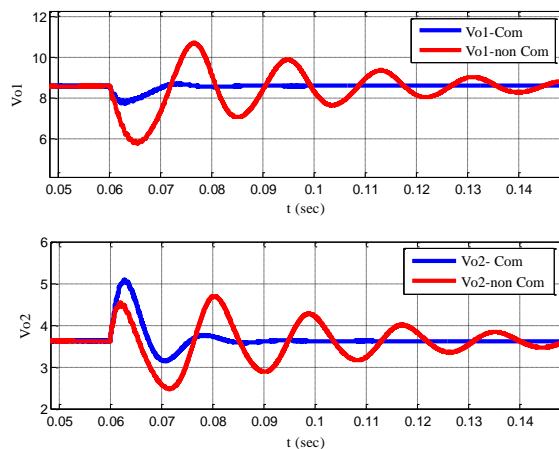
چندمتغیره طراحی شده مبتنی بر مدل می‌تواند مشکل تنظیم متقابل خروجی‌ها را به‌خوبی حذف کند (شکل ۲۲ در مقایسه با شکل ۲۰). با توجه به اینکه در سیستم‌های ناپیری معمولاً از منابع تغذیه با قابلیت ایجاد چندین خروجی با سطوح ولتاژی



شکل ۲۱. دیاگرام نایکوئیست و باندهای گرشگورین ماتریس تابع تبدیل مبدل SIDO باک/باک جبران شده



شکل ۲۲. پاسخ پله ماتریس تبدیل جبران شده مبدل SIDO باک/باک به سمت چپ) ورودی $[1 \ 0]^T$ ، سمت راست) ورودی $[0 \ 1]^T$



شکل ۲۳. تغییرات ولتاژهای مبدل باک/باک خروجی به‌هنگام تغییر ۲۰ اهمی مقاومت R_2 (آبی نمودار سیستم دکوپله شده، قرمز سیستم دکوپله نشده)

۶. مآخذ

- [1] G. E. Rodriguez, Voltage Conversion and Regulation Techniques Employed in the Prime Converter for the Anchored Interplanetary Monitoring Platform (AIMP) Spacecraft, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, no. 6, pp. 466-476, 1966.
- [2] S. Feng, W. Sander, T. Wilson, Small-capacitance nondissipative ripple filters for DC supplies, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 6, no. 1, pp. 137-142, 1970.
- [3] S. H. Marx, R. W. Bounds, A kilowatt rotary power transformer, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, no. 6, pp. 1157-1163, 1971.
- [4] F. Grassi, S. A. Pignari, J. Wolf, Channel characterization and EMC assessment of a PLC system for spacecraft DC differential power buses, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 53, no. 3, pp. 664-675, 2011.
- [5] J. Zhang, H. Wu, X. Qin et al., PWM plus secondary-side phase-shift controlled soft-switching full-bridge three-port converter for renewable power systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 7061-7072, 2015.
- [6] P. Patra, A. Patra, N. Misra, A Single-Inductor Multiple-Output Switcher With Simultaneous Buck, Boost, and Inverted Outputs, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 27, 2012.
- [7] Dual-output (positive and negative), DC-DC converter for CCD and LCD, 1988.
- [8] L. Hanh-Phuc, C. Chang-Seok, L. Kwang-Chan et al., A single inductor switching DC-DC converter with five outputs and ordered power-distributive control, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, pp. 2706-2714, 2007.
- [9] M. Brown, Practical Switching Power Supply Design: San Diego, CA Academic, 1990.
- [10] R. W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Boston: MA Kluwe, 1999.
- [11] M. Dongsheng, K. Wing-Hung, T. Chi-ying et al., Single-inductor multiple-output switching converters with time-multiplexing control in discontinuous conduction mode, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 89-100, 2003.
- [12] J. Kim, D. S. Kim, C. Kim, A Single-Inductor Eight-Channel Output DC-DC Converter With Time-Limited Power Distribution Control and Single Shared Hysteresis Comparator, *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. 60, 2013.
- [13] K. S. Seol, K. J. Woo, A Synchronous Multioutput Step-Up/Down DC-DC Converter with Return Current Control, *IEEE Trans. Circuits and Systems*, pp. 56-62, 2009.
- [14] Choi, Woo-Young, High-Efficiency DC-DC Converter with Fast Dynamic Response for Low-Voltage Photovoltaic Sources, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 28, pp. 706 - 716, 2013.
- [15] M. C. Lee, J. B. Lio, D. Y. Chen et al., Small-signal modeling of multiple-output flyback converters in continuous conduction mode with weighted feedback, *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 45, pp. 236-248, 1998.
- [16] G. Ma, W. Qu, G. Yu et al., A zero-voltage switching bidirectional DC-DC converter with state analysis and soft switching-oriented design consideration, *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 56, pp. 2174-2184, 2009.
- [17] Y. S. Lee, A systematic and unified approach to modeling switches in switch-mode power supplies, *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 32, pp. 445-448, 1985.
- [18] P. Patra, J. Ghosh, A. Patra, Control Scheme for Reduced Cross-Regulation in Single-Inductor Multiple-Output DC-DC Converters, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 60, pp. 5095-5104, 2013.
- [19] R. Trincherro, P. Manfredi, I. S. Stievano et al., Steady-state analysis of switching converters via frequency-domain circuit equivalents, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 63, no. 8, pp. 748-752, 2016.
- [20] H. Behjati, L. Niu, A. Davoudi et al., Alternative time-invariant multi-frequency modeling of PWM dc-dc converters, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 60, no. 11, pp. 3069-3079, 2013.
- [21] M. Veerachary, General rules for signal flow graph modeling and analysis of DC-DC

- converters, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions*, pp. 259-271, 2004.
- [22] M. Abbasi, A. Afifi, M. R. A. Pahlavani, Signal flow graph modeling and disturbance observer based output voltage regulation of an interleaved boost converter, *Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, 2016, pp. 464-469, 2016.
- [23] R. Loera-Palomo, J. A. Morales-Saldana, J. Leyva-Ramos, Signal flow graphs for modelling of switching converters with reduced redundant power processing, *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 7, pp. 1008-1016, 2012.
- [24] A. Abramovitz, J. Yao, 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, pp. 1702-1716, 2016.
- [25] H. Chen, Y. Zhang, D. Ma, A SIMO parallel-string driver IC for dimmable led backlighting with local bus voltage optimization and single time-shared regulation loop, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 27, pp. 452-462, 2012.
- [26] D. Ma, W. H. Ki, C. Y. Tusi et al., Single-inductor multiple output switching converters with time-multiplexing control in discontinuous mode, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 89-100, 2003.
- [27] T. Li, *Single inductor multiple output boost regulator*, 2000.
- [28] A. Ghosh, F. Boora, A. Zare, Multi-output buck-boost converter with enhanced dynamic response to load and input voltage changes, *IET Power Electronics*, vol. 4, pp. 194-208, 2011.
- [29] A. Nami, F. Zarei, A. Ghoshi et al., Multi-output DC-DC converters based on diode-clamped converters configuration: topology and control strategy, *IET Power Electronics*, vol. 3, pp. 197-208, 2010.
- [30] K. Wing-Hung, M. Dongsheng, Single-inductor multiple-output switching converters, in PESC. 2001 IEEE 32nd Annual in Power Electronics Specialists Conference, 2001, pp. 226-231.
- [31] B. C. Kuo, F. Golnaraghi, *Automatic control systems*, John Wiley, 2002.
- [32] A. Khaki-Sedigh, B. Moaveni, *Control configuration selection for multivariable plants*, Springer, vol. 391, 2009.
- [33] J. M. Maciejowski, *Multivariable feedback Design*: Addison-Wesley, 1989.

پی نوشت

-
1. single-inductor multi-output
 2. cross regulation
 3. signal flow graph
 4. anchored interplanetary monitoring platform
 5. bipolar supplies
 6. organic light emitting diodes
 7. sub converter
 8. single inductor dual-output
 9. transmittance