

مدل سازی مبدل SIDO بوست/بوست با استفاده از روش فلوگراف سیگنال و طراحی کنترل کننده چندمتغیره برای آن

مجید عباسی^۱، احمد عفیفی^۲، محمد رضا علیزاده پهلوانی^۳

^۱دانشجوی دکتری الکترونیک دانشگاه صنعتی مالک اشتر mabbasi_iust86@yahoo.com

^۲دانشیار گروه الکترونیک دانشکده برق، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

^۳دانشیار گروه کنترل دانشکده برق، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

تاریخ دریافت: ۱۳۹۴/۱۰/۰۶ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۵/۰۶/۲۱

چکیده

در این مقاله یک مبدل تک القاگر-دو خروجی (SIDO) مورد مطالعه قرار گرفته است. یکی از مشکلات عمده این نوع از مبدل‌ها پدیده تنظیم متقابل نمی‌باشد که می‌تواند در بعضی از موارد منجر به ناپایداری آن گردد. از طرفی مدل کردن این نوع از مبدل‌ها به دلیل نحوه عملکرد و تعداد زیاد المان‌ها و خروجی‌ها از پیچیدگی خاصی برخوردار است. طراحی کنترل کننده‌ای که بتواند خروجی‌ها را به صورت مستقل کنترل کند مستلزم داشتن مدل دقیق از رفتار این نوع از مبدل‌ها می‌باشد. در این مقاله ساختار بوست/بوست یک مبدل تک القاگر-دو خروجی با استفاده از روش فلوگراف سیگنال (SFG) مدل شده و صحت عملکرد آن مورد بررسی قرار گرفته است. سپس با استفاده از مباحث مطرح در حوزه کنترل سیستم‌های چند متغیره، کنترل کننده مناسب جهت حذف مشکل تنظیم متقابل طراحی و نتایج شبیه‌سازی آن به نمایش درآمده است.

کلیدواژه

مبدل SIDO، تنظیم متقابل، فلوگراف سیگنال، کنترل چند متغیره.

مقدمه

روش مرسوم برای ایجاد N ولتاژ خروجی از یک منبع DC استفاده از N مبدل DC-DC مجزا و یا بهره‌گیری از یک ترانسفورماتور با N سیم‌پیچ در خروجی می‌باشد [۴، ۵]. روش اول نیازمند استفاده از تعداد زیاد المان‌های کنترل و المان‌های قدرت بوده که هزینه سیستم را بالا می‌برد. در روش دوم نیز این امکان وجود ندارد که خروجی‌ها را به طور 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 نشستی و اثر کوپلینگ متقابل سیم‌پیچ‌ها مشکلاتی را به همراه خواهد داشت. به علاوه هر دو روش حداقل به N سلف و یا سیم‌پیچ نیاز دارند که باعث حجیم شدن و نیز پرهزینه شدن آن می‌گردد.

روش سوم برای ایجاد چند خروجی از یک ورودی، استفاده از پل H سری شده یا CHB^۱ می‌باشد [۶، ۷]. در ساختار CHB هر پل H نیازمند یک منبع DC مستقل است. بنابراین تعداد منابع تغذیه مستقل افزایش می‌یابد. ولتاژ متناوب تولید شده در این نوع از

امروزه مبدل‌های DC-DC به طور گسترده در کاربردهایی باتوان‌های مختلف مورد استفاده قرار می‌گیرند. از طرفی وسایل الکترونیکی قابل حمل به سطوح ولتاژی متعددی به منظور تغذیه پردازنده‌ها و ماژول‌های مختلف خود نیاز دارند تا امکان عملکردهای مختلف در حین انجام وظیفه اصلی وسیله میسر گردد. از آن جمله می‌توان به دیودهای انتشار دهنده نور (LED) پس‌زمینه، مانیتور نمایشگر کریستال مایع (LCD) و چندین و چند پروسور مجزا در یک وسیله اشاره نمود. در چنین کاربردهایی این امکان وجود دارد که به طور همزمان سطح ولتاژ بالاتر، پایین‌تر و یا حتی منفی از یک باتری ایجاد گردد (به عنوان مثال در نمایشگرهای تخت LED) [۱]. در عین حال منابع تغذیه دوقطبی^۲ در کاربردهایی مانند دیودهای انتشار دهنده نور ارگانیک (OLED) از اهمیت ویژه‌ای برخوردار هستند [۲، ۳].

^۱ Organic Light Emitting Diodes
^۲ Cascade H-Bridge

^۱ Single-Inductor Double-Output
^۲ Cross Regulation
^۳ Signal Flow Graph
^۴ Bipolar supplies

مبدل‌ها نیازمند یکسوسازی مجدد بوده و از طرفی دیگر الگوریتم کنترلی مناسب برای شارژ یکسان خازن‌ها بسیار پیچیده می‌گردد [۸].

دسته چهارم مبدل‌های چند خروجی DC-DC، مبدل‌هایی با یک القاگر و چند خروجی می‌باشند که به اختصار SIMO نامیده می‌شوند. بهره‌گیری از تنها یک القاگر یکی از بزرگترین مزایای این نوع از مبدل‌ها است که کاربرد آن‌ها را در طراحی‌های توان پایین On-Chip توجیه‌پذیر می‌نماید [۹-۱۱]. از دیگر مزایای استفاده از این نوع از مبدل‌ها امکان کنترل خروجی‌ها به صورت 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 روبرو می‌باشند. تغییرات مختلف بار در هر خروجی می‌بایست به طور کامل و مستقل کنترل گردد. اگر ولتاژ خروجی یکی از زیر مبدل‌ها تحت تاثیر تغییرات بار در زیر مبدل دیگر باشد پدیده تنظیم متقابل اتفاق می‌افتد [۹] که در بدترین حالت باعث ناپایداری مبدل خواهد شد. از این رو مدل کردن و طراحی یک کنترل‌کننده مناسب برای یک مبدل DC-DC چند خروجی از اهمیت بالایی برخوردار است [۱۰، ۱۱-۱۲].

اولین مرحله از طراحی یک کنترل‌کننده مناسب برای مبدل‌های DC-DC تحلیل آن‌ها بر اساس یک مدل دقیق می‌باشد. مدل کردن مبدل‌هایی مانند یک مبدل SIMO به دلیل پیچیدگی و نیز با افزایش المان‌های آن از دشواری خاصی برخوردار است. معمولاً از روش مدل کردن مبتنی بر میانگین فضای حالت برای مدل کردن منابع DC-DC استفاده می‌گردد. در صورت افزایش تعداد المان‌ها، سوئیچ‌ها و تعداد مراحل عملکرد مبدل استفاده از این روش مستلزم محاسبات ریاضی و جبری بالایی می‌باشد که فرایند مدل کردن را سخت و دشوار می‌نماید. از طرفی در صورت تغییرات بالای جریان القاگر، این روش نمی‌تواند مدل دقیقی از عملکرد سیستم ارائه دهد [۱۳-۱۵]. از این رو در [۱۸] روشی به عنوان روش میانگین‌گیری فضای حالت مبتنی بر تغییرات جریان ارائه شده‌است. در این روش اطلاعات دقیق از نحوه عملکرد مبدل و پارامترهای مهم جریان مانند بیشینه و کمینه آن مورد نیاز است که خود منجر به افزایش محاسبات ریاضی می‌گردد که احتمال وقوع خطا در حین مدل کردن را افزایش می‌دهد. از طرفی مدل به‌دست آمده رفتار سیگنال بزرگ سیستم را پیش‌بینی نمی‌کند.

مشکلات مطرح شده را می‌توان با استفاده از روش مدل کردن فلوگراف سیگنال (SFG) حل نمود [۱۹]. در روش فلوگراف سیگنال رفتار سیستم در حالت سیگنال کوچک، سیگنال بزرگ و نیز حالت ماندگار با استفاده از عملیات‌های ریاضی کم قابل مشاهده است. همچنین در این روش توابع تبدیل مابین متغیرهای مختلف سیستم به راحتی قابل استخراج می‌باشند.

پس از مدل کردن این نوع از مبدل‌ها می‌بایست یک کنترل‌کننده مناسب جهت افزایش سرعت و نیز کاهش پدیده تنظیم متقابل ارائه گردد. دیدگاه‌های مختلفی برای کنترل این دسته از مبدل‌ها ارائه گردیده‌اند که می‌توان آن‌ها را در سه دسته زیر گنجانند:

۱- دیدگاه اول مبتنی بر روش مالتی پلکس زمانی در مد عملکرد زمان گسسته (DCM) می‌باشد [۲۰-۲۱].

۲- دیدگاه دوم مبتنی بر استفاده از یک سوئیچ هرزگرد^۴ در حالت شبه پیوسته می‌باشد [۲۳-۲۲].

۳- دیدگاه سوم در زمینه کنترل مبدل‌های SIMO بهره‌گیری از روش‌های دکوپله کردن خروجی‌ها به هنگام عملکرد مبدل در حالت جریان پیوسته (CCM) می‌باشد [۲۴-۲۵].

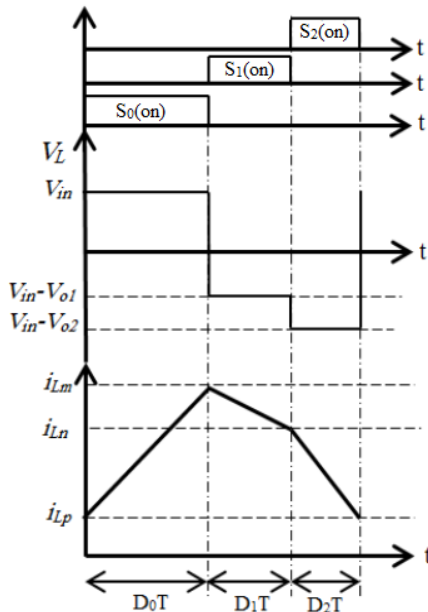
با توجه به داشتن چند خروجی در یک مبدل SIMO می‌توان از روش‌های مطرح در زمینه کنترل سیستم‌های چند متغیره جهت حذف کوپلینگ مابین خروجی‌ها و سیگنال‌های کنترلی استفاده نمود. در مقایسه با روش‌های قبلی، این روش نیازمند داشتن استراتژی کنترلی با جزئیات بیشتری می‌باشد.

در این مقاله و در ابتدا یک مبدل دو خروجی از نوع بوست/بوست از خانواده مبدل‌های SIMO معرفی و روابط ریاضی حاکم بر آن ارائه می‌گردد. سپس با استفاده از روش فلوگراف سیگنال مدل شده و نتایج حاصل از مدل کردن با نتایج محاسبات ریاضی مقایسه می‌گردد. سپس خروجی‌های مبدل معرفی شده بر اساس مدل ارائه شده از آن و با استفاده از روش دکوپله کردن سیستم‌های چند متغیره از یکدیگر مستقل می‌گردند. نتایج دکوپله سازی مشاهده و به طراحی کنترل‌کننده مناسب پرداخته شده‌است. نتایج حاصل از مدل ارائه شده با نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدل سوئیچینگ واقعی مبدل در نرم‌افزار متلب مقایسه می‌گردند. همچنین نتایج حاصل از تغییرات بار قبل و پس از دکوپله کردن کنترل مبدل در نرم‌افزار متلب ارائه و مورد مقایسه و ارزیابی قرار خواهند گرفت.

^۴ Freewheel Switch
^۵ Continuous Conduction Mode

^۱ Single-Inductor Multi-Output
^۲ Sub Converter
^۳ Discontinuous Conduction Mode

مبدل‌های تک القاگر چند خروجی (SIMO)



شکل ۲. نمودار زمانی سوئیچینگ و شکل موج القاگر مبدل SIDO بوست/بوست در حالت CCM

که در شکل ۲ نشان داده شده است. بیشینه جریان القاگر در زمان D_0T اتفاق می‌افتد که عبارت است از:

$$i_{Lm} = \frac{V_{in}}{L} D_0T + i_{Lp} \quad (4)$$

و در بازه زمانی $D_0T < t < (D_0 + D_1)T$ جریان القاگر به صورت زیر کاهش می‌یابد:

$$i_L(t) = \frac{V_{in} - V_{o1}}{L} (t - D_0T) + i_{Lm} \quad (5)$$

در زمان $t = (D_0 + D_1)T$ جریان القاگر با مقدار i_{Ln} برابر می‌شود که عبارت است از:

$$i_{Ln} = \frac{V_{in} - V_{o1}}{L} D_1T + i_{Lm} \quad (6)$$

و در بازه زمانی $(D_0 + D_1)T < t < T$ خاموش S_1 و روشن S_2 می‌گردند که جریان سلف به صورت زیر کاهش می‌یابد:

$$i_L(t) = \frac{V_{in} - V_{o2}}{L} (t - (D_0 + D_1)T) + i_{Ln} \quad (7)$$

در پایان این بازه زمانی جریان سلف با مقدار i_{Lp} برابر می‌شود که عبارت است از:

$$i_{Lp} = \frac{V_{in} - V_{o2}}{L} (1 - (D_0 + D_1))T + i_{Ln} \quad (8)$$

مطابق با شکل ۲ مقدار متوسط جریان خروجی را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$I_{ave}(out1) = \frac{i_{Lm} + i_{Ln}}{2} D_1 = \frac{V_{o1}}{R_1} \quad (9)$$

$$I_{ave}(out2) = \frac{i_{Ln} + i_{Lp}}{2} D_1 = \frac{V_{o2}}{R_2} \quad (10)$$

ایده اولیه ساخت مبدل SIMO در [۲۶] ارائه گردید. پس از آن ساختارهای دیگری از مبدل‌های SIMO معرفی گردیدند که می‌توان به [۲۷-۳۰] اشاره نمود. از این خانواده از مبدل‌ها یک مبدل تک القاگر با دو خروجی (SIDO) در شکل ۱ نشان داده شده است که با فرکانس $f=1/T$ و در مد CCM کار می‌کند. دیودهای قدرت D_a و D_b به صورت سری با سوئیچ‌های قدرت قرار گرفته‌اند تا از منفی شدن جریان القاگر جلوگیری نمایند.

سوئیچ‌های S_0 ، S_1 و S_2 به ترتیب در بازه زمانی D_0T ، D_1T و D_2T (که $D_2=1-(D_0+D_1)$) روشن می‌شوند. جریان القاگر در بازه زمانی D_0T افزایش و در بازه زمانی $(D_1+D_2)T$ کاهش می‌یابد.

شکل موج جریان القاگر یک مبدل بوست/بوست در شکل ۲ نشان داده شده است. به منظور محاسبه تابع تبدیل DC این مبدل فرض می‌شود شرایط زیر برقرار باشد:

- ۱- سوئیچ‌های فعال ایده‌آل هستند.
- ۲- ظرفیت خازن‌های خروجی را ثابت نگاه دارند.

۳- از عناصر پارازیتی سلف و خازن تنها در محاسبات ریاضی به منظور سهولت کار صرف نظر شده ولیکن در مدل کردن به روش فلوگراف سیگنال این المان‌ها لحاظ می‌گردند.

با استفاده از محدودیت بالانس ولتاژ-زمانی جریان القاگر داریم:

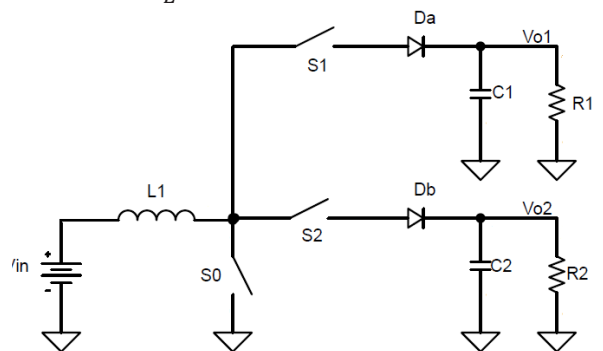
$$D_0V_{in} + D_1(V_{in} - V_{o1}) + D_2(V_{in} - V_{o2}) = 0 \quad (1)$$

که V_{in} ولتاژ ورودی و V_{o1} و V_{o2} ولتاژهای خروجی می‌باشند. بنابراین V_{o2} را از رابطه (۱) می‌توان نوشت:

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

در بازه زمانی $0 < t < D_0T$ عبارت است از:

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{L} t + i_{Lp} \quad (3)$$



شکل ۱. یک مبدل SIDO از نوع بوست/بوست

- حلقه‌های منفرد، می‌بایست به هنگام نوشتن معادلات ولتاژ حلقه که از KVL استفاده می‌کنند مورد بررسی قرار گیرند.
- به هنگام نوشتن KCL در نقاط اتصال، جریان شاخه‌های موازی معمولاً می‌بایست بر حسب سایر جریان‌ها بیان شوند.
- مسیر گره ولتاژ خازنی را که به گره‌های شاخه القایی میانی پیش از خود متصل است را با ضریب انتقال ۱- و یا با یکی از توابع سوئیچینگ نشان می‌دهند. این ضریب انتقال منفی مسیر و یا تابع سوئیچینگ به ترتیب با عملکرد باک و یا بوست بودن مبدل مطابقت دارد.
- هر گره جریان خازن که به گره جریان القاگر پیش از خود متصل است را مجدداً توسط مسیری با ضریب انتقال مسیر ۱- و یا تابع سوئیچینگ متناظر با عملکرد بوست و یا باک بودن مبدل مدل می‌نمایند.
- گره جریان منبع، یک گره کشنده است که سیگنال‌ها را از همه القاگرهایی که ترمینال مشترک با آن منبع دارند دریافت می‌نماید. ضریب انتقال مسیر ۱ و یا تابع سوئیچینگ به عملکرد بوست و یا باک بودن مبدل بستگی دارد.
- تعداد توابع سوئیچینگ (K_1, K_2, \dots, K_n) که n بیانگر تعداد مدهای عملکردی آنها می‌باشد $(n=1, 2, 3 \dots N)$ به تعداد مدهای عملکرد مدار بستگی دارد.
- در یک فلوگراف سیگنال که با استفاده از قوانین جبری ساده شده است، حلقه‌های بسته اساساً با گره‌های القایی و خازنی فرم داده می‌شوند.

همانطور که گفته شد عملکرد سوئیچ‌ها توسط تابع شاخه سوئیچ- k تعریف می‌شود بطوری که مقدار این تابع به زمان سوئیچینگ وابسته است و عبارت است از:

$$K_i = \begin{cases} 1 & \text{for On time interval} \\ 0 & \text{for others} \end{cases} \quad (17)$$

تعداد توابع سوئیچینگ به تعداد ساختارهای عملکرد مبدل بستگی دارد که در یک بازه کلید زنی اتفاق می‌افتد. زیر مدار مربوط به هر ساختار توسط المان‌های مداری تشکیل می‌شود. سپس هر زیر مدار توسط یک فلوگراف سیگنال طبق قوانین مطرح شده مدل می‌گردد و با G_i نشان داده شده که i به نامین زیر مدار اشاره دارد. در نهایت فلوگراف نهایی با ارتباط فلوگراف‌های هر زیر مدار و توسط رابطه زیر به دست می‌آید:

با جایگذاری i_{Ln} از رابطه (۶) در رابطه (۹) مقدار i_{Lm} را می‌توان بدست آورد که عبارت است از:

$$i_{Lm} = \frac{V_{o1}}{R_1 D_1} - \frac{V_{in} - V_{o1}}{2L} D_1 T \quad (11)$$

با استفاده از رابطه (۸) و رابطه (۱۰) مقدار i_{Ln} عبارت است از:

$$i_{Ln} = \frac{V_{o2}}{R_2 D_2} - \frac{V_{in} - V_{o2}}{2L} D_2 T \quad (12)$$

و با استفاده از رابطه (۱۲) و رابطه (۸) خواهیم داشت:

$$i_{Lp} = \frac{V_{in} - V_{o2}}{L} D_2 T + \frac{V_{o2}}{R_2 D_2} - \frac{V_{in} - V_{o2}}{2L} D_2 T \quad (13)$$

با جایگذاری رابطه (۲) در رابطه (۱۲) داریم:

$$i_{Ln} = \frac{V_{in} - D_1 V_{o1}}{R_2 D_2^2} - \frac{(D_2 - 1)V_{in} + D_1 V_{o1}}{2L} T \quad (14)$$

و در نهایت با جایگذاری i_{Lm} و i_{Ln} از روابط (۱۱) و (۱۴) در رابطه (۹) تابع تبدیل V_{o1}/V_{in} در حالت DC عبارت است از:

$$M_1 = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{R_1 D_1 + \frac{D_0 T R_1 R_2 D_1 D_2^2}{2L}}{R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2} \quad (15)$$

و نیز با استفاده از رابطه (۲) خواهیم داشت:

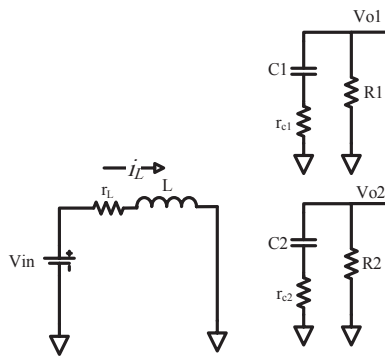
$$M_2 = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{1 - D_1 M_1}{1 - (D_0 + D_1)} \quad (16)$$

همانطور که مشاهده می‌گردد M_2 تحت تاثیر D_1 و D_0 می‌باشد. همچنین تغییرات بار در هر یک از خروجی‌ها، خروجی دیگر را نیز تحت تاثیر قرار می‌دهد که نشان دهنده پدیده تنظیم متقابل در این مبدل می‌باشد. برای اطلاع از جزئیات عملکرد این دسته از مبدل‌ها می‌توان به [۳۱] مراجعه نمود.

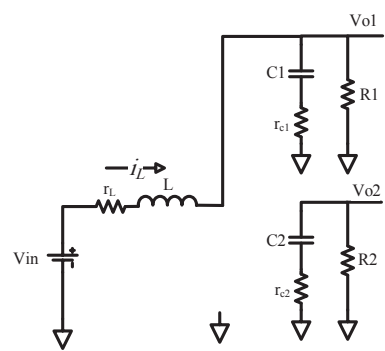
مدل کردن مبدل به روش فلوگراف سیگنال و قوانین حاکم بر آن

در ابتدای کار برای رسم فلوگراف سیگنال به معرفی قوانین حاکم بر این روش می‌پردازیم و سپس مرحله به مرحله با استفاده از قوانین معرفی شده مدل مورد نظر را رسم می‌نماییم. این قواعد عبارتند از [۱۹]:

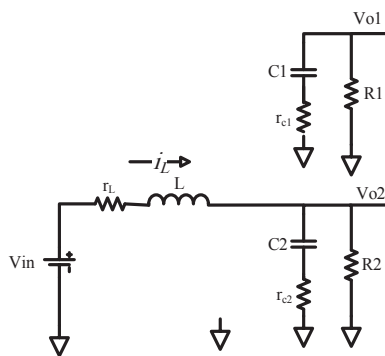
- دنباله‌ای از گره‌ها در ترتیبی از المان‌ها، خازن‌ها و القاگرهایی هستند که در یک مدار وجود دارند. دنباله نادرستی از گره‌ها، گرافی را ایجاد می‌نماید که حلقه‌های بسته و مسیرهای مستقیم آن با گراف صحیح متفاوت است.
- به هنگام رسم فلوگراف سیگنال و برای عناصر القایی، ابتدا می‌بایست گره ولتاژی و سپس گره جریانی نشان داده شود. برای عناصر خازنی ابتدا گره جریانی و سپس گره ولتاژ به دنبال آن می‌آید.



(الف) بازه زمانی $0 < t < D_0 T$



(ب) بازه زمانی $D_0 T < t < (D_0 + D_1) T$



(پ) بازه زمانی $(D_0 + D_1) T < t < T$

شکل ۳. سه مدل مداری عملکرد مبدل SIDO بوست/بوست

برای سادگی کار قسمتی از فلورگراف که در هر سه زیر مدار وجود دارد و با نقطه چین قرمز در شکل ۴(الف) نشان داده شده را می‌توان با استفاده از روش میسون ساده نمود که عبارتند از:

$$t_{o1} = \frac{v_{o1}}{i_{o1}} = \frac{R_1(1 + sC_1r_{c1})}{1 + sC_1(R_1 + r_{c1})} \quad (21)$$

$$t_{o2} = \frac{v_{o2}}{i_{o2}} = \frac{R_2(1 + sC_2r_{c2})}{1 + sC_2(R_2 + r_{c2})} \quad (22)$$

$$m_1 = \frac{i_L}{v_L} = \frac{1}{Ls + r_L} \quad (23)$$

$$G = \sum_{i=1}^n K_i G_i \quad (18)$$

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

استفاده از روش فلورگراف سیگنال در مدل کردن مبدل

SIDO بوست/بوست

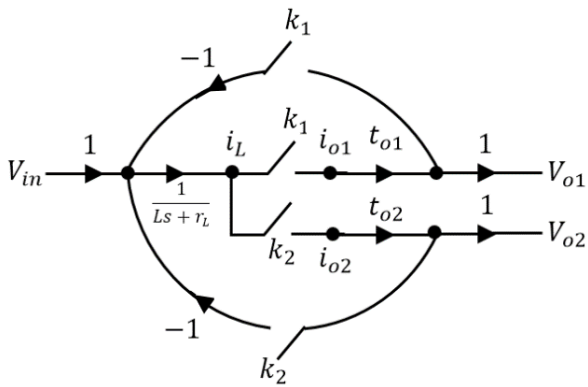
در این بخش مبدل SIDO بوست/بوست که در شکل ۱ نشان داده شده است توسط روش فلورگراف سیگنال مدل می‌گردد. فرض بر این است که این مبدل در حالت CCM کار می‌کند. یک سیکل کامل سوئیچینگ این مبدل شامل سه مرحله عملکردی می‌باشد که بر پیچیدگی مدل کردن آن می‌افزاید. هر مرحله توسط یک فلورگراف سیگنال مدل می‌گردد و در نهایت مدل‌ها توسط رابطه (۱۸) با هم ارتباط برقرار کرده و مدل نهایی ایجاد می‌گردد. با در نظر گرفتن مقاومت‌های پارازیتی سلف و خازن و ایده‌آل بودن سوئیچ‌ها، مدل‌های مداری مرتبط با عملکرد مبدل بوست/بوست در هر مرحله و در حالت CCM در شکل ۳ نشان داده شده است. در بازه زمانی $0 < t < D_0 T$ (ساختار ۱) سوئیچ S_0 در بازه زمانی $D_0 T < t < (D_0 + D_1) T$ (ساختار ۲) سوئیچ S_1 و در بازه زمانی $(D_0 + D_1) T < t < T$ (ساختار ۳) سوئیچ S_2 روشن شده و بنابراین سه زیر مدار مختلف در هر ساختار تولید می‌شود. از آنجایی که این زیر مدارها خطی هستند لذا با استفاده از تئوری سیستم‌های خطی می‌توان سه سیگنال فلورگراف تولید نمود. سیگنال فلورگراف‌های G_1 ، G_2 و G_3 به ترتیب برای ساختار ۱، ساختار ۲ و ساختار ۳ رسم شده که در شکل ۴ نشان داده شده‌اند. همانطور که در شکل ۴ نشان داده شده، تمامی شاخه‌های G_1 در فلورگراف‌های G_2 و G_3 وجود دارند لذا شاخه سوئیچینگ به آن تعلق نمی‌گیرد.

شاخه‌هایی که در G_2 وجود دارند (شاخه‌های قرمز رنگ شکل ۴(ب)) ولیکن در G_1 و G_3 وجود ندارند را با شاخه K_1 ، شاخه‌هایی که در G_3 وجود داشته ولیکن در G_1 و G_2 نیستند (شاخه‌های آبی رنگ شکل ۴(پ)) را با شاخه K_2 جایگزین می‌نمایند به طوری که:

$$K_1 = \begin{cases} 1 & \text{for } D_0 T < t < (D_0 + D_1) T \\ 0 & \text{for others} \end{cases} \quad (19)$$

$$K_2 = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < t < (D_0 + D_1) T \\ 1 & \text{for } (D_0 + D_1) T < t < T \end{cases} \quad (20)$$

در نظر گرفته و ساده سازی می‌نماییم. در نهایت با استفاده از روابط (۱۸) الی (۲۳) و فلوگراف‌های شکل ۴ یک سیگنال فلوگراف یکپارچه برای مبدل بوست/بوست با استفاده از توابع سوئیچینگ حاصل می‌گردد که در شکل ۵ نشان داده شده‌است.



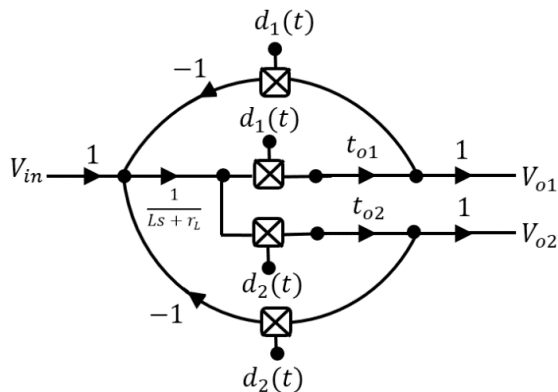
شکل ۵. فلوگراف سیگنال یکپارچه از مبدل SIDO بوست/بوست

مدل سیگنال بزرگ و مدل حالت ماندگار مبدل SIDO بوست/بوست

مدل سیگنال بزرگ شاخه‌های سوئیچینگ عبارت است از:

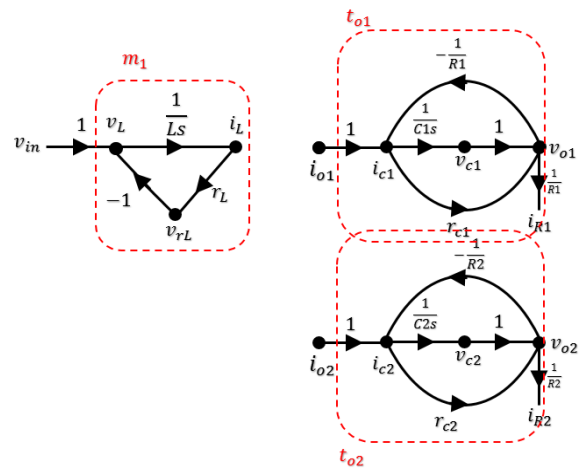
$$y(t) = x(t)d_j(t), \quad \text{where } j = 1,2,3 \quad (24)$$

که $x(t)$ و $y(t)$ به ترتیب سیگنال خروجی از شاخه و ورودی به شاخه می‌باشند و $d(t)$ سیگنال کنترل سیکل کاری سوئیچ می‌باشند. با جایگذاری رابطه (۲۴) به جای شاخه‌های سوئیچینگ شکل ۵، مدل سیگنال بزرگ مبدل به دست می‌آید که در شکل ۶ نشان داده شده‌است. این مدل سیگنال بزرگ را می‌توان مستقیماً وارد نرم‌افزار متلب و یا ارکد نمود تا رفتار سیگنال بزرگ مبدل را مورد مطالعه قرار داد.

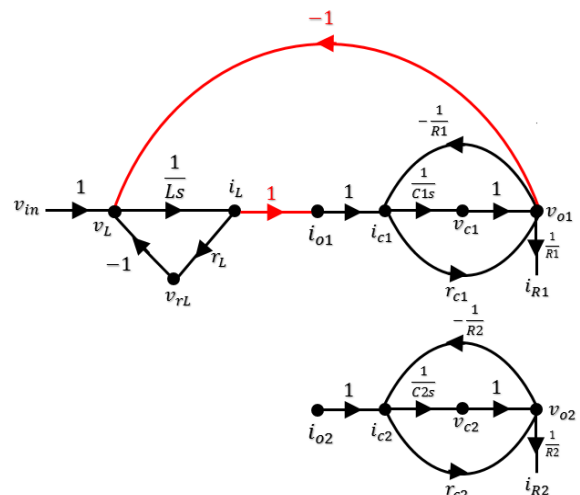


شکل ۶. مدل سیگنال بزرگ مبدل SIDO بوست/بوست

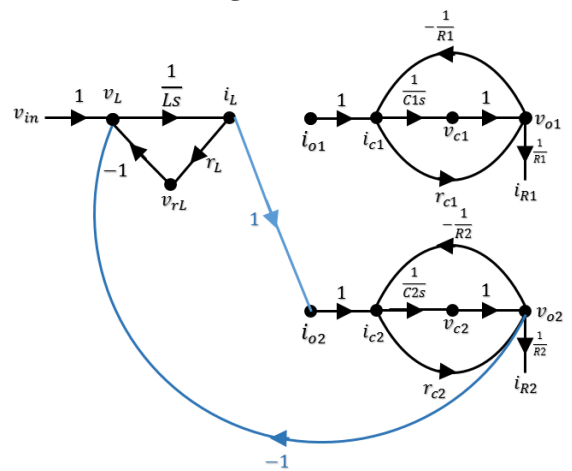
در یک مبدل DC/DC روابط تحلیلی مانند نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی و مقدار متوسط جریان سلف را می‌توان از روابط حالت ماندگار آن استخراج نمود. در شکل ۵ و در حالت ماندگار،



(الف) فلوگراف G_1 مربوط به زیر مدار بازه زمانی $0 < t < D_0T$



(ب) فلوگراف G_2 مربوط به زیر مدار بازه زمانی $D_0T < t < (D_0+D_1)T$



(پ) فلوگراف G_3 بازه زمانی $(D_0+D_1)T < t < T$

شکل ۷: سه فلوگراف مرتبط با عملکرد مبدل SIDO بوست/بوست

از آنجایی که ولتاژهای خروجی و جریان سلف در این تحلیل از اهمیت بیشتری برخوردار هستند لذا آنها را به عنوان گره خروجی

$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (29)$$

$$y(t) = Y + \hat{y}(t) \quad (30)$$

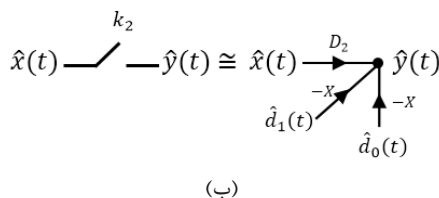
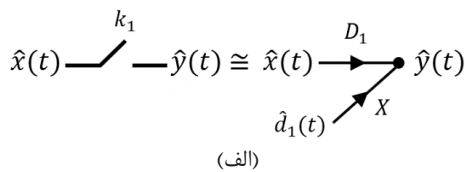
که $\hat{d}_j(t)$ ، $\hat{x}(t)$ و $\hat{y}(t)$ به ترتیب تغییرات کوچک d ، X و Y حول نقطه کار سیگنال می‌باشند. با جایگذاری روابط (25) الی (30) در رابطه (24) و با صرف نظر کردن از تغییرات کوچک مرتبه دوم، معادلات سیگنال کوچک شاخه سوئیچینگ K_1 به دست می‌آید که عبارت است از:

$$\hat{y}(t) = D_1 \hat{x}(t) + X \hat{d}_1(t) \quad (31)$$

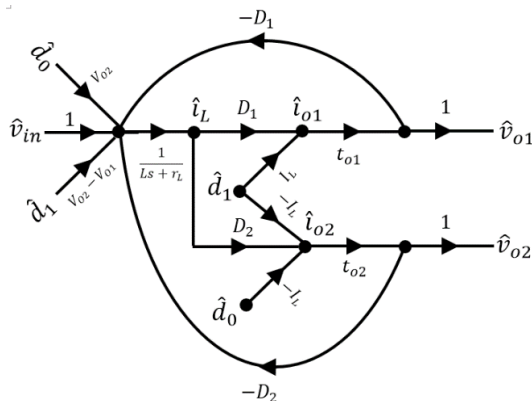
و برای شاخه K_2 عبارت است از:

$$\hat{y}(t) = D_2 \hat{x}(t) - (\hat{d}_0(t) + \hat{d}_1(t))X \quad (32)$$

بنابراین مدل سیگنال کوچک شاخه‌های سوئیچینگ بدست خواهد آمد که در شکل 8 نشان داده شده است. حال فلوگراف سیگنال کوچک مبدل SIDO بوست/بوست با جایگذاری شاخه‌های سوئیچینگ شکل 5 با مدل سیگنال کوچک شکل 8 به دست خواهد آمد که در شکل 9 نشان داده شده است.

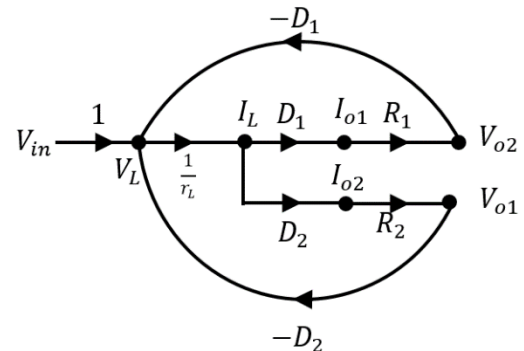


شکل 8. مدل سیگنال کوچک (الف) شاخه K_1 (ب) شاخه K_2



شکل 9. مدل فلوگراف سیگنال کوچک مبدل SIDO بوست/بوست

مقدار عبوری از شاخه‌های K_1 و K_2 به ترتیب D_1 و D_2 می‌باشد. مدل حالت ماندگار این مبدل در شکل 7 نشان داده شده است. با استفاده از فرمول بهره میسون [32] و جایگذاری فرکانس مختلط $s \rightarrow 0$ ، نسبت حالت ماندگار ولتاژ خروجی و جریان سلف به ولتاژ ورودی را می‌توان محاسبه نمود که در جدول 1 آورده شده‌اند.



شکل 7. مدل فلوگراف سیگنال حالت ماندگار مبدل SIDO بوست/بوست

جدول 1: معادلات حالت ماندگار عملکرد مبدل SIDO بوست/بوست

$\frac{V_{o1}}{V_{in}}$	$\frac{R_1 D_1}{r_L + R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2}$
$\frac{V_{o2}}{V_{in}}$	$\frac{R_2 D_2}{r_L + R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2}$
$\frac{I_L}{V_{in}}$	$\frac{1}{r_L + R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2}$
$\frac{I_{o1}}{V_{in}}$	$\frac{D_1}{r_L + R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2}$
$\frac{I_{o2}}{V_{in}}$	$\frac{D_2}{r_L + R_1 D_1^2 + R_2 D_2^2}$

مدل سیگنال کوچک مبدل‌های SIDO بوست/بوست

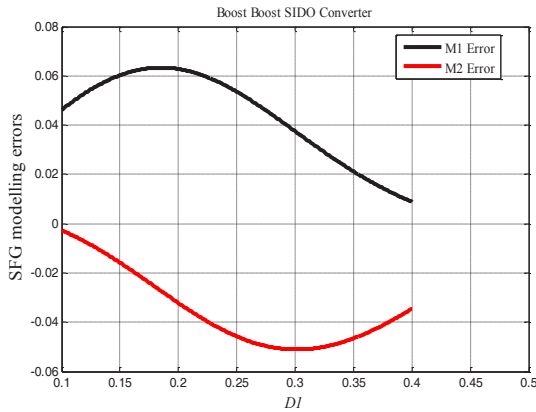
مدل سیگنال کوچک معمولاً به منظور تقریب زدن رفتار تغییرات دینامیکی یک مبدل و نیز طراحی کنترل‌کننده مورد استفاده قرار می‌گیرد. سیگنال‌های ورودی و خروجی شاخه‌های سوئیچینگ شکل 5 مطابق با رابطه (24) می‌باشد. با فرض اینکه سیگنال کنترلی شاخه‌های سوئیچینگ d_0 و d_1 باشند می‌توان تغییرات کوچک نزدیک نقطه کار را بدست آورد. لذا با تفکیک سیگنال‌ها به مقدار حالت ماندگار و تغییرات کوچک خواهیم داشت:

$$d_0(t) = D_0 + \hat{d}_0(t) \quad (25)$$

$$d_1(t) = D_1 + \hat{d}_1(t) \quad (26)$$

$$d_2(t) = D_2 - (\hat{d}_0(t) + \hat{d}_1(t)) \quad (27)$$

$$1 = D_0 + D_1 + D_2 \quad (28)$$



شکل ۱۱. خطای ناشی از مدل کردن مبدل SIDO بوست/بوست با روش فلوگراف سیگنال نسبت به محاسبات ریاضی

علت عمده این خطا از صرف نظر کردن تغییرات جریان سلف حول نقطه کار در بازه زمانی کلیدزنی ناشی می‌گردد. هرچقدر این تغییرات کمتر باشد میزان خطای مدل کردن نیز کمتر می‌شود. خطای حالت ماندگار در روش مدل کردن میانگین حالت مبتنی تغییرات جریان [۱۸] در حالت ماندگار تقریباً صفر می‌باشد ولیکن در این روش اطلاعات دقیق از نحوه عملکرد مبدل و پارامترهای مهم جریان مانند بیشینه و کمینه آن مورد نیاز است که خود منجر به افزایش محاسبات ریاضی می‌گردد. به علاوه در صورت افزایش تعداد المان‌ها، در نظر گرفتن عناصر پارازیتی و افزایش تعداد خروجی‌ها این روش بسیار پیچیده و خسته‌کننده می‌باشد که احتمال وقوع خطا در حین مدل کردن را افزایش می‌دهد. از طرفی مدل به دست آمده رفتار سیگنال بزرگ سیستم را پیش‌بینی نمی‌کند. همچنین با توجه به شکل ۱۱ مقدار خطای نسبت تبدیل خروجی به ورودی ناشی از مدل کردن با روش فلوگراف سیگنال برای مبدل SIDO بوست/بوست و در بازه تغییرات $0.1 < DI < 0.5$ کمتر از ۰.۰۷ می‌باشد که قابل صرف نظر کردن بوده و لذا می‌توان با توجه به مزایای روش فلوگراف سیگنال و حفظ کلیت موضوع و با اطمینان از آن استفاده نمود.

به منظور بررسی رفتار مدل سیستم، شبیه‌سازی‌هایی در نرم‌افزار متلب/سیمولینک و در حضور عناصر مزاحم خازن‌ها و مقاومت سری سلف انجام گرفت که مقادیر نامی آن عبارتند از: ولتاژ ورودی ۱۳V، فرکانس سوئیچینگ ۱۰۰kHz و مقادیر پارامترهایی که در جدول ۲ لیست شده‌اند. پاسخ سیگنال بزرگ مبدل به تغییرات ولتاژ ورودی از ۱۳V به ۱۶V و نیز تغییرات مقاومت R_l از ۲۰Ω به ۲۵Ω در شکل ۱۲ نشان داده شده‌است.

با استفاده از فلوگراف به دست آمده و بهره بردن از فرمول میسون، توابع تبدیل سیگنال کوچک پارامترهای مهم مدار را می‌توان به دست آورد که در ادامه به آن اشاره خواهد شد.

نتایج شبیه‌سازی حاصل از مدل کردن مبدل‌ها

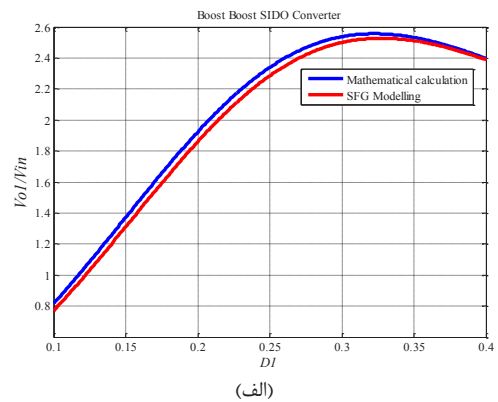
در این مقاله و تاکنون به مدل کردن مبدل با استفاده از روش فلوگراف سیگنال پرداخته شد. روابط ریاضی حاکم مابین ورودی و خروجی مبدل محاسبه و مدل حالت ماندگار، سیگنال کوچک و سیگنال بزرگ آن رسم گردیدند. مقایسه‌ای مابین محاسبات ریاضی انجام گرفته (روابط (۱۵) و (۱۶)) با نتایج حاصل از روش فلوگراف سیگنال نشان دهنده تفاوت‌هایی می‌باشد. با تعریف خطا به صورت:

error in Steady State

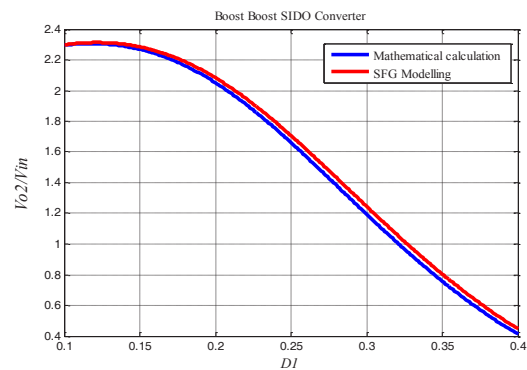
= *Mathematical calculation*

- *SFG modelling result.*

می‌توان مقدار خطای ناشی از مدل کردن با روش فلوگراف سیگنال را نشان داد که در شکل ۱۰ و شکل ۱۱ به نمایش درآمده‌است.



(الف)



(ب)

شکل ۱۰. مقایسه نسبت تبدیل حالت ماندگار مبدل SIDO بوست/بوست به روش محاسبات ریاضی و روش فلوگراف سیگنال (الف) نسبت V_{o1}/V_{in} (ب) نسبت

V_{o2}/V_{in}

جدول ۲. مقادیر پارامترهای مبدل‌ها

R_1	20Ω
R_2	15Ω
L	100μH
C_1	100μF
C_2	100μF
r_L	0.05Ω
r_{C1}	0.1Ω
r_{C2}	0.1Ω

پارامترهای \hat{v}_{o1} و \hat{v}_{o2} (تغییرات کوچک ولتاژ خروجی حول نقطه کار یا حالت ماندگار) می‌باشند. بنابراین برای هر مبدل می‌توان چهار تابع تبدیل در نظر گرفت که با توجه به مقادیر جدول ۲ و مقادیر $D_1=0.2$ و $D_0=0.5$ برای مبدل SIDO بوست/بوست عبارت است از:

$$g_{11} = \frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{d}_1} = \frac{0.58209(s + 10^5)(s^2 + 1790s + 1.55 * 10^7)}{(s + 548.3)(s^2 + 1241s + 1.322 * 10^7)} \quad (33)$$

$$g_{12} = \frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{d}_0} = \frac{5129.22(s + 10^5)(s + 1334)}{(s + 548.3)(s^2 + 1241s + 1.322 * 10^7)} \quad (34)$$

$$g_{21} = \frac{\hat{v}_{o2}}{\hat{d}_1} = \frac{-0.581113(s + 10^5)(s^2 + 379.1s + 9.842 * 10^6)}{(s + 548.3)(s^2 + 1241s + 1.322 * 10^7)} \quad (35)$$

$$g_{22} = \frac{\hat{v}_{o2}}{\hat{d}_0} = \frac{-0.581113(s + 10^5)(s - 1.228 * 10^4)(s + 187.5)}{(s + 548.3)(s^2 + 1241s + 1.322 * 10^7)} \quad (36)$$

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

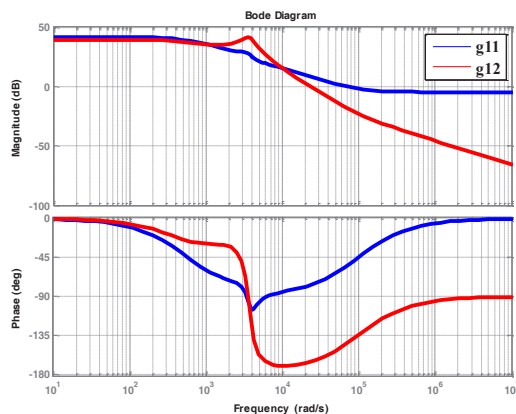
$$\hat{v}_{o1}(s) = g_{11}(s)\hat{d}_1(s) + g_{12}(s)\hat{d}_0(s) \quad (37)$$

$$\hat{v}_{o2}(s) = g_{21}(s)\hat{d}_1(s) + g_{22}(s)\hat{d}_0(s) \quad (38)$$

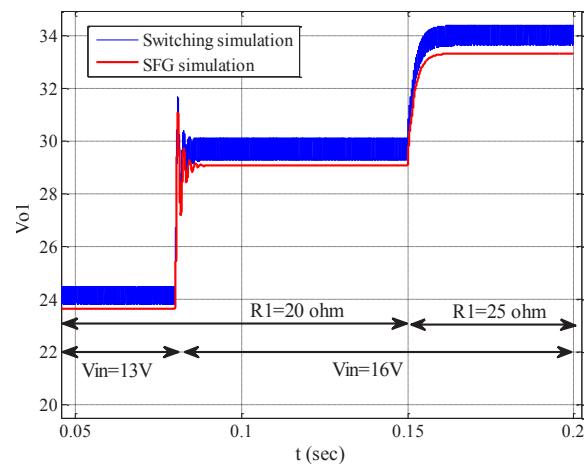
و لذا خواهیم داشت:

$$\hat{v}_o(s) = G(s)\hat{d}(s) \quad (39)$$

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 $g_{22}(s)$ توابع تبدیل کنترل (قطر اصلی) و $g_{12}(s)$ و $g_{21}(s)$ (قطر فرعی) توابع تبدیل کوپل متقابل سیستم می‌باشند. دیاگرام بد توابع کنترلی و کوپلینگ برای مبدل در شکل ۱۳ و شکل ۱۴ برای مبدل SIDO بوست/بوست رسم شده‌اند.



شکل ۱۳. دیاگرام بد توابع کنترل و کوپلینگ متقابل $\frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{d}_0}$ و $\frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{d}_1}$ در مبدل SIDO بوست/بوست

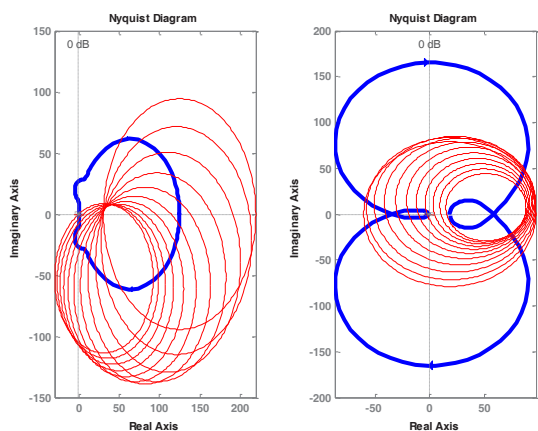


شکل ۱۲. تغییرات سیگنال بزرگ در برابر اغتشاش ولتاژ ورودی و مقاومت بار در یک مبدل SIDO بوست/بوست با $D_1=0.2$ و $D_0=0.5$

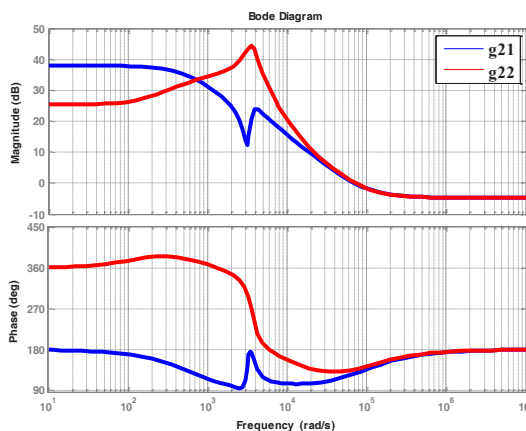
همانطور که مشاهده می‌شود تغییرات ولتاژ خروجی که مشخص کننده دینامیک تغییرات مبدل می‌باشد با دقت خوب با تغییرات حاصل از مدل فلوگراف سیگنال همخوانی داشته و همدیگر را دنبال می‌کنند که موید عملکرد مناسب مدل کردن این دسته از مبدل‌ها با استفاده از روش فلوگراف سیگنال می‌باشد.

طراحی کنترل کننده چند متغیره برای مبدل‌های SIDO بوست/بوست

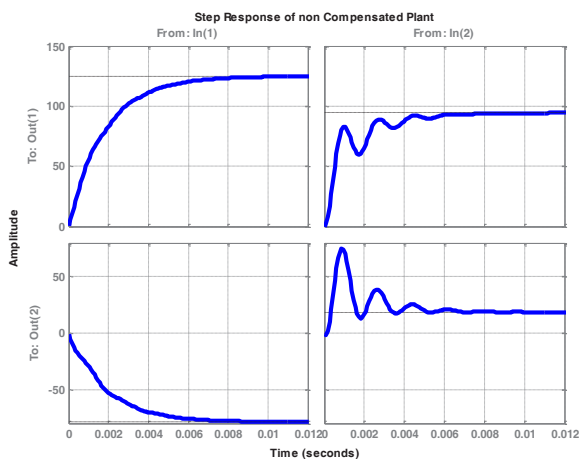
در بخش قبل یک مبدل SIDO مدل شده و رفتار حالت ماندگار و تغییرات دینامیکی مدل با نمونه مدل مداری شبیه‌سازی، مقایسه، مورد ارزیابی و صحت‌گذاری قرار گرفت. مشاهده گردید که مدل ارائه شده با دقت خوبی می‌تواند رفتار سیستم چه در حالت ماندگار و چه تغییرات دینامیکی را پیش‌بینی و نمایش دهد. در ادامه مدل سیگنال کوچک مبدل به دست آمد که در شکل ۹ نشان داده شده‌است. همانطور که نشان داده شده پارامترهای کنترلی (ورودی) در مدل سیگنال کوچک مقادیر \hat{d}_1 و \hat{d}_0 (تغییرات کوچک سیکل کاری حول نقطه کار) و خروجی‌های سیستم



شکل ۱۵. دیاگرام نایکوئیست و باندهای گرشگورین ماتریس تابع تبدیل مبدل SIDO بوست/بوست. این ماتریس غالب قطری نمی‌باشد.



شکل ۱۴. دیاگرام بد توابع کنترل و کولینگ متقابل $\frac{\hat{v}_{02}}{\hat{a}_0}$ و $\frac{\hat{v}_{02}}{\hat{a}_1}$ در مبدل SIDO بوست/بوست



(الف) (ب)

شکل ۱۶. پاسخ پله ماتریس تبدیل مبدل SIDO بوست/بوست به (الف) ورودی $[1 \ 0]^T$ (ب) ورودی $[0 \ 1]^T$

می‌باشد که سیستم را در فرکانس‌های پایین قطری می‌کند و می‌توان از کنترل کننده‌های SISO برای کنترل حلقه بسته استفاده نمود. با استفاده از رابطه (۴۰) به عنوان نقطه شروع و ادامه طراحی به صورت سعی و خطا $C_{p1}(s)$ برای مبدل SIDO بوست/بوست محاسبه شده که عبارت است از:

$$C_{p1} = \begin{bmatrix} 0.0019 & -0.0097 \\ 0.0081 & 0.0128 \end{bmatrix} \quad (41)$$

با ضرب توابع جبران ساز فوق در سیستم مربوطه سیستمی جبران شده به دست خواهد آمد که آرایه نایکوئیست آن در بازه فرکانسی مشابه برای مبدل SIDO بوست/بوست در شکل ۱۷ نشان داده شده‌است. همانطور که مشاهده می‌شود باندهای گرشگورین شامل مبدا نبوده که نشان دهنده آن است که این پیش جبران سازی سیستم را غالب قطری کرده‌است.

اولین مرحله در طراحی کنترل کننده برای سیستم‌های چند متغیره، بررسی غالب قطری بود ماتریس تابع تبدیل می‌باشد [۳۳]. در صورتی که ماتریس تابع تبدیل غالب قطری نباشد، سیستم تحت تاثیر پدیده کوپل متقابل خواهد بود. برای این منظور از روش ترسیمی ارزیابی غلبه قطری با استفاده از دوایر گرشگورین و نواحی گرشگورین^[۳۳] استفاده شده که در شکل ۱۵ برای مبدل بوست/بوست به نمایش درآمده‌است.

همانطور که در شکل ۱۵ نشان داده شده با رسم دیاگرام نایکوئیست توابع کنترلی $g11$ و $g22$ و رسم دوایر گرشگورین مشاهده می‌شود که در مبدل بوست/بوست، دوایر مربوط به $g22$ شامل مبدا می‌باشند. این بیان کننده این مطلب است که ماتریس مرتبط با مبدل SIDO بوست/بوست غالب قطری نمی‌باشد. پاسخ پله این سیستم به ورودی $[1 \ 0]^T$ و ورودی $[0 \ 1]^T$ در شکل ۱۶ نشان داده شده‌است. همانطور که در شکل ۱۶ نشان داده شده تداخل در این مبدل به شدت زیاد می‌باشد.

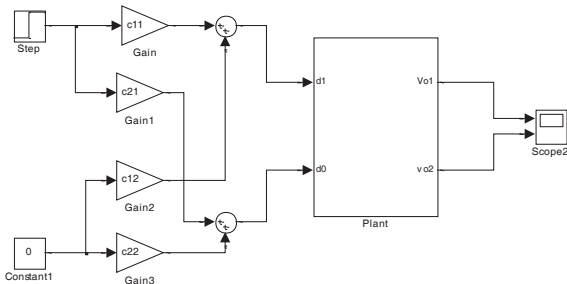
در چنین مواردی طراحی سیستم کنترل را به دو بخش می‌توان تقسیم نمود [۳۳]:

- ۱- طراحی ماتریس پیش جبران ساز $C_p(s)$ به طوری که سیستم جبران شده $G(s)C_p(s)$ غلبه قطری باشد.
- ۲- طراحی کنترل کننده به طوری که سیستم حلقه بسته پایدار و خروجی‌های سیستم ورودی‌های مرجع داده شده را ردیابی کنند. روش‌های مختلفی برای انتخاب $C_p(s)$ وجود دارد که در [۳۵، ۳۴] به آن اشاره شده‌است. یک انتخاب به صورت:

$$C_p(s) = [G(0)]^{-1} \quad (40)$$

$$k(s) = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 \\ 0 & 0.01 \end{bmatrix} + \frac{1}{s} \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix} \quad (42)$$

که ضرایب بخش تناسبی و انتگرالی با استفاده از نرم‌افزار متلب به دست آمده‌اند.

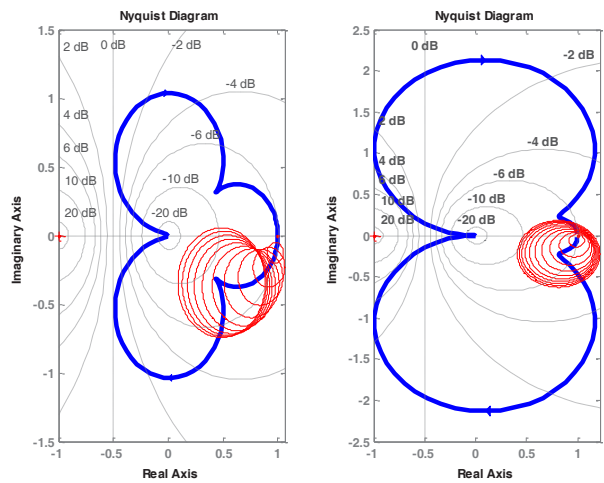


شکل ۱۹. نحوه دکوپله کردن مبدل‌های SIDO (plant) توسط ضرایب ماتریس جبران ساز C_p

به منظور اطمینان از عملکرد صحیح کنترل‌کننده و سیستم دکوپلینگ، مدار سوئیچینگ حلقه بسته مبدل SIDO از نوع بوست/بوست در متلب/سیمولینک شبیه‌سازی، توسط کنترل‌کننده کنترل و رفتار سیستم به هنگام نصف شدن بار R_2 مشاهده گردید. در این شبیه‌سازی که نتایج آن در شکل ۲۰ نشان داده شده، یک مبدل حلقه بسته دکوپله شده با یک مبدل حلقه بسته بدون دکوپله سازی مقایسه گردیده‌است. همانطور که مشاهده می‌شود به هنگام تغییر بار در خروجی دوم، سیستم دکوپله شده می‌تواند به خوبی اغتشاش را حذف ولیکن سیستم دکوپله نشده رفتار نوسانی از خود نشان می‌دهد. در ادامه تغییرات ولتاژ خروجی در این مبدل به ازای تغییر پله‌ای ولتاژ ورودی در شکل ۲۱ و به ازای تغییر در ولتاژ مرجع در شکل ۲۲ نشان داده شده‌اند. قابل ذکر است که شبیه‌سازی‌ها در حضور المان‌های مزاحم مقاومت سلف و مقاومت ESR خازن انجام پذیرفته‌است. همانطور که نشان داده شده‌است کنترلر طراحی شده به خوبی می‌تواند تغییرات ناگهانی را حذف و کنترل نماید.

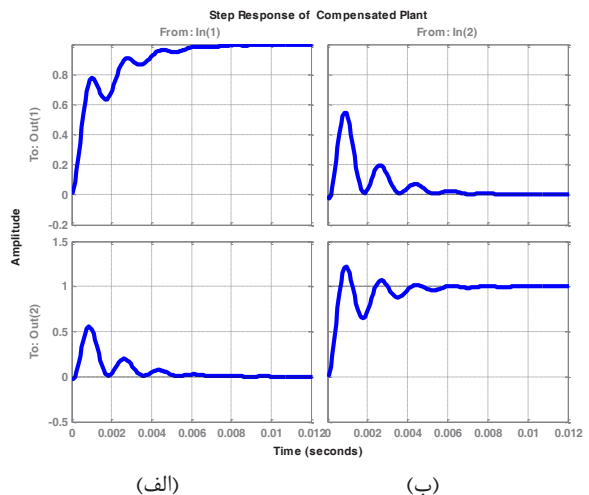
نتیجه گیری

در این مقاله مراحل مدل‌کردن و طراحی کنترل‌کننده برای یک مبدل SIDO مورد بررسی قرار گرفت. پس از معرفی این دسته از مبدل‌ها، ساختار بوست/بوست از این خانواده انتخاب و با استفاده از روش فلوگراف سیگنال مدل گردید. نتایج حاصل از مدل‌کردن با مدل سوئیچینگ در متلب/سیمولینک مقایسه و نتایج مورد بررسی قرار گرفت. خطای حاصل از مدل‌کردن از طریق مقایسه با



شکل ۱۷. دیاگرام نایکوئیست و باندهای گرشگورین ماتریس تابع تبدیل مبدل SIDO بوست/بوست جبران شده

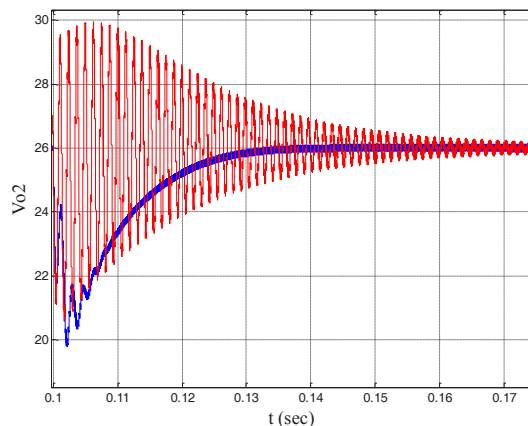
مجدداً ورودی پله و این بار به سیستم جبران شده اعمال می‌گردد که در شکل ۱۸ نشان داده شده‌است. همانطور که مشاهده می‌شود سیستم ورودی پله را دنبال و تداخل نیز به شدت کاهش یافته است. نحوه پیاده‌سازی پیش‌جبران ساز با استفاده از ضرایب به دست آمده در رابطه ۴۱ در سیمولینک/متلب رسم و در شکل ۱۹ نشان داده شده‌است. پس از دکوپله سازی و غالب قطری کردن می‌توان برای هر کدام از حلقه‌ها از یک کنترل‌کننده PI مستقل استفاده کرد.



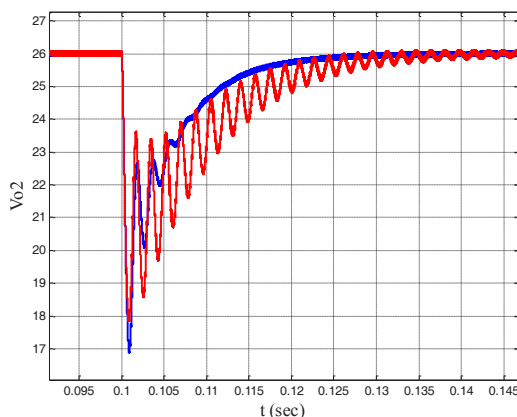
شکل ۱۸. پاسخ پله ماتریس تبدیل جبران شده مبدل SIDO بوست/بوست به (الف) ورودی $[1 \ 0]^T$ (ب) ورودی $[0 \ 1]^T$

ماتریس تابع تبدیل کنترل‌کننده قطری برای مبدل SIDO بوست/بوست به صورت زیر است:

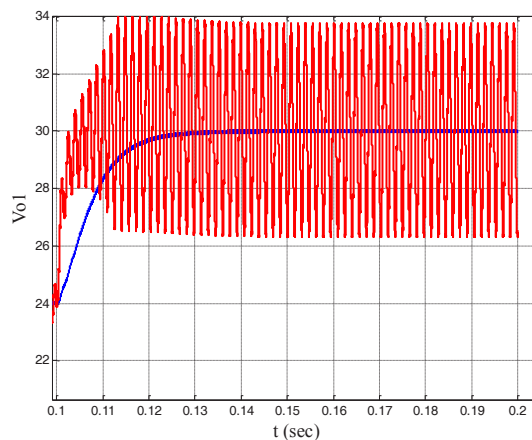
محاسبات ریاضی استخراج و مشاهده شد. با توجه به خطای اندک مدل کردن با روش فلوگراف سیگنال و سرعت بالا و سهولت اجرای آن می توان از این روش در مدل کردن سایر ساختارها با پیچدگی و تعداد المان های بیشتر استفاده نمود که ویژگی بارز این روش بر روش های موجود به حساب می آید. پس از مدل کردن و استخراج توابع تبدیل ورودی خروجی در حالت های ماندگار، سیگنال کوچک و سیگنال بزرگ با استفاده از مفاهیم کنترل چند متغیره، کنترل کننده مناسب طراحی گردید. برای این منظور در ابتدا سیستم با استفاده از ماتریس دکوپله ساز به یک سیستم غالب قطری تبدیل و سپس کنترل کننده مناسب برای آن طراحی شد که نتایج عملکرد مناسب کنترل کننده در مواجهه با تغییرات شدید بار را نشان می دهند.



شکل ۲۰: تغییرات ولتاژ خروجی مبدل SIDO بوست/بوست به هنگام نصف شدن مقاومت R_2 (نمودار آبی نمودار سیستم دکوپله شده و نمودار قرمز سیستم دکوپله نشده)



شکل ۲۱: تغییرات ولتاژ خروجی به هنگام تغییر پله ای ولتاژ ورودی از 13V به 10V (نمودار آبی نمودار سیستم دکوپله شده و نمودار قرمز سیستم دکوپله نشده)



شکل ۲۲: تغییرات ولتاژ خروجی به هنگام تغییر پله ای ولتاژ مرجع از 24V به 30V (نمودار آبی نمودار سیستم دکوپله شده و نمودار قرمز سیستم دکوپله نشده)

- With Return Current Control," IEEE Trans. Circuits and Systems, p. 56, March 2009.
- [12] Lan, Po-Hsiang, T.-J. Yang, and P.-C. Huang, "A High Efficiency, Wide Workload Range, Digital Off-Time Modulation (DOTM) DC-DC Converter With Asynchronous Power Saving Technique," IEEE Trans. Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 21, pp. 67 - 77, Jan 2013.
- [13] R.-J. Wai, C.-Y. Lin, and B.-H. Chen, "High-Efficiency DC-DC Converter With Two Input Power Sources," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 27, pp. 1862 - 1875, 2012.
- [14] Choi and 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, Feb. 2013.
- [15] A. Nahavandi, M. T. Hagh, M. B. B. Sharifian and S. Danyali, "A Nonisolated Multiinput Multioutput DC-DC Boost Converter for Electric Vehicle Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 4, pp. 1818-1835, April 2015.
- [16] G. Ma, W. Qu, G. Yu, Y. Liu, N. Liang, and W. Li, "A zero-voltage switching bidirectional DC-DC converter with state analysis and soft switching- oriented design consideration," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 6, pp. 2174-2184, Jun. 2009.
- [17] Y. S. Lee, "A systematic and unified approach to modeling switches in switch-mode power supplies," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. IE-32, no. 4, pp. 445-448, Nov. 1985.
- [18] P. Patra, J. Ghosh, and 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, Nov. 2013.
- [19] Veerachary, Mummadi. "General rules for signal flow graph modeling and analysis of dc-dc converters." Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions, pp. 259-271, 2004.
- [20] H. Chen, Y. Zhang, and 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 Electron., vol. 27, no. 1, pp. 452-462, Jan. 2012.
- [21] D. Ma, W.-H. Ki, C.-Y. Tusi, and P. Mok, "Single-inductor multiple output switching converters with time-multiplexing control in discontinuous mode," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, no. 1, pp. 89-100, Jan. 2003.
- [22] S.-C. Koon, Y.-H. Lam, and W.-H. Ki, "Integrated charge -control single inductor dual-
- [1] P. Patra, A. Patra, and N. Misra, "A Single-Inductor Multiple-Output Switcher With Simultaneous Buck, Boost, and Inverted Outputs," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 27, Feb. 2012.
- [2] R. Zhou, H. S. H. Chung and R. Zhang, "An Inductive Power Transfer System for Driving Multiple OLED Light Panels," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 10, pp. 7131-7147, Oct. 2016.
- [3] L. Hanh-Phuc, C. Chang-Seok, L. Kwang-Chan, W. Se-Won, C. Gyu-Ha, and C. Gyu-Hyeong, "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, Dec. 2007.
- [4] Z. Sha, X. Wang, Y. Wang and H. Ma, 'Optimal Design of Switching Power Supply'. Wiley, 2015.
- [5] Y. Rozanov, E. Ryvkin, E. Chaplygin and Pavel, 'Power Electronics Basics: Operating Principles, Design, Formulas, and Applications', Taylor & Francis, 2015.
- [6] E. Babaei, M. Sabahi, "Extended multilevel converters: an attempt to reduce the number of independent DC voltage sources in cascaded multilevel converters," IET Power Electronics, vol. 7, pp. 157-166, Jun. 2014.
- [7] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. J. Padilla, and J. M. Carrasco, "DC voltage ratio control strategy for multilevel cascaded converters fed with a single DC source," IEEE Trans. Ind. Electron, pp. 2513-21, Jul. 2009.
- [8] D. A. Ruiz-Caballero, R. M. Ramos-Astudillo, S. A. Mussa, and M. L. Heldwein, "Symmetrical Hybrid Multilevel DC-AC Converters With Reduced Number of Insulated DC Supplies," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 57, pp. 2307-2314, Oct. 2010.
- [9] M. Dongsheng, K. Wing-Hung, T. Chi-ying, and P. K. T. Mok, "Single-inductor multiple-output switching converters with time-multiplexing control in discontinuous conduction mode," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, pp. 89-100, Jan. 2003.
- [10] J. Kim, D. S. Kim, and 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, Dec. 2013.
- [11] K.-S. Seol and K.-J. Woo, "A Synchronous Multioutput Step-Up/Down DC-DC Converter

- control strategy," *IET Power Electron*, vol. 3, pp. 197–208, Mar. 2010.
- [29] Benadero, Luis, et al. "Single inductor multiple outputs interleaved converters operating in CCM." *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th. IEEE*, 2008.
- [30] Branca, Xavier, et al. "Single-inductor bipolar-outputs converter for the supply of audio amplifiers in mobile platforms." *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, pp. 4248-4259. 2013.
- [31] K. Wing-Hung and M. Dongsheng, "Single-inductor multiple-output switching converters," *PESC. 2001 IEEE 32nd Annual in Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 226-231, Jun 2001.
- [32] Kuo, B.C., Golnaraghi, F.: 'Automatic control systems', John Wiley, 2002.
- [33] Khaki-Sedigh, Ali, and Bijan Moaveni. 'Control configuration selection for multivariable plants', Vol. 391. Springer, 2009.
- [34] J.M. Maciejowski, 'Multivariable feedback Design', Addison-Wesley, 1989.
- [35] Yu-Ping Tian, "Symmetry, Stability and Scalability," in *Frequency-Domain Analysis and Design of Distributed Control Systems*, 1, Wiley-IEEE Press, pp.31-66, 2012.
- output step-up/step-down converter," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 3071–3074. 2005.
- [23] D. Ma, W.-H. Ki, and C.-Y. Tusi, "A pseudo-CCM/DCM SIMO switching converter with freewheel switching," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 6, pp. 1007–1014, Jun. 2003.
- [24] D. Tervisan, P. Mattavelli, and P. Tenti, "Digital control of single-inductor multiple-output step-down dc-dc converters in CCM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 9, pp. 3476–3483, Sep. 2008.
- [25] A. Pizzutelli and M. Ghioni, "Novel control technique for single inductor multiple output converters operating in ccm with reduced cross regulation," in *Proc. 23rd Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 1502–1507 Feb. 2008.
- [26] T. Li, "Single inductor multiple output boost regulator," U.S. Patent 6 075 295, 2000.
- [27] A. Ghosh., F. Boora, and 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, Feb. 2011.
- [28] A. Nami, F. Zarei, A. Ghoshi, and F. Blaabjerg, "Multi-output DC-DC converters based on diode-clamped converters configuration: topology and