

معرفی ساختار جدیدی از مبدل ایزوله شده چند خروجی با قابلیت ایجاد همزمان ولتاژهای افزایش یافته، گاهنده و معکوس

مجید عباسی^۱، مرتضی محمدی^۲، محمد رضا علیزاده پهلوانی^۳^۱ دکتری الکترونیک دانشگاه صنعتی مالک اشتر mabbasi_just86@yahoo.com^۲ دانشکده مهندسی برق، دانشگاه هوایی شهید ستاری^۳ دانشیار دانشگاه صنعتی مالک اشتر - مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر

چکیده

در این مقاله به طراحی و ساخت یک مبدل چند خروجی ایزوله پرداخته شده است. با بهره گیری از نحوه عملکرد مبدل های $SIMO^1$ و ترکیب آن با ساختار فلای بک، ساختار جدیدی معرفی گردیده که می تواند ضمن ایزوله نمودن ورودی از خروجی ها، ولتاژهای همزمان مثبت، منفی و نیز افزایش یافته (بوست) و کاهش یافته (باک) ایجاد نماید. روابط ریاضی حاکم بر عملکرد این مبدل استخراج و با استفاده از روش فلوگراف سیگنال مدل گردیده است. نتایج حاصل از ساخت یک نمونه آزمایشگاهی مبدل مورد نظر و مقایسه آن با نتایج مدل ارائه شده و نتایج شبیه سازی، نشان دهنده عملکرد مناسب مبدل معرفی شده در ایجاد دو ولتاژ ایزوله بوست $\pm 15V$ دو ولتاژ ایزوله باک $\pm 5V$ از یک منبع $12V$ به همراه پایداری عملکردی مناسب در تغییرات شدید بار می باشد.

کلیدواژه

مبدل فلای بک، مبدل $SIMO$ ، فلوگراف سیگنال، سوئیچینگ.

مقدمه

سیستم را بالا می برد. در روش دوم نیز این امکان وجود ندارد که خروجی ها را به طور اختصاصی برای داشتن ولتاژی دقیق کنترل نمود و این موضوع محدودیت بزرگی در مواردی که به خروجی های مختلف و دقیق نیاز دارند محسوب می شود. از طرفی اندوکتانس نشستی و اثر کوپلینگ متقابل سیم پیچ های ترانسفورمر مشکلاتی را به همراه خواهد داشت. به علاوه هر دو روش حداقل به N سلف و یا سیم پیچ نیاز دارند که باعث حجیم شدن و نیز پرهزینه شدن آن می گردد.

نوع دیگری از مبدل های چند خروجی DC-DC، مبدل هایی با یک القاگر و چند خروجی می باشد که به اختصار $SIMO^4$ نامیده می شوند. بهره گیری از تنها یک القاگر یکی از بزرگترین مزایای این نوع از مبدل ها است که کاربرد آنها را در طراحی های توان پایین On-Chip توجه پذیر می نماید [4-10]. از دیگر مزایای استفاده از این نوع از مبدل ها امکان کنترل خروجی ها به صورت کاملاً مستقل، حجم و هزینه پایین می باشد.

ورودی و خروجی هایی در مبدل های SIMO که مورد بررسی قرار گرفته اند از هم ایزوله نمی باشند. از طرفی تمامی مبدل های معرفی شده در لحظه تنها یا ساختار بوست داشته و یا در حالت باک کار کرده در حالی که بعضی از خروجی های مبدل هدف در

امروزه مبدل های DC-DC به طور گسترده در کاربردهایی باتوان های مختلف مورد استفاده قرار می گیرند. از طرفی وسایل الکترونیکی قابل حمل به سطوح ولتاژی متعددی به منظور تغذیه پردازنده ها و ماژول های مختلف خود نیاز دارند تا امکان عملکردهای مختلف در حین انجام وظیفه اصلی وسیله میسر گردد. از آن جمله می توان به دیودهای انتشار دهنده نور (LED) پس زمینه، مانیتور نمایشگر کریستال مایع (LCD) و چندین و چند پروسوسور مجزا در یک وسیله اشاره نمود. در چنین کاربردهایی این امکان وجود دارد که به طور همزمان سطح ولتاژ بالاتر، پایین تر و یا حتی منفی از یک باتری ایجاد گردد (به عنوان مثال در نمایشگرهای تخت LED) [1] در عین حال منابع تغذیه دوقطبی^۲ در کاربردهایی مانند دیودهای انتشار دهنده نور ارگانیک (OLED^۳) از اهمیت ویژه ای برخوردار هستند [2]. روش مرسوم برای ایجاد N ولتاژ خروجی از یک منبع DC استفاده از N مبدل DC-DC مجزا و یا بهره گیری از یک ترانسفورماتور با N سیم پیچ در خروجی می باشد [3]. روش اول نیازمند استفاده از تعداد زیاد المان های کنترل و المان های قدرت بوده که هزینه

³ Organic Light Emitting Diodes⁴ Single-Inductor Multi-Output¹ Single-Inductor Multi-Output² Bipolar supplies

معرفی مبدل چهار خروجی ایزوله شده با ساختار همزمان باک/بوست و پلاریته مثبت و منفی

ورودی و خروجی‌های مبدل‌های چند خروجی که تاکنون معرفی گردیده‌اند از هم ایزوله نبوده و نیز به صورت توأم قارذ به ایجاد ولتاژ همزمان مثبت و منفی و همچنین ساختار همزمان باک و بوست نیستند. از این رو در این مقاله ساختار جدیدی از این خانواده معرفی گردیده که در شکل 1 نشان داده شده‌است. در این ساختار از یک ترانس با دو سیم‌پیچ با نسبت دور برابر در سمت خروجی و نسبت دور $\frac{n_{2,3}}{n_1} = 1.9$ استفاده شده‌است که یکی از خروجی‌ها به منظور ایجاد پلاریته مثبت و دیگری به منظور ایجاد پلاریته منفی مورد استفاده قرار گرفته‌است. در این مبدل S_0 سوئیچ اصلی ورودی، سوئیچ‌های S_{11} ، S_{12} و دیودهای D_{11} ، D_{12} مربوط به خروجی اول و سوئیچ‌های S_{21} ، S_{22} و دیودهای D_{21} و D_{22} مربوط به خروجی دوم می‌باشند. این سوئیچ‌ها وظیفه تقسیم جریان بین خروج‌ها را بر عهده دارند و ترتیب روشن شدن آنها در شکل 2 نشان داده شده‌است. دیودهای قدرت به صورت سری با سوئیچ‌های قدرت قرار گرفته‌اند تا از منفی شدن جریان القاگر جلوگیری نمایند. خروجی‌های سیستم عبارتند از V_{o11} و V_{o12} که خروجی‌ها با پلاریته مثبت و V_{o21} و V_{o22} که خروجی‌های پلاریته منفی مبدل می‌باشند.

به منظور محاسبه تابع تبدیل DC این مبدل فرض می‌شود شرایط زیر برقرار باشد:

- 1- سوئیچ‌های فعال ایده‌آل هستند.
 - 2- ظرفیت خازن‌های خروجی به اندازه‌ای بزرگ هستند که می‌توانند ولتاژهای خروجی را ثابت نگاه دارند.
 - 3- مبدل با فرکانس $f = \frac{1}{T}$ کار می‌کند که T دوره تناوب سوئیچینگ می‌باشد.
 - 4- هسته ایده‌آل بوده دارای اندوکتانس مغناطیسی L_m بوده و از شار پراکندگی و اندوکتانس نشتی آن صرف نظر می‌گردد.
 - 5- مبدل در مد جریان پیوسته کار می‌کند.
- عملکرد این مبدل در مد CCM دارای پنج مرحله می‌باشد که عبارتند از:

مرحله 1: در بازه زمانی $0 < t < D_0 T$ سوئیچ S_0 روشن و سلف مغناطیسی L_m از طریق ولتاژ و روی شارژ شده و انرژی را در خود ذخیره می‌نماید. در این بازه زمانی سایر سوئیچ‌ها خاموش می‌باشند. رابطه جریان سلف مغناطیسی هسته عبارت است از:

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_{im}}{L_m} t + i_a \Rightarrow i_e = \frac{V_{im}}{L_m} D_0 T + i_a \quad 0 < t < D_0 T \quad (1)$$

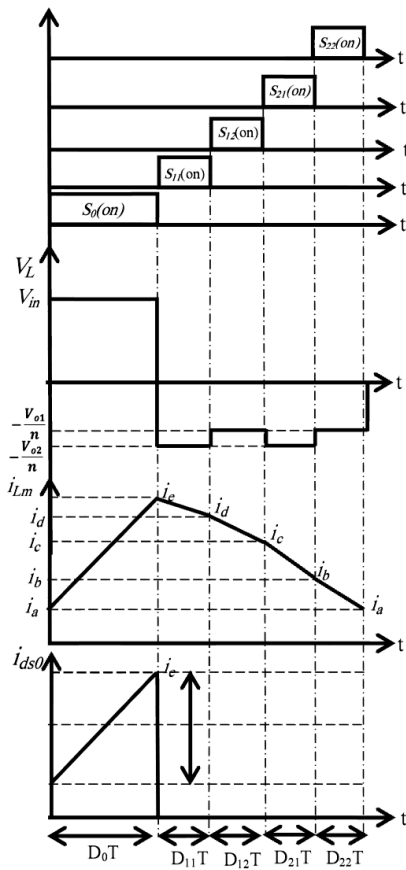
که i_a و i_e در شکل 2 نشان داده شده‌اند.

لحظه کمتر از ولتاژ ورودی و برخی نیز بیشتر از ولتاژ ورودی می‌باشند. یعنی نیاز به طراحی مبدلی است که در ضمن ایزوله بودن بتواند بطور توأم در بعضی از خروجی‌ها دارای ساختار باک و در برخی نیز ساختار بوست داشته باشد. در کنار این مزایا می‌بایست قابلیت کنترل ولتاژ در تمام خروجی‌ها بصورت مجزا وجود داشته باشد.

بدین منظور در این مقاله با بهره‌گیری از روش مبدل‌های SIMO و ترکیب آن با ساختار فلائی‌بک، ساختار ایزوله شده ای معرفی می‌شود که قادر است چهار خروجی با پلاریته‌های مثبت/منفی و ساختاری توأم باک/بوست ایجاد نماید.

به منظور تحلیل هرچه بیشتر این مبدل اقدام به مدل کردن آن نموده تا رفتار دینامیکی آن نیز مورد بررسی قرار گیرد. مدل کردن مبدل‌هایی از خانواده مبدل‌های SIMO به دلیل پیچیدگی بالا و نیز با افزایش المان‌های آن از دشواری خاصی برخوردار است. معمولاً از روش مدل کردن مبتنی برای 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 [11-13]. از این رو در [14] 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 پیشینه و کمینه آن مورد نیاز است که خود منجر بر افزایش محاسبات ریاضی می‌گردد. به علاوه در صورت افزایش تعداد المان‌ها و یا خروجی‌ها این روش بسیار پیچیده و خسته‌کننده می‌باشد که احتمال وقوع خطا در حین مدل کردن را افزایش می‌دهد [15]. از طرفی مدل به دست آمده رفتار سیگنال بزرگ سیستم را پیش‌بینی نمی‌کند. مشکلات مطرح شده را می‌توان با استفاده از روش مدل کردن فلوگراف سیگنال (SFG) حل نمود [16]. در روش SFG رفتار سیستم در حالت سیگنال کوچک، سیگنال بزرگ و نیز حالت ماندگار با استفاده از عملیات‌های ریاضی کم قابل مشاهده است [10]. همچنین در این روش توابع تبدیل مابین متغیرهای مختلف سیستم به راحتی قابل استخراج می‌باشند [17].

این مقاله از پنج بخش تشکیل شده‌است. در بخش دوم به معرفی مبدل پیشنهادی پرداخته و روابط ریاضی حاکم بر آن به تفصیل ارائه شده‌اند. بخش سوم به مدل کردن مبدل اختصاص یافته و در بخش چهارم نتایج عملی و شبیه‌سازی ارائه گردیده‌اند و در انتها بخش پنجم به نتیجه‌گیری اختصاص یافته‌است.



شکل 2. شکل موج‌های عملکردی مدار

$$i_{Lm}(t) = \frac{-V_{o12}}{nL_m}(t - (D_0 + D_{11})T) + i_d \Rightarrow i_c \quad (3)$$

$$= \frac{-V_{o12}}{nL_m}D_{11}T + i_d$$

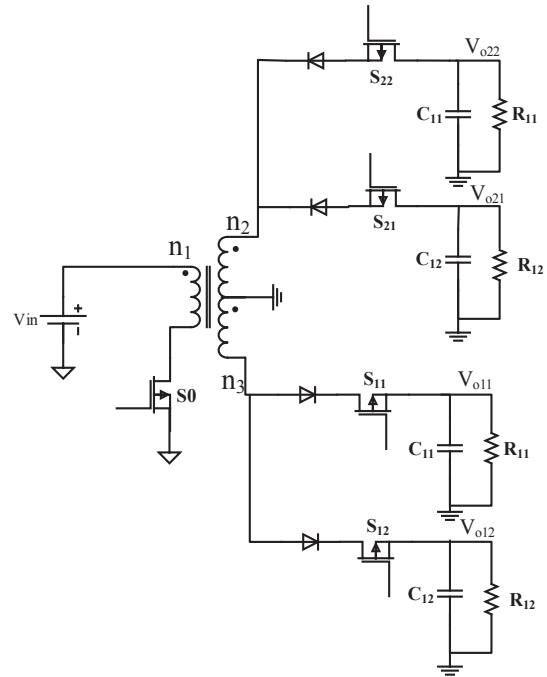
این مرحله در $(D_0 + D_{11} + D_{12})T$ خاتمه می‌یابد.

مرحله 4: در زمان $(D_0 + D_{11} + D_{12})T$ سوئیچ‌های S_{12} خاموش و سوئیچ‌های S_{21} روشن می‌شود و باقی انرژی ذخیره شده در سلف مغناطیسی به خروجی V_{o21} منتقل می‌گردد. رابطه جریان سلف مغناطیسی در این بازه زمانی عبارت است از:

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_{o21}}{nL_m}(t - (D_0 + D_{11} + D_{12})T) + i_c \quad (4)$$

$$\Rightarrow i_b = \frac{V_{o21}}{nL_m}D_{21}T + i_c$$

مرحله 5: در زمان $(D_0 + D_{11} + D_{12} + D_{21})T$ سوئیچ‌های S_{21} خاموش و سوئیچ S_{22} روشن می‌شود و باقی انرژی ذخیره شده در سلف مغناطیسی به خروجی V_{o22} منتقل می‌گردد. رابطه جریان سلف مغناطیسی در این بازه زمانی عبارت است از:



شکل 1. مبدل چهار خروجی معرفی شده

مرحله 2: در این مرحله و در D_0T سوئیچ S_0 خاموش و S_{11} روشن می‌شود و انرژی ذخیره شده در هسته به خروجی V_{o11} منتقل می‌شود. برای جریان مغناطیسی هسته خواهیم داشت:

$$i_{Lm}(t) = \frac{-V_{o11}}{nL_m}(t - D_0T) + i_e \Rightarrow i_d \quad (2)$$

$$= \frac{-V_{o11}}{nL_m}D_{11}T + i_e$$

این مرحله در $(D_0 + D_{11})T$ خاتمه می‌یابد.

مرحله 3: در این مرحله و در $(D_0 + D_{11})T$ سوئیچ S_{11} خاموش و S_{12} روشن می‌شوند و انرژی ذخیره شده در هسته به خروجی V_{o12} منتقل می‌شود. برای جریان مغناطیسی هسته خواهیم داشت:

و با جایگذاری رابطه (15) به جای V_{o12} در رابطه (18) خواهیم داشت:

$$V_{o21} = - \frac{\left(\frac{n}{D_{12}R_{12}} - \frac{D_{12}T}{2nL_m}\right) \left(\frac{n}{D_{11}R_{11}} - \frac{D_{11}T}{2nL_m}\right)}{\left(\frac{n}{D_{21}R_{21}} + \frac{D_{21}T}{2nL_m}\right) \left(\frac{n}{D_{12}R_{12}} + \frac{D_{12}T}{2nL_m}\right)} V_{o11} \quad (19)$$

با استفاده از رابطه (10) و رابطه (5) داریم:

$$i_b = - \left(\frac{n}{D_{22}R_{22}} + \frac{D_{22}T}{2nL_m}\right) V_{o22} \quad (20)$$

$$i_a = - \left(\frac{n}{D_{22}R_{22}} - \frac{D_{22}T}{2nL_m}\right) V_{o22} \quad (21)$$

با مساوی قرار دادن رابطه (20) و رابطه (17) می‌توانیم V_{o22} بر حسب V_{o21} بدست آوریم:

$$V_{o22} = \frac{\left(\frac{n}{D_{21}R_{21}} - \frac{D_{21}T}{2nL_m}\right)}{\left(\frac{n}{D_{22}R_{22}} + \frac{D_{22}T}{2nL_m}\right)} V_{o21} \quad (22)$$

و با جایگذاری رابطه (19) به جای V_{o21} در رابطه (22) خواهیم داشت:

$$V_{o22} = - \frac{\left(\frac{n}{D_{21}R_{21}} - \frac{D_{21}T}{2nL_m}\right) \left(\frac{n}{D_{12}R_{12}} - \frac{D_{12}T}{2nL_m}\right) \left(\frac{n}{D_{11}R_{11}} - \frac{D_{11}T}{2nL_m}\right)}{\left(\frac{n}{D_{22}R_{22}} + \frac{D_{22}T}{2nL_m}\right) \left(\frac{n}{D_{21}R_{21}} + \frac{D_{21}T}{2nL_m}\right) \left(\frac{n}{D_{12}R_{12}} + \frac{D_{12}T}{2nL_m}\right)} V_{o11} \quad (23)$$

حال که همه ولتاژها را بر حسب V_{o11} بدست آوردیم، می‌توان با قرار دادن آنها در معادله ولتاژ-زمان رابطه (6) نسبت تبدیل V_{in} به V_{o11} را محاسبه نمود. ولیکن به منظور ساده سازی این روابط قبل از جایگذاری در رابطه (6) می‌توان فرض زیر را در نظر گرفت. اگر:

$$\frac{n}{D_{ij}R_{ij}} \gg \frac{D_{ij}T}{2nL_m} \quad i = 1,2 \text{ and } j = 1,2 \quad (24)$$

می‌توان از $\frac{D_{ij}T}{2nL_m}$ در مقابل $\frac{n}{D_{ij}R_{ij}}$ صرف نظر نمود. آنگاه روابط (15)، (19) و (23) را می‌توان بصورت زیر خلاصه نمود:

$$V_{o12} = \frac{D_{12}R_{12}}{D_{11}R_{11}} V_{o11} \quad (25)$$

$$V_{o21} = - \frac{D_{21}R_{21}}{D_{11}R_{11}} V_{o11} \quad (26)$$

$$V_{o22} = - \frac{D_{22}R_{22}}{D_{11}R_{11}} V_{o11} \quad (27)$$

حال با جایگذاری روابط فوق در رابطه (6) خواهیم داشت:

$$M_{11} = \frac{V_{o11}}{V_{in}} = \frac{nD_0D_{11}R_{11}}{R_{11}D_{11}^2 + R_{12}D_{12}^2 + R_{21}D_{21}^2 + R_{22}D_{22}^2} \quad (28)$$

و با جایگذاری رابطه (28) در رابطه (25) الی رابطه (27) خواهیم داشت:

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_{o22}}{nL_m} (t - (D_0 + D_{11} + D_{12} + D_{21})T) + i_b \Rightarrow i_a = \frac{V_{o22}}{nL_m} D_{22}T + i_b \quad (5)$$

این مرحله در T تمام شده و یک سیکل کامل سوئیچینگ انجام می‌پذیرد. شکل موج عملکردی مبدل به همراه سیگنال راهاندازی سوئیچها در شکل 2 نشان داده شده است با نوشتن رابطه پایداری ولتاژ-زمان بر روی سلف مغناطیسی هسته خواهیم داشت:

$$D_0V_{in} - \frac{V_{o11}}{n} D_{11} - \frac{V_{o12}}{n} D_{12} + \frac{V_{o21}}{n} D_{21} + \frac{V_{o22}}{n} D_{22} = 0 \quad (6)$$

مطابق با شکل موج جریان i_{Lm} شکل 2 مقدار متوسط جریان-های خروجی عبارتند از:

$$n i_{ave}(out_{11}) = \frac{i_e + i_d}{2} D_{11} = \frac{nV_{o11}}{R_{11}} \quad (7)$$

$$n i_{ave}(out_{12}) = \frac{i_d + i_c}{2} D_{12} = \frac{nV_{o12}}{R_{12}} \quad (8)$$

$$n i_{ave}(out_{21}) = \frac{i_c + i_b}{2} D_{21} = - \frac{nV_{o21}}{R_{21}} \quad (9)$$

$$n i_{ave}(out_{22}) = \frac{i_b + i_a}{2} D_{22} = - \frac{nV_{o22}}{R_{22}} \quad (10)$$

با استفاده از رابطه (2) و رابطه (7) داریم:

$$i_e = \left(\frac{n}{D_{11}R_{11}} + \frac{D_{11}T}{2nL_m}\right) V_{o11} \quad (11)$$

$$i_d = \left(\frac{n}{D_{11}R_{11}} - \frac{D_{11}T}{2nL_m}\right) V_{o11} \quad (12)$$

و با استفاده از رابطه (8) و رابطه (3) خواهیم داشت:

$$i_d = \left(\frac{n}{D_{12}R_{12}} + \frac{D_{12}T}{2nL_m}\right) V_{o12} \quad (13)$$

$$i_c = \left(\frac{n}{D_{12}R_{12}} - \frac{D_{12}T}{2nL_m}\right) V_{o12} \quad (14)$$

با مساوی قرار دادن رابطه (13) و رابطه (12) می‌توانیم V_{o12} بر حسب V_{o11} بدست آوریم:

$$V_{o12} = \frac{\left(\frac{n}{D_{11}R_{11}} - \frac{D_{11}T}{2nL_m}\right)}{\left(\frac{n}{D_{12}R_{12}} + \frac{D_{12}T}{2nL_m}\right)} V_{o11} \quad (15)$$

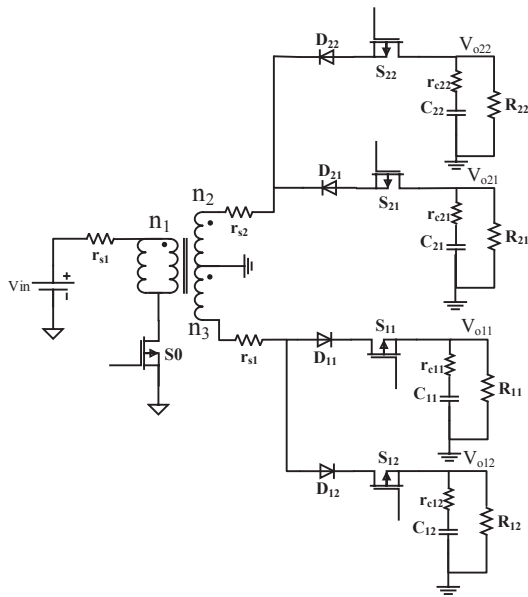
حال با استفاده از رابطه (9) و رابطه (4) داریم:

$$i_c = - \left(\frac{n}{D_{21}R_{21}} + \frac{D_{21}T}{2nL_m}\right) V_{o21} \quad (16)$$

$$i_b = - \left(\frac{n}{D_{21}R_{21}} - \frac{D_{21}T}{2nL_m}\right) V_{o21} \quad (17)$$

با مساوی قرار دادن رابطه (16) و رابطه (14) می‌توانیم V_{o21} بر حسب V_{o12} بدست آوریم:

$$V_{o21} = - \frac{\left(\frac{n}{D_{12}R_{12}} - \frac{D_{12}T}{2nL_m}\right)}{\left(\frac{n}{D_{21}R_{21}} + \frac{D_{21}T}{2nL_m}\right)} V_{o12} \quad (8)$$



شکل 3. مدار معادل مبدل چهار خروجی ایزوله شده

ESR خازن‌های خروجی در فرایند مدل کردن یک مبدل فلای- یک چهار خروجی مستقل در نظر گرفته شده‌است.

به منظور داشتن مدل دقیقی از سیستم مورد بررسی و در ادامه، مدار معادل مبدل به همراه مقاومتهای سری پارازیتی رسم که مجدداً در شکل 3 آورده شده‌است. همانطور که در شکل 3 نشان داده شده‌است، r_{s1} و r_{s2} به ترتیب مقاومتهای DC سمت اولیه و مقاومتهای سمت ثانویه ترانس و L_m اندوکتانس مغناطیس‌شونده اولیه می‌باشد. همانطور که در شکل 2 نشان داده شده‌است این مبدل دارای پنج مرحله عملکردی می‌باشد که عبارتند از:

مرحله 1: بازه زمانی $0 < t < D_0 T$

در این بازه زمانی سوئیچ اصلی S_0 روشن، باقی سوئیچ‌ها خاموش و اندوکتانس مغناطیسی L_m در حال شارژ شدن می‌باشد (ساختار شکل 4-الف). برای این مد، فلوگراف سیگنال G_1 مطابق با شکل 5-الف رسم می‌گردد.

مرحله 2: بازه زمانی $D_0 T < t < (D_0 + D_{11}) T$

در این بازه زمانی سوئیچ اصلی S_0 در $D_0 T$ خاموش، سوئیچ S_{11} روشن می‌شود و انرژی ذخیره شده در اندوکتانس مغناطیسی L_m به سمت ثانویه منتقل می‌شود (ساختار شکل 4-ب). برای این مد، فلوگراف سیگنالی G_2 مطابق با شکل 6-5-ب رسم می‌گردد.

$$M_{12} = \frac{V_{o12}}{V_{in}} \quad (29)$$

$$= \frac{nD_0 D_{12} R_{12}}{R_{11} D_{11}^2 + R_{12} D_{12}^2 + R_{21} D_{21}^2 + R_{22} D_{22}^2}$$

$$M_{21} = \frac{V_{o21}}{V_{in}} \quad (30)$$

$$= -\frac{nD_0 D_{21} R_{21}}{R_{11} D_{11}^2 + R_{12} D_{12}^2 + R_{21} D_{21}^2 + R_{22} D_{22}^2}$$

$$M_{22} = \frac{V_{o22}}{V_{in}} \quad (31)$$

$$= -\frac{nD_0 D_{22} R_{22}}{R_{11} D_{11}^2 + R_{12} D_{12}^2 + R_{21} D_{21}^2 + R_{22} D_{22}^2}$$

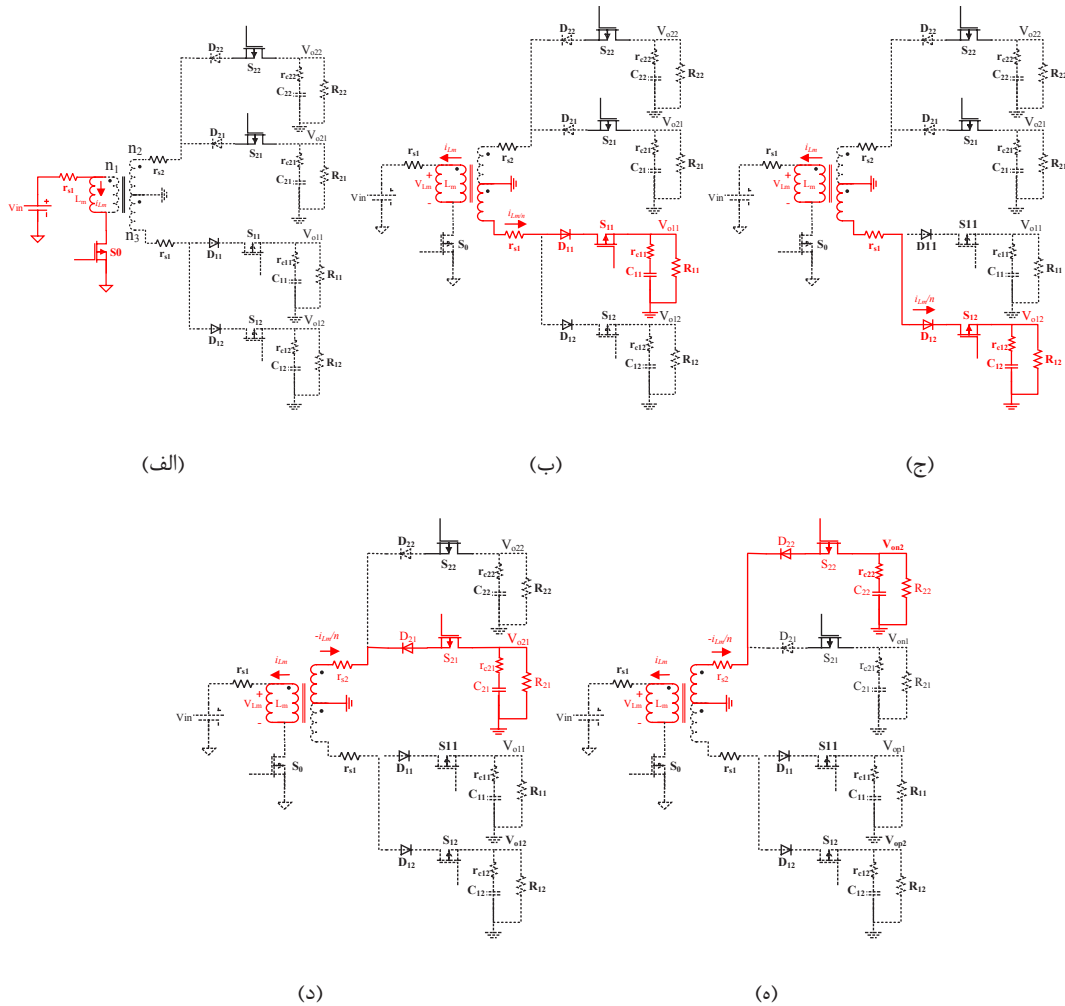
رابطه (24) را می‌توان بصورت زیر بازنویسی نمود:

$$D_{ij} \ll n \sqrt{\frac{2f_s L_m}{R_{ij}}} \quad i = 1,2 \text{ and } j = 1,2 \quad (32)$$

که در ادامه کار از فرض رابطه (32) برای طراحی مبدل چند خروجی استفاده خواهد شد.

مدل کردن مبدل به روش فلوگراف سیگنال

اولین مرحله در بررسی رفتار دینامیکی یک مبدل، مطالعه آن بر اساس یک مدل دقیق می‌باشد [18]. در قسمت قبل روابط ریاضی حاکم بر مبدل فلای یک چهارخروجی استخراج گردیدند. به دلیل پیچیدگی محاسبات و در محاسبه روابط ریاضی از عناصر پارازیتی چون مقاومتهای سری با سلف سمت اولیه و ثانویه، مقاومت پارازیتی خازن‌ها صرف‌نظر گردیده‌اند. تاکنون مقالات بسیاری در زمینه مدل کردن به روش فلوگراف سیگنال ارائه شده‌است [19-21]. در تمامی کارهای انجام گرفته مبدل غیر ایزوله بوده و از ترانس در آن‌ها استفاده نشده‌است. از طرفی در فرایند مدل کردن از عناصر پارازیتی نامبرده صرف‌نظر گردیده و مبدل را تنها در حالت ایده‌آل مدل نموده‌اند. در مقاله [22] روشی سیستماتیک برای مدل کردن مبدل‌های ایزوله شده با استفاده از فلوگراف سیگنال ارائه شده‌است. در این روش در کنار معرفی مراحل مدل کردن این دسته از مبدل‌ها، مقاومت معادل سمت اولیه ترانس نیز به فرایند مدل کردن افزوده شده‌است. در این بخش و در ادامه کار با الهام از روش پیشنهادی [22] مقاومتهای سری سمت اولیه و ثانویه ترانس و نیز مقاومتهای



شکل 4. مراحل عملکرد مبدل فلای یک چهارخروجی

اندوکتانس مغناطیسی L_m به سمت خروجی منفی اول از سیم-پیچ ثانویه منتقل می‌شود (ساختار شکل 4-د). برای این مد، فلوگراف سیگنال G_4 مطابق با شکل 6-5-د رسم می‌گردد.

مرحله 5: بازه زمان $(D_0+D_{11}+D_{12}+D_{21})T < t < T$

در این بازه زمانی سوئیچ اصلی S_{21} در $(D_0+D_{11}+D_{12}+D_{21})T$ خاموش و سوئیچ S_{22} روشن می‌شود و باقی انرژی ذخیره شده در اندوکتانس مغناطیسی L_m به سمت خروجی منفی دوم از سیم‌پیچ ثانویه منتقل می‌شود (ساختار شکل 4-ه). برای این مد، فلوگراف سیگنال G_5 مطابق با شکل 5-ه رسم می‌گردد. همانطور که مطرح شد، سیگنال فلوگراف‌های G_1 ، G_2 و G_3 و G_5 به ترتیب برای ساختارهای 1 الی 5 رسم شده که در شکل 5 نشان داده شده‌اند.

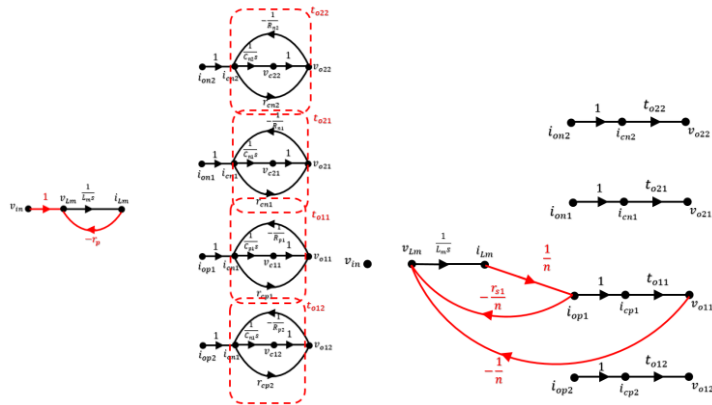
مرحله 3: بازه زمانی $(D_0+D_{11})T < t < (D_0+D_{11}+D_{12})T$

در این بازه زمانی سوئیچ S_{11} در $(D_0+D_{11})T$ خاموش و سوئیچ S_{12} روشن می‌شود و انرژی ذخیره شده در اندوکتانس مغناطیسی L_m به سمت خروجی مثبت دوم از سیم‌پیچ ثانویه منتقل می‌شود (ساختار شکل 4-ج). برای این مد، فلوگراف سیگنال G_3 مطابق با شکل 5-ج رسم می‌گردد.

مرحله 4: بازه

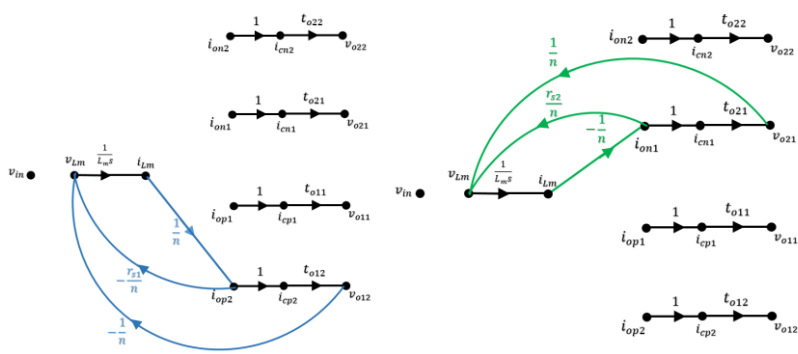
زمان $(D_0+D_{11}+D_{12})T < t < (D_0+D_{11}+D_{12}+D_{21})T$

در این بازه زمانی سوئیچ S_{12} در $(D_0+D_{11}+D_{12})T$ خاموش و سوئیچ S_{21} روشن می‌شود و باقی انرژی ذخیره شده در



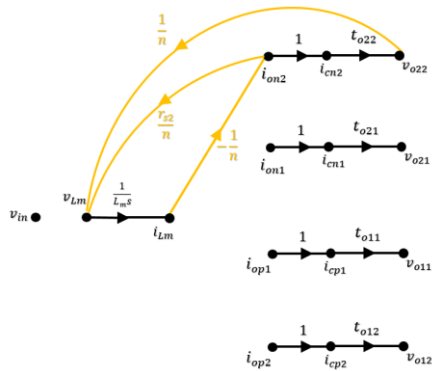
(ب)

(ف)



(د)

(ج)



(و)

شکل 5. فلوگراف مربوط به مراحل عملکرد مبدل

$$t_{opi} = \frac{v_{opi}}{i_{op1}} = \frac{R_{1i}(1 + sC_{1i}r_{c1i})}{1 + sC_{1i}(R_{1i} + r_{c1i})} \quad i = 1, 2 \quad (34)$$

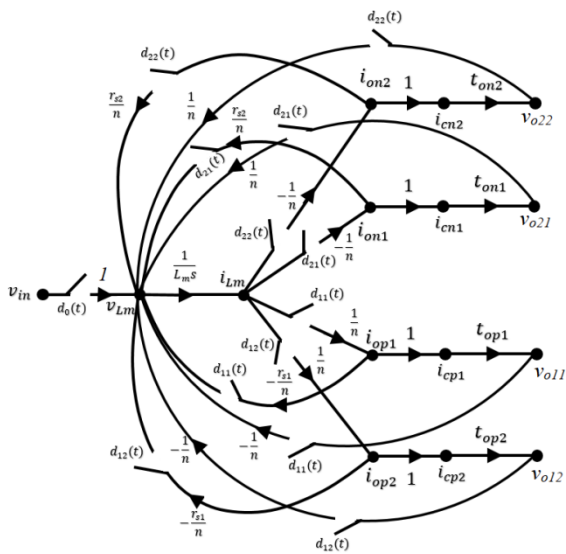
$$t_{onj} = \frac{v_{oni}}{i_{oni}} = \frac{R_{2j}(1 + sC_{2j}r_{c2j})}{1 + sC_{2j}(R_{2j} + r_{c2j})} \quad j = 1, 2 \quad (35)$$

عملکرد سوئیچ‌ها توسط تابع شاخه سوئیچ k تعریف می‌شود که طبق رابطه (33) بیان می‌گردد بطوری که مقدار این تابع به زمان سوئیچینگ وابسته است. شاخه سوئیچینگ شاخه k_i که

شاخه‌هایی که در G_i ($i=1, 2$) وجود دارند ولی در باقی گراف‌ها وجود ندارند را با شاخه K_i جایگزین می‌نمایند به طوری که:

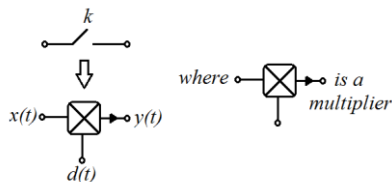
$$K_i = \begin{cases} 1 & \text{for ON time interval} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (33)$$

برای سادگی کار قسمتی از فلوگراف که در هر پنج زیر مدار وجود دارد و با نقطه چین قرمز در شکل 5-الف نشان داده شده را می‌توان با استفاده از روش میسون ساده نمود که عبارتند از:



شکل 7- فلورگراف یکپارچه مبدل فلائی بک چهار خروجی معرفی شده.

مدل سیگنال بزرگ شاخه سوئیچینگ را می توان توسط یک ضرب کننده همانند آنچه که در شکل 8 نشان داده شده ایجاد نمود. مدل سیگنال بزرگ مبدل سوئیچینگ با جایگزینی شاخه-های سوئیچینگ با مدل سیگنال بزرگشان در فلورگراف سیگنال شکل 7 بدست می آید که بدلیل پیچیده شدن شکل از آن صرف نظر می نماییم.

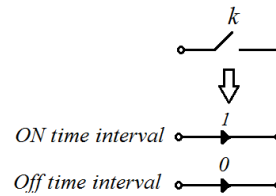


شکل 8- مدل سیگنال بزرگ شاخه-k

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 قسمت قبل نشان داده شد را می توان به گونه ای تغییر داد تا مدل حالت ماندگار شاخه سوئیچینگ بدست 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:

$$x(t) = X \quad (37)$$

در شکل 6 نشان داده شده اند. ضریب انتقال¹ سوئیچ یک پارامتر وابسته به زمان می باشد.



شکل 6. شاخه سوئیچینگ-k

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 می توان به صورت گرافیکی با حذف آن شاخه نمایش داد. این شاخه های سوئیچینگ به طور گرافیکی، فلورگرافها را با هم یکی نموده تا فلورگراف نهایی که نمایش گرافیکی مبدل سوئیچینگ را نشان می دهد ایجاد نمایند.

سیگنال های کنترلی سوئیچینگ از طریق این شاخه های سوئیچینگ به مبدل تزریق می شوند. 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 المان های مداری تشکیل داده می شود. سپس هر زیر مدار توسط یک SFG طبق قوانین مطرح شده مدل می گردد و با G_i نشان داده شده که i به i امین زیر مدار اشاره دارد. در نهایت فلورگراف نهایی با ارتباط فلورگراف های هر زیر مدار توسط شاخه های سوئیچینگ و از طریق رابطه زیر به دست می آید:

$$G = \sum_{i=1}^n K_i G_i \quad (36)$$

که n بیانگر تعداد فلورگرافها (تعداد مدهای عملکردی) و G توصیف گرافی مبدل سوئیچینگ مربوط می باشد که توسط این فلورگراف رفتار کلی سیستم در حالت دینامیک و ماندگار قابل مشاهده است. در نهایت با استفاده از روابط (33) الی (36) و فلورگراف های شکل 5 یک سیگنال فلورگراف یکپارچه برای مبدل فلائی بک ایزوله چند خروجی با استفاده از توابع سوئیچینگ حاصل می گردد که در شکل 7 نشان داده شده است.

¹ Transmittance

$$P_{ij} = \frac{D_0 D_{ij} R_{ij}}{n L_m s} \quad \Delta_{ij} = 1 \quad (41)$$

$$\Delta = 1 + \frac{r_p D_0}{L_m s} + \frac{1}{n^2 L_m s} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 D_{ij}^2 (r_{sj} + R_{ij})$$

که در صورت جایگذاری مقادیر i و j در روابط فوق، صفر قرار دادن مقادیر پارازیتی و نیز جایگذاری فرکانس مختلط $s \rightarrow 0$ ، به روابط (28) الی (31) از محاسبات مستقیم ریاضی خواهیم رسید. معمولاً به منظور تقریب زدن رفتار تغییرات دینامیکی یک مبدل حول نقطه کار و نیز طراحی کنترل کننده از مدل سیگنال کوچک استفاده قرار می گیرد. برای شاخه سوئیچینگ و در مد سیگنال بزرگ رابطه سیگنال ورودی و سیگنال خروجی عبارت است از:

$$y(t) = x(t)d(t) \quad (42)$$

با فرض اینکه سیگنال کنترلی شاخه های سوئیچینگ در فلوگراف مربوط قابل تفکیک به دو بخش مقدار نقطه کار (D) و مقدار تغییرات کوچک نزدیک نقطه کار ($\hat{d}(t)$) باشد با تفکیک سیگنال ها به مقدار حالت ماندگار و تغییرات کوچک خواهیم داشت:

$$D(t) = D + \hat{d}(t) \quad (43)$$

و برای سیگنال ورودی و خروجی شاخه سوئیچینگ عبارت اند از:

$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (44)$$

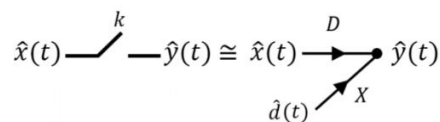
$$y(t) = Y + \hat{y}(t) \quad (45)$$

با جایگذاری روابط (44) و (45) در رابطه (43) و با صرف نظر کردن از تغییرات کوچک مرتبه دوم، معادلات سیگنال کوچک شاخه سوئیچینگ K_I به دست می آید که عبارت است از:

$$\hat{y}(t) = D \hat{x}(t) + X \hat{d}(t) \quad (46)$$

بنابراین مدل سیگنال کوچک شاخه های سوئیچینگ بدست خواهد آمد که در شکل 11 نشان داده شده است. حال فلوگراف

سیگنال کوچک مبدل معرفی شده با جایگذاری شاخه های



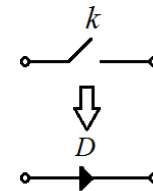
شکل 11. مدل سیگنال کوچک شاخه سوئیچینگ

$$d(t) = D \quad (38)$$

و خروجی $y(t)$ نیز ثابت بوده:

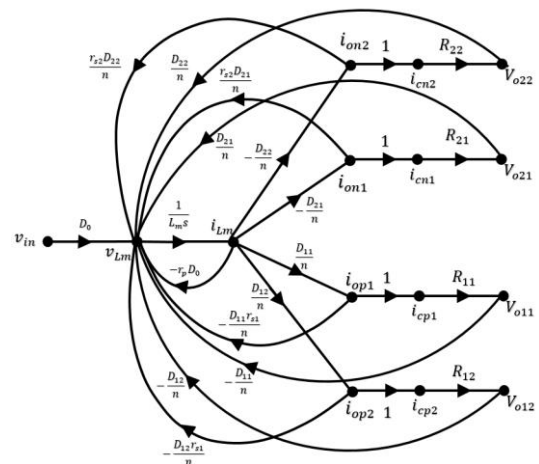
$$y(t) = Y \quad (39)$$

با این فرض می توان شاخه سوئیچینگ را به یک شاخه استاندارد تبدیل نمود که در شکل 9 نشان داده شده است.



شکل 9. مدل حالت ماندگار شاخه k

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 سوئیچینگ برابر با مقدار متوسط سیکل کاری متناظر با آن شاخه می باشند. بنابر این مدل حالت ماندگار یک مبدل فلای یک چند خروجی با جایگذاری شاخه های سوئیچینگ با مدل حالت ماندگار آن ها به دست می آید. مدل حالت ماندگار این مبدل در شکل 10 نشان داده شده است.

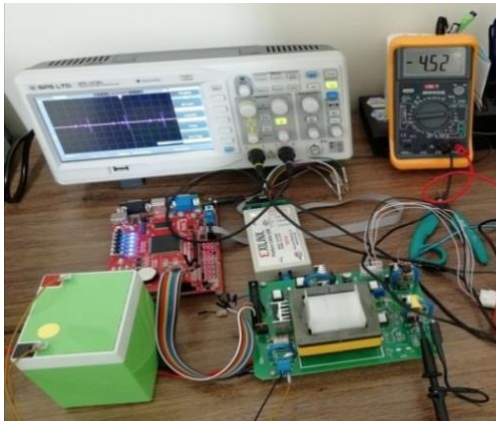


شکل 10. مدل حالت ماندگار مبدل فلای یک چند خروجی معرفی شده با استفاده از فرمول بهره میسون و جایگذاری فرکانس مختلط $s \rightarrow 0$ ، نسبت حالت ماندگار ولتاژ خروجی و جریان سلف به ولتاژ ورودی را می توان محاسبه نمود که برای نسبت ولتاژ خروجی ها به ورودی عبارت است از:

$$M_{ij} = \frac{V_{ij}}{V_{in}} = (-1)^{i+1} \frac{P_{ij} \Delta_{ij}}{\Delta} \quad i, j = 1, 2 \quad (40)$$

که

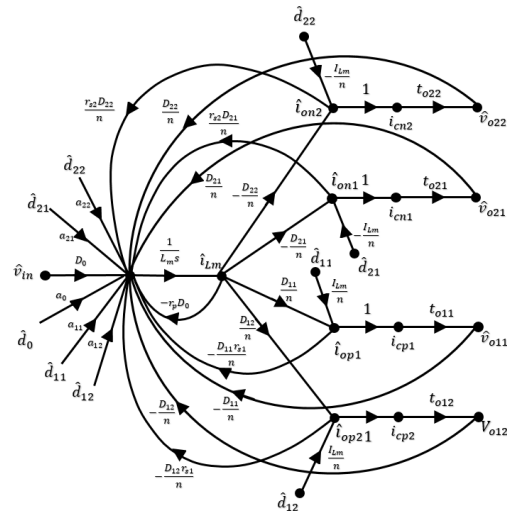
مبدل فلای یک چهار خروجی برای توابع تبدیل خروجی‌های ولتاژ به ورودی d_0 در نرم افزار PSIM را با آنچه از مدل سیگنال کوچک (شکل 12) بدست آمده مقایسه می‌نماید. همانطور که مشاهده می‌شود مدل SFG توانسته‌است با دقت بسیار خوبی رفتار سیگنال کوچک مبدل را پیش‌بینی نماید.



شکل 13. نمونه آزمایشگاهی از مبدل فلای یک چهار خروجی

به منظور بررسی صحت عملکرد مدل‌های سیگنال کوچک و حالت ماندگار بدست آمده، ساختار سوئیچینگ مبدل مورد نظر در نرم افزار PSIM شبیه‌سازی و نتایج آن با نتایج حاصل از مدل بدست آمده در نرم افزار MATLAB و نتایج داده‌های نمونه آزمایشگاهی مقایسه گردیده‌اند. همانطور که در شکل 14 نشان داده شده‌است، ولتاژهای خروجی نمونه آزمایشگاهی ساخته شده با خروجی‌های مدل استخراج شده از SFG و نتایج حاصل از شبیه‌سازی نرم افزار PSIM همخوانی دارد.

دیگرام بود سیگنال کوچک مبدل با استفاده از نرم افزار PSIM در کنار خروجی مدل SFG در شکل مقایسه‌ای 15 برای توابع تبدیل d_0 به خروجی‌ها رسم شده‌اند. همانطور که مشاهده می‌شود



شکل 12. مدل سیگنال کوچک مبدل فلای یک چهار خروجی معرفی شده

سوئیچینگ شکل 7 با مدل سیگنال کوچک شکل 11 بدست خواهد آمد که در شکل 12 نشان داده شده‌است که:

$$\begin{aligned} a_0 &= -V_{in} - r_p I_{Lm} \\ a_{11} &= -\frac{V_{o11}}{n} - \frac{r_{s1} I_{op1}}{n} \\ a_{12} &= -\frac{V_{o12}}{n} - \frac{r_{s1} I_{op2}}{n} \end{aligned} \quad (47)$$

$$\begin{aligned} a_{21} &= \frac{V_{o21}}{n} + \frac{r_{s2} I_{on1}}{n} \\ a_{22} &= \frac{V_{o22}}{n} + \frac{r_{s2} I_{on2}}{n} \end{aligned} \quad (48)$$

می‌توان اثبات نمود که عبارت $\hat{d}_{22}(t)$ در شکل 12 برابر است با:

$$\hat{d}_{22} = -(\hat{d}_{11} + \hat{d}_{12} + \hat{d}_{21} + \hat{d}_{22}) \quad (49)$$

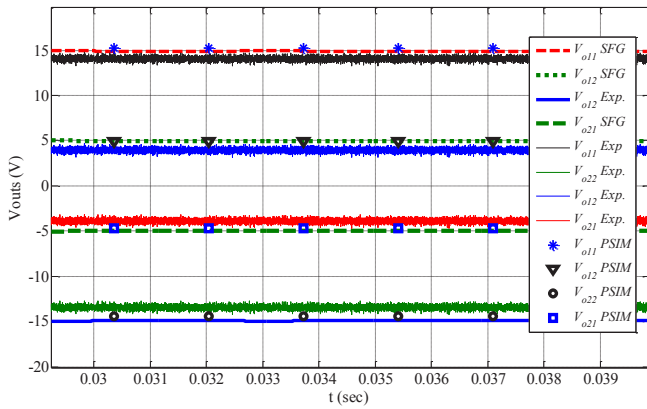
نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی

یک نمونه آزمایشگاهی از مبدل فلای یک چهار خروجی با قابلیت ایجاد ولتاژهای همزمان مثبت و منفی و نیز قابلیت همزمان باک و بوست طراحی و ساخته شد که در شکل 13 نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود در این طراحی از یک برد FPGA برای ایجاد پالس‌های PWM استفاده شده است. از ترانزیستورهای *IRF640* به عنوان سوئیچ‌های اولیه و سمت ثانویه و دیودهای *MBR1035* به عنوان دیودهای خروجی استفاده شده و باقی مقادیر المان‌ها و پارامترهای عملکردی مبدل بصورت جدول 1 انتخاب شده‌اند.

همانطور که مشاهده می‌شود مبدل معرفی شده می‌تواند ولتاژهای مثبت و منفی و نیز افزایش یافته و کاهش یافته از ولتاژ ورودی 12V بصورت همزمان ایجاد نماید. شکل 15 دیگرام بد

جدول 1. مقادیر انتخابی برای مبدل معرفی شده

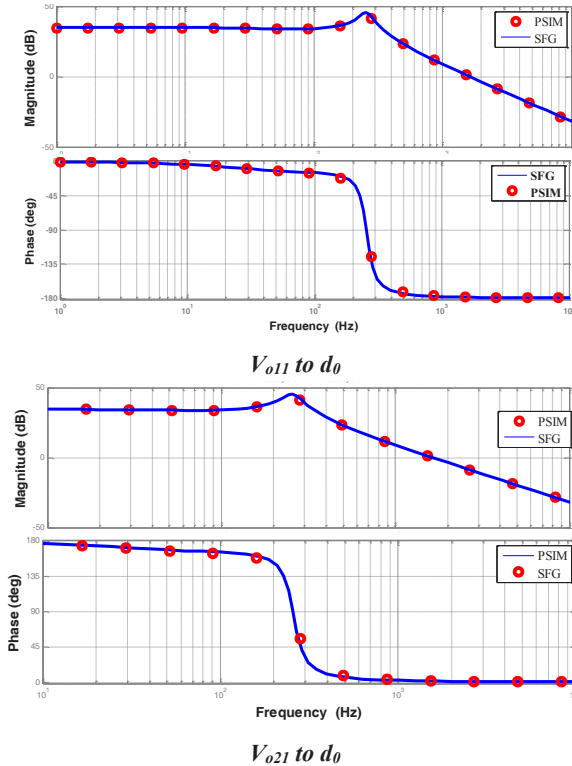
پارامتر	مقدار
R_{21}, R_{11}	100Ω
R_{22}, R_{12}	50Ω
L_m	250μH
n	1.9
r_p	0.05Ω
$2f_{s1}$	0.15Ω
f_s	50K



شکل 14. ولتاژهای خروجی مبدل معرفی شده

که در شکل 16 نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می-گردد خروجی مدل SFG به مقادیر شبیه سازی و نیز نمونه آزمایشگاهی بسیار نزدیک بوده که بیانگر صحت عملکرد مبدل و مدل ارائه شده

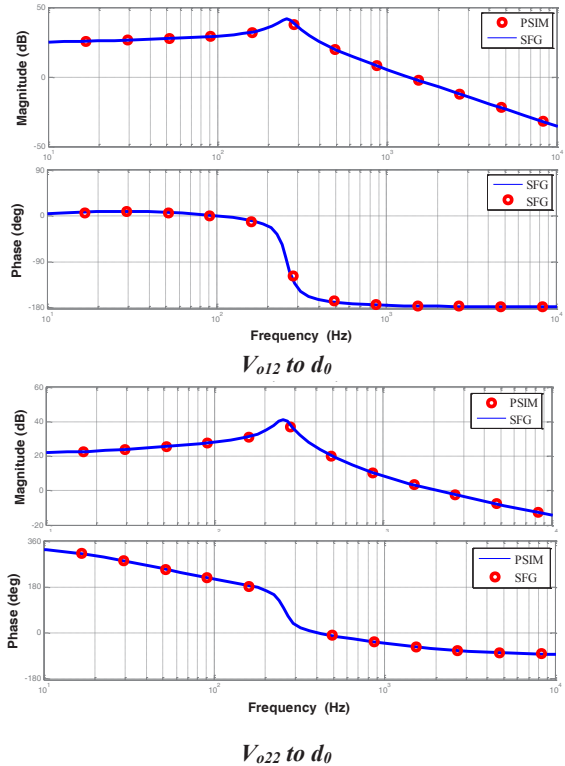
می باشد. شکل 17 ولتاژ درین- سورس ترانزیستور S_{01} (ترانزیستور اصلی سمت اولیه) را نشان می دهد. نوسانات موجود به دلیل وجود اندوکتانس نشستی ترانس می باشد که می توان با استفاده از مدار اسنابر تا حد قابل قبولی آن را حذف نمود. در شکل 18 نیز جریان های مربوط به هر یک از خروجی ها نمایش داده شده است.



D_0	0.325
D_{11}	0.202
D_{12}	0.134
D_{21}	0.202
V_{in}	12V

خروجی های SFG توانسته رفتار سیگنال کوچک مبدل را به خوبی مدل نمایند.

به منظور بررسی رفتار سیگنال بزرگ مبدل ساخته شده در برابر تغییرات ناگهانی بار، مقاومت R_{11} را به صورت پله ای از مقدار 100Ω به 50Ω کاهش داده و خروجی ها را در سه حالت شبیه سازی PSIM، مدل SFG و نیز نمونه آزمایشگاهی مشاهده نمودیم



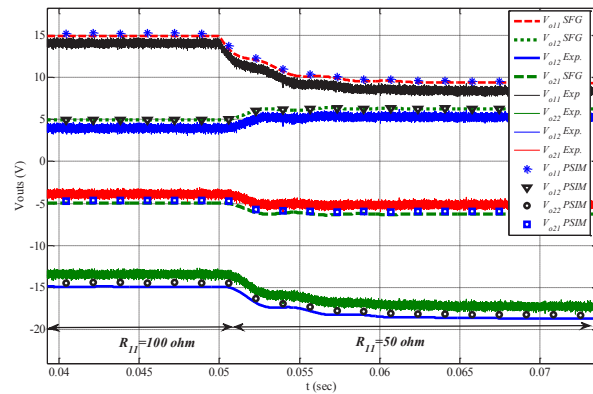
شکل 15. دیاگرام بد ولتاژهای خروجی به ورودی d_0

نتیجه گیری

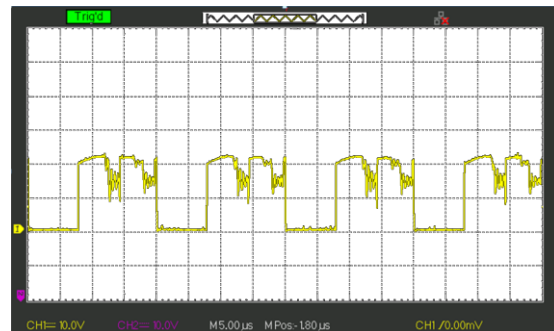
در این مقاله یک مبدل چند خروجی جدید از خانواده مبدل-های SIMO با ساختار فلای-یک معرفی شد که می‌تواند به طور همزمان ولتاژهای مثبت و منفی و نیز ساختار همزمان باک و بوست را داشته باشد. روابط ریاضی حاکم بر مبدل، مدل SFG و نتایج آزمایشگاهی و نیز شبیه‌سازی بیانگر عملکرد مناسب این مبدل می‌باشند. نتایج حاصل از ساخت یک نمونه آزمایشگاهی مبدل مورد نظر و مقایسه آن با نتایج مدل ارائه شده و نتایج شبیه‌سازی، نشان دهنده عملکرد مناسب مبدل معرفی شده در ایجاد دو ولتاژ ایزوله بوست $\pm 15V$ ، دو ولتاژ ایزوله باک $\pm 5V$ از یک منبع 12V به همراه پایداری عملکردی مناسب در تغییرات شدید بار می‌باشد. از این ساختار می‌توان در کاربردهایی که نیاز به چندین ولتاژ خروجی به همراه قابلیت کنترل مجزا می‌باشد استفاده نمود. مدل ارائه شده از این مبدل می‌تواند کمک بزرگی در طراحی کنترل‌کننده مناسب برای آن به حساب آید.

مراجع

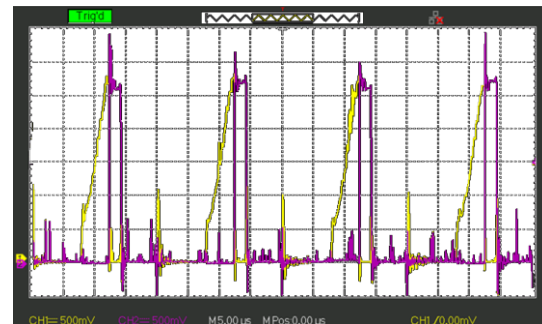
- [1] P. Patra, A. Patra, and N. Misra, "A Single-Inductor Multiple-Output Switcher with Simultaneous Buck, Boost, and Inverted Outputs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1936-1951, 2012.
- [2] H. P. Le, C. S. Chae, K. C. Lee et al., "A Single-Inductor Switching DC DC Converter with Five Outputs and Ordered Power-Distributive Control," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2706-2714, 2007.
- [3] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*. Boston: Boston, MA Kluwer, 1999.
- [4] D. Ma, W.-H. Ki, C.-Y. Tsui et al., "Single-inductor multiple-output switching converters with time-multiplexing control in discontinuous conduction mode," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 1, pp. 89-100, 2003.
- [5] K.-S. Seol, Y.-J. Woo, G.-H. Cho et al., "A synchronous multioutput step-up/down DC-DC converter with return current control," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 56, no. 3, pp. 210-214, 2009.
- [6] 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 Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 60, no. 12, pp. 3354-3367, 2013.
- [7] 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 Journal of*



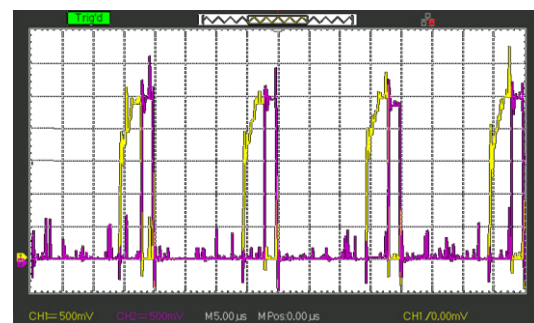
شکل 16. ولتاژهای خروجی به تغییرات پله‌ای بار R_{11} از مقدار 100Ω به 50Ω



شکل 17. ولتاژ ترانزیستور اصلی S_0



(الف)



(ب)

شکل 18- شکل موج جریان‌های خروجی (الف) جریان‌های خروجی با پلاریته مثبت (ب) جریان‌های خروجی با پلاریته منفی
همانطور که مشاهده می‌شود تقسیم جریانی مورد نظر بین خروجی‌ها حاکم است. ریپل شدید جریانی که در شکل مشاهده می‌شود ناشی از وجود اندوکتانس‌های نشتی ترانس در سمت اولیه و ثانویه آن می‌باشد.

- Output Switcher With Simultaneous Buck, Boost, and Inverted Outputs" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 1980 - 1984, 2018.
- [16] 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, pp. 259-271, 2004.
- [17] مجید عباسی، احمد عقیفی و محمدرضا علیزاده پهلوانی، "مدل سازی مبدل SIDO بوست/بوست با استفاده از روش فلوگراف سیگنال و طراحی کنترل کننده چند متغیره برای آن"، *فصلنامه صنایع الکترونیک*، دوره 8 شماره 1، شماره پیاپی 28، صفحه 35-48، بهار 1396.
- [18] مجید عباسی، محمدرضا علیزاده پهلوانی و احمد عقیفی، "طراحی کنترل کننده مقاوم LMI برای مبدل SIDO بوست/بوست مبتنی بر مدل فلوگراف سیگنال"، *نشریه مهندسی برق و کامپیوتر ایران، الف-مهندسی برق*، سال 16، شماره 2، صفحه 87-96، تابستان 1397.
- [19] M. Abbasi, A. Afifi, and M. R. A. Pahlavani, "Signal flow graph modeling and disturbance observer based output voltage regulation of an interleaved boost converter," in *Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, 2016 7th, 2016, pp. 464-469.
- [20] M. Veerachary, "Signal flow graph modelling of multi-state boost DC-DC converters," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 151, no. 5, pp. 583-589, 2004.
- [21] 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, pp. 1008-1016, 2012.
- [22] 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, pp. 1702-1, 2016.
- Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 1, pp. 89-100, 2003.
- [8] 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 Transactions on Circuits and Systems*, vol. 60, 2013.
- [9] K.-S. Seol, and K.-J. Woo, "A Synchronous Multi-Output Step-Up/Down DC-DC Converter with Return Current Control," *IEEE Transactions On Circuits and Systems*, pp. 56, 2009.
- [10] M. Abbasi, A. Afifi, and M. R. A. Pahlavani, "Signal flow graph modelling of a switching converter with single inductor triple output DC-DC structure," *IET Power Electronics*, vol. 11, pp. 1195 - 1204, 2018.
- [11] 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 Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 2, pp. 236-248, 1998.
- [12] 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 Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2174-2184, 2009.
- [13] Y. S. Lee, "A systematic and unified approach to modeling switches in switch-mode power supplies," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 445-448, 1985.
- [14] P. Patra, J. Ghosh, and A. Patra, "Control scheme for reduced cross-regulation in single-inductor multiple-output DC-DC converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 11, pp. 5095-5104, 2013.
- [15] M. Abbasi, A. Afifi, and M. R. A. Pahlavani, "Comments on" A Single-Inductor Multiple-

