

ارائه مدولاتور عرض پالسی مبتنی بر جهش فرکانس با هدف کاهش اسپور در مبدل‌های کلیدزنی باک

رضا اینانلو و امید شعاعی

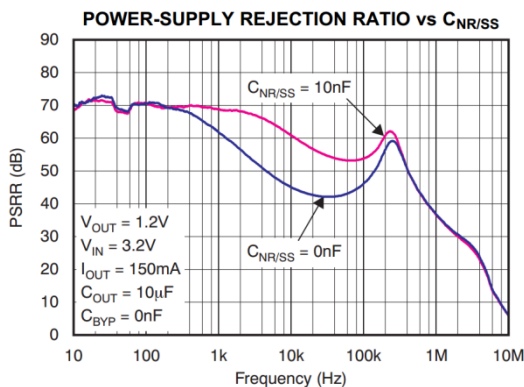


Figure 17.

شکل ۱: مشخصه مربوط به PSRR یک رگولاتور خطی [۶].

پروژه ساخت^۳ و بعضی از آنها مربوط به فرایند طراحی می‌باشد [۱] تا [۴]. یکی از این چالش‌ها بحث تطبیق بین بخش‌ها و نحوه چینش آنها در کنار یکدیگر است که هدف آن کاهش تأثیرپذیری رفتار بخش‌های مختلف از یکدیگر می‌باشد. در واقع به خاطر تزویج‌های ناخواسته‌ای که ممکن است بین بخش‌های مختلف وجود داشته باشد، عملکرد کل سیستم تحت الشعاع قرار می‌گیرد. خوشبختانه این مسئله با به کارگیری روش‌هایی در سطح طراحی جانمایی^۴ فیزیکی مثل کاهش نویز بستر با استفاده از حلقه محافظ^۵ کاهش داده می‌شود. چالش دیگری که از اهمیت زیادی برخوردار است، عملکرد بخش مبدل تغذیه و مدیریت توان است [۳] تا [۶]. این بخش از دو جهت اهمیت دارد: اول این که به خاطر محدود بودن منبع تأمین انرژی لازم است راندمان آن بالا باشد. دوم به خاطر این که این بخش با تمامی بخش‌ها در ارتباط می‌باشد لازم است که عملکرد بهتری از لحاظ نویز داشته باشد. هسته اصلی مبدل توان یک رگولاتور کلیدزنی است که دارای راندمان به مراتب بهتری نسبت به رگولاتورهای خطی می‌باشد. ولتاژ خروجی رگولاتور کلیدزنی به یک سری رگولاتورهای خطی (رگولاتورهای محلی) اعمال شده تا ولتاژ تغذیه تمیزی برای بخش‌های مختلف فراهم آورده شود. مشکل اصلی این است که با افزایش فرکانس، پارامتر PSRR^۷ رگولاتورهای خطی به شدت کاهش یافته و متأسفانه نمی‌توانند اسپورهای^۸ ایجاد شده توسط رگولاتورهای کلیدزنی را فیلتر کنند (شکل ۱) [۷] و در نتیجه، عملکرد

چکیده: در این مقاله روشی جهت بهبود عملکرد طیفی و کاهش EMI مبدل‌های باک مبتنی بر روش کلیدزنی ارائه شده و این کار با به کارگیری تکنیک جهش فرکانسی در قسمت مدولاتور انجام گردیده است. به این منظور یک مدولاتور عرض پالسی آسنکرون (APWM) با قابلیت جهش فرکانسی پیشنهاد شده است. از آنجایی که این نوع مدولاتور ذاتاً دارای رفتار خودنوسانی بوده و فرکانس نوسان آن وابسته به تأخیر حلقه آن می‌باشد، از این خاصیت جهت تغییر فرکانس نوسان آن استفاده شده است. به طوری که با تغییر تصادفی تأخیر حلقه آن بین ۸ مقدار تصادفی، فرکانس خودنوسانی آن نیز بین ۸ مقدار متفاوت تغییر یافته و در نتیجه طیفی بدون اسپور در خروجی آن ایجاد می‌شود. رفتار مدولاتور بر اساس مدل سیستمی به کمک روابط ریاضی تجزیه و تحلیل شده و سپس صحت این روابط به صورت رفتاری توسط نرم‌افزار Simulink-Matlab بررسی گردید. با توجه به این که در روش پیشنهادی عمل جهش فرکانسی در بخش دیجیتال مدولاتور انجام می‌شود، کنترل فرکانس به مراتب ساده‌تر از روش‌های ارائه‌شده در کارهای قبلی است. همچنین لازم به ذکر است که بزرگ‌ترین مزیت روش پیشنهادی در مقایسه با سایر روش‌های گسترش طیفی، پیوستگی سیگنال حامل آن به هنگام جهش فرکانس می‌باشد.

کلیدواژه: جهش فرکانسی، کاهش اسپور، مبدل‌های کلیدزنی.

۱- مقدمه

با پیشرفت‌های ایجاد شده در زمینه فناوری ساخت مدارات مجتمع، تمایل^۱ برای پیاده‌سازی آنها به صورت سیستم روی تراشه^۲ (SoC) افزایش یافته است. مهم‌ترین مزایای این نوع پیاده‌سازی کاهش ابعاد سیستم و به تبع آن کاهش هزینه‌های ساخت و پیاده‌سازی می‌باشد [۱] و [۲]. به طور خلاصه هر سیستم روی تراشه‌ای متشکل از بخش‌های مختلفی نظیر بخش دیجیتال (مثل پردازشگر و حافظه)، بخش آنالوگ (مثل مبدل آنالوگ به دیجیتال و مدارات واسط سنسوری)، بخش رادیویی و بخش مبدل توان و تغذیه می‌باشد. ساخت مدارهای الکترونیکی به صورت SoC همراه با مزایای مذکور، چالش‌های فراوانی را نیز فراروی متخصصین الکترونیک قرار داده است که بعضی از این چالش‌ها مربوط به

این مقاله در تاریخ ۳۱ تیر ماه ۱۳۹۹ دریافت و در تاریخ ۲۰ فروردین ماه ۱۴۰۰ بازنگری شد.

رضا اینانلو، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران، تهران، ایران، (email: reza.inanlou@ut.ac.ir).

امید شعاعی (نویسنده مسئول)، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران، تهران، ایران، (email: oshoaei@ut.ac.ir).

1. Trend
2. System on Chip

3. Fabrication Process
4. Layout
5. Guard Ring
6. Local Regulator
7. Power Supply Rejection Ratio
8. Spur

Archive of SID

که در این رابطه، مقدار dc سیگنال V_{SW} و J_n و J_1 ضرایب بسل^۶ می‌باشند [۸] و [۹]. عبارت J_n در واقع اثر اینترمدولاسیون سیگنال ورودی و سیگنال حامل^۷ را مدل می‌کند. اگر برای سادگی از ضرایب بسل صرف نظر شود، ضرایب فوریه سیگنال فوق را می‌توان به صورت زیر در نظر گرفت [۱۰]

$$|V_{SW}(k \times f_{sw})| \propto V_{in} \times \left| \frac{\sin(\pi \times k \times f_{sw} \times T_{on})}{\pi \times k} \right| = V_{in} \times \left| \frac{\sin(\pi \times k \times D)}{\pi \times k} \right| \quad (۲)$$

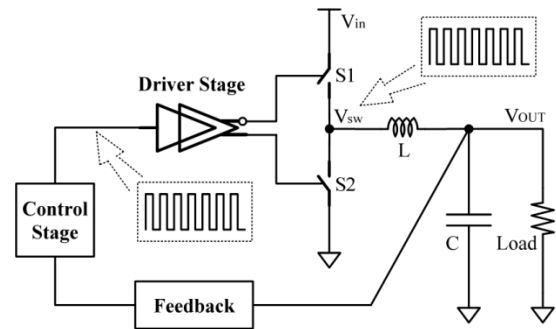
که در رابطه فوق V_{in} ولتاژ DC ورودی، D نسبت وظیفه^۸، f_{sw} فرکانس کلیدزنی، T_{on} عرض پالس PWM و k هارمونیک‌های (اسپور) می‌باشند. این اسپورها باعث ایجاد تداخل فرکانسی (EMI) می‌شوند که بسته به فرکانس کاری، می‌تواند هدایتی و یا تابشی باشد. به طوری که برای فرکانس‌های زیر ۱۰ MHz عمدتاً به صورت هدایتی و برای فرکانس‌های بالاتر از آن عمدتاً به صورت تابشی منتشر می‌شود [۱۱]. در مدارات Discrete با قراردادن فیلترهای پایین‌گذر در ترینال‌های ورودی و خروجی به راحتی می‌توان اثر EMI را کاهش داد. این در حالی است که در پیاده‌سازی‌های مجتمع استفاده از این روش به خاطر افزایش سطح تراشه اشغالی مقبولیت ندارد.

به طور کلی روش‌های ارائه‌شده برای کاهش اسپور را می‌توان به سه دسته روش‌های مبتنی بر مدولاتورهای $\Sigma\Delta$ ، مدولاتورهای هیستریزس و روش‌های گسترش طیفی تقسیم کرد. تئوری این روش‌ها مبتنی بر اصلاح روش کلیدزنی و یا توزیع انرژی اسپورها در طیف خروجی می‌باشد. استفاده از مبدل آنالوگ به دیجیتال $\Sigma\Delta$ جهت اصلاح کلیدزنی به طور معمول در تقویت‌کننده‌های کلاس D مورد استفاده قرار می‌گیرد زیرا در کاربردهای صوتی نیاز به طیف تمیزی بوده و با انتخاب یک مدولاتور مرتبه چهار یا پنج می‌توان به این مهم دست یافت [۱۲].

این ایده سپس در مبدل‌های DC به DC نیز مورد استفاده قرار گرفت [۱۳] تا [۱۷]. مدولاتور سیگما دلتا را هم می‌توان به صورت زمان گسسته [۱۳]، [۱۶] و [۱۷] و هم زمان پیوسته [۱۴] و [۱۵] پیاده‌سازی کرد. علاوه بر آن مدولاتور سیگما دلتا را می‌توان به صورت تمام دیجیتال و به کمک انباره^۹، جمع‌گر^{۱۰} و تأخیر دیجیتال پیاده‌سازی کرد که نشان از انعطاف‌پذیری و سازگاری آن با بردهای دیجیتال نظیر FPGA و غیره می‌باشد.

یکی از تفاوت‌های اساسی مدولاسیون سیگما دلتا با مدولاسیون عرض پالسی این است که در مدولاسیون سیگما دلتا علاوه بر تغییر عرض پالس، فرکانس آن نیز تغییر می‌کند و همین امر باعث می‌شود که انرژی اسپورها در کل طیف پخش شود. مزیت دیگری که مدولاتور سیگما دلتا نسبت به PWM دارد این است که تلفات دینامیک را کاهش می‌دهد، زیرا تعداد کلیدزنی آن کمتر می‌باشد.

از آنجایی که در ساختار داخلی مدولاتور سیگما دلتا انتگرال‌گیر وجود دارد، بنابراین پایداری سیستم حلقه بسته به خاطر تأخیر کاهش می‌یابد و در نتیجه سیستم مستعد نوسان چرخه محدود^{۱۱} (LCO) شده و در طیف



شکل ۲: ظاهر شدن سیگنال PWM در درین ترانزیستور قدرت [۱۰].

سایر بخش‌ها به شدت تحت تأثیر قرار می‌گیرد. به طوری که می‌توان به کاهش خطینگی بخش‌های آنالوگ و افزایش خطای نرم^۱ در بخش‌های دیجیتال اشاره کرد. به طور خلاصه وجود اسپور در مبدل باعث مطرح شدن بحث تداخل الکترومغناطیس^۲ (EMI) می‌شود که علاوه بر SoC در کاربردهای مخابراتی (نظیر کاربردهای راداری با تشخیص فرکانس داپلر و مدارات مقسم فرکانس) اهمیت دارد [۴] و [۵].

همین امر باعث شده که این موضوع در تحقیقات اخیر بیشتر مورد توجه محققان قرار گیرد. بر این اساس هدف اصلی این تحقیق نیز ارائه روشی جهت کاهش اسپور در مبدل‌های توان از نوع باک^۳ مبتنی بر روش کلیدزنی است که تمرکز اصلی بر قسمت مدولاتور و بهبود عملکرد طیفی آن خواهد بود.

ساختار این مقاله در ادامه به این صورت است که در بخش ۲ رفتار طیفی مبدل باک و روش‌های بهبود آن بررسی خواهد شد. در بخش ۳ ساختار مدولاتور پیشنهادی ارائه شده و عملکرد آن به همراه روابط ریاضی مربوط تشریح خواهد گردید. در بخش ۴ پیاده‌سازی سیستمی یک مبدل باک مبتنی بر مدولاتور پیشنهادی و نتایج شبیه‌سازی ارائه خواهد شد و در نهایت بخش ۵ به مقایسه و نتیجه‌گیری اختصاص دارد.

۲- بررسی اجمالی رفتار طیفی مبدل باک

همان طور که اشاره گردید کنترل سوئیچ‌های قدرت توسط مدولاتور عرض پالس یا همان PWM^۴ انجام می‌شود. بنابراین در ساده‌ترین حالت می‌توان گفت که سوئیچ قدرت به عنوان یک میکسر عمل کرده و سیگنال خروجی PWM را در ولتاژ ورودی DC ضرب می‌کند. بنابراین مطابق شکل ۲، شکل موج گره V_{sw} همان سیگنال PWM خواهد بود که فقط دامنه آن عوض شده است. در حوزه فرکانس خروجی PWM نمونه‌برداری شده به صورت طبیعی^۵ را می‌توان به فرم رابطه زیر توصیف کرد [۹] و [۱۰]

$$V_{SW}(t) \approx V_{SW} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{\sin(k\pi f_{sw} t)}{k\pi} - \frac{J_n(k\pi)}{k\pi} \sin(k \times 2\pi f_{sw} t - k \times 2\pi) \right] \quad (۱)$$

$$- \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{J_n(k\pi)}{k\pi} \sin(k \times 2\pi f_{sw} t - k \times 2\pi - \frac{n\pi}{2})$$

6. Bessel Components
7. Carrier
8. Duty Cycle
9. Accumulator
10. Adder
11. Limit Cycle Oscillation

1. Soft Error
2. Electromagnetic Interference
3. Buck Converter
4. Pulse Width Modulation
5. Naturally Sampled PWM

Archive of SID

نصف دیگر f_r (f_1) باشد، اسپورهای خروجی حدود 6 dB تضعیف می‌شوند. در حالت کلی اگر فرکانس کلیدزنی بین N مقدار تغییر کند انتظار داریم که اسپورهای خروجی به اندازه $20 \log N$ دسی‌بل کاهش یابند [۲۶] و [۲۷].

مسئله‌ای که در جهش فرکانسی بایستی مد نظر قرار داد نرخ تغییر فرکانس می‌باشد. برای حالتی که تغییر فرکانسی خیلی سریع انجام شود ممکن است مؤلفه‌های فرکانسی دیگری نیز در طیف ظاهر شود. علاوه بر آن بحث هم‌زمان‌سازی کلاک جهش و فرکانس کلیدزنی مطرح می‌شود. عمده‌ترین مشکل روش‌های مبتنی بر جهش فرکانسی، عدم پیوستگی نسبت وظیفه سیگنال عرض پالسی به هنگام جهش از یک فرکانس به فرکانس دیگر می‌باشد که موجب ایجاد خطا در سیگنال خروجی می‌شود. اگرچه در [۱۹] و [۲۶] روش‌هایی به منظور رفع این مشکل ارائه شده است، ولی به خاطر پیاده‌سازی این تکنیک‌ها در حوزه آنالوگ مشکل مذکور کاملاً برطرف نشده و نرخ جهش فرکانسی را به طور قابل توجهی محدود می‌کند.

بر این اساس در این تحقیق روش دیگری مبتنی بر جهش فرکانسی ارائه شده که علاوه بر دارا بودن مزایای همه روش‌های قبلی، نسبت وظیفه آن در طول فرایند جهش فرکانسی مقاوم‌تر می‌باشد.

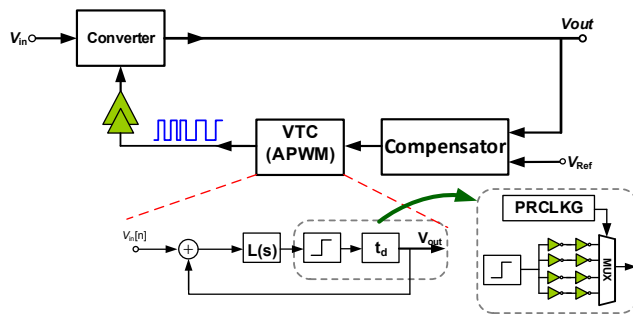
۳- ساختار مدولاتور پیشنهادی

شکل ۳ ساختار مفهومی مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. همان طور که مشاهده می‌شود هسته اصلی این مبدل یک مدولاتور APWM بوده که بلوک هیستریزاس آن با یک مقایسه‌گر باینری و یک زنجیره تأخیر (با قابلیت انتخاب تصادفی) جایگزین شده است. در واقع فرکانس خودنوسانی آن با تغییر تصادفی پارامتر T_d تغییر کرده و باعث ایجاد جهش فرکانسی می‌شود. در اینجا برای وجه تمایز، مدولاتور مبتنی بر هیستریزاس را BAPWM^4 و مدولاتور مبتنی بر مقایسه‌گر باینری را HAPWM^5 نام‌گذاری می‌کنیم. از آنجایی که پارامتر کلیدی در این مدولاتور فرکانس خودنوسانی آن می‌باشد، بنابراین در ابتدا لازم است که این پارامتر محاسبه شود. بدین منظور مدولاتور نشان داده شده در شکل ۴ را در نظر می‌گیریم. با فرض وجود مدل خطی برای مقایسه‌گر و بلوک تأخیر، می‌توان فرکانس نوسان چرخه محدود مدولاتور را به ازای ورودی صفر به دست آورد [۶] و [۲۲]

$$1 + g \times L(s) \times k_{cmp} \times E(s) = 0 \quad (3)$$

$$\Rightarrow L(j\omega_o) \times E(j\omega_o) = -\frac{1}{g \times k_{cmp}} \quad \omega @ \omega_o$$

که در رابطه فوق $E(s) = e^{-sT_d}$ تابع تبدیل بلوک تأخیر و k_{cmp} بهره مربوط به مقایسه‌گر باینری می‌باشد. در طراحی مدولاتور HAPWM یک درجه آزادی به خاطر پارامتر H ایجاد می‌شود که این درجه آزادی با جایگزین کردن آن با مقایسه‌گر باینری از بین می‌رود. به خاطر همین در مدولاتور BAPWM از ضریب g در مسیر فیدبک استفاده شده است تا در اینجا نیز یک درجه آزادی در طراحی ایجاد شود. با توجه به توضیحات فوق شرط فاز در معیار بارک هاوزن^۶ به صورت زیر خواهد بود



شکل ۳: ساختار مفهومی مبدل پیشنهادی مبتنی بر جهش فرکانسی.

خروجی اسپور ایجاد خواهد کرد. با افزایش مقدار بیش‌نمونه‌برداری و یا فرکانس کلیدزنی می‌توان تأخیر را کاهش داد ولی این کار به قیمت کاهش راندمان تبدیل (در اثر افزایش تلفات کلیدزنی) تمام خواهد شد [۱۳].

استفاده از مدولاتور هیستریزاس دار به جای PWM معمولی روش دیگری است که جهت کاهش اسپور مطرح شده است. ساختار سیستمی این مدولاتورها بسیار شبیه به مدولاتور سیگما دلتای مرتبه اول می‌باشد. با این تفاوت که در مدولاتورهای هیستریزاس یک نوسان داخلی وجود دارد (بدون اعمال سیگنال) که فرکانس آن وابسته به عرض پنجره هیستریزاس و قطب فیلتر حلقه است [۱۸] تا [۲۲]. به خاطر خاصیت خودنوسانی به آن مدولاتور عرض پالسی آسنکرون^۱ (APWM) نیز گفته می‌شود. این نوع مدولاتور نیز قابلیت پیاده‌سازی هم در حوزه آنالوگ [۱۹] و هم در حوزه دیجیتال [۲۰] دارد. یکی از مزایای مدولاتور هیستریزاس دار، تولید سیگنال حامل به صورت داخلی می‌باشد که نیاز به مدارات اضافی را جهت تولید سیگنال حامل برطرف می‌کند. از لحاظ طیفی، طیف خروجی این مدولاتور به خاطر عدم وجود نویز کوانتیزاسیون تمیزتر از طیف خروجی مدولاتورهای سیگما-دلتا می‌باشد [۲۱] و [۲۲].

مشکلی که این نوع مدولاتورها دارند این است که زمانی که مدولاتور هیستریزاس در حلقه فیدبک قرار می‌گیرد، فرکانس خودنوسانی آن تمایل دارد حول نقطه کار تغییر کند. در این صورت سنکرون کردن فرکانس کلیدزنی مبدل با فرکانس نمونه‌برداری پیچیده می‌شود [۲۳].

یکی دیگر از روش‌های کاهش اسپور در مبدل‌های DC به DC استفاده از تئوری‌های گسترش طیفی می‌باشد که در این روش با انجام تغییراتی در سیگنال شیب PWM و یا سیگنال خروجی PWM اسپورها کاهش داده می‌شود [۳]، [۱۹] و [۲۴] تا [۲۶]. در واقع در این روش‌ها انرژی اسپورها به انرژی‌ها کوچک شکسته شده و تبدیل به کف نویز می‌شود. مزیتی که این روش‌ها نسبت به دو روش قبلی دارد این است که در روش‌های قبلی کف نویز در اثر اضافه شدن نویز کوانتیزاسیون افزایش قابل توجهی داشت و این در حالی است که در روش‌های گسترش طیفی افزایش کف نویز کمتر از دو روش قبلی می‌باشد [۲۶]. اساس کار تکنیک‌های گسترش طیفی بر مدولاسیون موقعیت پالس^۲ (PPM) تصادفی و جهش فرکانسی^۳ (FH) استوار می‌باشد که روش اول عمدتاً در حلقه‌های قفل‌شونده فاز و روش دوم در رگولاتورهای کلیدزنی مرسوم‌تر می‌باشد. ابتدایی‌ترین روش جهش فرکانسی در [۲۷] ارائه شده و مطابق آن اگر در یک زمان مشخص بتوان فرکانس کلیدزنی را از f_1 به f_r تغییر داد، به طوری که در نصف زمان فرکانس کلیدزنی f_1 (یا f_r) و در

4. Hysteretic Asynchronous Pulse Width Modulator
5. Binary Asynchronous Pulse Width Modulator
6. Barkhausen's Criteria

1. Asynchronous Pulse Width Modulator
2. Pulse Position Modulation
3. Frequency Hopping

Archive of SID

که در این رابطه با توجه به اتحاد مثلثاتی

$$\tan^{-1} \alpha \pm \tan^{-1} \beta = \tan^{-1} (\alpha \pm \beta) / (1 \mp \alpha \beta)$$

$$\omega_o = \frac{\pi - \tan^{-1} \frac{\omega_o (\omega_z (\omega_{p1} + \omega_{p2}) - \omega_{p1} \omega_{p2} + \omega_o^2)}{\omega_o^2 (\omega_{p1} + \omega_{p2} - \omega_z) + \omega_z \omega_{p1} \omega_{p2}}}{T_d}}{T_d} \quad (8)$$

که اگر صفر و قطب‌های فیلتر طوری انتخاب شوند که رابطه مشابه ساختار مرتبه اول به صورت تقریبی $\omega_o \approx \pi / (2T_d)$ خواهد بود. لازم به ذکر است که با استفاده از تابع توصیف‌کننده^۱ می‌توان نشان داد که فرکانس نوسان چرخه محدود برای یک مدولاتور HAPWM مرتبه دوم از رابطه زیر به دست می‌آید [۶]

$$\omega_{o,Hys} = \frac{4}{\pi H} \times \frac{\omega_{p1} \omega_{p2}}{\omega_z} \quad (9)$$

که H عرض پنجره هیستریزس می‌باشد. به هر حال مشابه حالت مرتبه اول، از شرط دامنه می‌توان بهره مقایسه‌گر را تخمین زد

$$k_{cmp} = g^{-1} A^{-1} \times \sqrt{\frac{\omega_o^2 + \omega_o^2 (\omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2) + \omega_{p1}^2 \omega_{p2}^2}{\omega_o^2 + \omega_z^2}} \quad (10)$$

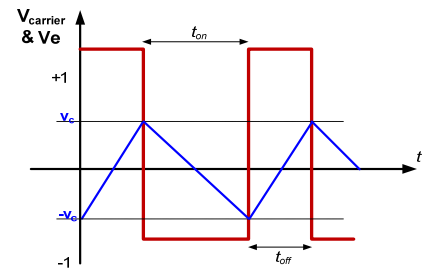
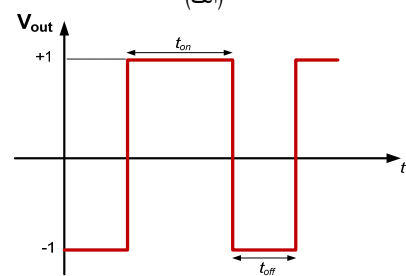
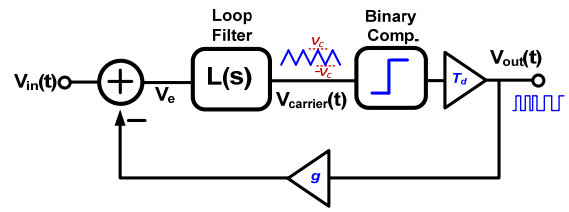
$$\approx g^{-1} \times \frac{\omega_o \omega_z}{\omega_{p1} \omega_{p2}}$$

از روابط بالا می‌توان نتیجه گرفت که فرکانس نوسان چرخه محدود در مدولاتور BAPWM تا حدودی تنها به بلوک تأخیر وابسته می‌باشد. یکی از تفاوت‌های عمده مدولاتور HAPWM با مدولاتور BAPWM در این است که در ساختار HAPWM دامنه سیگنال ورودی بلوک هیستریزس (سیگنال حامل) به عرض پنجره (H) محدود می‌شود ولی در ساختار BAPWM دامنه سیگنال حامل وابسته به تأخیر حلقه و اختلاف سیگنال ورودی با سیگنال فیدبک می‌باشد. این قضیه را می‌توان با فرض پاسخ پله فیلتر حلقه به دست آورد (یعنی فرض شود در شکل ۴، پله باشد). این فرضیه تا حد زیادی دقیق است زیرا فرکانس نوسان مدولاتور به مراتب بزرگ‌تر از فرکانس سیگنال ورودی، $V_{in}(t)$ ، می‌باشد. با انجام چند عملیات ساده ریاضی می‌توان نشان داد که دامنه سیگنال حامل برای فیلتر حلقه مرتبه اول و دوم به ترتیب برابر روابط زیر خواهد بود

$$v_c \approx T_d \omega_p V_e \quad (11)$$

$$v_c \approx A T_d V_e = \frac{\omega_{p1} \omega_{p2}}{\omega_z} T_d V_e \quad (12)$$

در حالت نوسان آزاد ورودی مدولاتور صفر است و در نتیجه سیگنال خطای V_e برابر $-gV_{out}$ می‌باشد. در این حالت به خاطر این که نسبت وظیفه سیگنال خروجی مدولاتور برابر ۵۰ درصد می‌باشد، زمان‌های t_{on} و t_{off} نشان داده شده در شکل ۴ با همدیگر برابر بوده و مقدار آنها $2T_d$ خواهد بود. برای ورودی‌های غیر صفر مقدار t_{on} و t_{off} را می‌توان از روی پاسخ پله فیلتر حلقه به دست آورد. با فرض این که خروجی فیلتر مرتبه اول با (۱۳) توصیف شود، زمان‌های مذکور با توجه به شرایط اولیه $(V(0))$ و نهایی $(V(\infty))$ از (۱۴) و (۱۵) به دست خواهند آمد



شکل ۴: (الف) مدولاتور مبتنی بر مقایسه‌گر باینری و (ب) شکل موج نقاط مختلف.

$$\angle L(j\omega_o) - \omega_o T_d - \pi = -2\pi \quad (14)$$

بنابراین مشاهده می‌شود که فرکانس نوسان چرخه محدود (ω_o) تابعی از T_d و صفر و قطب فیلتر حلقه خواهد بود. برای حالتی که فیلتر حلقه از نوع مرتبه اول با تابع تبدیل $L(s) = \omega_p / (s + \omega_p)$ باشد، فرکانس ω_o به صورت زیر است

$$\pi - \tan^{-1} \frac{\omega_o}{\omega_p} - \tan^{-1} \frac{\omega_o}{\omega_p} - \omega_o T_d - \pi = -2\pi \Rightarrow \omega_o = \frac{\omega_p}{T_d} \quad (15)$$

که اگر قطب فیلتر خیلی کوچک‌تر از ω_o باشد فرکانس نوسان به صورت $\omega_o \approx \pi / (2T_d)$ خواهد بود. از شرط دامنه می‌توان بهره مقایسه‌گر را تخمین زد

$$g \times k_{cmp} \times \frac{\omega_p}{\sqrt{\omega_o^2 + \omega_p^2}} \times |E(j\omega_o)| = 1 \quad (16)$$

$$\Rightarrow k_{cmp} = g^{-1} \times \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_o}{\omega_p}\right)^2} \approx g^{-1} \times \frac{\omega_o}{\omega_p}$$

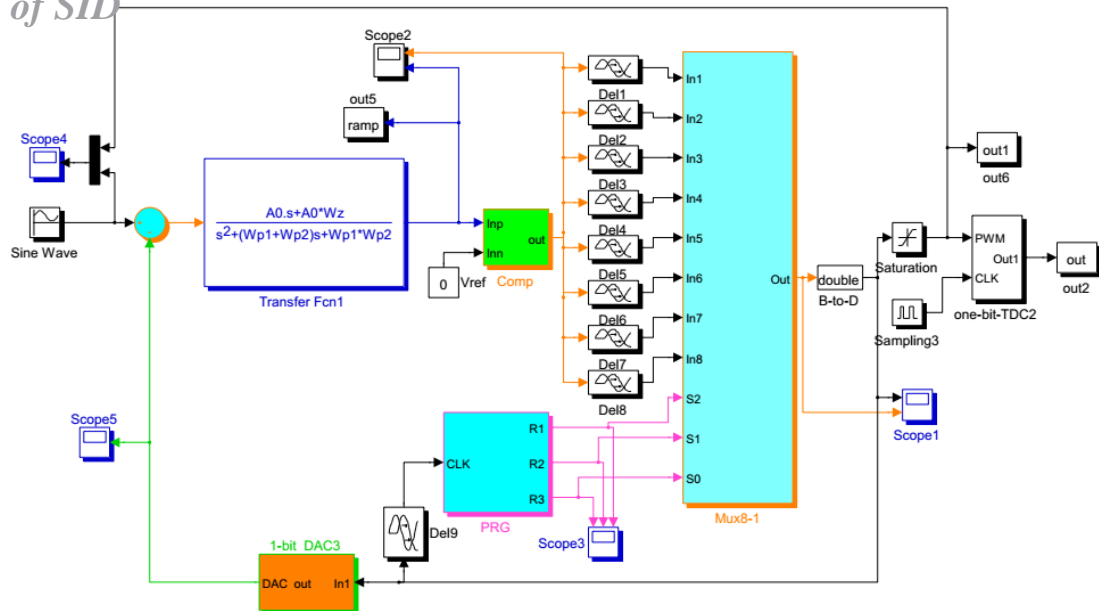
همچنین برای حالتی که فیلتر حلقه از نوع مرتبه دوم با تابع تبدیل $L(s) = (A(s + \omega_z)) / ((s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2}))$ و $A = (\omega_{p1} \omega_{p2}) / \omega_z$ باشد، فرکانس ω_o به صورت زیر خواهد بود

$$\tan^{-1} \frac{\omega_o}{\omega_z} - \tan^{-1} \frac{\omega_o}{\omega_{p1}} - \tan^{-1} \frac{\omega_o}{\omega_{p2}} - \omega_o T_d - \pi = -2\pi$$

$$\pi + \tan^{-1} \frac{\omega_o}{\omega_z} - \tan^{-1} \frac{\omega_o}{\omega_{p1}} - \tan^{-1} \frac{\omega_o}{\omega_{p2}} \quad (17)$$

$$\Rightarrow \omega_o = \frac{\omega_o}{T_d}$$

Archive of SID



شکل ۵: ساختار مدولاتور پیشنهادی.

به طور مشابه اگر خروجی فیلتر مرتبه دوم با (۱۷) توصیف شود، زمان‌های مذکور با توجه به شرایط اولیه $(V(\cdot))$ و نهایی (V_∞) از (۱۸) به دست خواهند آمد

$$V_{carrier}(t) = A + Be^{-t\omega_p} + Ce^{-t\omega_{p\tau}} \quad \&$$

$$A = V(\cdot) + V_e, \quad B = \frac{(\omega_{p\tau} - A)V_e}{\omega_{p\tau} - \omega_p}, \quad C = \frac{(A - \omega_p)V_e}{\omega_p - \omega_{p\tau}} \quad (17)$$

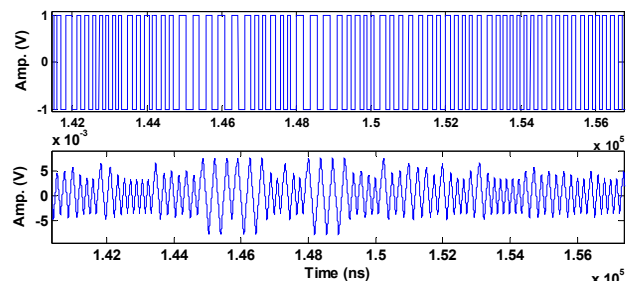
$$t_{off} \approx \frac{2V_c}{AV_{out}} \left(\frac{1}{g+m} \right) \quad \& \quad t_{on} \approx \frac{2V_c}{AV_{out}} \left(\frac{1}{g-m} \right) \quad (18)$$

بنابراین فرکانس نوسان مدولاتور به ازای فیلتر حلقه مرتبه دوم به صورت زیر خواهد بود

$$f_m = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{A}{4T_d} g^{-1} (g^\tau - m^\tau) \quad (19)$$

به طور کلی استفاده از فیلتر مرتبه بالاتر در حلقه فیدبک باعث می‌شود که مؤلفه‌های بسل در طیف خروجی در فرکانس‌های خیلی بالا ظاهر شوند، هر چند این کار به قیمت کاهش پارامتر SFDR انجام می‌شود. با توجه به این که در کاربردهایی نظیر مبدل باک، سیگنال ورودی مدولاتور یک سیگنال نسبتاً DC است (شکل ۳) بنابراین طیف خروجی مدولاتور کماکان اسپور خواهد داشت. برای رفع این مشکل پارامتر T_d مدولاتور به صورت تصادفی بین ۸ مقدار مختلف تغییر داده شد تا با فراهم آوردن چشم فرکانسی، طیفی عاری از اسپور در خروجی ایجاد شود. با توجه به این که بلوک تأخیر بعد از مقایسه‌گر قرار می‌گیرد، برای پیاده‌سازی آن می‌توان از خط تأخیر متشکل زنجیره‌ای از گیت معکوس‌کننده استفاده کرد.

شکل ۵ مدل سیستمی مدولاتور پیشنهادی را نشان می‌دهد. همان طور که مشاهده می‌شود تأخیر حلقه توسط مالتی پلکسری که پایه‌های انتخاب آن توسط یک مدار مولد شبه‌تصادفی^۱ (بلوک PRCKG در شکل ۳) کنترل می‌گردد، تعیین می‌شود. بنابراین با این کار فرکانس خودنوسانی مدولاتور نیز به صورت تصادفی عوض شده و باعث پخش شدن انرژی سیگنال عرض پالسی در کل طیف می‌شود. شکل ۶ شکل موج خروجی



شکل ۶: رفتار مدولاتور به هنگام چشم فرکانس.

$$V_{carrier}(t) = V_\infty + (V(\cdot) - V_\infty)e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\Rightarrow t = -\frac{1}{\omega_p} \ln \frac{V_{carrier}(t) - V_\infty}{V(\cdot) - V_\infty} \quad (13)$$

$$t_{off} = -\frac{1}{\omega_p} \ln \frac{v_c - V_e}{-v_c - V_e}$$

$$= -\frac{1}{\omega_p} \ln \frac{V_e - v_c}{V_e + v_c} \approx \frac{2V_c}{\omega_p V_{out}} \left(\frac{1}{g+m} \right) \quad (14)$$

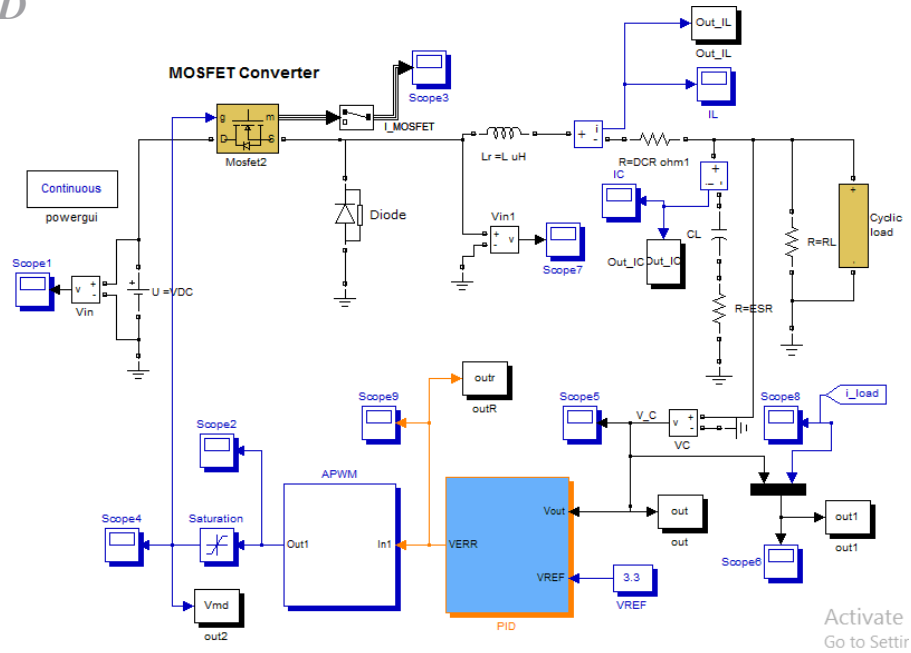
$$t_{on} = -\frac{1}{\omega_p} \ln \frac{v_c + V_e}{V_e - v_c}$$

$$= -\frac{1}{\omega_p} \ln \frac{v_c + V_e}{V_e - v_c} \approx \frac{2V_c}{\omega_p V_{out}} \left(\frac{1}{g-m} \right) \quad (15)$$

که در رابطه فوق m سیگنال ورودی نرمالیزه شده است که برابر $T_d = v_c / \omega_p V_{out}$ و $m = V_{in} / V_{out}$ می‌باشد. بنابراین فرکانس نوسان مدولاتور به صورت زیر خواهد بود

$$f_m = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{1}{4T_d} g^{-1} (g^\tau - m^\tau) \quad (16)$$

برای حالتی که V_{in} ولتاژ DC باشد، فرکانس سیگنال خروجی مدولاتور با افزایش V_{in} کاهش خواهد یافت. ولی برای حالتی که V_{in} ولتاژ AC باشد، فرکانس سیگنال خروجی مدوله شده و سیگنال خروجی می‌تواند بر حسب ضرایب بسل شود [۶] و [۲۱] تا [۲۳].



شکل ۷: مدل باک مبتنی بر مدولاتور پیشنهادی.

۴- نتایج شبیه‌سازی

برای اثبات کارایی مدولاتور پیشنهادی یک مدل سوئیچینگ باک مبتنی بر آن به صورت سیستمی با استفاده از نرم‌افزار سیمولینک شبیه‌سازی گردید. ساختار مربوط به این مدل در شکل ۷ نشان داده شده است. این مدل برای فراهم‌آوردن ولتاژ $3/3\text{ V}$ از ولتاژ ورودی 5 V با جریان بار 1 A طراحی گردید. با استفاده از تکنیک پیشنهادی و با تغییر فرکانس سوئیچینگ بین 8 مقدار تصادفی در بازه $2/3\text{ MHz}$ تا $5/1\text{ MHz}$ ، طیفی عاری از اسپور در خروجی مدل فراهم آورده شد. توجه شود که در مدولاتور شبیه‌سازی شده، گام جهش فرکانس کوچک‌تر از $0/4\text{ MHz}$ می‌باشد که برای ایجاد فرکانس‌های مورد نیاز در بازه $2/3\text{ MHz}$ تا $5/1\text{ MHz}$ ، بلوک تأخیر به صورت تقریبی، تأخیری در بازه 43 نانوثانیه (برای فرکانس $5/1\text{ MHz}$) تا 102 نانوثانیه (برای فرکانس $2/3\text{ MHz}$) ایجاد می‌کند. شکل ۸ ریبیل ولتاژ مدل را به ترتیب برای مدولاتور با فیلتر حلقه مرتبه اول و دوم نشان می‌دهد. به طور خلاصه زمانی که مرتبه فیلتر حلقه بالاتر باشد انتظار می‌رود که ریبیل ولتاژ خروجی کاهش یابد. علت این است که برای مدولاتوری با فیلتر حلقه مرتبه بالا، مؤلفه‌های بس (در طیف خروجی مدولاتور) به فرکانس‌های بالاتری شیفت داده می‌شوند و بیشتر توسط فیلتر LC (مدل) تضعیف می‌گردند. همچنین شکل ۹ طیف خروجی مدل را به ازای فیلتر حلقه مدولاتور مرتبه اول و دوم نشان می‌دهد. همچنین جهت مقایسه و ارزیابی کارایی روش پیشنهادی، در این شکل‌ها طیف خروجی مدل برای حالتی که تکنیک گسترش طیفی (جهش فرکانسی) غیر فعال باشد نشان داده شده است. اگرچه در حالت گسترش طیفی کف نویز خروجی بالا می‌آید، ولی میزان تضعیف حاصل شده در اسپورها مقداری قابل توجه است که می‌تواند نامزد خوبی برای کاربردهای Low-EMI باشد.

در شکل ۹، طیف آبی‌رنگ مربوط به خروجی مدولاتور بدون تکنیک جهش فرکانسی، طیف قرمز رنگ مربوط به طیف خروجی مدل بدون تکنیک جهش فرکانسی و نهایتاً طیف سبزرنگ مربوط به طیف خروجی مدل با مدولاتور مبتنی بر جهش فرکانسی می‌باشد. جدول ۱ عملکرد مدل پیشنهادی را با چند نمونه از کارهای مشابه مقایسه می‌کند. اگرچه

(PWM) و سیگنال حامل مدولاتور را به هنگام تغییر تأخیر حلقه و فرکانس خودنوسانی نشان می‌دهد. چنانچه مشاهده می‌شود در طول فرایند جهش فرکانسی دامنه و فرکانس سیگنال حامل نیز عوض می‌شود که این موضوع قبلاً توسط روابط نیز اثبات گردید. همچنین مشاهده می‌شود که دامنه سیگنال حامل در طول فرایند جهش به صورت پیوسته تغییر می‌کند که نشان از پیوستگی نسبت وظیفه سیگنال PWM و مقاومت بودن آن در مقابل تغییرات ناگهانی فرکانس می‌باشد.

ذکر این نکته نیز حایز اهمیت است که مشابه هر سیستم دیگری وجود تأخیر باعث ایجاد فاز منفی شده و حاشیه فاز سیستم را ممکن است کاهش دهد. در مدولاتور پیشنهادی برای سادگی اگر بلوک تأخیر با رابطه $e^{-sT_d} \approx 1/(1+sT_d)$ تقریب زده شود، با توصیف تابع تبدیل مدولاتور BAPWM با (۲۰)، برای فیلتر حلقه مرتبه اول و دوم، تابع تبدیل $G_{mdl}(s)$ برای این فیلترها به ترتیب به صورت (۲۱) و (۲۲) خواهد بود

$$G_{mdl}(s) = \frac{k_{cmp} L(s) E(s)}{1 + g k_{cmp} L(s) E(s)} \quad (20)$$

$$G_{mdl}(s) = \frac{g^{-1} \omega_c^r}{s^r \omega_p T_d + s \omega_p (1 + \omega_p T_d) + (\omega_c^r + \omega_p^r)} \quad (21)$$

$$G_{mdl}(s) = \frac{g^{-1} \omega_c (s + \omega_z)}{s^r T_d + s^r \alpha + s \xi + \omega_k} \quad (22)$$

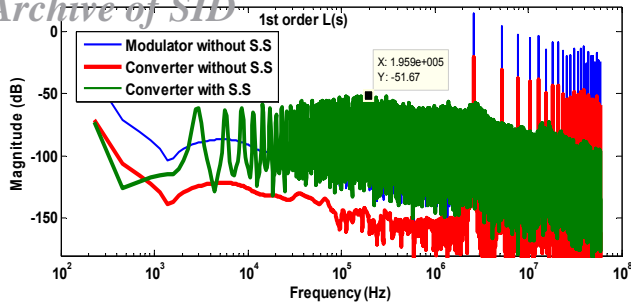
$$\alpha = 1 + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) T_d$$

$$\xi = \omega_{p1} + \omega_{p2} + \omega_{p1} \omega_{p2} T_d + \omega_c$$

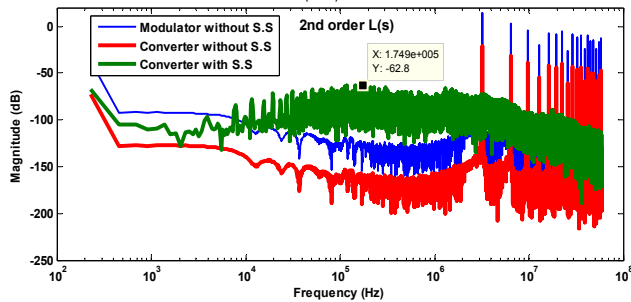
$$\omega_k = \omega_{p1} \omega_{p2} + \omega_c \omega_z$$

بنابراین طبق روابط فوق برای اطمینان از عملکرد صحیح مدولاتور برای حالتی که در حلقه فیدبک یک سیستم قرار گیرد، لازم است که جریان‌سازی فرکانسی انجام شود. در مدل باک شبیه‌سازی شده از یک جبران‌ساز PID نوع ۳ برای جبران‌سازی استفاده شده است. همچنین لازم به توضیح است که با ایجاد صفرهایی در تابع تبدیل $L(s)$ نیز می‌توان حاشیه فاز مدولاتور را بهبود بخشید.

Archive of SID

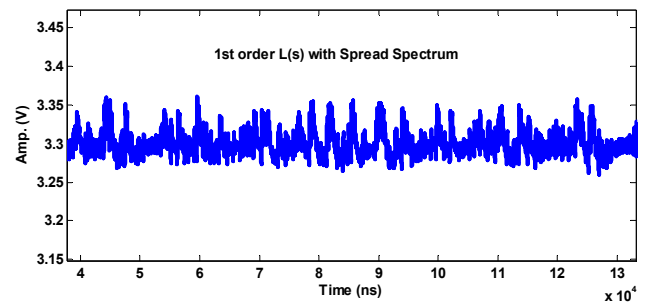


(الف)

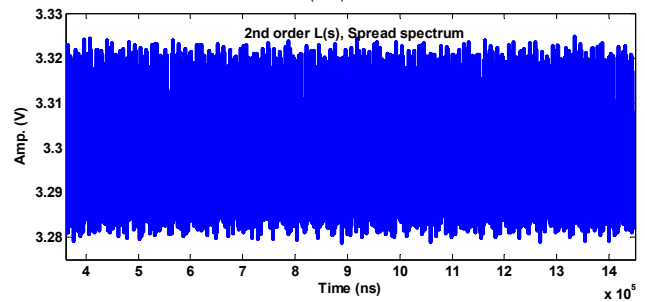


(ب)

شکل ۹: طیف خروجی مبدل مبتنی بر مدولاتور پیشنهادی، (الف) با فیلتر مرتبه اول و (ب) با فیلتر مرتبه دوم.



(الف)



(ب)

شکل ۸: ریبیل خروجی در حالت گسترش طیفی، (الف) با فیلتر مرتبه اول و (ب) با فیلتر مرتبه دوم.

جدول ۱: مقایسه عملکرد مبدل پیشنهادی با نمونه‌های مشابه.

Ref.	[۱۵]	[۲۶]	[۹]	پیشنهادی
Method	CT- $\Sigma\Delta$	PWM + CCFH	Hyst. + CCFH	APWM + FH
Input volt. (V)	۳-۳٫۶	۳٫۳-۵٫۵	۲٫۷-۴٫۲	۳-۵
Output volt. (V)	۱-۲٫۵	۱٫۳-۳٫۸	۱٫۲-۱٫۸	۱٫۵-۳٫۳
Max. I_{Load} (mA)	۶۰۰	۵۵۰	۶۰۰	۱۰۰۰
Switching freq. (MHz)	۵	۳-۴٫۵	۲٫۲۳-۴٫۲۴	۲٫۳-۵٫۱
Ripple volt. (mV)	< ۴۰	< ۵۲	۱٫۴	۴۵
Hopping rate (KHz)	-	۵۰	۵۰	> ۲۰۰
Atten. respect to PWM (dB)	-	-۳۲	-۳۰	-۴۰
LC filter (μ F, μ H)	۴٫۷, ۱۰	۱۰, ۲٫۲	۴٫۷, ۲٫۲	۱, ۱
Sensitivity to duty cycle disturbance	متوسط	زیاد	زیاد	کم

می‌شود، کنترل فرکانس به مراتب ساده‌تر از روش‌های قبلی می‌باشد. همچنین لازم به ذکر است که بزرگ‌ترین مزیت روش پیشنهادی در مقایسه با سایر روش‌های گسترش طیفی، پیوستگی سیگنال حامل آن به هنگام جهش فرکانس می‌باشد.

مراجع

- [1] L. Wang, et al., "A wireless biomedical signal interface system-on-chip for body sensor networks," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 4, no. 2, pp. 112-117, Apr. 2010.
- [2] A. Urso, et al., "A switched-capacitor DC-DC converter powering an LC oscillator to achieve 85% system peak power efficiency and -65 dBc spurious tones," *IEEE Trans. on Circ. and Sys. I: Regular Papers*, vol. 67, no. 11, pp. 3764-3777, Nov. 2020.
- [3] C. Tao and A. A. Fayed, "A low-noise PFM-controlled buck converter for low-power applications," *IEEE Trans. on Circ. and Sys. I: Regular Papers*, vol. 59, no. 12, pp. 3071-3080, Dec. 2012.
- [4] J. H. Chen, P. J. Liu, and Y. J. E. Chen, "A spurious emission reduction technique for power amplifiers using frequency hopping DC-DC converters," in *Proc. IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp.*, pp. 145-148, Boston, MA, USA, 7-9 Jun. 2009.
- [5] M. W. Kim and J. J. Kim, "A PWM/PFM dual-mode DC-DC buck converter with load-dependent efficiency-controllable scheme for multi-purpose IoT applications," *Energies*, vol. 14, pp. 1-14, Feb. 2021.

ممکن است این مقایسه منصفانه به نظر نرسد ولی همان طور که در متن مقاله توضیح داده شد، مدولاتور پیشنهادی ویژگی‌های منحصر به فردی دارد که عملکرد آن را برجسته می‌کند.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله تکنیک گسترش طیفی مبتنی بر جهش فرکانسی به منظور بهبود عملکرد طیفی مبدل‌های کلیدزنی ارائه شد و به این منظور از مدولاسیون عرض پالس آسنکرون (APWM) استفاده گردید. از آنجایی که این نوع مدولاتور ذاتاً دارای رفتار خودنوسانی بوده و فرکانس نوسان آن وابسته به تأخیر حلقه آن می‌باشد، از این خاصیت جهت تغییر فرکانس نوسان آن استفاده شد. به طوری که با تغییر تصادفی تأخیر حلقه آن بین ۸ مقدار متفاوت، فرکانس خودنوسانی آن نیز بین ۸ مقدار مختلف تغییر داده شد و در نهایت طیفی عاری از اسپور در خروجی آن ایجاد گردید. در ابتدا رفتار مدولاتور بر اساس مدل سیستمی به کمک روابط ریاضی تجزیه و تحلیل گردید و سپس صحت این روابط به صورت رفتاری توسط نرم‌افزار Simulink-Matlab بررسی شد. با توجه به این که در روش پیشنهادی عمل جهش فرکانسی در بخش دیجیتال مدولاتور ایجاد

Archiving of SID

- optimization," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 714-729, Mar. 2009.
- [22] M. Tamaddon and M. Yavari, "An oscillatory noise-shaped quantizer for time-based continuous-time sigma-delta modulators," *International J. of Circuit Theory and Applications*, vol. 46, no. 3, pp. 384-400, Mar. 2018.
- [23] W. Li, Y. Orino, S. Hirata, and M. K. Kurosawa, "Design of a self-oscillating PWM signal generator with a double integration loop," *IEEE Trans. on Circ. and Sys. I (TCAS_I): Regular Papers*, vol. 60, no. 8, pp. 2064-2073, Feb. 2013.
- [24] H. G. Li, S. D. Gong, J. W. Liu, and D. L. Su, "CMOS-based chaotic PWM generator for EMI reduction," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, no. 4, pp. 1224-1231, Aug. 2017.
- [25] M. L. Chiu, T. H. Yang, and T. H. Lin, "A high accuracy constant-on-time buck converter with spur-free on-time generator," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, ISCAS'19*, 4 pp., Sapporo, Japan, 26-29 May 2019.
- [26] C. Tao and A. A. Fayed, "A buck converter with reduced output spurs using asynchronous frequency hopping," *IEEE Trans. on Circ. and Sys. II: Express Briefs*, vol. 58, no. 11, pp. 709-713, Nov. 2011.
- [27] H. Li, J. Shang, B. Zhang, X. Zhao, N. Tan, and C. Liu, "Stability analysis with considering the transition interval for PWM DC-DC converters based on describing function method," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 48113-48124, Jul. 2018.
- [6] R. Inanlou, O. Shoaie, and M. Tamaddon, "An asynchronous pulse width modulator for DC-DC buck converter," *International J. of Circuit Theory and Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 231-253, Feb. 2020.
- [7] -, *TPS7A49xx Series Data Sheet*, Texas Instruments Incorp., 2010. [Online]. Available: www.ti.com > Power Management > Linear Regulator (LDO).
- [8] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and I. T. Young, *Signals and Systems*, Prentice Hall, NJ, 1983.
- [9] H. S. Black, *Modulation Theory*, D. Van Nostrand Company, NY, 1953.
- [10] W. A. Burklandn, C. Tao, and A. A. Fayed, "Output switching noise spectral analysis and modeling in buck regulators," *Microelectronics J.*, vol. 44, no. 5, pp. 373-381, Mar. 2013.
- [11] T. Hegarty, *An Overview of Radiated EMI Specifications for Power Supplies*, Texas Instruments, Jun. 2018. Available: www.ti.com/lit/wp/slyy142/slyy142.pdf
- [12] Y. Choi, W. Tak, Y. Yoon, J. Roh, S. Kwon, and J. Koh, "A 0.018% THD+N, 88-dB PSRR PWM Class-D amplifier for direct battery hookup," *IEEE J. Solid-State Circ.*, vol. 47, no. 2, pp. 454-463, Feb. 2012.
- [13] S. K. Dunlap and T. S. Fiez, "A noise-shaped switching power supply using a delta-sigma modulator," *IEEE TCAS-I*, vol. 51, no. 6, pp. 1051-1061, Jun. 2004.
- [14] Y. S. Hwang, et al., "A low-EMI continuous-time delta-sigma-modulation buck converter with transient response eruption techniques," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 67, no. 8, pp. 6854-6863, Aug. 2020.
- [15] J. J. Chen, et al., "A low-electromagnetic-interference buck converter with continuous-time delta-sigma-modulation and burst-mode techniques," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 65, no. 9, pp. 6860-6869, Sep. 2018.
- [16] J. J. Chen, Y. S. Hwang, J. H. Yu, Y. T. Ku, and C. C. Yu, "A low-EMI buck converter suitable for wireless sensor networks with spur-reduction techniques," *IEEE Sensors J.*, vol. 16, no. 8, pp. 2588-2597, Apr. 2016.
- [17] Y. S. Hwang, J. J. Chen, W. J. Hou, P. H. Liao, and Y. T. Ku, "A 10 μ s transient recovery time low-EMI DC-DC buck converter with Δ - Σ modulator," *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Sys.*, vol. 24, no.9, pp. 2983-2992, Mar. 2016.
- [18] W. H. Yang, et al., "An enhanced-security buck DC-DC converter with true-random-number-based pseudo hysteresis controller for Internet-of-Everything (IoE) devices," in *Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., ISSCC'18*, pp. 126-128, Feb. 2018.
- [19] M. Nashed and A. A. Fayed, "A current-mode hysteretic buck converter with spur-free control for variable switching noise mitigation," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 650-664, Jan. 2018.
- [20] L. Corradini, A. Bjeletic, R. Zane, and D. Maksimovic, "Fully digital hysteretic modulator for DC-DC switching converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp. 2969-2979, Oct. 2011.
- [21] M. Hoyerby and M. Andersen, "Carrier distortion in hysteretic self-oscillating class-D audio power amplifiers: analysis and

رضا اینانلو تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی ارشد و دکتری در رشته مهندسی برق گرایش الکترونیک-مدار و سیستم به ترتیب در سال‌های ۱۳۹۲ و ۱۳۹۸ از دانشگاه صنعتی امیرکبیر و دانشگاه تهران به پایان رسانده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان شامل مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال، مبدل‌های توان مبتنی بر کلیدزنی، مدارات فرکانس بالا و الکترونیک خودرو می‌باشد.

امید شعاعی مدارک تحصیلی خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد به ترتیب در سال‌های ۱۳۶۵ و ۱۳۶۸ از دانشگاه تهران و سپس در مقطع دکترا در سال ۱۳۷۴ از دانشگاه کارلتون کانادا و همگی در رشته مهندسی برق و الکترونیک کسب کرده است. او پس از اتمام دوره دکترا از سال ۱۳۷۴ تا ۱۳۷۸ به عنوان محقق در آزمایشگاه‌های پل در آمریکا مشغول فعالیت و پژوهش بود. وی همچنین از بهمن ۱۳۷۷ به عنوان هیات علمی در دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه تهران خدمت خود را آغاز کرد که تاکنون ادامه دارد. در خلال خدمت در دانشگاه تهران دکتر شعاعی با صنایع پیشرفته دنیا در حوزه طراحی مدارهای مجتمع میکروالکترونیک ارتباط داشته و همکاری می‌کرده است که از میان آنها می‌توان به مدیریت گروه طراحی مدارهای آنالوگ و سیگنال مخلوط شرکت نیمه هادی والانس آمریکا از سال‌های ۱۳۷۹ تا ۱۳۸۱ و سپس همکاری به عنوان طراح برجسته و همچنین مدیر گروه طراحی مدارهای مجتمع تراشه‌های صوتی گوشی‌های موبایل شرکت کوالکام از سال‌های ۱۳۸۶ تا ۱۳۹۰ اشاره کرد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان عبارتند از: طراحی مدارهای مجتمع آنالوگ و مختلط و طراحی و ساخت سیستم‌های الکترونیکی پیشرفته خصوصاً برای کاربردهای پزشکی و درمانی.