



همایش ملی انرژی
دانشگاه آزاد اسلامی واحد خمینی شهر
آذر ۱۳۹۴



طراحی یک مبدل کاهنده شبه رزونانسی جریان صفر با سیکل توسعه یافته با استفاده از سوئیچ مودسری

Design Of Extended Period Quasiresonant ZCS Buck Converter By Series Mode Switch

محمدرضا علی خلیلی^۱، جناب آقای دکتر محمد حسین ارشادی^{۲*}، جناب آقای دکتر سید مهدی بهاری زاده^۳

* جناب آقای دکتر سید مهدی بهاری زاده: SM.baharizadeh@yahoo.com

واژه‌های کلیدی

کلید زنی نرم، کلید زنی تحت جریان صفر)
(ZCS)، شبه رزونانسی، مبدل کاهنده (Buck)

چکیده

برای تبدیل کردن یک سوئیچ عادی یا سوئیچ رزونانسی به یک سوئیچ رزونانسی با سیکل توسعه یافته، روش سوئیچینگ را ارائه کرده ایم. از مزایای این روش این است که، یک مبدل تحت شرایط جریان صفر یا ولتاژ صفر عمل می کند و برای تنظیم توان خروجی می توان آنرا یا بوسیله ی فرکانس سوئیچینگ یا سیکل وظیفه (DT) و یا هر دو روش کنترل کرد. در این مقاله، انواع مدارهای سیکل توسعه یافته و نظریه ی سوئیچ های سیکل توسعه یافته توضیح داده شده است. برای تصدیق این نظریه، از تجزیه و تحلیل، شبیه سازی استفاده شده است.

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد خمینی شهر

۲- استادیار، دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد خمینی شهر

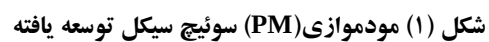
۳- مربی، دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد خمینی شهر SM.baharizadeh@yahoo.com

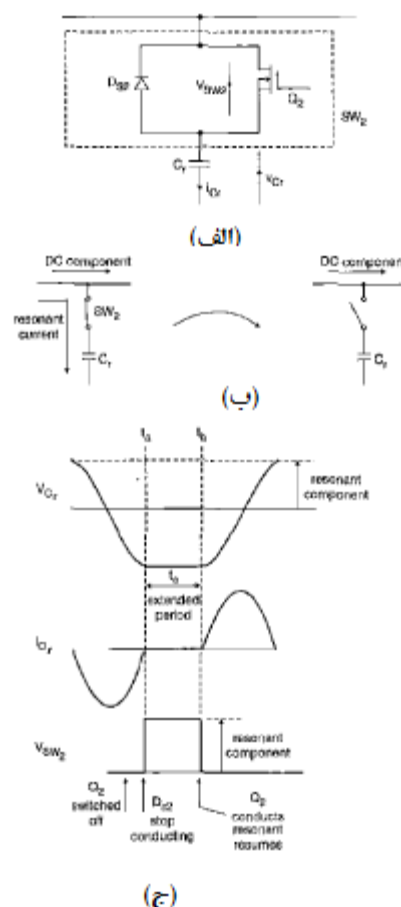
۱- مقدمه

عملکرد در فرکانسهای بالا، شیوه ای جدید در تبدیل DC به DC می باشد. به منظور کاهش اتلاف در روش سوئیچینگ به هنگام نرم کردن مسیر سوئیچینگ، استفاده از مبدل های رزونانسی پیشنهاد شده است. این مبدل ها به طور گسترده ای از طریق روش های سوئیچینگشان؛ مانند: سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS) و سوئیچینگ جریان صفر (ZCS) طبقه بندی شده اند [۱ و ۲]. عیب اصلی این سیستم ها این است که برای تنظیم کردن خروجی آن ها نیازمند فرکانس سوئیچینگ متغیر هستیم. وقتی محدوده ولتاژ یا بار بزرگ باشد، می توان محدوده فرکانس سوئیچینگ را افزایش داد. بنابراین فیلترها و اجزای EMI باید برای فرکانسهای پایتتر طراحی شوند و نیز بتوانند محدوده وسیعی از فرکانس سوئیچینگ را پوشش دهند. عیب دیگر این است که استرس این جریان ها یا این ولتاژها در مدارهای رزونانسی نسبت به مبدل های switched-mode قدیمی، بیشتر است. این فشار بیشتر بخاطر سوئیچینگ نرم ولتاژ یا جریان رزونانسی می باشد. این جریان یا ولتاژ می تواند به بیش از دو برابر switched-mode قدیمی برسد، که در نتیجه باعث افزایش اتلاف هدایت، مقادیر نامی المانها، و اتلاف سوئیچینگ می شود. اخیراً نوع جدیدی از مبدل های رزونانسی و مبدل های انتقال ولتاژ صفر (PWM) معرفی شده است [۳]. ویژگی اصلی آن وجود یک المان سوئیچینگ اضافی و افزوده شدن یک خازن تشدید و یک سلف تشدید به مبدل هایی با عملکرد switched-mode به منظور ایجاد انتقال تشدید قبل از المان سوئیچینگ اصلی می باشد. این آرایش و ترکیب از آن جهت که اساساً یک توپولوژی switched-mode است، باعث می شود المان اصلی به ولتاژ صفر تغییر کند و استرس این ولتاژ و جریان بسیار شبیه به

عملکرد switched-mode است. با این وجود، المان اضافی طی مدت خاموشی تحت وضعیت سوئیچینگ جریان صفر یا ولتاژ صفر، و سوئیچ های جریان و ولتاژ غیر صفر عمل نمی کند. از این رو این روش وضعیتی جامع و کامل از سوئیچینگ صفر ایجاد نمی کند. مبدل های سوئیچینگ جریان صفر محدود کننده نیز به طور جدی پیشنهاد شده اند [۴ و ۵]. این مبدل ها شبه رزونانسی هستند که از دو ترانزیستور برای ایجاد فرکانس سوئیچینگ ثابت استفاده می کنند. با این وجود، مدار پیشنهاد شده در بخش [۴] به لحاظ جریان تشدید و مدار بخش [۵] به لحاظ دارا بودن دامنه ی جریان تشدید یا دامنه ی جریان محدود کننده ای که برابر است با حداقل دو برابر جریان مستقیم، با ارزش می باشند. این مدارها شباهتهایی با مدارهای با سیکل توسعه معرفی شده در این مقاله دارند. Barbi [۶] مبدل جریان تشدید با فرکانس ثابت پیشنهاد کرد و Cheng [۷] خانواده ی مبدل شبه رزونانسی با زمان ممتد و با حالت موازی یا EP-QRC را پیشنهاد کرد. از ویژگی های اصلی این مبدل ها این است که همه ی المانهای سوئیچینگ، تحت شرایط سوئیچینگ نرم عمل کرده و با فرکانس ثابت کار می کنند. این مدار دست کم دو درجه آزادی دارند: ولتاژ یا جریان خروجی آن ها را می توان از طریق on-time بودن المان سوئیچینگ یا از طریق فرکانس سوئیچینگ تنظیم کرد. در این مقاله، این دسته از مدارها توضیح داده شده اند و عملکرد آن ها با شبیه سازی تایید شده است. همچنین تمامی اصول عملکرد، تجزیه و تحلیل DC، برنامه ها، انجام مقایسه میان اعضای این خانواده از مدارها و مقایسه با دیگر مدارها و جریان های رزونانسی مورد توجه قرار گرفته است.

چهارچوب (ساختمان) اصلی EP-QRC، از نوع سوئیچ باسیکل توسعه یافته می باشد. همانگونه که در شکلهای (۲۱) به ترتیب نشان داده شده است، این EP-QRC بیشتر به انواع موازی PM و سری SM تقسیم می شود.





شکل (۲) مودسری (SM) سوئیچ سیکل توسعه یافته

۲-۱ سوئیچ موازی PM:

شروع به هدایت می کند در t_0 اما Q_2 تحت شرایط سوئیچینگ ولتاژ صفر روشن شده و جزء AC را به حالت هرزگرد در سوئیچ PM وادار می کند. جزء DC به جریان در سلف ادامه می دهد. در واقع این ویژگی در طی زمان ممتد از T_a تا T_b ؛ EP-QRC را به حالت سوئیچینگ کلاسیک تغییر می دهد. سپس Q_2 در ولتاژ صفر خاموش شده تا زمان ممتد در t_b خاتمه و رزونانس ادامه یابد. طی زمان ممتد، جریان رزونانسی در حالت هرزگرد و در یک حلقه ی کوچک با اتلاف انرژی کم قرار دارد. در برخی موارد SW_2 بدون استفاده از یک دیود سری، می تواند دیود

همانطور که در شکل (۱-الف) نشان داده شده، سوئیچ PM متشکل از یک سلف رزونانسی L_r ، یک دیود D_{S2} و یک المان سوئیچینگ Q_2 می باشد. D_{S2} و Q_2 با یکدیگر SW_2 نامیده می شوند. جریان رزونانسی I_{lr} را می توان به دو بخش تقسیم کرد: یکی مولفه ی AC بخاطر رزونانس و دیگری مولفه ی DC بخاطر جریان های مدار اصلی. با مراجعه به شکل های (۱ ب و ج)؛ Q_2 پیش از سیکل توسعه یافته یا قبل از t_0 روشن شده زیرا I_{lr} مثبت است و D_{S2} ، بایاس معکوس است، و هیچ جریانی از میان سوئیچ SW_2 عبور نمی کند. وقتی V_{lr} قطبش را تغییر می دهد Q_2

سیگنال شود؛ مثلاً با ترانزیستور دو قطبی یا IGBT، اما باید نسبت تبدیل ولتاژ بالایی داشته باشد.

۲-۲- سوئیچ حالت سری (sw):

همانطور که در شکل (۲) نشان داده شده است سوئیچ SW ورژن دو گانه ی حالت موازی می باشد و از یک خازن رزونانسی C_r و یک دیود D_{s2} و یک روش سوئیچینگ Q_2 تشکیل شده است. پیش از زمان ممتد، Q_2 خاموش است و جریان ازدیود سری D_{s2} عبور می کند. وقتی D_{s2} برای تامین شرایط جریان نول و ولتاژ صفر در هدایت است، معمولاً Q_2 خاموش شده است. وقتی جریان رزونانسی i_{cr} در t_w تغییر

قطبش می دهد، رزونانس متوقف می شود، زیرا Q_2 هنوز خاموش است. وقتی Q_2 در t_b و تحت شرایط سوئیچینگ جریان صفر روشن شدن رزونانس ادامه می یابد. در طول زمان ممتد، از t_a تا t_b مولفه ی AC جریان رزونانسی از شبکه ی رزونانس عبور نمی کند و در نتیجه اتلاف انرژی کمتر رخ می دهد. شرایط موجود در حالت سوئیچ های موازی و سری در جدول یک به طور خلاصه بیان شده است.

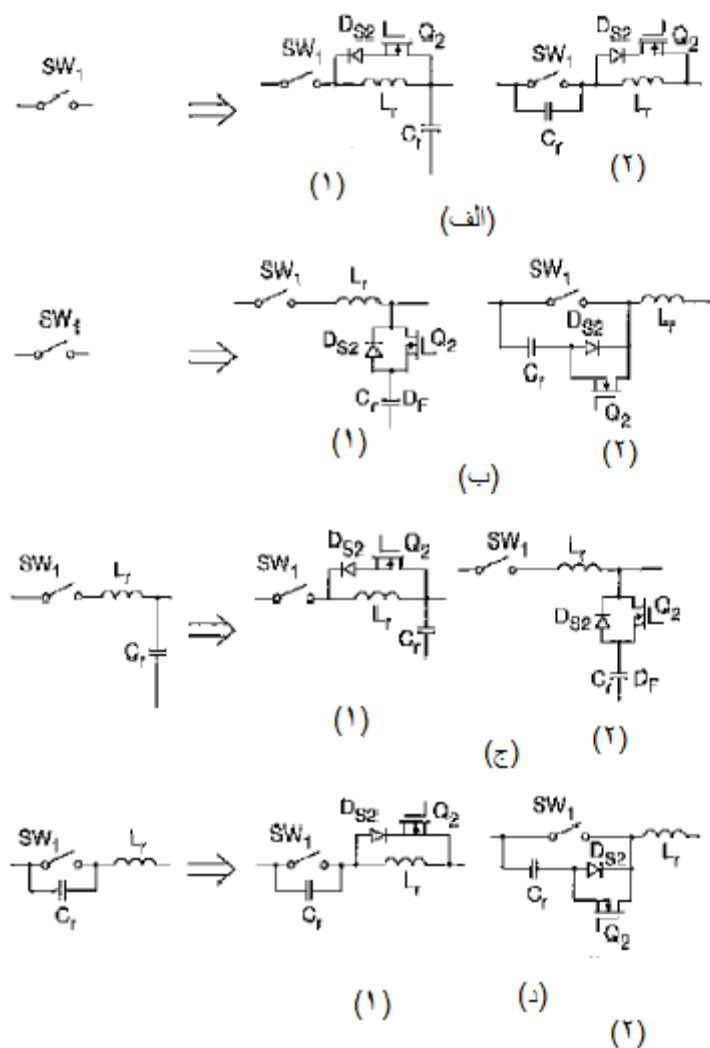
جدول (۱) شرایط سوئیچینگ سوئیچهای SM و PM

حالت	PM	SM
روشن	ولتاژ صفر	جریان صفر
خاموش	ولتاژ صفر	جریان صفر
	ولتاژ صفر	

۲،۳- سوئیچ های تبدیل به سیکل توسعه یافته:

با توجه به تعریف اصول اساسی سوئیچ های مدت دار PM و SM، واضح است که خانواده ی بزرگی از سوئیچ های مدت دار وجود دارد که در شکل (۳) مشخص شده اند. تبدیل استاندارد کلیدهای switch-mode به کلیدهای PM-EP در شکل (۳-الف) نشان داده شده است. L_r و SW_1 جایگزین کلید قدیمی و اصلی شده است و یک SW_2 اضافی (D_{s2} و Q_2) در سوئیچ موازی L_r قرار داده شده است. موقعیت C_r مشخص می کند که آیا آن سوئیچ شرایط سوئیچینگ جریان صفر را دارد یا ولتاژ صفر؟ تبدیل

سوئیچ های SM-EP در شکل (۳-ب) نشان داده شده است. در این مورد، SW_2 در یک سری با C_r ارتباط یافته است. همچنین کلید های شبه رزونانسی [۲۱] معادل های زمان ممتد را دارا می باشند. در شکل (۳ ج و د) مشاهده می شود که با اضافه کردن یک SW_2 به طور موازی با L_r ، آن ها به سوئیچ های PM تغییر می یابند؛ به طور مشابهی با اضافه کردن SW_2 در سری با C_r سوئیچ های SM-EP تولید می شود.



شکل (۳) تبدیل های از شرایط سوئیچهای با سیکل توسعه یافته

۳- خانواده ی مدارهای شبه رزونانسی با سیکل توسعه یافته

سوئیچ با سیکل توسعه یافته را می توان در جریان صفر و مبدل های سوئیچینگ شبه رزونانسی ولتاژ صفر به کار برد [۲۱] و چهار مجموعه از مبدل های شبه رزونانسی با سیکل توسعه یافته در شکل های ۴ و ۵ نشان داده شده است که شامل:

حالت موازی با سیکل توسعه یافته سوئیچینگ جریان صفر مبدل های شبه رزونانسی (PM-EP-ZCS-QRC)

حالت سری با سیکل توسعه یافته سوئیچینگ جریان صفر مبدل های شبه رزونانسی (SM-EP-ZCS-QRC)

حالت موازی باسیکل توسعه یافته سوئیچینگ ولتاژ صفر مبدل های شبه رزونانسی (PM-EP-ZVS-QRC)

حالت سری باسیکل توسعه یافته سوئیچینگ ولتاژ صفر مبدل های شبه رزونانسی (SM-EP-ZVS-QRC)

نشان داده شده اند، براساس هردو روش سوئیچینگ جریان صفر و یا سوئیچینگ ولتاژ صفر عمل می کنند. هر دو روش سوئیچینگ با همدیگر کار می کنند به طوری که یکی مدت فرکانس سوئیچینگ T_s و دیگری سیکل توسعه یافته t_e را کنترل می کنند. با تطبیق این زمان ها یا نسبت میان سیکل توسعه و مدت فرکانس سوئیچینگ، مدارها می توانند بر اساس شرایط متفاوتی عمل کنند. مثلاً وقتی T_e به T_s نزدیک می شود، مبدل مشابه یک SMPS کلاسیک (قدیمی) می شود اما وقتی T_e مساوی با صفر است، به مبدل شبه رزونانسی تبدیل می شود.

همچنین به منظور روشن شدن بیشتر موضوع، مبدل های پایه ی شبه رزونانسی و ولتاژ صفر و جریان صفر در شکل های (۴) و (۵) تصویر شده است. هر مجموعه محدود به buck, boost, buck/boost, Cuk, positive Luo[8], negative Luo[9], (flyback)، نیم پل (half-bridge)، می باشد هر چند که سایر مجموعه ها نیز موجود است. چون مدار نیم پل-PM-EP-ZVS-QRC در عمل امکان پذیر نمی باشد نمایش داده نشده است. دوقطبی بودن SW_2 در یک مدار بستگی به توپولوژی ویژه ای دارد. همه ی مدارهای EP که در شکل های (۴) و (۵)

۴- اصول عملکرد:

در این قسمت اصول عملکرد یک SM-EP-ZCS-QRC با استفاده از مدل Cuk و بدون از بین رفتن اصل کلی توضیح داده شده و فرضیات زیر به دست آمده است:

- سلف های فیلتر کننده ی ورودی و خروجی یعنی L_{F1} و L_{F2} بزرگ هستند و می توان جریان آن ها را ثابت فرض کرد.

- همه ی المانهای سوئیچینگ ایده آل و مناسب هستند.

- خازن C_F بزرگ و ولتاژ آن ثابت است V_s .

۴/۱- مرحله ی ۱: مرحله ی خطی $[t_0-t_1]$ شکل (۷-الف)

به طور خطی افزایش می یابد. معادلات شرایط مولفه های رزونانسی عبارتند از:

$$i_{lr} = \frac{v_o + v_s}{L_r} t \quad (1)$$

وقتی SW_1 در روشن است و SW_2 خاموش است، جریان i_{Lr} بواسطه ی V_{CF} که برابر است با $V_0 + V_s$

$$V_{OT} = V_O + V_S \quad (2)$$

وقتی i_{Lr} به $t_0 + t_s$ می رسد، D_F تغییر جهت داده و خاموش می شود. این نشان می دهد که t_1 ؛ پایان مرحله ی اول می باشد. طول مدت مرحله ی $(T_{d1} = t_1 - t_0)$ با استفاده از رابطه (۳) بدست می آید.

$$T_{d1} = \frac{Lr(I_0 + I_s)}{V_0 + V_s} \quad (3)$$

۴/۲- مرحله ی ۲: مرحله ی رزونانسی $A[t_1 - t_2]$ شکل (۷-ب)

در طی این مرحله C_r و L_r بحالت رزونانس درآمده و معادلاتشان به ترتیب زیر می باشد.

$$i_{Lr} = I_s + I_0 + \frac{V_s + V_0}{Z} \sin \omega_0 t \quad (4)$$

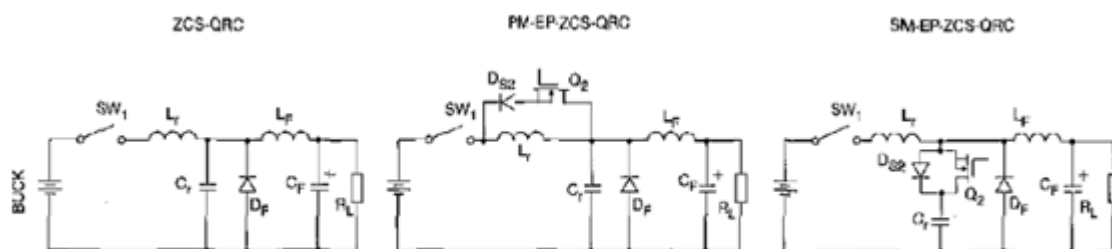
$$V_{Cr} = (V_s + V_0) \cos \omega_0 t \quad (5)$$

که $Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ و $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ می باشد. وقتی i_{Cr}

قطبش را تغییر می هد، رزونانس متوقف می شود زیرا Q_2 خاموش D_{S2} بایاس معکوس است.

بنابراین طول مدت این مرحله T_{d20} ، که نصف چرخه ی رزونانس طول می کشد برابر است با:

$$T_{d2} = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (6)$$



۴,۳- مرحله ی ۳: زمان ممتد [t2a-t2b] شکل (۷-ج)

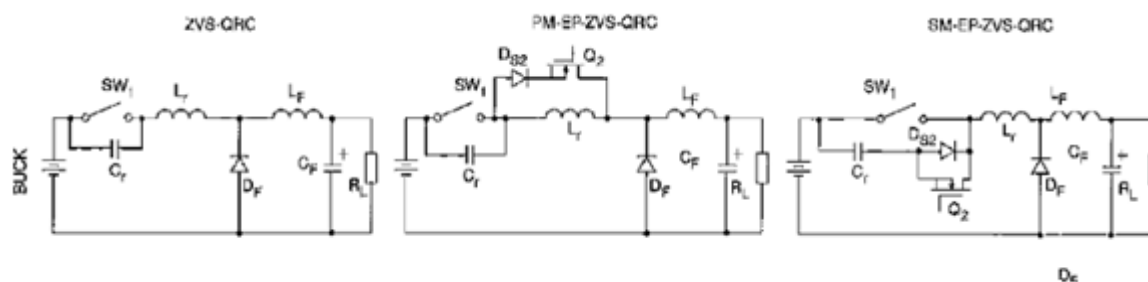
این مرحله غیر رزونانسی می باشد به طوری که مدار به طور موقت تبدیل به نوع کلاسیک می شود و معادلات مولفه های اصلی آن به قرار ذیل می باشد.

$$i_{Lr} = I_0 + I_s \quad (۷)$$

$$V_{cr} = - (V_0 + V_s) \quad (۸)$$

$$V_{Q2} = V_s + V_0 \quad (۹)$$

این مرحله وقتی به پایان می رسد که Q2 از حالت خاموش به روشن تغییر می کند (switch on) و رزونانس ادامه می یابد .



۴,۴- مرحله ی رزونانسی B[t2b-t2] شکل (۷-د)

اکنون معادلات مولفه های رزونانسی :

$$i_{Lr} = I_s + I_0 - \frac{V_s + v_0}{Z} \sin \omega t \quad (۱۰)$$

$$V_{cr} = - (V_s + V_0) \cos \omega t \quad (۱۱)$$

جهت اطمینان از سوئیچینگ جریان صفر برای SW1 وقتی جریان آن منفی است، باید خاموش باشد. این مرحله وقتی به پایان می رسد که i_{Lr} در t_2 صفر شود. از این رو مدت زمان این مرحله t_b با قرار دادن $i_{Lr} = 0$ در معادله (۱۰) بدست می آید. مدت زمان این مرحله برابر است با:

$$T_{d2b} = \frac{\alpha - \pi}{\omega_0} \quad (12)$$

۴,۵- مرحله ی ۵: مرحله ی شارژ $[t_2-t_3]$ شکل (۵-۷)

با جمع مقادیر I_X و I_0 ، شارژ می شود و وقتی V_{Cr} به

$V_S + V_a$ می رسد این مرحله پایان می یابد. معادله ی

V_{Cr} برابر است با

$$V_{Cr} = (V_S + V_0) \cos \alpha + \frac{I_S + I_0}{C_r} t \quad (13)$$

$$\alpha = \sin^{-1} \left(\left(I_S + \frac{I_0}{(V_S + V_0)} \right) Z \right) \quad \text{که در این معادله :}$$

۴,۶- مرحله ی ۶: حالت هرزگرد $[t_3-t_4]$ شکل (۷-۹)

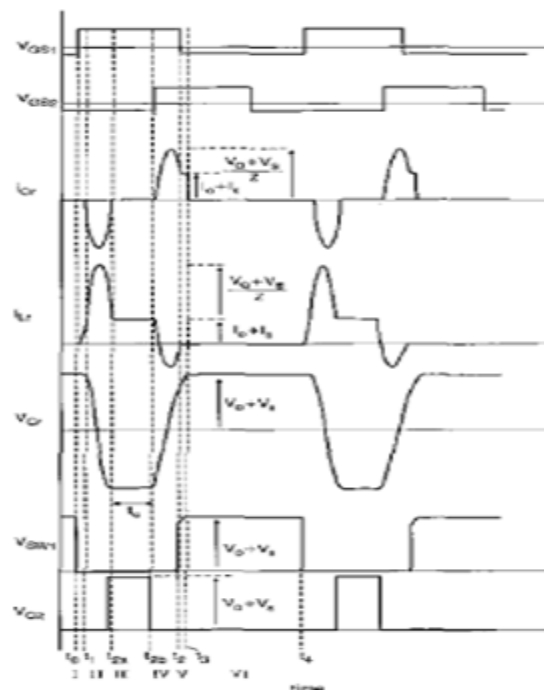
طی این مرحله حالت هرزگرد I_0 و I_S از طریق D_F و V_a

در $V_0 + V_S$ و i_{Lr} در مقدار صفر حفظ می شوند. این

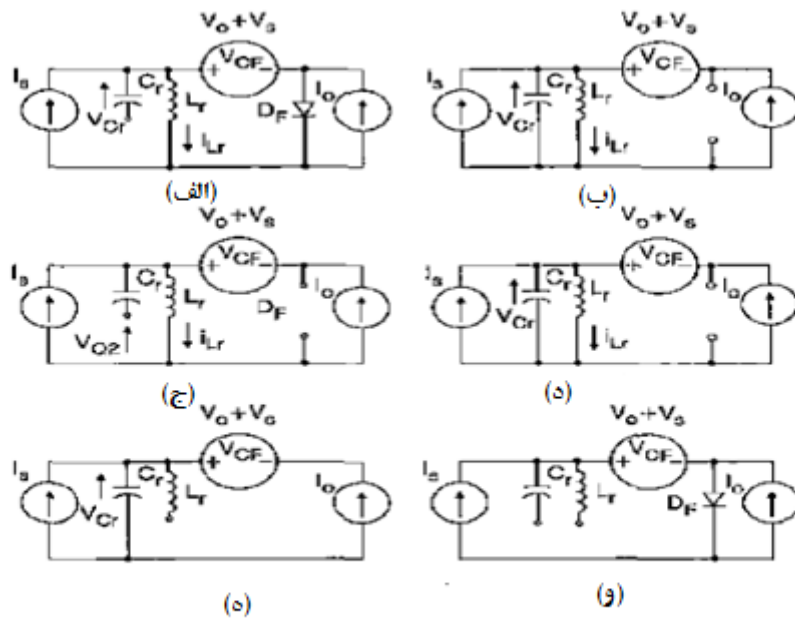
مرحله تا زمانی ادامه می یابد که SW_1 دوباره در t_4 برای

چرخه ی بعدی روشن شود. این عمل یک چرخه را کامل می

کند. این اصل عملکرد با استفاده از Cuk نوع SM-EP- ZCS-QRC قبلاً توضیح داده شد. عملکرد سایر توپولوژی ها بسیار شبیه این عملکرد می باشد. همه ی آنها در میانه ی چرخه ی رزونانسی، سیکل توسعه یافته دارند.



شکل (۶) نمودار شکل موجهای مبدل (Cuk-SM-EP-ZCS-QRC)



شکل (۷) مدارهای معادل CUK-EP-ZCS-QRC

۵- آنالیز تبدیل ولتاژ مستقیم

جدول ۳ فهرست شده است. تابع N مقدار نسبت تبدیل ترانسفورماتور ثانویه به اولیه می باشد. مشخص شده است که g عملاً می تواند بوسیله ی یک عبارت ساده، مقداری تقریبی شود. در جدول (۳)، $\alpha = \sin^{-1} \varphi$ ، دوره تناوب T_s سوئیچینگ، $f_s = \frac{1}{T_s}$ فرکانس سوئیچینگ و $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ می باشد. برای هر توپولوژی سوئیچینگ جریان صفر، مقدار آن یا از طریق QRC یا EP-QRC در معادله ی ϕ داده شده است.

$$\varphi = \frac{V_o}{\frac{V_s}{Z}} \quad (14)$$

نسبت تبدیل ولتاژ با حالت دایمی را می توان از طریق برابر کردن انرژی ورودی و خروجی بدست آورد. جدول ۲ تبدیل ولتاژ M مربوط به همه ی اعضای خانواده ی EP را نشان می دهد. می توانید مشاهده کنید که این نسبت های تبدیل برای مدارهای SM و PM یک شکل هستند. همچنین M را برای همه ی این جانمایی ها از جمله : buck, boost, buck/boost, Cuk, positive Luo[8], negative Luo[9], بازگشت (flyback)، نیم پل و بعد از آن می توان با حرف g نوشت و Ng یک تابع مشتق شده است و در

برای هر جانمایی سوئیچینگ ولتاژ صفر، مقدار ϕ برای QRC و EP-QRC از فرمول (۱۵) بدست می آید.

$$\varphi = \frac{RL}{\frac{Z}{V_o}} \quad (15)$$

برای مدارهای نیم پل، می توان در عبارت $V_s/2$ را جایگزین V_s کرد زیرا منبع ولتاژ قبل از اینکه در مدار

رزونانسی استفاده شود، تقسیم شده است. بنابراین همه ی توپولوژیها، جهتی کاملاً سیستماتیک را در شکل نسبت تبدیل ولتاژ، دنبال می کنند.

نتایج شبیه سازی

در این بخش نتایج شبیه سازی مبدل مورد نظر ارائه می گردد. پارامترهای اصلی مبدل به شرح زیر می باشد:

ولتاژ منبع: $V_s=12(V)$

سلف مدار تشدید: $L_r=10(uH)$

خازن مدار تشدید: $C_r=0.1(uF)$

جریان بار: $I_o=1(A)$

فرکانس کلیدزنی: $f=100(KHz)$

با توجه به آنچه در عملکرد مبدل اشاره گردید، بازه های زمانی مختلف مبدل با پارامترهای داده شده فوق، بصورت زیر خواهد بود:

$t_1=1.5(us)$

$t_2=4(us)$

$t_3=4.5(us)$

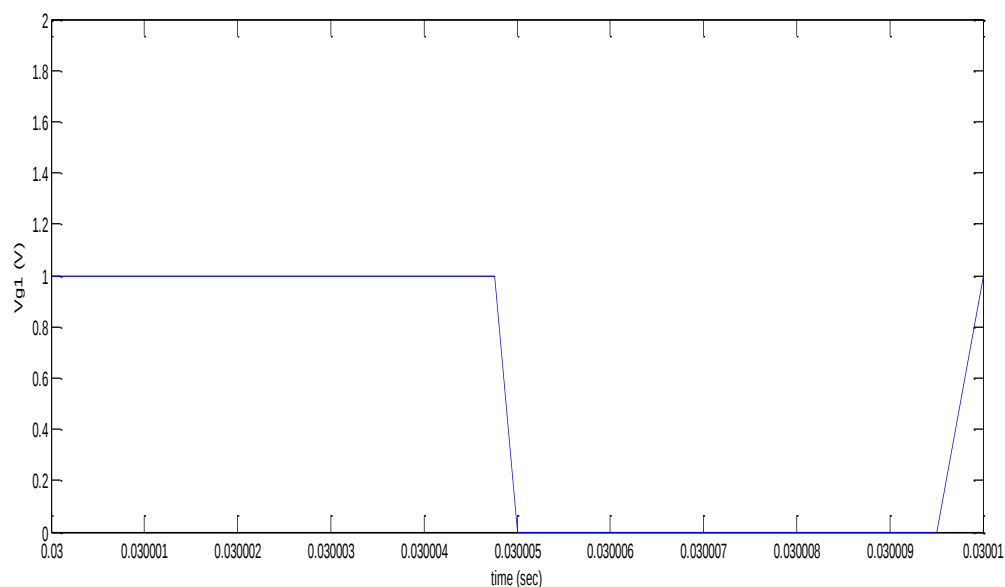
$t_4=5(us)$

$t_5=7.6(us)$

$T_s=10(us)$

در این شبیه سازی، افت ولتاژ دیودها حدود ۰/۷ ولت در نظر گرفته شده است.

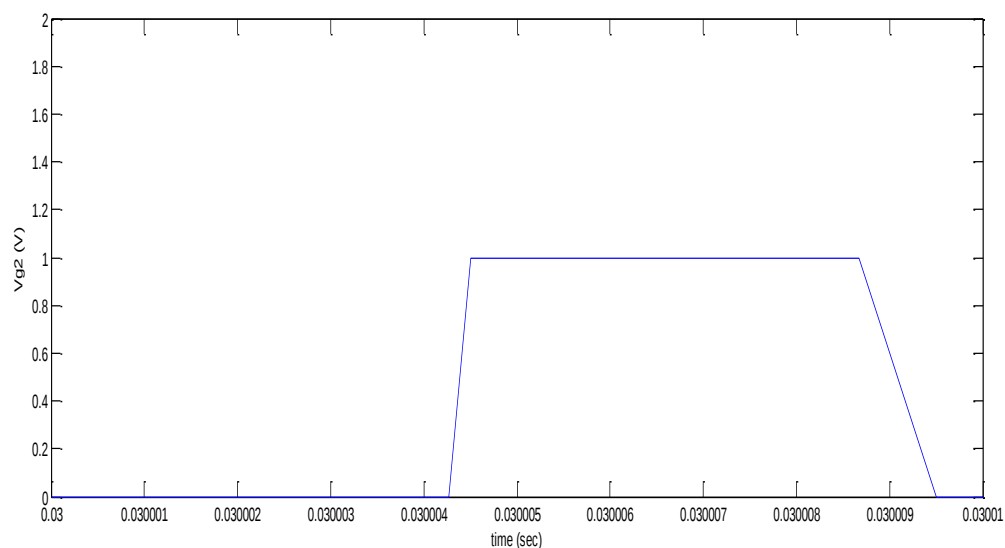
شکل موج سیگنال فرمان به سوئیچ اصلی مبدل بصورت زیر است:



شکل (۸) سیگنال فرمان به سوئیچ اصلی مبدل

همانطور که مشاهده می شود، سوئیچ اصلی مدار با فرکانس ۱۰۰ کیلوهرتز قطع و وصل شده است و با توجه به آنچه در عملکرد مبدل اشاره گردید، هدایت آن تا لحظه t_4 ادامه پیدا کرده است که سیکل وظیفه حدود ۵۰ درصد خواهد داشت.

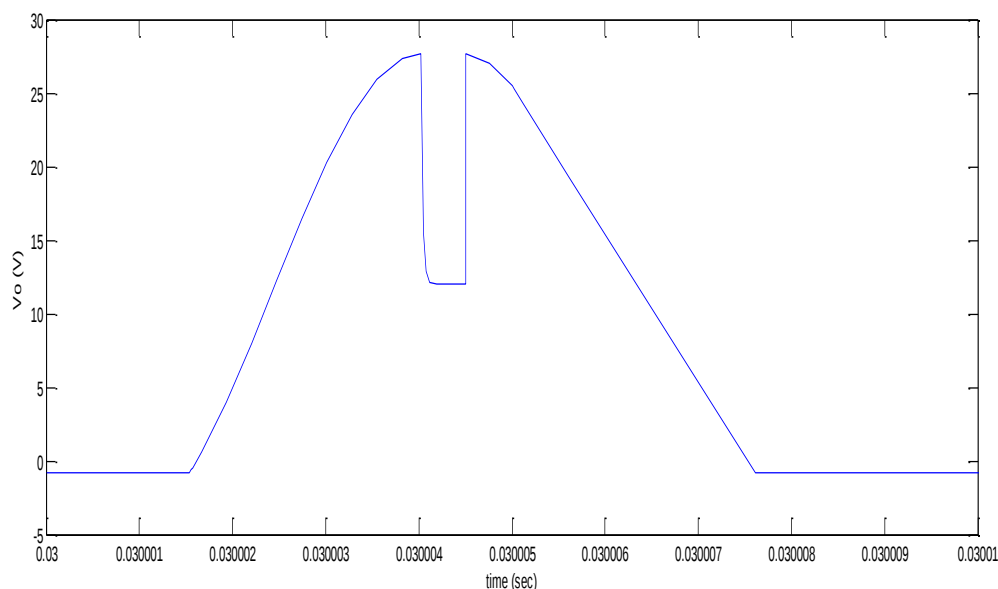
شکل موج سیگنال فرمان به سوئیچ اصلی مبدل بصورت زیر است:



شکل (۹) سیگنال فرمان به سوئیچ مود سری

همانطور که مشاهده می شود، این سوئیچ هم همانند سوئیچ اصلی با فرکانس ۱۰۰ کیلوهرتز قطع و وصل می گردد.

توجه به آنچه در عملکرد مبدل اشاره گردید، این سوئیچ در لحظه t_3 باید روشن شود و هدایت آن تا t_5 ادامه پیدا می کند. شکل موج ولتاژ خروجی به صورت زیر در می آید:

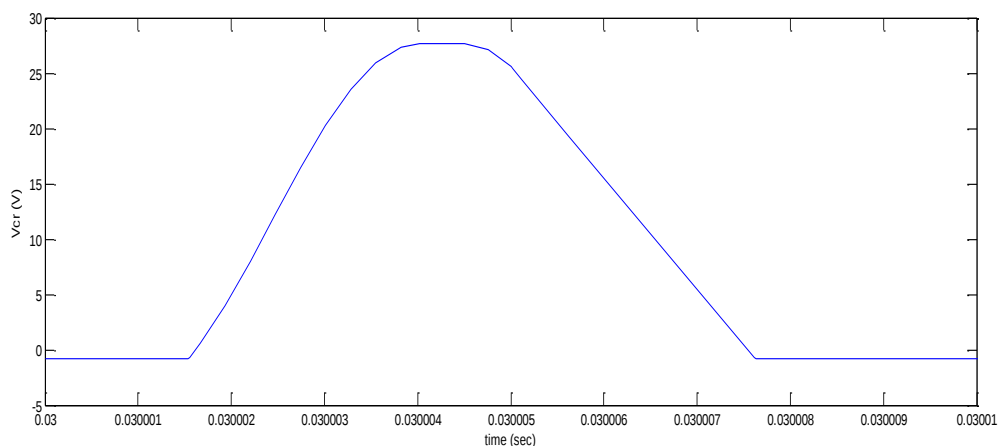


شکل (۱۰) شکل موج ولتاژ خروجی

ولتاژ خروجی با ولتاژ منبع برابر می گردد. در لحظه t_3 ، سوئیچ مود سری روشن شده و ولتاژ خروجی با ولتاژ خازن برابر شده و به فرم کسینوسی کاهش می یابد. در لحظه t_4 سوئیچ اصلی قطع شده و ولتاژ خازن که همان ولتاژ خروجی است، از طریق جریان بار، بصورت خطی شروع به دشارژ می کند. در لحظه t_5 دیود هرزگرد مجددا هدایت نموده و ولتاژ خروجی با منفی افت دیود برابر خواهد شد.

همانطور که در شکل فوق مشاهده می گردد، در بازه زمانی 0 تا t_1 ، چون دیود هرزگرد D_f هدایت می کند، ولتاژ خروجی با منفی افت ولتاژ دیود برابر است. در لحظه t_1 ، D_f قطع شده و دیود D_{s2} مربوط به سوئیچ مود سری هدایت می کند و ولتاژ خروجی با ولتاژ خازن برابر شده و به فرم کسینوسی افزایش می یابد. در لحظه t_2 ، دیود D_{s2} خاموش شده و چون جریان سلف با جریان ثابت بار برابر می گردد،

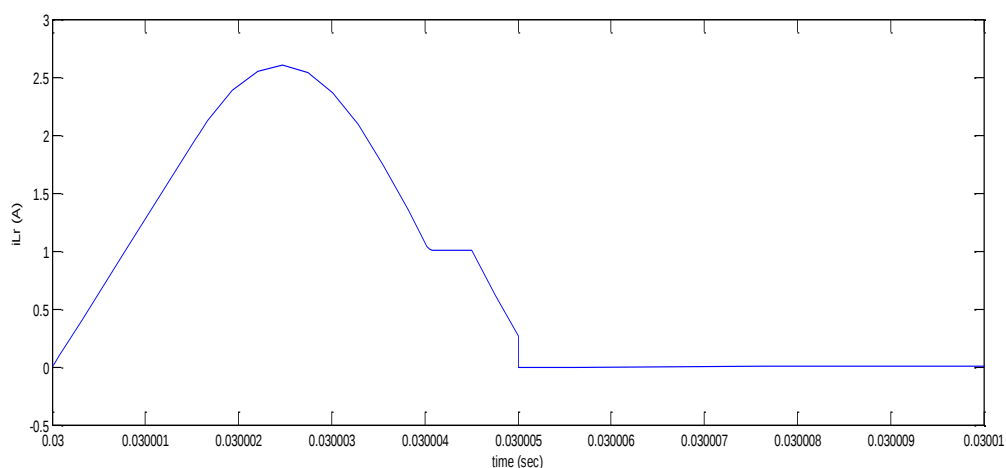
شکل موج ولتاژ خازن بصورت زیر خواهد بود:



شکل (۱۱) شکل موج ولتاژ خازن

منبع، می رسد. در لحظه t_3 ، سوئیچ مود سری روشن شده و ولتاژ خازن برابر شده و به فرم کسینوسی کاهش می یابد. در لحظه t_4 سوئیچ اصلی قطع شده و ولتاژ خازن، از طریق جریان بار، بصورت خطی شروع به دشارژ می کند. در لحظه t_5 دیود هرزگرد مجدداً هدایت نموده و ولتاژ خازن با منفی افت ولتاژ دیود برابر خواهد شد.

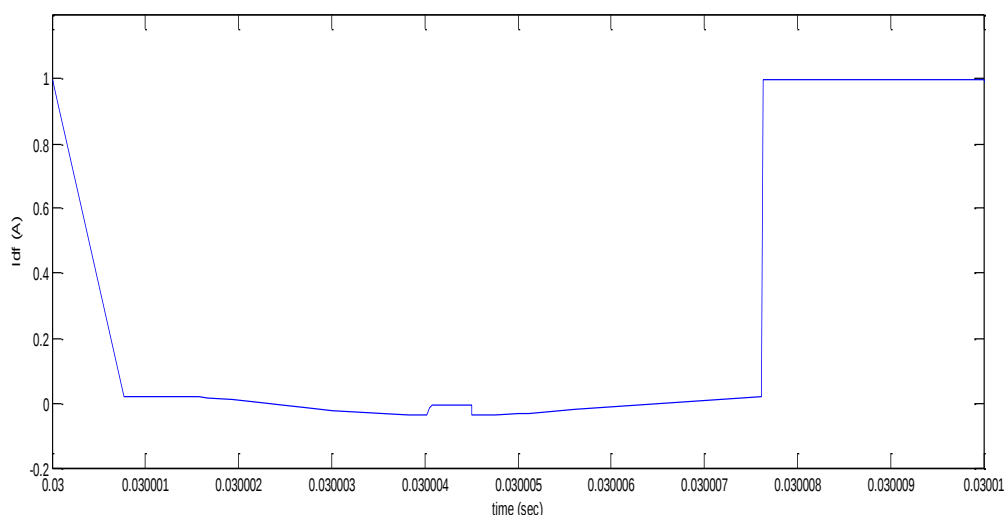
همانطور که در شکل فوق مشاهده می گردد، در بازه زمانی 0 تا t_1 ، چون دیود هرزگرد D_f هدایت می کند، ولتاژ خازن با منفی افت ولتاژ دیود برابر است. در لحظه t_1 ، D_f قطع شده و دیود DS_2 مربوط به سوئیچ مود سری هدایت می کند و در مدار تشدید ایجاد شده، ولتاژ خازن به فرم کسینوسی افزایش می یابد. در لحظه t_2 ، دیود DS_2 خاموش شده و ولتاژ خازن به حداکثر مقدار خود، یعنی دو برابر ولتاژ شکل موج جریان سلف بصورت زیر خواهد بود:



شکل (۱۲) شکل موج جریان سلف

همانطور که در شکل فوق مشاهده می گردد، در بازه زمانی 0 تا t_1 ، سوئیچ اصلی وصل بوده و سلف از طریق منبع بصورت خطی شارژ می گردد. در بازه زمانی t_1 تا t_2 ، مدار تشدید حاصل شده و جریان سلف به فرم سینوسی تغییر می گردد. در بازه زمانی t_2 تا t_3 ، جریان با جریان بار برابر شده است. در بازه زمانی t_3 تا t_4 ، مدار تشدید ایجاد شده و جریان سلف به فرم سینوسی تغییر خواهد کرد. از لحظه t_4 تا انتهای سیکل، جریان سلف صفر خواهد بود.

جریان دیود هرزگرد D_f بصورت زیر خواهد بود:



شکل (۱۳) موج جریان دیود هرزگرد

همانطور که مشاهده می گردد، در بازه زمانی 0 تا t_1 ، جریان دیود از تفاضل جریان بار و جریان سلف بدست خواهد آمد. در بازه زمانی t_1 تا t_5 ، دیود هرزگرد قطع بوده و جریان آن صفر است. از لحظه t_5 تا انتهای سیکل کلیدزنی، جریان دیود با جریان بار برابر خواهد شد.

نتیجه گیری :

active clamping DC-to-DC convertor
synthesis, analysis
design, and experimentation', IEEE
Trans, 1997, CAS-44, (8)
, PF: 698-704.

[5] LIN, B., T, SIU, K, W, and LEE, Y. S.: 'Actively
clamped zero-
current-switching quasiresonant convertors
using IGBT'
, IEEE, Trans 1999, ie-46, (1), pp, 75-81

[6]
BARBI, I., BOLACELL, J, C, MARTINS, D. C., and
LIBANO.
F. B.: 'Buck quasiresonant converter
operating at constant
frequency analysis, design and
experimentation', IEE Trans,
1990, PE-53, pp

[7] CHENG, K. W. E., and
EVANS, P. D.: 'Parallel-mode extended
quasiresonant convertor', IEEE PROC-
B, 243-251, 138, (5), PP.
1991.

[8] LUO, F. L.: 'Positive -output Luo
converters: voltage lift technique', IEE

PROC.-Electr. Power
Appl. 1999, 146, (4), pp. 415-432

[9] LUO, F. L.: 'Negative -output Luo
converter: voltage lift technique', IEE'
Proc.-Electr Power
Appl. 1999, 146, (2), pp. 208-224

[10] POMERANZ, B., and STUX, G.: 'Scientific
bases of a cup tincture'
(Springer - Verlag, berlin, 1989)

[11] HAN, J. S.: 'The nourochemical basis of
pain relief by acupuncture
vol. 2' (Hubci Sience and Technology
Press, 1998)

این مقاله یک مبدل جدید buck dc-dc سوئیچینگ
جریان-صفر ارائه کرده است. ساختار مدار نسبت به دیگر
مکانیسم های کنترل که به تعداد زیادی از اجزاء و بخش ها
نیاز دارد ساده تر و ارزان تر می باشد. هر دو سوئیچ اصلی و
کمکی با Zcs در طول مدت شارژ به کار انداخته می شود.
در نتیجه می توان از ساختار مدار مطرح شده برای کاهش
افت سوئیچینگ در سوئیچ های فعال استفاده کرد و یک
شارژر باتری با نیروی موثر بدست می آید. توپولوژی این
مبدل Zcs buck جدید پر بازده یک حق انتخاب را برای
طراحان شارژر باتری فراهم می کند تا انرژی قابل تجدید را
بطور موثر و پر بازده تبدیل کنند و می توان آنرا به آسانی به
شرایط دیگر سیستم ها تبدیل نیرو بسط داد. شارژر مطرح
شده عملکرد رضایت بخشی را با هزینه پایین تر بدست می
آورد که این بواسطه تعداد کوچک اجزاء و بخش ها می
باشد. بنابراین توپولوژی جدید Zcs buck یک راه حل با
ارزشی را برای کاربردهای آتی شارژر باتری فراهم می
کند.

مراجع:

[1] LTU, K. H, ORUGANTJ, R, and
LEE, F. C.: 'Resonant switches
topologies and characteristics', proceedings of
IEEE power
Electronics specialists conference, 1985, pp. 106-
116

[2] LIU, K. H, and LEE, F. C.: 'Zero voltage
switching techniques
in DC/DC convertors', IEEE
Trans, 1990, PE-53, pp. 293-30

[3] HUA, G, L, F, U, C, S and LEF, F. C.: 'Novel
zero-voltage transition
PWM convertor', 1992, pp. 55-61

[4] DUARTE, C. M. C, and BARGI, I.: 'Afamily
of ZVS-PWM