



طراحی و تحلیل مبدل DC-DC رزونانس سری-موازی فرکانس ثابت با کنترل مغناطیسی

مصطفی شمس الدین^۱، دکتر محمد حسین ارشادی^{۲*}، دکتر شاهرخ شجاعیان^۳

* نویسنده مسئول: ershadi@iaukhsh.ac.ir

واژه‌های کلیدی

فرکانس سوئیچ زنی، مبدل DC-DC، مبدل
تشدید، اندوکتانس متغییر، کنترل مغناطیسی

چکیده

مبدل‌های DC-DC امروزه کاربرد وسیعی یافته اند به منظور کاهش تلفات کلیدزنی در مبدل‌های DC-DC استفاده از مبدل‌های رزونانسی (تشدید) به شدت مورد توجه محققین قرار گرفته است در این مبدل‌ها به منظور تنظیم ولتاژ معمولاً از پارامترهای فرکانس کلیدزنی استفاده می‌گردد با تغییر فرکانس کلیدزنی امپدانس المانهای راکتیو تانک رزونانسی را تغییر داده و ولتاژ خروجی تغییر میکند در برخی کاربردها بسته به نسبت ولتاژ ورودی به خروجی و توان خروجی مورد نیاز لازم است فرکانس کلید زنی بسیار بالا انتخاب گردد که این امر طراحی و ساخت فیلتر EMI مدار را بسیار سخت میکند.

به منظور اجتناب از متغییر بودن فرکانس کلید زنی در مبدل‌های DC-DC رزونانسی روش‌های مختلفی پیشنهاد شده است یکی از این روش‌ها استفاده از اینورتر پل با شیفت زمانی می باشد این روش معمولاً ساختار مدار را سخت کرده و نیاز به سوئیچ و مدارات اضافی زیادی می باشد که هزینه مدار را بسیار زیاد افزایش میدهد. روش دیگر استفاده از ساختار دو طبقه میباشد که مهمترین عیب این روش هزینه بالا و کاهش راندمان است در این مقاله از روش کنترل مغناطیسی برای کنترل ولتاژ خروجی مبدل DC-DC رزونانسی سری-موازی استفاده میشود که در آن با کنترل اندوکتانس تانک رزونانسی می توان ولتاژ خروجی را تحت فرکانس کلید زنی ثابت کنترل نمود

۱- دانشجوی ارشد، دانشکده فنی، دانشگاه آزاد واحد خمینی شهر

۲- استادیار، دانشکده فنی، دانشگاه آزاد واحد خمینی شهر

۳- استادیار، دانشکده فنی، دانشگاه آزاد واحد خمینی شهر

۱. مقدمه

مبدل‌های dc-dc در سیستم‌های زیادی از جمله: ارتباط از راه دور، شارژرهای باتری، سلول‌های سوختی، وسایل الکترونیکی و... کاربرد دارند [۱-۱۶].

مبدل‌های رزونانسی dc-dc به عنوان ابزاری برای کاهش تلفات سوئیچ زنی و بالا بردن فرکانس سوئیچ کلید زنی برای دست یابی به یک مشخصه خوب که یکی از کاربردهای وسایل بزرگ امروزی است معرفی شده‌اند. انواع مد‌های عمل کرد ان عبارت‌اند از: (۱) کلید زنی ولتاژ صفر (ZVS) که در طول روشن بودن پروسه تلفات وجود ندارد اما در هنگام خاموش بودن وجود دارد (۲) کلید زنی جریان صفر (ZCS) در این مد تلفات در زمان خاموشی ناچیز ولی در زمان روشن بودن ان نمایش داده میشود [۱۷].

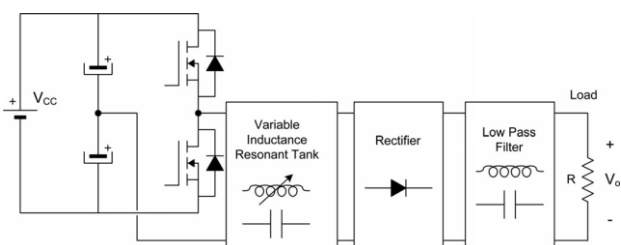
معمولاً در مبدل تشدید از فرکانس کلید زنی به عنوان پارامتری برای کنترل ولتاژ خروجی استفاده میشود تغییر عمل کرد فرکانس باعث تغییر امپدانس المانهای راکتیو استفاده شده در تانک رزونانسی که باعث بهبود ولتاژ خروجی میشود که در برخی از موارد وابسته به نسبت ولتاژ ورودی و خروجی به کار گرفته شده است توسط تانک رزونانسی فرکانس گردش را میتوان بالا برد که این باعث پیچیدگی طراحی و ساخت فیلتر EMI برای جلوگیری از تداخل امواج الکترومغناطیسی با دیگر تجهیزات استفاده میشود که امروزه به دلیل نصب وسایل الکترونیکی زیاد در یک محل خاص نیاز اساسی است علاوه بر این فیلتر EMI نیاز به فرکانس پایین برای عمل کنندگی دارد که در تعدادی از موارد با حداکثر قدرت همزمانی توسط مبدل به کار گرفته میشود [۱۸].

در این مقاله، یک روش مناسب برای اجرای مبدل رزونانسی dc-dc تک مرحله ای دو سوئیچ و فرکانس ثابت ارائه شده است که این روش بر اساس سلف متغیر و پارامترهای کنترلی اضافه کار میکند که این سلف متغیر همان اندوکتانس مبدل تشدید است سلفهای متغیر در کاربردهای توانی در سالهای اخیر کاربرد زیادی داشته‌اند ارائه ابزاری برای تغییر اندوکتانس که در تانک رزونانسی وجود دارد با

استفاده از یک جریان گردش dc اضافه کردن پیچشی در مدار کنترل میشود. در ادامه فصل دوم به آنالیز مبدل تشدید سری با کنترل مغناطیسی، آنالیز مبدل تشدید موازی با کنترل مغناطیسی، مبدل تشدید سری-موازی و با استفاده از کنترل مغناطیسی به تشریح کامل مبدل سری-موازی پرداخته شده است در فصل سوم با استفاده از شبیه ساز مطلب مبدل تشدید سری-موازی را پیاده سازی کرده و نتایج مربوطه را گزارش داده ایم و در فصل چهارم به نتیجه گیری پرداخته شده است.

۲. روش کنترل مغناطیسی در مبدل‌های dc-dc رزونانسی

دو تکنیک اصلی برای برای کلید زنی نرم به این شرح میباشد (۱) کلید زنی در جریان صفر (ZCS): در این روش با اضافه کردن مدارات تشدید به مبدل های مرسوم میتوان در لحظه ای که قرار است کلید قطع شود جریان کلید را به صفر رساند و سپس ان را قطع کرد با این تکنیک تقریباً میتوان تلفات کلید زنی را در هنگام قطع شدن صفر نمود (۲) کلید زنی در ولتاژ صفر (ZVS): در این روش با اضافه کردن مدارات تشدید ولتاژ سوئیچ را در هنگام وصل شدن به صفر رساند سپس سوئیچ را وصل نمود با این روش میتوان عمده تلفات را در هنگام وصل شدن حذف نمود. معمولاً در مبدلهایی که از روشهای بالا استفاده میگردد نصف سیکل تشدید اتفاق میافتد به همین دلیل به این مبدلها شبیه رزونانسی یا نیمه رزونانسی گویند



شکل (۱). مبدل تشدید فرکانس ثابت

در شکل (۱) بلوک دیاگرام مبدل ارائه شده است که ساختار اساسی مبدل dc-dc است که در این جا هدف استفاده از اندوکتانس متغیر در مدار تانک رزونانسی است اندوکتانس

مبدل رزونانسی سری را میتوان با مدار شکل (۳) مدل کرد منبع ولتاژ V_1 دارای موج مربعی است که توسط ترانزیستور نیم موج تولید میشود مقدار متوسط V_1 به صورت زیر است

$$V_1 = \frac{4V_{CC}/2}{\pi} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \quad (1)$$

بار با استفاده از مبدل به یکسو کننده وصل میشود فیلتر و بار را با استفاده از مقاومت موثر (R_{ES}) مدل کرد که توسط معادله زیر بدست میآیند

$$R_{ES} = \frac{8}{\pi^2} R \quad (2)$$

که آنجا R مقاومت معادل بار است

محاسبه جریان گذرا از تانک رزونانسی به صورت زیر است

$$I_{RES} = \frac{V_1}{R_{ES} + j\omega L - j\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)} = \frac{V_1}{\frac{8}{\pi^2} R + j\omega L - j\left(\frac{1}{\omega C_S}\right)} \quad (3)$$

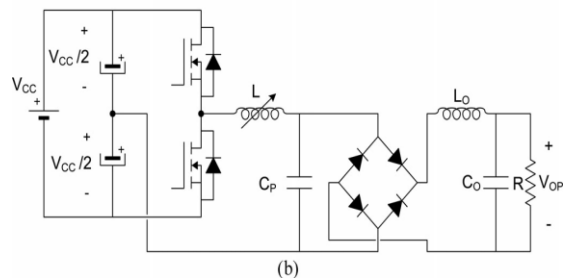
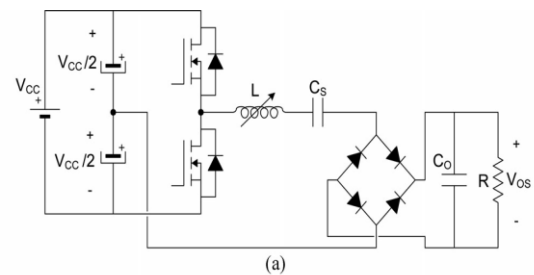
انجا ω فرکانس زاویه ای ولتاژ ورودی است این جریان توسط خازن خروجی C_O فیلتر شده است بنابراین ولتاژ خروجی از حاصل ضرب متوسط جریان خروجی در مقاومت بار بدست میآید

$$V_{OS} = 2 \frac{|I_{RES}|}{\pi} R = \left(\frac{2V_1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{8}{\pi^2}\right)^2 + \frac{1}{R^2}(\omega L - 1/\omega C_S)^2}} \right) R \quad (4)$$

با استفاده از معادله (۴) ولتاژ خروجی را بر حسب اندوکتانس رزونانس در مقاومت متغیر بار در شکل (۴) رسم کرده ایم که ویژگیهای ولتاژ خروجی را در مبدل تشدید سری با کنترل مغناطیسی نشان میدهد همان طور که میتوان در شکل (۴) دید در مبدل تشدید سری ممکن است به اندوکتانس گردش نیاز باشد که در این صورت مبدل باید در بارهای بسیار سبک یا بی باری کار کند و اندوکتانس مورد نیاز به حالت بینهایت هم ممکن است برسد که این عیب باعث محدود شدن استفاده از این مبدل در عمل شده است که نیاز به یک رنج گسترده ای از بار دارد

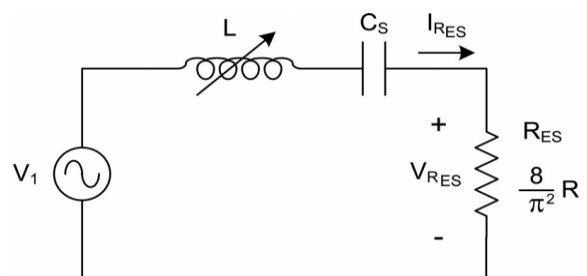
متغیر با استفاده از جریان dc که تغییرات اندوکتانس متغیر را با استفاده از بخشهای خاصی از هسته مغناطیسی در ناحیه نزدیک به اشباع کنترل میکند.

در شکل (۲) دو نمونه از اینورتر تشدید که در این مقاله کاربرد دارد را نشان میدهد که شکل (۲-الف) مبدل تشدید سری (SRC) را نشان میدهد که مربوط به یک تانک رزونانسی که در آن بار موثر (که شامل یکسو کننده خازن فیلتری و بار مقاومتی) به صورت سری به المانهای تشدید وصل می شوند شکل (۲-ب) مبدل تشدید موازی (PRC) را نمایش میدهد این مبدل با استفاده از یک رزونانس سری بین سلف و خازن ایجاد میشود که به آن به عنوان مبدل تشدید موازی اشاره میشود زیرا در این مورد بار موثر در تانک رزونانسی به صورت موازی به خازن رزونانس وصل است



شکل (۲). مبدل dc-dc با کنترل مغناطیسی الف) تانک رزونانسی سری ب) تانک رزونانسی موازی

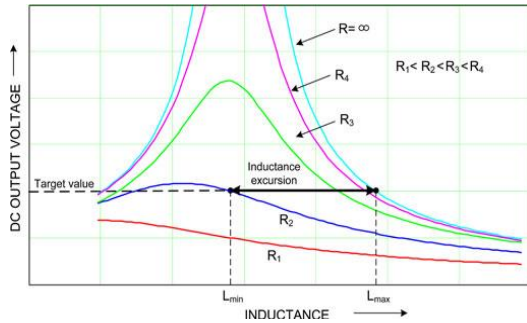
الف) تجزیه و تحلیل مبدل تشدید سری dc-dc با کنترل مغناطیسی:



شکل (۳). مدار معادل مبدل رزونانسی سری dc-dc

طراحی و تحلیل مبدل DC-DC رزونانس سری-موازی فرکانس ثابت با کنترل مغناطیسی

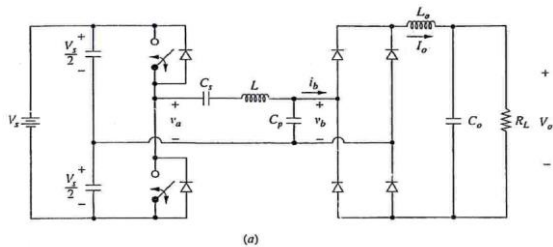
شکل (۶) ولتاژ خروجی مبدل تشدید موازی را بر حسب اندوکتانس نشان می‌دهد. می‌توان دید که مبدل می‌تواند به صورت تمام بار کار کند و با ننگه داشتن بار گردشی منطقی در اندوکتانس تانک تشدید ایجاد کند بنابراین این توپولوژی به دلیل عمل کرد در جاهایی که بار سبک نیاز است کاربرد دارد



شکل (۶). ویژگی ولتاژ خروجی در مبدل تشدید موازی dc-dc با کنترل مغناطیسی

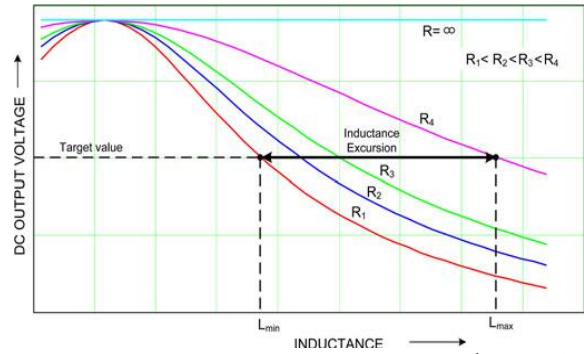
ج) مبدل تشدید سری-موازی dc-dc

مبدل تشدید سری-موازی نشان داده شده در شکل (۷) شامل دو خازن که یکی به صورت سری و دیگری به صورت موازی است



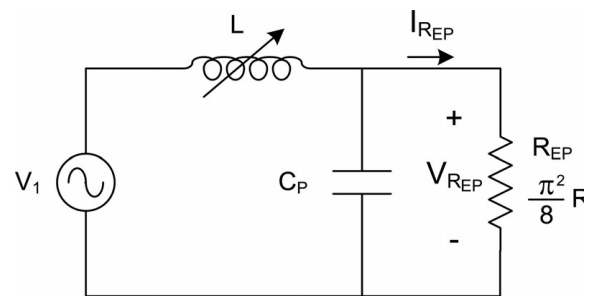
شکل (۷). مبدل تشدید سری-موازی dc-dc

سوئیچ یک موج مربعی با ولتاژ V_a تولید می‌کند و ولتاژ V_b ورودی یکسو کننده در فرکانس بنیادی برای موج مربعی ورودی کاملاً سینوسی است سلف خروجی L_o با فرض تولید جریان ریل باعث می‌شود که جریان ورودی با یکسو کننده به صورت مربعی شود رابطه بین ولتاژ ورودی و خروجی تقریباً شبیه به آنالیز مدار ac در فرکانس بنیادی برای موج مربعی است مدار معادل در شکل (۸) نشان داده شده است تجزیه و تحلیل فازی در شکل (۸) در زیر نمایش داده شده است:



شکل (۴). ویژگی ولتاژ خروجی در مبدل تشدید سری با کنترل مغناطیسی

ب) تجزیه و تحلیل مبدل تشدید موازی dc-dc با کنترل مغناطیسی:



شکل (۵). مدار معادل مبدل تشدید موازی dc-dc

شکل (۵) مدار معادل مبدل تشدید موازی را نشان می‌دهد بار موثر که شامل یکسو کننده، فیلتر و بار مقاومتی است که در رابطه نشان داده شده است

$$R_{ES} = \frac{\pi^2}{8} R \quad (5)$$

ولتاژ عبوری از مقاومت موثر را می‌توان به سادگی از رابطه زیر حساب کرد

$$V_{REP} = V_1 \frac{-(jR_{EP} / \omega C_p)}{(L/C_p) + jR_{EP}(\omega L - (1/\omega C_p))} \quad (6)$$

که این ولتاژ فیلتر شده و یکسو شده است و ولتاژ خروجی مبدل بار متوسط ولتاژ یکسو شده است که به صورت زیر است

$$V_o = \frac{2\|V_{REP}\|}{\pi} = \frac{2V_1}{\pi} \frac{(R_{EP} / \omega C_p)}{\sqrt{(L/C_p)^2 + R_{EP}^2(\omega L - (1/\omega C_p))^2}} \quad (7)$$

با جایگذاری معادله (۵) در معادله (۷) ولتاژ خروجی به صورت زیر بدست می‌آید

$$V_o = \frac{2V_1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{((8/\pi^2)R)\omega L)^2 + (1 - \omega^2 LC_p)^2}} \quad (8)$$

(۹) رسم شده است

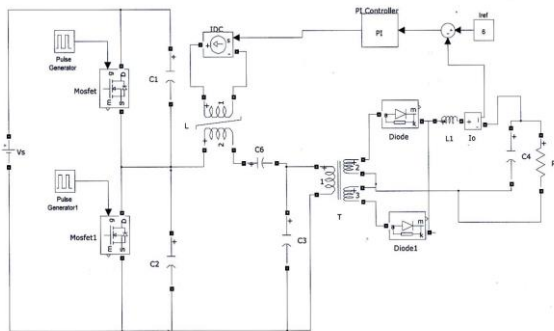
$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_l} \quad (15)$$

انجا:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_S}} \quad (16)$$

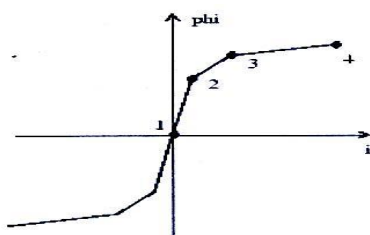
(د) مکانیزم کنترل مغناطیسی

شکل (۱۰) بلوک دیاگرام مکانیزم کنترل مغناطیسی را نشان می‌دهد که در آن سلف متغیر از طریق کنترل جریان dc یک ترانس ایجاد میشود. در این روش خطاهای حاصل از جریان مرجع و جریان اندازه گیری شده بار با عبور از کنترل کننده PI به صورت منبع جریان به سیم پیچ ثانویه یک ترانس اعمال میشود و تغییرات جریان باعث تغییر اندوکتانس مغناطیس کنندگی ترانس خواهد شد



شکل (۱۰). دیاگرام بسته مبدل تشدید سری-موازی با کنترل مغناطیسی

به منظور ایجاد سلف متغیر میتوان از منحنی شار-جریان ترانس مطابق شکل زیر استفاده کرد



شکل (۱۱). منحنی شار-جریان ترانس

$$\frac{V_{b1}}{V_{a1}} = \left| \frac{1}{1 + (X_{C_S}/X_{C_P}) - (X_L/X_{C_P}) + j(X_L/R_E - X_{C_S}/R_E)} \right| \quad (10)$$

انجا R_E مانند مبدل تشدید موازی برابر است با:

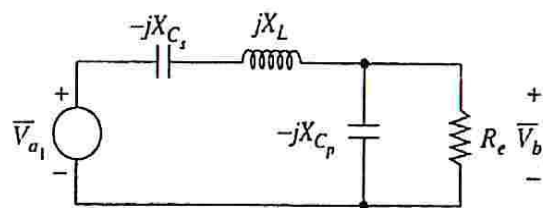
$$R_E = \frac{\pi^2}{8} R_L \quad (11)$$

راکتانس کلیدزنی به صورت زیر است

$$X_{C_S} = \frac{1}{\omega_S C_S} \quad (12)$$

$$X_{C_P} = \frac{1}{\omega_S C_P}$$

$$X_L = \omega_S L$$



(b)

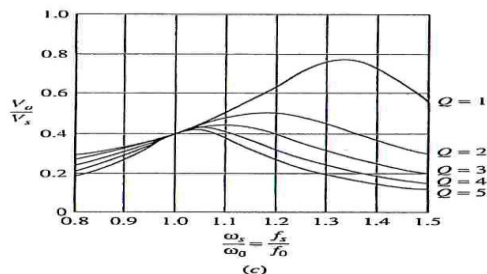
شکل (۸). مدار معادل فازوری مبدل تشدید سری-موازی dc-dc

همچنین دامنه ی فرکانس بنیادی در شکل هستند با استفاده از رابطه ی (۱۱) و (۱۲) رابطه ورودی و خروجی به صورت زیر است:

$$\frac{V_s}{V_2} = \frac{4}{\pi^2} \left| \frac{1}{1 + (X_{C_S}/X_{C_P}) - (X_L/X_{C_P}) + j(X_L/R_E - X_{C_S}/R_E)} \right| \quad (13)$$

باز نویسی معادله با جایگذاری ترم ω_S :

$$\frac{V_s}{V_2} = \frac{4}{\pi^2 \sqrt{\left(1 + \frac{C_P}{C_S} - \omega_S^2 L C_P\right)^2 + \left(\frac{\omega_S L}{R_E} - \frac{1}{\omega_S R_E C_S}\right)^2}} \quad (14)$$

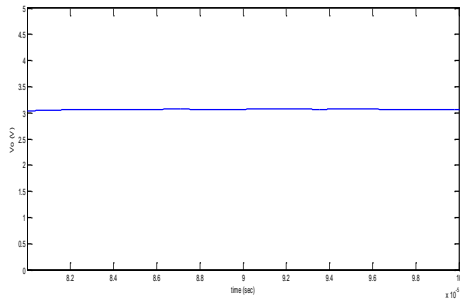


شکل (۹). پاسخ فرکانسی ولتاژ مبدل تشدید سری-موازی dc-dc

معادله ی (۱۴) برای $C_P = C_S$ بر حسب پارامتر Q در شکل

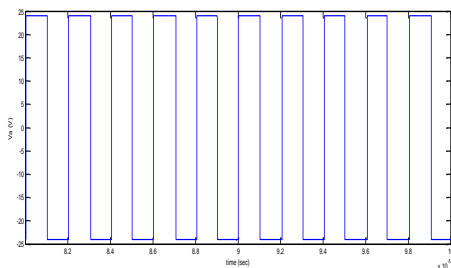
طراحی و تحلیل مبدل DC-DC رزونانس سری-موازی فرکانس ثابت با کنترل مغناطیسی

همان طور که شکل فوق نشان می‌دهد جریان خروجی مبدل توانسته است مقدار مرجع را دنبال نماید در این حالت شکل موج ولتاژ خروجی بصورت زیر می باشد



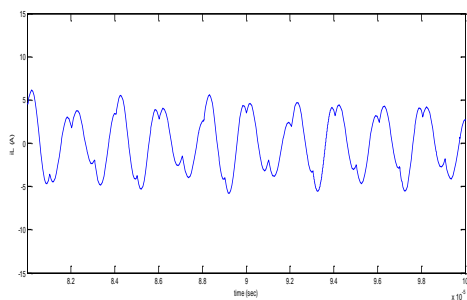
شکل (۱۴). ولتاژ خروجی به ازای جریان مرجع ۶ آمپری

همان طور که مشاهده می شود ولتاژ خروجی با توجه به جریان ۶ آمپری و بار ۰/۵ اهمی مقدار ۳ ولتی پیدا کرده است در این حالت شکل موج ولتاژ خروجی اینورتر که به مدار تشدید اعمال شده است به صورت زیر است:



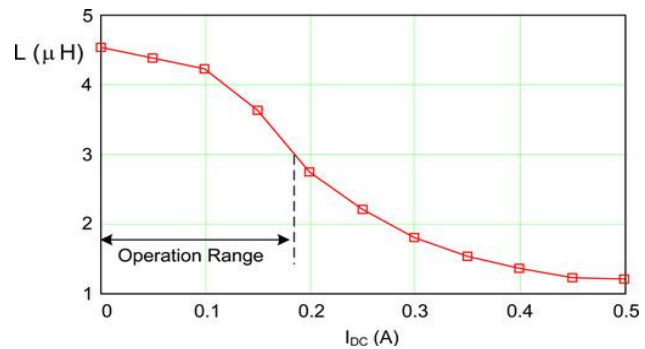
شکل (۱۵). ولتاژ خروجی اینورتر به ازای جریان مرجع ۶ آمپری

همان طور که مشاهده میشود شکل موج ولتاژ خروجی اینورتر به صورت مربعی با دامنه ۲۴ ولت می باشد که چون از اینورتر نیم پل استفاده شده است دامنه آن نصف ولتاژ منبع می باشد. فرکانس این ولتاژ برابر با فرکانس کلیدزنی اینورتر یعنی ۵۰۰ کیلوهرتز می باشد شکل موج جریان سلف در مدار تشدید بصورت زیر میباشد:



شکل (۱۶). جریان سلف تشدید به ازای جریان مرجع ۶ آمپری

شکل (۱۲) تغییرات اندوکتانس را بر حسب جریان dc ترانس نشان می‌دهد



شکل (۱۲). اندوکتانس به عنوان تابعی از جریان dc ترانس

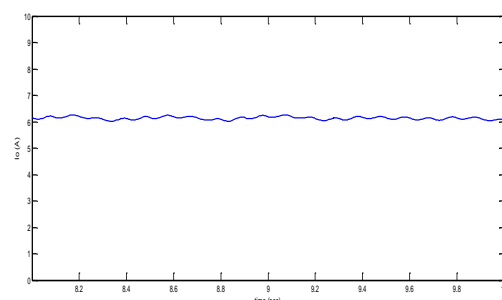
۳ نتایج شبیه سازی

پارامترهای مبدل تشدید سری-موازی مورد نظر به شرح زیر می باشد:

$V_s=48$ (V)	ولتاژ ورودی
$f=500$ (KHz)	فرکانس کلیدزنی
$C_1=C_2=2$ (nF)	خازن پیوند سوئیچ ها
$C_3=C_4=47$ (nF)	خازن مدار تشدید
$L_f=10$ (uH)	سلف فیلتر خروجی
$C_f=6.8$ (uF)	خازن فیلتر خروجی
$R=0.5$ (ohm)	مقاومت بار
$N_1/N_2=100/23$	نسبت تبدیل ترانس

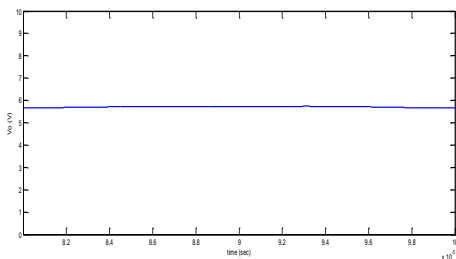
الف) نتایج شبیه سازی به ازای $I_{ref}=6$ (A)

در این حالت مبدل تشدید با جریان مرجع ۶ آمپری مورد شبه شبیه سازی قرار گرفته است که شکل موج جریان خروجی مبدل (جریان سلف فیلتر خروجی) بصورت زیر می باشد:

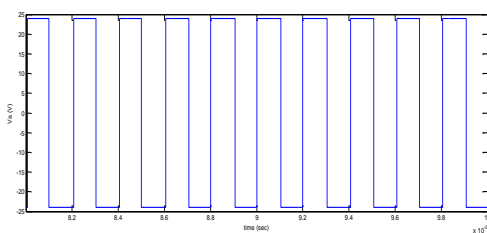


شکل (۱۳). جریان خروجی به ازای جریان مرجع ۶ آمپری

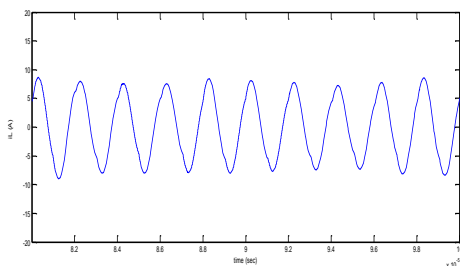
همان طور که شکل فوق نشان می‌دهد جریان خروجی مبدل توانسته است مقدار مرجع را دنبال نماید در این حالت شکل موج ولتاژ خروجی بصورت زیر می باشد:



شکل (۲۰). ولتاژ خروجی اینورتر به ازای جریان مرجع ۱۱ آمپری همان طور که مشاهده می شود ولتاژ خروجی با توجه به جریان ۶ آمپری و بار ۱۰/۵ اهمی مقدار ۵/۵ ولتی پیدا کرده است در این حالت شکل موج ولتاژ خروجی اینورتر که به مدار تشدید اعمال شده است به صورت زیر است:

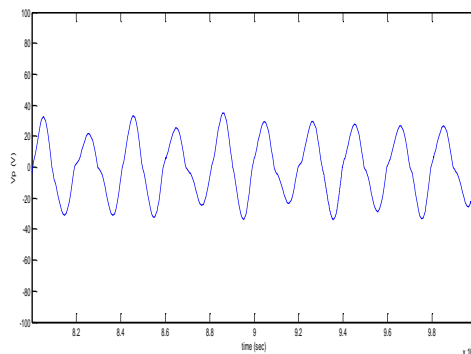


شکل (۲۱). ولتاژ خروجی اینورتر به ازای جریان مرجع ۱۱ آمپری همان طور که مشاهده میشود شکل موج ولتاژ خروجی اینورتر به صورت مربعی با دامنه ۲۴ ولت می باشد که چون از اینورتر نیم پل استفاده شده است دامنه آن نصف ولتاژ منبع می باشد. فرکانس این ولتاژ برابر با فرکانس کلیدزنی اینورتر یعنی ۵۰۰ کیلوهرتز می باشد شکل موج جریان سلف در مدار تشدید بصورت زیر میباشد:

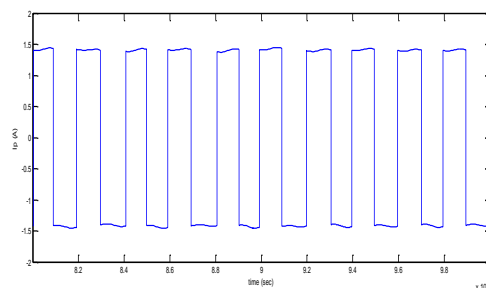


شکل (۲۲). جریان سلف تشدید به ازای جریان مرجع ۱۱ آمپری

همان طور که مشاهده میشود جریان سلف مدار تشدید تقریباً سینوسی می باشد. در این حالت ولتاژ اولیه ترانس بصورت زیر می باشد:

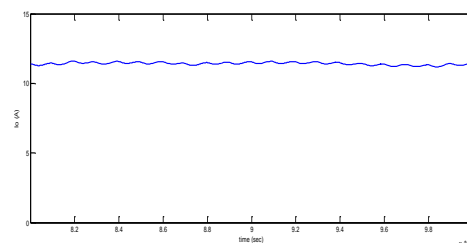


شکل (۱۷). ولتاژ اولیه ترانس به ازای جریان مرجع ۶ آمپری همان طور که مشاهده میشود ولتاژ اولیه ترانس فرم شبه سینوسی دارد. در این حالت جریان سیم پیچ اولیه ترانس مطابق شکل زیر می باشد:



شکل (۱۸). جریان اولیه ترانس به ازای جریان مرجع ۶ آمپری همان طور که مشاهده میشود جریان سیم پیچ اولیه ترانس فرم مربعی دارد و دامنه آن در واقع همان جریان بار است که به سمت اولیه ارجاع یافته است

(ب) نتایج شبیه سازی به ازای $I_{ref}=11(A)$ در این حالت مبدل تشدید با جریان مرجع ۱۱ آمپری مورد شبیه سازی قرار گرفته است که شکل موج جریان خروجی مبدل (جریان سلف فیلتر خروجی) بصورت زیر می باشد:



شکل (۱۹). جریان خروجی به ازای جریان مرجع ۱۱ آمپری

۵ مراجع

[1] s.dwari and L.PA ,AN efficient high-step-up interleaved DC-DC converter with a common active clamp,IEEE Trans.power Electron,2011

[2]- R.-L.-Lin, C.-C.Hsu ,and S.-K.Changchien,Intereavedfour-phase buckbased current source with center tapped energy-recovery scheme forelectrical discharge machining ,IEEE TRANS.POWER Electron,2011

[3]- Y.-C.Chuang,High-efficiency zcs buck converter for rechargeable batteries,IEEE Transe. Ind.Electron.2010

[4]-c.yoon,j.kim,and s.choi.,Multiphase DC-DC Converters using a boost-half-bridge cell for high-voltage and high-power applications,IEEE Trans.power Electron.,2011

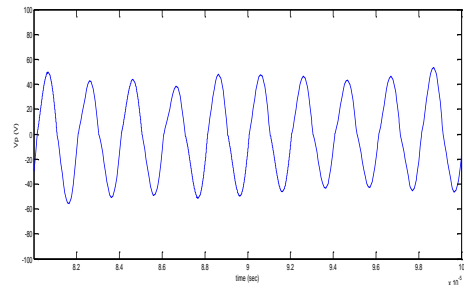
[5]-M.Nvmand and M.A.E.Andersen ,,High –efficiency isolate boost DC-DC converter fore high –power low voltage fuel ceel applications ,IEEE TRANS. IND Electron.,2010

[6]-P.Das,S.A.Mousaviand G.moschopoulos,,Analysis and design of a nonisolated bidirectional ZVS-PWMDC-DC converter with coupled inductore,,IEEE TRANS.Power Electron.,2010

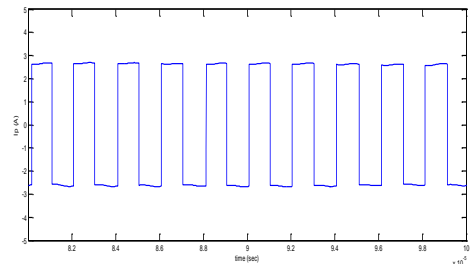
[7]-p.j.Grbovic,p.Delarue,p.Le moigne,and p.Bartholomeus,,Abidirectional thee-level DC-DC converter the ultracapacitor applications,,2010

[8]- M.B.camara,H.Gualous,F.Gustin,A.Brthho n,and.B.dakyo,,DC-DC converter design for supercapacitor and battery power management in hybrid vehicle applications-polynomial control strategy,,IEEE Trans IND Electron.,2010

همان طور که مشاهده میشود جریان سلف مدار تشدید تقریباً سینوسی می باشد. در این حالت ولتاژ اولیه ترانس بصورت زیر می باشد:



شکل (۲۳). جریان اولیه ترانس به ازای جریان مرجع ۱۱ آمپری همان طور که مشاهده میشود ولتاژ اولیه ترانس فرم شبه سینوسی دارد. در این حالت جریان سیم پیچ اولیه ترانس مطابق شکل زیر می باشد:



شکل (۲۴). جریان اولیه ترانس به ازای جریان مرجع ۱۱ آمپری همان طور که مشاهده میشود جریان سیم پیچ اولیه ترانس فرم مربعی دارد و دامنه آن در واقع همان جریان بار است که به سمت اولیه ارجاع یافته است

۴ نتیجه گیری

در این مقاله روش جدیدی برای کنترل مبدل dc-dc تشدید ارائه شده است روش کنترل پیشنهادی با استفاده از سلف متغییر در تانک تشدید می توان اندوکتانس را به عنوان پارامتری برای تنظیم ولتاژ خروجی مبدل استفاده کرد راه حل پیشنهادی این اجازه را میدهد که مبدل در فرکانس ثابت عمل کند و باعث کاهش اندازه فیلتر EMI می شود که در صورت استفاده از کنترل فرکانس متغییر اندازه این فیلتر بالا خواهد بود. که نتایج شبیه سازی صحت عمل کرد را نشان میدهند.

- and I.Millan,,Seriesresonant multiinverter formultiple induction heaters,,IEEE Trans.power Electron.,2010
- [14]-Y-C.Hsieh,H-L.Cheng,J-Y.Hong,and F.-J.Lin,,Single-stage high power factore half-bridge resonant technique for linear ultrasonic motor driving circuit,,IET Power Electron.,2010
- [15]-R-Beiranyand ,B.Rashidian,M.R.Zolghadri,and S.M.H.Alavi,,optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide –adjustable-range LLC resonant converter,,IEEE TRENDS.POWER Electron.2011
- [16]-N.Mohan,T.Undeland,and P.Robins,,power Electronics.converters applications and design,,.1989
- [17]-R.Lenk,practical Design of power supplies.Hoboken,2005
- [18]-p.k.Jain,,constant frequency resonant DC-DC converter,,US patent 5157593,,1992
- [9]-N.Kondrath and M.K.Kazimierczuk,,control current and relative stability of peak current-mode controlled pluse-width modulated dc-dc converters without slope compensation IET Power Electron,2010
- [10]-H.Kim,C.Yoon,and S.Choi,,A three-phase zero-voltage and zerocurrent switching DC-DC converter for fuel ceel applications,,IEEE Trans .power Electron. 2010
- [11]-M.Sippola and Sepponen,,DC/DC Converter technology for distributed telecom and microprocessor power systems –A literature review,, Helsinki Univ. Technol.Appl. Electron.lab.series ;Electronic Publications E3.2002
- [12]-M.M.Peretz and S.Ben-Yaakov,,Digital control of resonant converters Rasolution effecs limit cycles,,IEEE Trans.power Electron,2010
- [13]- o.lucial,J.M.Burdio,L.A.Barragan,J.Acero,