

یک روش جدید سنتز فرکانس پالس شکل موج بر پایه مدولاسیون فرکانس پالس با استفاده از مشخصه فرکانس - بهره IPT

محمدحسن عامری، علی یزدیان ورجانی و مصطفی محمدیان

می‌باشد که در این طرح توان از طریق یک مبدل تک‌فاز از باتری به شبکه منتقل می‌شود [۶]، [۸] و [۱۱].

به طور معمول برای تولید خروجی ac در IPT توان خروجی ثانویه پس از یکسوسدن در اختیار یک اینورتر قرار می‌گیرد [۱۰]. اتصال متوالی مبدل‌های الکترونیک قدرت برای تولید ولتاژ دلخواه در خروجی IPT که در شکل ۱ نیز نشان داده شده است سبب افزایش تلفات انتقال القایی توان می‌شود. این تلفات شامل تلفات هدایتی و تلفات کلیدزنی مبدل‌ها است. افزایش بازده و توان تحویلی به بار همواره یکی از چالش‌های استفاده از IPT می‌باشد.

بیشترین مطالعات صورت‌گرفته در زمینه افزایش بازده در IPT مربوط به طراحی بهینه ترانسفورماتور آن می‌باشد. مراجع [۱۲] تا [۱۵] نقش طراحی بهینه ترانسفورماتور در افزایش بازده سیستم را نشان می‌دهند. مورد دیگری که در افزایش راندمان انتقال القایی توان اثرگذار است توپولوژی مدار رزونانس و همچنین انتخاب فرکانس کاری بهینه بر اساس توپولوژی بهینه است. افزودن دو خازن سری به دو سمت ترانسفورماتور یکی از بهترین توپولوژی‌های رزونانسی برای مبدل IPT است. مهم‌ترین مزیت مدار رزونانس سری مستقل بودن ولتاژ سمت ثانویه از اندازه بار است [۱۳]. آزادی حرکت اولیه و ثانویه IPT نسبت به هم سبب تغییر اندازه اندوکتانس‌ها و در نتیجه فرکانس رزونانس مدار می‌شود. دورشدن فرکانس کاری مدار از فرکانس رزونانس سبب کاهش نرخ انتقال توان به بار در IPT می‌شود و بنابراین اندازه فرکانس کاری مبدل برای کاربردهایی مانند شارژر خودروهای الکتریکی که موقعیت ثانویه نسبت به اولیه متغیر است باید تنظیم شود [۴] و [۱۰].

مراجع [۱۶] بحث تولید ولتاژ ac به طور مستقیم از منبع ac با استفاده از یک سیکلوکانورتر تغییر شکل یافته را مطرح کرده است. مزیت این روش کاهش تعداد کلیدهای الکترونیک قدرت استفاده‌شده می‌باشد. لزوم ac بودن ولتاژ ورودی و فرایند کنترل پیچیده نیز از مهم‌ترین معایب این روش می‌باشد.

به علت آن که فرکانس کاری مبدل سمت اولیه IPT (مبدل B) در محدوده چند ده کیلوهرتز قرار دارد، در مطالعاتی که تا کنون انجام شده است از کلیدزنی فرکانس پایه در آن استفاده شده است. مرجع [۷] با هدف کاهش تلفات ترانسفورماتور IPT استفاده از کلیدزنی دوقطبی به جای یک قطبی را پیشنهاد کرده است. بر خلاف مبدل سمت اولیه در مبدل سمت ثانویه F از هر نوع روش کلیدزنی می‌توان استفاده کرد.

در این مقاله با بهره‌گیری از مشخصات بهره فرکانس IPT و مدولاسیون فرکانس پالس، روش PFSW^۲ برای تولید ولتاژ ac در خروجی بیان می‌شود که علاوه بر کاهش تلفات سبب افزایش طول عمر سیستم می‌شود.

چکیده: انتقال القایی توان یکی از تکنولوژی‌های برتر اخیر می‌باشد که به کمک آن می‌توان اتصالات الکتریکی را در هنگام انتقال انرژی الکتریکی حذف کرد. کاربردهای متنوعی از این تکنولوژی ارائه شده که یکی از آنها تغذیه بارهای ac در قالب V2G و موتورهای تک‌فاز است. برای تغذیه بارهای ac، توان خروجی مبدل القایی توان پس از یکسوسدن در اختیار یک اینورتر قرار می‌گیرد. تبدیل متوالی dc/ac/dc در فرایند انتقال القایی توان سبب کاهش بازده IPT می‌شود که بخشی از این کاهش بازده ناشی از تلفات کلیدزنی در IPT می‌باشد. برای ساخت شکل موج ولتاژ ac دلخواه با THD قابل قبول از یک منبع ولتاژ dc، فرکانس کلیدزنی می‌بایست چندین برابر فرکانس موج مرجع باشد. در این مقاله بر اساس مشخصه بهره- فرکانس IPT، روش جدید سنتز شکل موج PFSW بر پایه مدولاسیون فرکانس پالس ارائه می‌شود. روش PFSW تلفات کلیدزنی اینورتر سمت ثانویه را قابل صرف نظر کردن می‌کند. همچنین نشان داده می‌شود که روش PFSW علاوه بر کاهش تلفات کلیدزنی، سبب کاهش مجموع توان المان کلیدزنی (TSDP) برای مبدل‌های سمت ثانویه IPT و افزایش طول عمر مبدل‌های به کار رفته می‌شود. در این مقاله صحت ادعای بیان‌شده از طریق روابط ریاضی و بررسی نتایج نمونه آزمایشگاهی اثبات می‌شود.

کلیدواژه: انتقال القایی توان، مدولاسیون فرکانس پالس، مبدل تک‌فاز، مدار رزونانس.

۱- مقدمه

انتقال القایی توان^۱ (IPT) می‌تواند توان را بدون تماس الکتریکی از منبع به بار منتقل کند. این نوع انتقال توان مزایایی مانند مقاومت در برابر کوبیدگی، آلودگی، رطوبت و سایر مواد شیمیایی دارد [۱] و همین امر سبب شده است در چند سال اخیر تعداد زیادی کاربرد برای این روش انتقال بیان شود [۲] تا [۷].

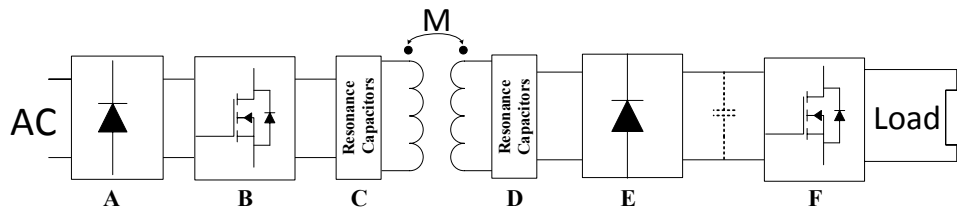
کاربردهای انتقال القایی توان را می‌توان از حیث توان به دو گروه توان بالا مانند شارژر خودروهای الکتریکی و گروه توان پایین شامل کاربرد در تجهیزاتمانند شارژر تلفن همراه تقسیم‌بندی کرد [۸] و [۹]. مستقل از میزان توان انتقالی، ولتاژ خروجی نهایی IPT می‌تواند ac یا dc باشد [۶] و [۸] تا [۱۱]. یکی از مهم‌ترین کاربردهایی که برای IPT با خروجی ac بیان می‌شود انتقال توان از خودروهای الکتریکی به شبکه (V2G)

این مقاله در تاریخ ۲۵ مهر ماه ۱۳۹۳ دریافت و در تاریخ ۱۵ تیر ماه ۱۳۹۴ بازنگری شد.

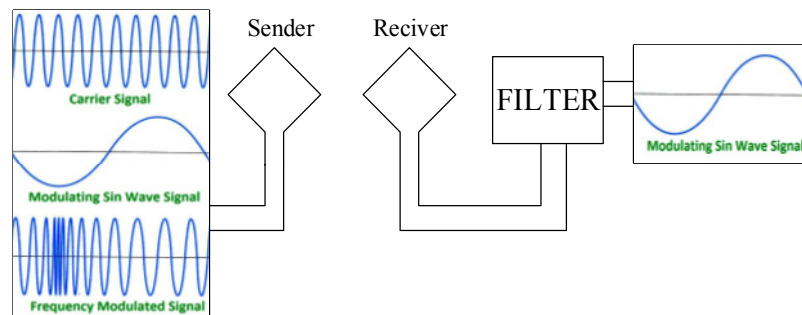
محمدحسن عامری، دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس، تهران، (email: m.ameri@modares.ac.ir)

علی یزدیان ورجانی، دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس، تهران، (email: yazdian@modares.ac.ir)

مصطفی محمدیان، دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس، تهران، (email: mohamadian@modare.ac.ir)



شکل ۱: بلوک دیاگرام انتقال القایی توان.



شکل ۲: اصول عملکرد مدولاسیون فرکانس.

مهم‌ترین عیب این روش است. روش کلیدزنی PAM در سال ۲۰۱۰ ارائه شد. در مدولاسیون دامنه (PAM) انتقال اطلاعات شکل موج مرجع از طریق تغییر در دامنه پالس‌های شکل موج حامل به خروجی مبدل منتقل می‌شود. به بیان ساده‌تر مدولاسیون PAM عبارت است از تغییر دامنه ولتاژ یا جریان dc مبدل بر اساس شکل موج مرجع. مهم‌ترین مزیت این روش نسبت به PWM کاهش تلفات کلیدزنی است. هرچند به علت نیاز به یک مبدل ثانویه برای کنترل دامنه ولتاژ این روش تنها در مبدل‌های پشت به پشت توجیه اقتصادی دارد [۱۸].

تا امروز از مدولاسیون فرکانس (FM) برای تولید ولتاژ در مبدل‌های الکترونیک قدرت استفاده نشده است زیرا لازمه استفاده از FM به عنوان یک روش مدولاسیون در کلیدزنی، وجود مبدل توانی به عنوان دمودلاتور است که بتواند شکل موج مرجع را در خروجی بازسازی کند. برای روشن‌تر شدن موضوع اساس عملکرد FM در ادامه آورده می‌شود.

در مدولاسیون FM شکل موج مرجع در قالب تغییرات فرکانس موج مرجع مدوله می‌شود و این تغییرات فرکانس در قالب شکل ۲ نشان داده شده است. در سمت گیرنده با استفاده از یک فیلتر شکل مرجع از موج حامل جدا می‌شود.

تغییرات بهره- فرکانس مبدل IPT با جبران‌ساز سری- سری در شکل ۳ نشان داده شده است. در بازه‌ای مشخص با افزایش یا کاهش فرکانس ولتاژ اولیه، ولتاژ سمت ثانویه به طور نسبتاً خطی به ترتیب کاهش یا افزایش می‌یابد و به بیان دیگر شیب نمودار ولتاژ در بازه تعیین‌شده تغییر علامت نمی‌دهد.

تغییرات ولتاژ سمت ثانویه بر اساس فرکانس ولتاژ اولیه این ایده را در ذهن تداعی می‌کند که می‌توان از مدولاسیون FM در مبدل سمت اولیه، و مشخصه بهره- فرکانس IPT برای سنتز شکل موج دلخواه (شکل موج سینوسی) در سمت ثانویه بهره جست. لذا با پیروی تغییرات فرکانس مبدل IPT از الگوی FM می‌توان در خروجی IPT یک ولتاژ مدوله‌شده داشت.

۲-۳ اصول عملکرد روش سنتز شکل موج PFSW

هدف از به کارگیری روش PFSW در مبدل‌های انتقال القایی توان، تولید ولتاژی با پوش سینوسی در سمت ثانویه ترانسفورماتور IPT همانند

در بخش ۲ روش PFSW معرفی و اصول عملکردی آن بیان می‌شود. در بخش ۳ با تحلیلی عملکرد PFSW در قالب مدل شبیه‌سازی شده روش پیشنهادی بهینه‌سازی می‌شود. بخش ۴ به بیان مزایای روش PFSM به صورت کمی اختصاص دارد و در نهایت در بخش ۵ نتایج آزمایشگاهی برای صحت‌گذاری بر عملکرد PFSM ارائه می‌گردد.

۲- سنتز شکل موج AC خروجی بر پایه PFSW

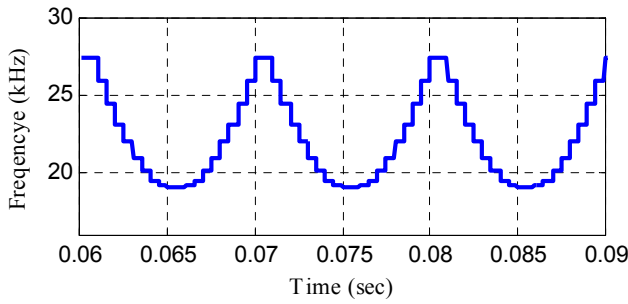
۲-۱ اصول عملکردی IPT

ساختار انتقال القایی توان در شکل ۱ نشان داده شده است. اصلی‌ترین جزء یک انتقال‌دهنده القایی توان ترانسفورماتور آن می‌باشد. ترانسفورماتور IPT معمولاً از نوع هسته هوایی با اندوکتانس نشستی زیاد و مغناطیس‌کنندگی کم است. جبران اثرات اندوکتانس‌های نشستی اولیه و ثانویه با افزودن خازن‌هایی به صورت سری یا موازی به دو سمت مدار (بلوک‌های C و D شکل ۱) ممکن می‌شود [۱۰]. برای جلوگیری از حجیم‌شدن ترانسفورماتور IPT به علت محدودبودن چگالی انرژی آن، فرکانس کاری مبدل سمت اولیه IPT (مبدل B) در محدوده چند ده کیلوهرتز تا چندین مگاهرتز انتخاب می‌شود [۱]، [۱۰] و [۱۶].

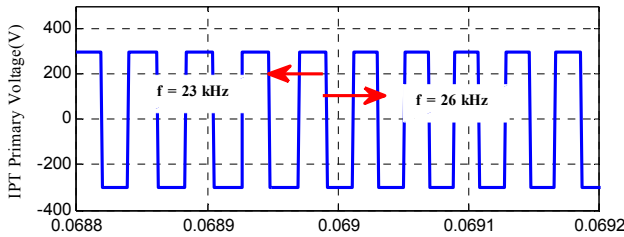
در سمت ثانویه IPT بعد از یکسوکردن ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور IPT توسط یکسوساز (E) نشان داده شده در شکل ۱، بر اساس مشخصات بار، ولتاژ مناسب ac یا dc در خروجی با استفاده از یک مبدل الکترونیک قدرت (F) تأمین می‌شود.

۲-۲ مدولاسیون فرکانس پالس

مدولاسیون فرایندی است که یکی از سه مشخصه دامنه، فاز یا فرکانس یک شکل موج متناوب فرکانس بالا تغییر می‌کند تا اطلاعاتی از سمت گیرنده به فرستنده منتقل شود [۱۷]. تا کنون در مبدل‌های الکترونیک قدرت از کنترل فاز (PWM) و کنترل دامنه (PAM) بسیار استفاده شده است [۱۸] و [۱۹]. در مدولاسیون عرض پالس (PWM) اطلاعات شکل موج مرجع از طریق تغییر عرض پالس‌های حامل به خروجی مبدل منتقل می‌شود [۱۹]. پیاده‌سازی ساده، THD مناسب شکل موج خروجی مهم‌ترین مزیت‌های این روش و فرکانس کلیدزنی زیاد



شکل ۶: الگوی فرکانس روش PFSW.



شکل ۷: ولتاژ سمت اولیه.

جدول ۱: مشخصات کلی مدل شبیه‌سازی شده.

| | |
|--------|------------------------------------|
| ۷۰۱ uH | اندوکتانس نشستی اولیه و ثانویه |
| ۷۸۰ uH | اندوکتانس مغناطیس کننده |
| ۱۰۰ nF | خازن رزونانس سری در اولیه و ثانویه |
| ۶۰ Ω | بار (مقاومتی) |
| ۳۰۸ V | دامنه ولتاژ ورودی |

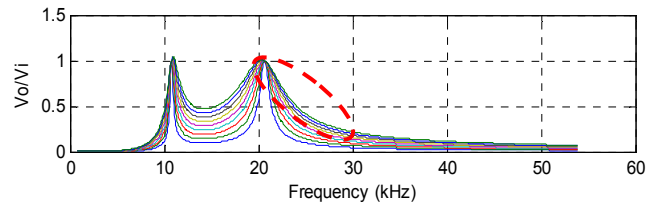
۳- تحلیل و بررسی PFSW

در این بخش تأثیر پیاده‌سازی روش PFSW با بهره‌گیری از شبیه‌سازی یک مبدل انتقال القایی توان تغذیه‌کننده بار ac بررسی می‌شود. مشخصات کلی مبدل استفاده‌شده در این شبیه‌سازی در جدول ۱ نشان داده شده است. اندازه پارامترهای این جدول از مدل آزمایشگاهی استفاده‌شده در بخش ۵ که نمودار ولتاژ-فرکانسی آن پیشتر در شکل ۳ نشان داده شده، استخراج گردیده است.

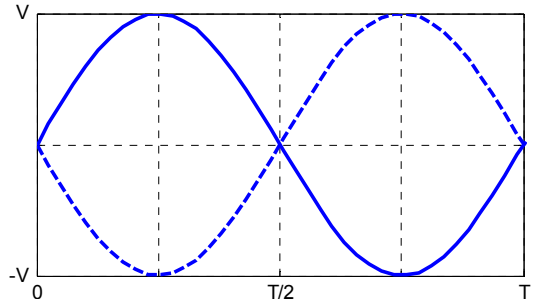
۳-۱ شبیه‌سازی PFSW

اساس روش کلیدزنی PFSW تغییر در فرکانس کلیدزنی است. برای جلوگیری از تداخل تأثیرات سایر روش‌های کلیدزنی ذکر شده شکل موج مدولاسیون کلیدزنی موج مربعی با دوره کار ۵۰ درصد فرض می‌شود. اگر فرکانس کلیدزنی اولیه مبدل (B) از الگوی شکل ۶ پیروی کند آن گاه ولتاژ سمت اولیه و ثانویه IPT به ترتیب صورت شکل ۷ و شکل ۸ نمایان می‌شود. برشی از نمودار ولتاژ ثانویه در شکل ۸، تغییر دامنه ولتاژ ثانویه به تبعیت از تغییر فرکانس را به خوبی نشان می‌دهد. عبور این شکل موج از یکسوساز (E) شکل ۹، باعث به وجود آمدن نیم‌موج‌هایی همانند شکل ۹ می‌شود که فرکانس این نیم‌موج‌ها در شکل ۹، ۱۰۰ هرتز است.

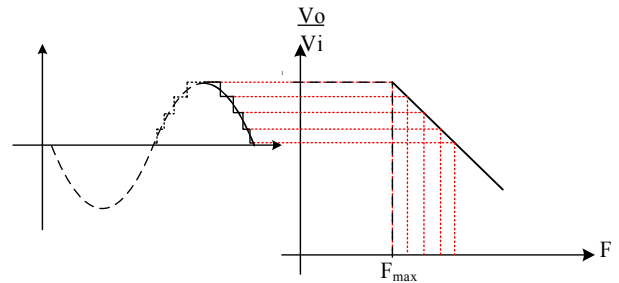
آخرین قدم در کامل کردن این چرخه، تولید ولتاژ ac در خروجی با استفاده از ولتاژ پوش سینوسی سمت ثانویه است. با استفاده از یک مبدل تمام‌پل یا نیم‌پل با فرکانس کلیدزنی پایه می‌توان خروجی سینوسی در سمت بار داشت. شکل ۱۰ ولتاژ بار به ازای یک مبدل تمام پل را نشان می‌دهد که این شکل موج بدون هیچ گونه فیلتری در سمت بار می‌باشد. همان گونه که در شکل ۱۱ نشان داده شده است THD ولتاژ خروجی در



شکل ۳: نمودار تغییرات فرکانس-ولتاژ مبدل IPT با خازن سری.



شکل ۴: پوش مورد نظر برای ولتاژ خروجی.



شکل ۵: نحوه تعیین فرکانس در روش PFM پیشنهادی.

شکل ۴ است. با توجه به تقارنی که در پوش ولتاژ ثانویه دیده می‌شود فرکانس متناظر با دامنه، ولتاژ مرجع برای یک‌چهارم دوره تناوب را تعیین می‌کند و سپس برای ربع دوم سیکل این مدولاسیون قرینه می‌شود. نمودار نسبت ولتاژ خروجی به ورودی بر حسب فرکانس در بازه مشخص‌شده در شکل ۳ را می‌توان به صورت یک خط با شیب ثابت همانند شکل ۵ تقریب زد. رابطه (۱) معادله این خط را نشان می‌دهد

$$\frac{V_o}{V_i} = H(f) \quad (1)$$

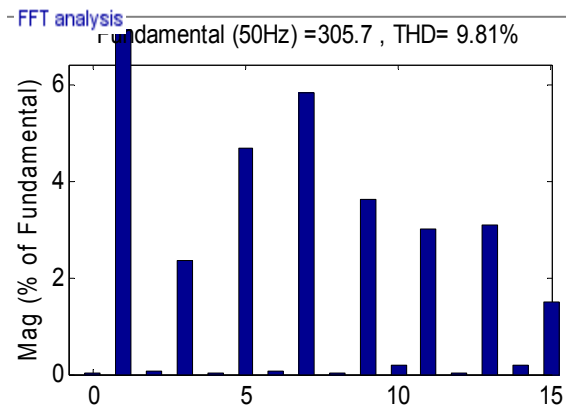
$$f = f_{max} + \frac{f_r - f_{max}}{H(f_r) - H(f_{max})} (H - H(f_{max}))$$

که در آن f_{max} فرکانس بیشینه قله و f_r فرکانس یک نقطه کار در سمت راست قله نمودار V_o/V_i است. برای محاسبه فرکانس مدولاسیون از دامنه ولتاژ مورد نظر کافی است در (۱) به جای H دامنه سطح مورد نظر از شکل موج مرجع قرار داده شود. معادله نهایی مدولاسیون کلیدزنی روش PFSW در (۲) آورده شده است

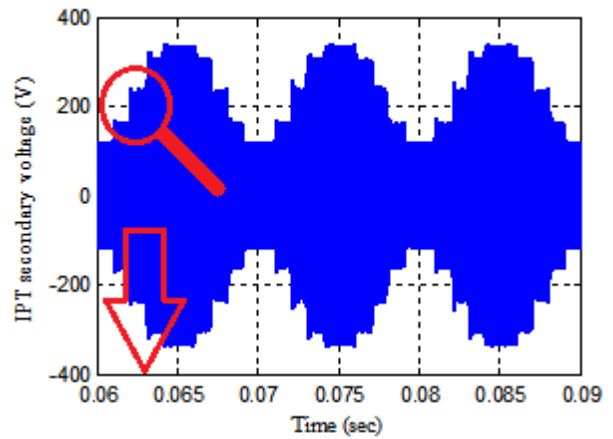
$$V_{ref}(t) = A \sin(\omega t) \quad (2)$$

$$f_i = f_{max} + \frac{f_r - f_{max}}{H(f_r) - H(f_{max})} (A \sin(\omega t) - H(f_{max}))$$

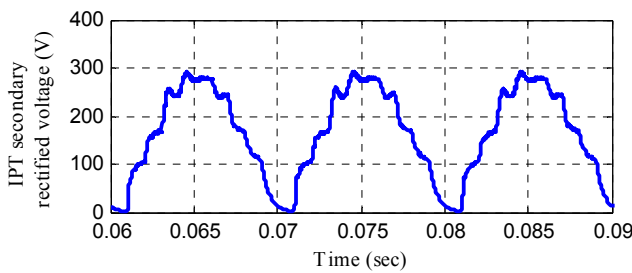
شکل ۵ نحوه محاسبه فرکانس در پنج سطح ربع اول موج مرجع را نشان می‌دهد. برای مستقل بودن دامنه ولتاژ سمت ثانویه، فرکانس ولتاژ اولیه در قله شکل موج سینوسی برابر فرکانس بیشینه توان (MIPTCF) [۴] قرار داده شده و همچنین در شکل ۵ شکل موج مورد انتظار در سمت ثانویه رسم شده است.



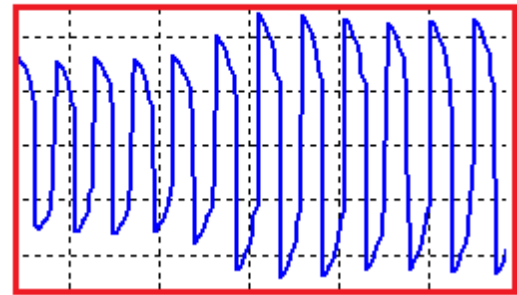
شکل ۱۱: THD و ولتاژ خروجی.



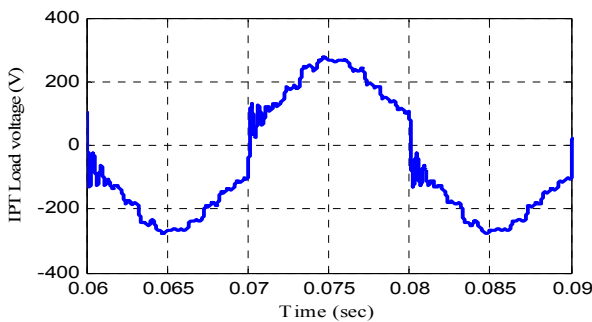
شکل ۸: ولتاژ سمت ثانویه.



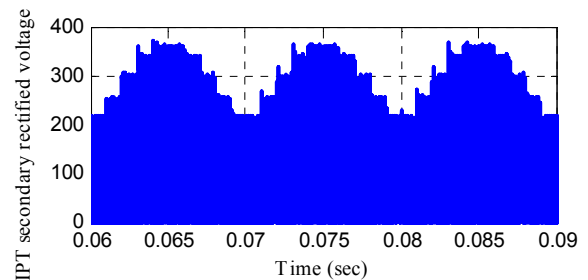
شکل ۱۲: ولتاژ یکسو شده سمت ثانویه در حضور خازن یکسوساز.



شکل ۸: ولتاژ سمت ثانویه.



شکل ۱۳: ولتاژ بار با در نظر گرفتن خازن باس dc.

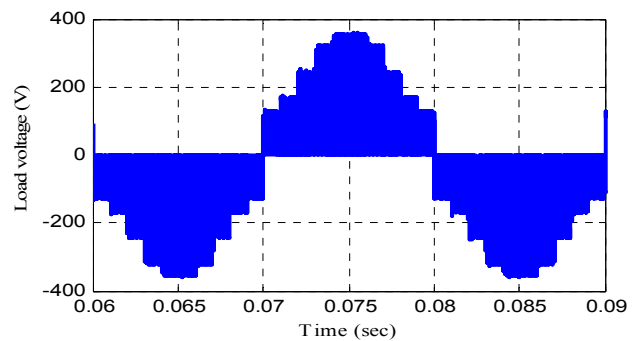


شکل ۹: ولتاژ یکسو شده سمت ثانویه.

۲-۳ بهینه‌سازی روش PFSW

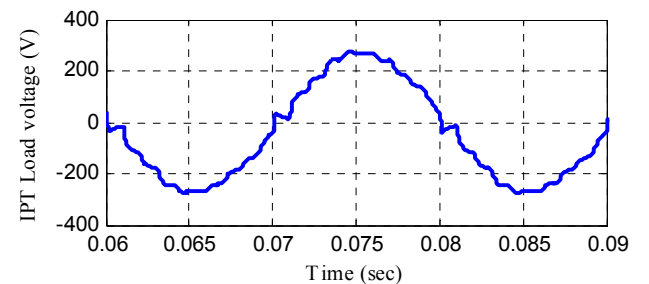
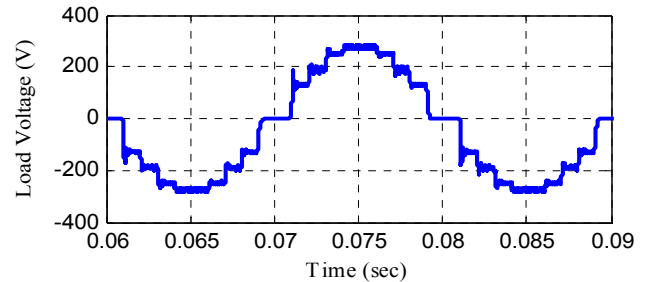
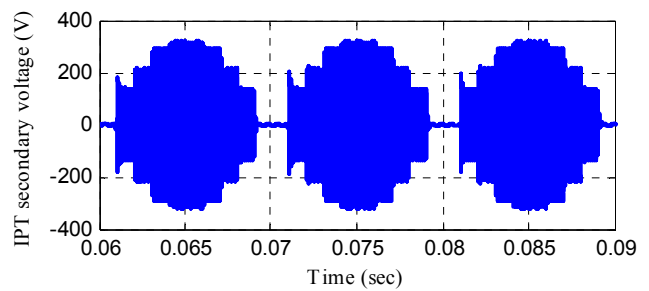
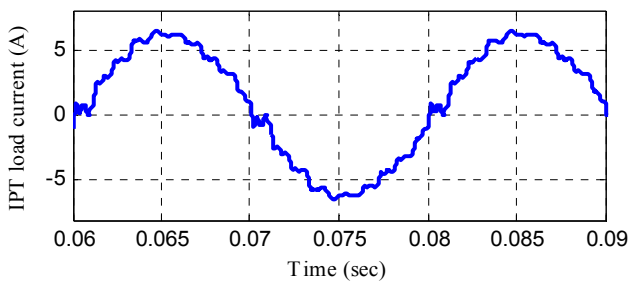
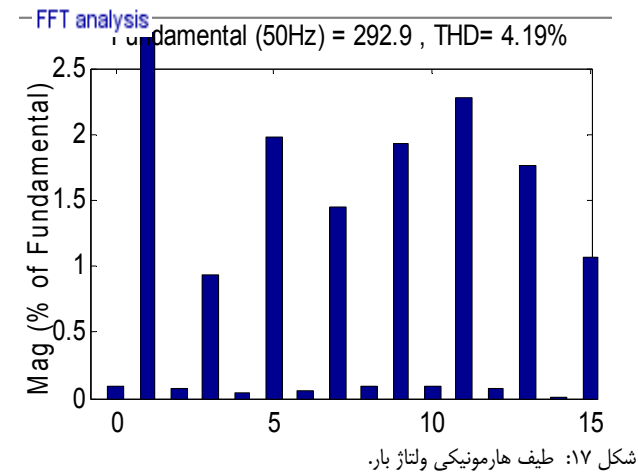
استفاده از یک خازن به عنوان فیلتر پایین‌گذر همانند شکل ۱ سبب کاهش دامنه نوسانات فرکانس بالای ولتاژ یکسوساز و در نتیجه ولتاژ بار می‌شود. شکل‌های ۱۲ و ۱۳ نتایج استفاده از خازن یکسوساز را نشان می‌دهد. در این شبیه‌سازی مقدار خازن با توجه به دامنه ولتاژ و جریان بار ۱ میکرو فاراد در نظر گرفته شده است.

در روش کلیدزنی پیشنهادی نقطه کار طراحی شده در سمت راست نقطه کار اکستریم فرض شده است. در این ناحیه برای کاهش دامنه ولتاژ باید فرکانس مبدل افزایش یابد که این افزایش فرکانس سبب افزایش تلفات کلیدزنی می‌شود. برای جلوگیری از افزایش بیش از حد تلفات کلیدزنی باید حداکثر فرکانس کاری سمت اولیه محدود شود. از طرف دیگر به لحاظ تئوری نمی‌توان به فرکانسی دست یافت که در آن توان انتقالی به سمت ثانویه صفر باشد. بنابراین استفاده از یک بردار صفر به جای کمترین سطح ولتاژ (سطحی با فرکانس کاری بیش از فرکانس بیشینه) می‌تواند بهترین راه حل این مشکل باشد. لازم به یادآوری است که منظور از بردار صفر روشن کردن همزمان کلیدهای پایینی یا بالایی یک مبدل تمام‌پل است. در شکل ۱۴ ولتاژ خروجی IPT نمایش داده شده است. تأثیر بردار صفر به خوبی در این نمودار مشاهده می‌شود. شکل ۱۵



شکل ۱۰: نمودار ولتاژ بار.

حدود ۱۰٪ است و علاوه بر THD قابل قبول ولتاژ خروجی، هر یک از هارمونیک‌های ولتاژ بار نیز به کمتر از ۵٪ محدود شده است. در روش پیشنهادی بدون تغییر در سخت‌افزار مبدل IPT دوجبهته فرکانس کلیدزنی سمت بار از فرکانس تقریبی ۸ کیلوهرتز در روش PWM به فرکانس پایه ۵۰ هرتز کاهش پیدا می‌کند. این تغییر سبب کاهش تلفات کلیدزنی مبدل سمت بار به صفر می‌شود. مقایسه ولتاژ خروجی شکل ۱ با ولتاژ سینوسی ایده‌آل بیان می‌کند که علی‌رغم موفق بودن روش PFSW در تولید ولتاژ ac در خروجی مبدل IPT شکل موج به دست آمده با شکل موج مرجع تفاوت آشکاری دارد. در بخش بعد روش‌هایی برای بهینه‌سازی این روش بیان می‌شود.



PWM در (۴) نشان می‌دهد که تلفات کلیدزنی در مدولاسیون PFSW بسیار کمتر از مدولاسیون PFSW متداول است. اینورتر سمت ثانویه مهم‌ترین مزیت روش پیشنهادی می‌باشد. ایجاد پوش سینوسی در خازن سمت ثانویه به لطف مدولاسیون PFSW پیشنهادی نه تنها سبب کاهش تلفات کلیدزنی می‌شود بلکه سبب کوچک‌تر شدن فیلتر خروجی مدار

نیز می‌گردد

$$P_{sw-loss} = f_{sw} E_{sw-loss} \quad (3)$$

$$\frac{P_{sw-loss_{FM}}}{P_{sw-loss_{PWM}}} = \frac{f_{FM} E_{sw-loss}}{f_{PWM} E_{sw-loss}} = \frac{f_{FM}}{f_{PWM}} \Big|_{f_{FM}=50\text{Hz}, f_{PWM}=10\text{kHz}} = 0.005 \quad (4)$$

در ارزیابی یک سیستم شامل مبدل‌های الکترونیک قدرت پارامتری که علاوه بر بازده اهمیت دارد SDP و TSDP سیستم می‌باشد. SDP یا توان المان کلیدزنی عبارت است از حاصل ضرب تنش جریانی در تنش ولتاژی آن المان. به علت آن که المان‌های کلیدزنی مدار بر اساس تنش ولتاژی و جریانشان انتخاب می‌شوند، مجموع توان المان‌های کلیدزنی یک مبدل (TSDP) فاکتور مهمی در تعیین قیمت آن مبدل می‌باشد. TSDP یک مبدل یا مدار با استفاده از (۵) محاسبه می‌شود که در آن N تعداد المان‌های کلیدزنی و دیود، V_i و I_i به ترتیب تنش‌های ولتاژی و جریانی المان i ام و C_i ضریب ارزش‌گذاری المان می‌باشد. برای کلیدهای نیمه‌هادی ۱ و برای دیودها ۰٫۵ در نظر گرفته می‌شود [۲۰]

$$TSDP = \sum_{i=1}^N C_i V_i I_i \quad (5)$$

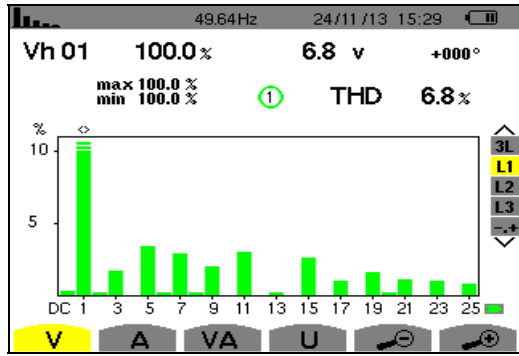
SDPها می‌توانند بر اساس مقادیر بیشینه یا متوسط تنش‌های جریان و ولتاژ در نظر گرفته شوند. مقدار تنش بیشینه از انتخاب ظرفیت نامی المان‌های الکترونیک قدرت متأثر است، در حالی که SDP متوسط در

ولتاژ نهایی سمت بار را نشان می‌دهد. مقایسه شکل ۱۳ و شکل ۱۵ تأثیر استفاده از بردار صفر در شکل موج ولتاژ بار را نشان می‌دهد. راهکار دیگری که می‌تواند سبب بهبود کیفیت ولتاژ خروجی شود، افزایش تعداد سطوح ولتاژ است. هر چند که به لحاظ تئوری هیچ محدودیتی برای تعداد سطوح ولتاژ در روش پیشنهادی وجود ندارد، لیکن افزایش تعداد سطوح نیازمند میکروکنترلر سریع‌تری برای محاسبات مربوط به فرکانس می‌باشد. در این مقاله به مبحث تعداد بهینه سطوح ولتاژ پرداخته نمی‌شود.

در نهایت شکل‌های ۱۶ تا ۱۸ به ترتیب ولتاژ، طیف هارمونیک ولتاژ و جریان بار را در حضور فیلتر خروجی نشان می‌دهد. مقدار THD ولتاژ به دست آمده کمتر از ۵٪ قرار دارد.

۴- تأثیر PFSW بر تلفات و طول عمر IPT

در این بخش مزایای روش کلیدزنی پیشنهادی به صورت کمی مورد بررسی قرار می‌گیرد. به علت آن که پوش ولتاژ باس dc سمت ثانویه سینوسی می‌باشد می‌توان با استفاده از روش کلیدزنی فرکانس پایه به خروجی با THD در حد استاندارد دست یافت. در حالتی که در روش مرسوم برای تبدیل ولتاژ dc سمت ثانویه به خروجی با کیفیت یکسان به فرکانس کلیدزنی در حدود ۱۰ کیلوهرتز نیاز است. رابطه (۳) نحوه محاسبه توان تلفاتی کلیدزنی را نشان می‌دهد که $P_{sw-loss}$ توان تلفاتی ناشی از کلیدزنی، f فرکانس کلیدزنی و $E_{sw-loss}$ انرژی تلف‌شده در هر بار کلیدزنی می‌باشد. مقایسه تلفات کلیدزنی دو روش PFSW و



شکل ۲۱: نمودار THD ولتاژ بار.

جدول ۲: مشخصات TSDP برای کلیدزنی متداول.

| مشخصات | تنش ولتاژ | تنش جریان | TSDP |
|----------------|---------------|------------------|------|
| مبدل HF اولیه | $150 (V_p/2)$ | $(I_p/\pi) 2,54$ | ۱۵۲۴ |
| یکسوساز ثانویه | $150 (V_p/2)$ | $(I_p/\pi) 2,54$ | ۷۶۲ |
| اینوتر ثانویه | $150 (V_p/2)$ | $(I_p/\pi) 2,54$ | ۱۵۲۴ |
| کل سیستم | | | ۳۸۱۰ |

جدول ۳: مشخصات TSDP برای کلیدزنی مدولاسیون FM.

| مشخصات | تنش ولتاژ | تنش جریان | TSDP |
|----------------|------------------|------------------|--------|
| مبدل HF اولیه | $150 (V_p/2)$ | $(I_p/\pi) 2,54$ | ۱۵۲۴ |
| یکسوساز ثانویه | $95,5 (V_p/\pi)$ | $(I_p/\pi) 2,54$ | ۴۸۵,۱۴ |
| اینوتر ثانویه | $95,5 (V_p/\pi)$ | $(I_p/\pi) 2,54$ | ۹۷۰,۲۸ |
| کل سیستم | | | ۲۹۷۹ |

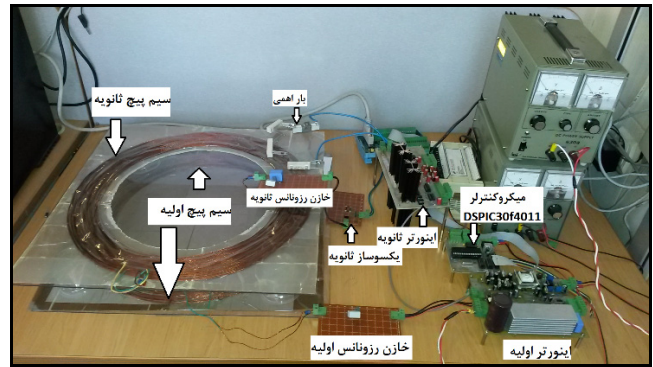
جدول ۴: مشخصات نمونه آزمایشگاهی ساخته شده.

| | |
|--------|------------------------------------|
| ۷۰۱ uH | اندوکتانس نشی اولیه و ثانویه |
| ۷۸۰ uH | اندوکتانس مغناطیس کننده |
| ۱۰۰ nF | خازن رزونانس سری در اولیه و ثانویه |
| ۶۰ Ω | بار (مقاومتی) |
| ۱۰۰ V | دامنه ولتاژ ورودی |

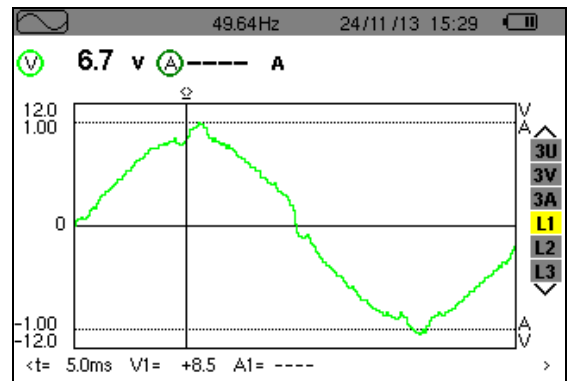
گرفتن آنها در شبیه سازی) در نمونه آزمایشگاهی که به همانند یک فیلتر پایین گذر عمل می کند، نتایج شبیه سازی با فیلتر معادل نتایج نمونه آزمایشگاهی است.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله PFSW به عنوان روشی برای تغذیه بارهای ac با استفاده از انتقال القایی توان مطرح شد. اصول عملکرد این روش بر پایه تغییر دامنه ولتاژ سمت ثانویه مبدل های القایی توان با تغییر در فرکانس ولتاژ اولیه است. عملکرد روش PFSW سبب کاهش فرکانس اینوتر سمت بار به فرکانس موج مرجع با حفظ THD ولتاژ بار در محدوده استاندارد می شود. همچنین بررسی فاکتور مجموع توان المان های کلیدزنی (TSDP) نشان داد استفاده از روش PFSW سبب کاهش ۳۶ درصدی در TSDP در سمت ثانویه و کاهش ۲۲ درصدی در کل مدار انتقال القایی توان شود. تنها هزینه ای که این روش به سیستم تحمیل می کند لزوم انتقال اطلاعات دامنه و فاز ولتاژ مطلوب ثانویه به سمت اولیه است. نتایج آزمایشگاهی نیز صحت ادعاهای صورت گرفته را برای روش PFSW تأیید می کند.



شکل ۱۹: مدل آزمایشگاهی استفاده شده.



شکل ۲۰: شکل موج ولتاژ بار.

تعیین طول عمر و قابلیت اطمینان مدار نقش مهمی بازی می کند [۲۲]. در این مقاله تنش ولتاژی بر اساس مقادیر متوسط محاسبه می شود. در محاسبه TSDP فاکتور تلفات کلیدزنی در نظر گرفته نمی شود. مقادیر متوسط تنش برای هر یک از کلیدها و مبدل های سمت اولیه و ثانویه برای روش مدولاسیون متداول PWM و مدولاسیون معرفی شده PWM به ترتیب در جدول ۲ و ۳ آورده شده است. ملاحظه می شود TSDP مبدل های سمت ثانویه با به کار گیری روش مدولاسیون پیشنهادی ۳۶٪ و کل سیستم ۲۲٪ کاهش یافته است. این کاهش به معنی افزایش قابلیت اطمینان و طول عمر سیستم می باشد.

۵- نتایج ساخت نمونه آزمایشگاهی

برای بررسی صحت نتایج شبیه سازی، روش PFSW پیشنهادی بر روی یک سیستم آزمایشگاهی نشان داده شده در شکل ۱۹ با مشخصات جدول ۴ پیاده سازی می شود.

بر اساس مشخصات نمونه آزمایشگاهی طراحی شده فرکانس بیشینه توان مبدل برابر است با ۲۰ کیلوهرتز. بیشینه فرکانسی که برای این سیستم طراحی شده است در حدود ۲۵ تا ۲۶ کیلوهرتز فرض شده و به لحاظ ملاحظات ایمنی ولتاژ ورودی به ۱۰۰ ولت محدود شده است. همچنین برای اندازه گیری ولتاژ در کلیه مراحل از یک تقسیم کننده با نسبت ۱۰ به ۱ استفاده شده است.

مقایسه ولتاژ بار در شکل ۲۰ و شکل ۱۶ تشابه بین نتایج مدل آزمایشگاهی و نمونه شبیه سازی شده را نشان می دهد. دامنه ولتاژ تحویلی به بار در این آزمایش ۱۸/۵ ولت قله به قله اندازه گیری شد. شکل ۲۱ به خوبی عملکرد مناسب PFSW را نشان می دهد. THD ای که برای ولتاژ خروجی این مبدل بیان شده است بدون استفاده از هیچ گونه فیلتری در خروجی ۶/۸ درصد است. همچنین تمام هارمونیک های ولتاژ خروجی این روش کمتر از ۵ درصد می باشد. به علت تأثیر المان های نشی (نادیده

Systems and Technologies Conf., PDSTC'11, pp. 638-643, 16-17 Feb. 2011.

- [16] U. Madawala, "A power-frequency controller for bidirectional inductive power transfer systems," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 310-317, Jan. 2011.
- [17] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and I. T. Young, *Signals and Systems*, Prentice-Hall, p. 796, 1983.
- [18] H. Ghoreishy, A. Y. Varjani, S. Farhangi, and M. Mohamadian, "A novel pulse-width and amplitude modulation (PWAM) control strategy for power converters," *J. Power Electron.*, vol. 10, no. 4, pp. 374-381, Jul. 2010.
- [19] Z. Yu, A. Mohammed, and I. Panahi, "A review of three PWM techniques," in *Proc. of the 1997 American Control Conf.*, vol. 1, pp. 257-261, 4-6 Jun. 1997.
- [20] S. M. Dehghan, M. Mohamadian, and A. Y. Varjani, "A new variable-speed wind energy conversion system using permanent-magnet synchronous generator and Z source inverter," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 24, no. 3, pp. 714-724, Sept. 2009.
- [21] M. Shen, A. Joseph, J. Wang, F. Z. Peng, and D. J. Adams, "Comparison of traditional inverters and Z-source inverter for fuel cell vehicles," *IEEE Trans. on Power Electronic*, vol. 22, no. 4, pp. 1453-1463, Jul. 2007.
- [22] US Dept. of Defense, *Military Handbook, Reliability Prediction of Electronic Equipment*, MILHDBK-217F, pp. 1-23, 1991.

محمدحسن عامری در سال ۱۳۸۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی شاهرود و در سال ۱۳۸۹ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه تهران دریافت نمود و در سال ۱۳۹۵ موفق به اخذ درجه دکتری در مهندسی برق از دانشگاه تربیت مدرس گردید. زمینه‌های علمی مورد علاقه نامبرده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند انتقال توان بدون تماس، طراحی مبدل‌های فرکانس بالا و توان بالا و طراحی نیروگاه‌های خورشیدی می‌باشد.

علی یزدیان ورجانی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق از دانشگاه صنعتی شریف در سال ۱۳۶۸ به اتمام رساند. ایشان مدرک کارشناسی ارشد و دکتری خود را در رشته مهندسی برق از دانشگاه ولنگونگ استرالیا به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۳ و ۱۳۷۷ دریافت کرد. وی هم اکنون عضو هیأت علمی دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: طراحی و کنترل ادوات FACTS، کیفیت توان، انتقال القایی توان، حفاظت شبکه‌های قدرت و امنیت اطلاعات.

مصطفی محمدیان تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی از دانشگاه صنعتی امیرکبیر در سال ۱۳۶۸ و کارشناسی ارشد خود را از دانشکده فنی دانشگاه تهران در سال ۱۳۷۱ و مدرک دکتری خود را در سال ۱۳۷۷ از دانشگاه کلگری کانادا همگی در رشته برق- قدرت به پایان رسانده است و هم اکنون دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه وی عبارتند از: منابع تغذیه بدون وقفه، کنترل ماشین‌های الکتریکی، کاربرد DSP در الکترونیک قدرت و کاربرد الکترونیک قدرت در ادوات پراکنده.

مراجع

- [1] H. Sakamoto, K. Harada, Y. Matsuo, and F. Nakao, "Large air-gap coupler for inductive charger," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 35, no. 5, pp. 3526-3528, Sep. 1999.
- [2] A. Umenei and J. Schwannecke, "Novel method for selective nonlinear flux guide switching for contactless inductive power transfer," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 48, no. 7, pp. 2192-2195, Jul. 2012.
- [3] J. Acero, et al., "Analysis of the mutual inductance of planar-lumped inductive power transfer systems," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 410-420, Jan. 2013.
- [4] M. H. Ameri, A. Yazdian Varjani, and M. Mohamadian, "A novel algorithm for tracking maximum inductive transferred power point," in *Proc. 4th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conf., PEDSTC'13*, pp. 372-377, 13-14 Feb. 2013.
- [5] R. Azambuja, V. J. Brusamarello, S. Haffner, and R. W. Porto, "Full four capacitor circuit compensation for inductive power transfer," in *Proc. 2013 IEEE Int. Instrumentation and Measurement Technology Conf., I2MTC'13*, pp. 183-187, 6-9 May 2013.
- [6] M. Pinuela, et al., "Maximizing dc-to-load efficiency for inductive power transfer," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2437-2447, May 2013.
- [7] H. Hao, G. Covic, M. Kissin, and J. Boys, "A parallel topology for inductive power transfer power supplies," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1140-1151, Mar. 2014.
- [8] U. Madawala and D. Thrimawithana, "A bidirectional inductive power interface for electric vehicles in V2G systems," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4789-4796, Oct. 2011.
- [9] C. Kim, S. Member, D. Seo, J. You, and J. Park, "Design of a contactless battery charger for cellular phone," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 48, no. 6, pp. 1238-1247, Dec. 2001.
- [10] H. H. Wu, G. A. Covic, J. T. Boys, and D. J. Robertson, "A series-tuned inductive-power-transfer pickup with a controllable ac-voltage output," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 98-109, Jan. 2011.
- [11] U. K. Madawala, M. Neath, and D. J. Thrimawithana, "A power-frequency controller for bidirectional inductive power transfer systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 310-317, Jan. 2013.
- [12] T. Imura and Y. Hori, "Maximizing air gap and efficiency of magnetic resonant coupling for wireless power transfer using equivalent circuit and neumann formula," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 58, no. 99, pp. 4746-4752, Oct. 2011.
- [13] J. Ma, Q. Yang, and H. Chen, "Transcutaneous energy and information transmission system with optimized transformer parameters for the artificial heart," *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, vol. 20, no. 3, pp. 798-801, Jun. 2010.
- [14] S. Hasanzadeh and S. Vaez-Zadeh, "Resonance based contactless energy transfer," in *Proc. 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology, PEDSTC'12*, pp. 441-447, 15-16 Feb. 2012.
- [15] S. Hasanzadeh and S. Vaez-Zadeh, "Enhancement of overall coupling coefficient and efficiency of contactless energy transmission systems," in *Proc. 2nd Power Electronics, Drive*