

# ارزیابی آثار مدولاسیون‌های عرض پالس سینوسی آشوبی بر تداخل الکترومغناطیسی و ولتاژ محور در محرکه‌های القایی

مهدی آصفی قمری<sup>۱</sup> جلال نظرزاده<sup>۲</sup>

۱- دانش‌آموخته دکتری - دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه شاهد - تهران - ایران

[m.asefi@shahed.ac.ir](mailto:m.asefi@shahed.ac.ir)

۲- دانشیار-دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه شاهد - تهران - ایران

[nazarzadeh@shahed.ac.ir](mailto:nazarzadeh@shahed.ac.ir)

چکیده: در این مقاله، با استفاده از نگاشت‌های مختلف آشوبی، موج‌های حامل متفاوت آشوبی معرفی و بر آن اساس مدولاسیون‌های مختلف سینوسی آشوبی ارایه شده است. بعد فراکتال سیگنال‌های حاصل از مدولاسیون‌های مذکور جهت ارزیابی میزان آشوبی بودن آنها تعیین شده و با استفاده از یک مدل فشرده مداری، آثار مدولاسیون‌های مذکور بر تداخل الکترومغناطیسی مد مشترک و تفاضلی و ولتاژ یاتاقان (محور) محرکه‌های القایی مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته است. نتایج حاصل از مدلسازی، به همراه نتایج حاصل از سیستم آزمایشگاهی نشان می‌دهد، مدولاسیون‌های عرض پالس سینوسی آشوبی بدون تغییر موثر در میزان ولتاژ در یاتاقان‌های محرکه‌های القایی، موجب کاهش موثر تداخل الکترومغناطیسی مد مشترک در آنها می‌شود.

کلمات کلیدی: محرکه القایی، تداخل الکترومغناطیسی، آشوب، ولتاژ یاتاقان

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۱/۹

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۷/۰۸/۰۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۹/۳

نام نویسنده‌ی مسئول: جلال نظرزاده

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - ابتدای اتوبان قم - دانشگاه شاهد - دانشکده فنی و مهندسی

## مقدمه

بکارگیری اینورتر با مدولاسیون عرض پالس سینیوسی جهت تغذیه ماشین‌های الکتریکی بسیار رایج شده است. پدیده کلیدزنی در این نوع محرکه‌ها سبب تولید نرخ تغییرات ولتاژ و جریان است، که به نوبه خود منجر به پدیده‌های مخربی همانند تداخل الکترومغناطیس و افزایش ولتاژ در یاتاقان‌ها می‌گردد [۱]. این امر با ظهور اختلاف پتانسیل بر روی پوسته‌های داخلی و خارجی یاتاقان‌ها و در نتیجه عبور جریان از یاتاقان‌ها ایجاد می‌شوند. عبور جریان از یاتاقان‌ها در نهایت منجر به فرسایش و از کارافتادگی آنها می‌شود.

جهت کاهش تلفات کلیدزنی و کاهش حجم و وزن، نیاز است که فرکانس کلیدزنی افزایش یابد. بنابراین با پیشرفت ادوات الکترونیکی قدرت، فرکانس کلیدزنی و نرخ تغییرات ولتاژ و جریان رو به افزایش است [۲]. از سوی دیگر، الزامات سختگیرانه استانداردهای انطباق الکترومغناطیسی (EMC) [۳]، باعث شده است، استفاده از تکنیک‌های پیچیده کاهش تداخل الکترومغناطیسی همچون مدولاسیون عرض پالس سینیوسی آشوبی در مبدل‌ها مورد توجه قرار گیرد [۴-۶].

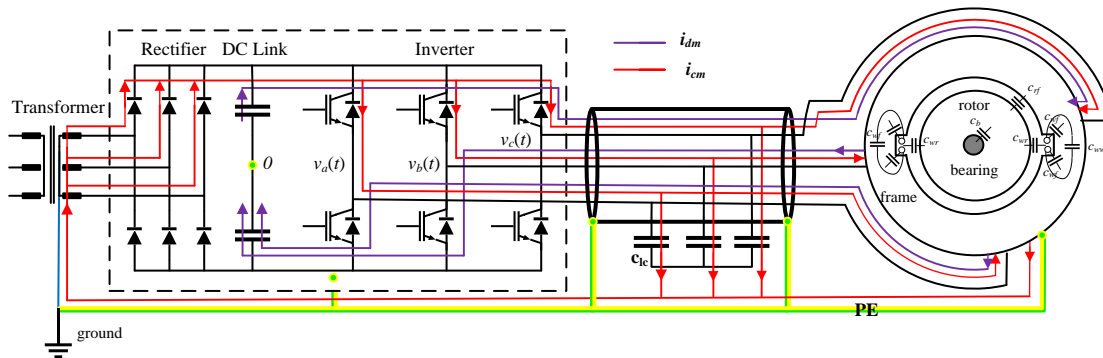
عامل اصلی تداخل الکترومغناطیسی، منبع ولتاژ مُد مشترک در یک محرکه الکتریکی است. بطور کلی روش‌های کاهش تداخل الکترومغناطیس را از این حیث می‌توان به سه دسته تقسیم نمود: نخست روش‌هایی است که منجر به کاهش دامنه ولتاژ مُد مشترک می‌گردد. به عنوان نمونه می‌توان به الگوریتم‌های حذف بردار ولتاژ استاتور با اندازه صفر اشاره نمود. در این الگوریتم‌ها، شار مغناطیسی میانگین صفر با اعمال دو بردار ولتاژ با اختلاف ۱۸۰، در بازه‌های زمانی یکسان، حاصل می‌گردد [۷]. یک نمونه دیگر از این دست، استفاده از اینورترهای چند سطحی به جای اینورتر دو سطحی است. این نوع از اینورترها قابلیت دارند که بردار ولتاژ استاتور با اندازه صفر را، هم‌زمان با ولتاژ توالی صفر، با دامنه صفر تولید کنند [۸]. روش دیگر، استفاده از مبدل ماتریسی [۹] با عملکرد چندسطحی و روش کنترل حداقل خطا بجای PWM است [۱۰]. روش دوم جهت کاهش تداخل الکترومغناطیسی، روش‌هایی است که امپدانس الکتریکی مدار مُد مشترک در محرکه را در فرکانس‌های نامطلوب افزایش می‌دهد [۱۱]. در روش سوم، انرژی نامطلوب ناشی از مدولاسیون در طول طیف سیستم، بطور یکنواخت توزیع می‌شود. در نتیجه محرکه الکتریکی می‌تواند نصاب انطباق با استاندارد الکترومغناطیسی را تامین نماید. در این باره، می‌توان از روش‌های مدولاسیون عرض پالس سینیوسی آشوبی نام برد، که فرکانس حامل و یا دامنه آن (فاز پالس حاصل از مدولاسیون) با یک دنباله آشوبی مُدوله شده است [۱۲، ۱۳]. روش‌های نوع اول و دوم، جهت کاهش ولتاژ بر روی یاتاقان و سیستم عایقی،

بطور گسترده‌ای مورد مطالعه قرار گرفته اند [۱۳]. لیکن آثار روش سوم بر افزایش یا کاهش ولتاژ مذکور تاکنون مورد ارزیابی قرار نگرفته است. در این مقاله، اثر مدولاسیون‌های عرض پالس سینیوسی آشوبی بر تداخل الکترومغناطیسی مُد مشترک و تفاضلی بررسی شده است. با مدلسازی، شبیه‌سازی و تست آزمایشگاهی لازم، نشان داده شده است که این نوع مدولاسیون نه تنها موجب افزایش ولتاژ یاتاقان در محرکه الکتریکی نمی‌گردد، بلکه موجب کاهش تداخل الکترومغناطیسی مُد مشترک در محرکه الکتریکی نیز می‌شود.

در این مقاله، ابتدا، آثار مخرب مدولاسیون عرض پالس در محرکه الکتریکی بررسی، سپس الگوریتم تولید مدولاتور آشوبی معرفی می‌گردد. در ادامه مدار معادل مُد مشترک یک ماشین القایی ارایه و با استفاده از آن میزان ولتاژ یاتاقان محرکه مورد تجزیه و تحلیل قرار می‌گیرد. همچنین از روش بُعد فراکتال، به عنوان معیاری جهت ارزیابی میزان آشوب در مدولاسیون عرض پالس سینیوسی آشوبی، مورد استفاده قرار گرفته است. سه مدولاسیون عرض پالس سینیوسی<sup>۱</sup> (SPWM)، مدولاسیون عرض پالس سینیوسی با فرکانس مدوله شده سینیوسی<sup>۲</sup> (SSPWM) و مدولاسیون عرض پالس سینیوسی با فرکانس مدوله شده با نگاشت آشوبی<sup>۳</sup> (CSPWM) مورد تجزیه و تحلیل قرار می‌گیرند. مدولاسیون CSPWM نیز با استفاده از سه نوع نگاشت آشوبی مختلف، شامل نگاشت لاجستیک<sup>۴</sup> (LCSPWM)، نگاشت چوا<sup>۵</sup> (HCSPWM) و نگاشت تنت<sup>۶</sup> (TCSPWM) تولید شده است [۲، ۴، ۶]. شکل موج‌های حامل و مسیر جاذب بازسازی شده<sup>۷</sup> سیستم تولید کننده آن، در پنج روش نامبرده شبیه‌سازی و مورد مقایسه قرار گرفته است. ابعاد فراکتال جاذب با استفاده از دو تکنیک شمارش جعبه و همبستگی محاسبه شده اند. سپس، رفتار آشوبی موج‌های حامل با یکدیگر مقایسه شده و شکل موجهای ولتاژهای توالی صفر، ولتاژ خط به خط و ولتاژ یاتاقان در حوزه زمان تعیین شده است. با استفاده از تجزیه و تحلیل طیف ولتاژهای مذکور در حوزه فرکانس، طیف انرژی و مقادیر موثر سیگنال‌های مذکور مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته اند. در نهایت آثار مدولاسیون‌های مختلف در محرکه الکتریکی مقایسه و دسته‌بندی شده اند.

## ۱- آثار مدولاسیون عرض پالس بر عملکرد محرکه الکتریکی

شکل-۱ یک محرکه الکتریکی با سیستم اتصال زمین TN-S [۱۴] را نشان می‌دهد. منشاء جریان‌های تفاضلی ( $i_{dm}$ ) ولتاژهای خط به خط می‌باشند. این جریان‌ها با عبور از مسیر لینک DC و سوییچ‌های اینورتر، و سپس، یکی از دو سیم پیچ فاز ماشین الکتریکی، به دو یا یک سیم پیچ فاز دیگر گردش می‌نمایند. بخشی از این جریان از مسیر



شکل (۱): شماتیک محرک با نمایش مسیر جریان مد مشترک و تفاضلی

امپدانس تشعشعی حاصله، به امپدانس الکتریکی در مسیر حلقه جریان مد مشترک، تعیین کننده انرژی تشعشعی سیستم خواهد بود.

علاوه بر این، جریان مد مشترک بدلیل عبور از یاتاقان موجب تنش و فرسایش در یاتاقان می گردد. عامل تولید جریان مد مشترک  $(i_{cm})$ ، ولتاژ توالی صفر اینورتر است. با انتقال ولتاژهای سه فاز حاصل از اینورتر به دستگاه مولفه های متقارن، ولتاژ توالی صفر اینورتر به صورت زیر بدست می آید:

$$v_{if}(t) = \frac{1}{3}(v_a(t) + v_b(t) + v_c(t)) \quad (1)$$

که  $v_a(t), v_b(t), v_c(t)$  مبین ولتاژهای سه ساق اینورتر نسبت به نقطه وسط لینک DC هستند. عامل گردش جریان مد تفاضلی  $(i_{dm})$ ، ولتاژهای خط به خط  $v_{ca}(t), v_{cb}(t), v_{cb}(t)$  هستند که در آنها مولفه ولتاژ توالی صفر حضور ندارد.

بطور خلاصه، می توان گفت افزایش ولتاژ توالی صفر اینورتر بطور مستقیم منجر به افزایش ولتاژ مد مشترک و به دنبال آن افزایش ولتاژ در یاتاقان و تداخل الکترومغناطیس هدایتی مد مشترک و تشعشعی می گردد. در مقابل، می توان گفت که ولتاژهای خط به خط به صورت غیرمستقیم با ایجاد جریان مد تفاضلی موجب تداخل الکترومغناطیسی هدایتی مد تفاضلی هستند. ذکر این نکته ضروری است که ولتاژ خط به خط متشکل از مولفه فرکانس مرجع دخیل در عملکرد دینامیکی ماشین و مولفه های هارمونیک ناخواسته حاصل از ترکیب ضرایب فرکانس کلیدزنی و ضرایب فرکانس مرجع می باشد. درحالیکه ولتاژ توالی صفر متشکل از مولفه های هارمونیک ناخواسته حاصل ترکیب ضرایب فرکانس کلیدزنی و ضرایب سه برابر فرکانس مرجع می باشد.

از آنجاییکه عامل هر دو مد تداخل الکترومغناطیس هدایتی تغذیه ولتاژ هارمونیک است، مناسب ترین راه کاهش تداخل الکترومغناطیس هدایتی، بالا بردن امپدانس الکتریکی در مسیر منابع مذکور است که این امر معمولاً با بکارگیری فیلترپایین گذر محقق می شود [۱۱]. در صورتیکه امپدانس الکتریکی مسیر مذکور بیش از امپدانس تشعشعی مسیر گردد، انرژی ناخواسته بطور فزاینده ای به اطراف پراکنده می گردد این امر در کاربردهایی که کابل اتصال مابین اینورتر و ماشین طولانی است می تواند مسئله ساز باشد. در اینگونه موارد، از شیوه های مبتنی بر روش سوم که بر مبنای توزیع انرژی در طول طیف است، می توان استفاده نمود.

یکسوساز و ثانویه ترانسفورمر تغذیه، عبور می نماید. این امر سبب ظهور هارمونیک در شبکه (بدلیل خازن های پارازیتی ترانسفورمر و عبور از شبکه زمین) می گردد که به تداخل الکترومغناطیس هدایتی مد تفاضلی موسوم است. از آنجاییکه هارمونیک های مورد بحث حوالی فرکانس کلیدزنی می باشند، اندوکتانس کلاف های ماشین را می توان در این بازه فرکانسی، مدارباز فرض نمود. لذا جریان های تفاضلی هارمونیک از مسیر خازن های پارازیتی سیم پیچ ها  $(C_{fw})$  و اندوکتانس نشستی آن عبور می نمایند. بنابراین، باینکه این جریانها با مولفه های توالی یک و دو در فرکانس نامی همساز هستند، ولی در دینامیک ماشین - ناشی از برابند شار در شکاف هوایی - نقش موثری ندارند. از سوی دیگر جریان های مد مشترک (خطوط قرمز رنگ در شکل ۱-۱)، ناشی از ولتاژ توالی صفر اینورتر، از مسیر اینورتر به خازن های پارازیتی سیم پیچ های ماشین  $(C_{fw})$  و اندوکتانس نشستی آن عبور می نمایند. سپس، بدلیل هم فاز بودن، بخشی از این جریان از مسیر خازن پارازیتی مابین سیم پیچ و فریم  $(C_{fr})$  به فریم ماشین و مدار زمین حفاظتی (PE) منت می نماید. مابقی جریان مذکور از مسیر خازن پارازیتی مابین سیم پیچ و روتور  $(C_{wr})$  به روتور و محور سرازیر می گردد. بدلیل پدیده جریان گردابی در فرکانس های هارمونیک کلیدزنی، جریان مذکور به سطح روتور و محور رانده می شود و لذا محور و روتور همانند یک هادی یکپارچه رفتار می کند. این جریان از دو خازن پارازیتی موازی مابین روتور - فریم  $(C_{rf})$  و مابین محور - یاتاقان - غلاف - فریم  $(C_b)$  به فریم ماشین و مدار زمین حفاظتی سرازیر می شود.

بخش دیگری از جریان مد مشترک از طریق خازن های پارازیتی  $C_{lc}$  مابین هادی - غلاف کابل و مابین غلاف - سینی کابل به مدار زمین حفاظتی جاری می گردد. در نهایت جریان مد مشترک از مدار زمین حفاظتی وارد نقطه خنثی سیم پیچ ثانویه تغذیه می گردد و سپس از مسیر یکسوساز به اینورتر گردش می نماید. این امر سبب ظهور هارمونیک در شبکه (بدلیل خازن های پارازیتی ترانسفورمر و عبور از شبکه زمین) می گردد که به تداخل الکترومغناطیس هدایتی مد مشترک موسوم است. از سویی دیگر بدلیل هم فاز بودن جریان های مد مشترک، حلقه جریان حاصل شده همانند یک آنتن دارای تشعشع می باشد، که به تداخل الکترومغناطیس تشعشعی موسوم است. نسبت

در یاتاقان را می توان مورد مطالعه قرار داد. مقدار موثر ولتاژ یاتاقان، به صورت زیر بدست می آید:

$$\overline{v_{sf}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} v_n^2} \quad (5)$$

که  $v_n$  اندازه مولفه  $h$ م ولتاژ یاتاقان حاصل از الگوریتم FFT است. به همین ترتیب جهت ارزیابی عملکرد انواع مدولاسیون از لحاظ تداخل الکترومغناطیس از معیار یکنوایی طیف<sup>۱</sup> (SFM) استفاده می گردد [۱۶]. این معیار بر اساس نسبت میانگین هندسی به میانگین حسابی طیف سیگنال تعریف می گردد:

$$SFM_x = \sqrt[N]{\prod_{n=1}^N v_n} / \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N v_n \quad (6)$$

که  $x$  می تواند ولتاژ خط به خط، یا ولتاژ توالی صفر اختیار شود.  $N$  نیز، تعداد کل مولفه های هارمونیک، دخیل در محاسبه است. حاصل عبارت رابطه (۶) عددی مابین صفر و یک است. این عدد هر چه به یک نزدیکتر باشد، طیف از یکنوایی بیشتری برخوردار است. در ادامه از این شاخص ها در ارزیابی انواع مدولاسیون ها از جمله مدولاسیون آشوبی استفاده شده است.

### ۳- مدولاسیون آشوبی

جهت بررسی آثار دینامیک آشوب بر ولتاژ یاتاقان و تداخل الکترومغناطیسی، سه نوع نگاشت در این مقاله استفاده شده است. ابتدا این سه نگاشت بطور مختصر شرح داده شده اند و سپس مدولاسیون عرض پالس سینوسی آشوبی حاصل از آنها معرفی شده است.

#### ۳-۱- نگاشت آشوبی در مدولاسیون عرض پالس

##### سینوسی

در ادامه سه نگاشت آشوبی، جهت بکارگیری در مدولاسیون آشوبی، ارائه شده است. یکی از نگاشتهای آشوبی مرسوم، نگاشت لاجستیک است که مبین مدل رشد جمعیت است. این نگاشت به صورت زیر تعریف می گردد:

$$x_{k+1} = ax_k(1 - |x_k|) \quad x_0 = 0.1 \quad x_k \in [-1, +1] \quad (7)$$

در رابطه فوق  $x_k$  تعداد جمعیت و  $a$  نیز یک مقدار ثابت می باشند. با تغییر ثابت  $a$  قادریم دنباله ای از نقاط را بیابیم که دارای ماهیت انبساطی و انقباضی از نوع آشوبی است [۱۷، ۱۸]. برای  $a=4$  مشخصه انبساطی، واگرایی مسیرهای سیستم و عدم وجود نقطه تعادل را تضمین می کند. مشخصه انقباضی، کراندار بودن سیستم در بازه  $[-1, +1]$  را تضمین می کند.

دومین نگاشت بکار رفته در تولید سیگنال مدولاسیون آشوبی نگاشت تینت است. رابطه بازگشتی در این نگاشت عبارت است از:

بنابراین با مطالعه طیف انرژی و میزان موثر ولتاژ توالی صفر و ولتاژ خط به خط اینورتر می توان آثار اینورتر را در محرکه الکتریکی بررسی نمود.

### ۲- مدار معادل مُد مشترک محرکه الکتریکی

از آنجاییکه عمده انرژی ولتاژ توالی صفر در فرکانس حامل و ضرایب آن قرار می گیرد، مطالعه آثار ولتاژ توالی صفر اینورتر بر یاتاقان نیازمند یک مدار معادل مُد مشترک در فرکانس های مذکور است. در این مقاله مدار معادل معرفی شده در [۱۵] بکار گرفته شده است که در شکل ۲- ترسیم شده است. هدف بررسی افزایش ولتاژ بر روی یاتاقان در حالت کارکرد دایم می باشد. مدل معرفی شده در شکل ۲- نیز، یک مدار "خطی نامتغیر با زمان است. بنابراین، ولتاژ یاتاقان را با تابع انتقال  $H_s(j\omega)$  بصورت زیر می توان محاسبه نمود:

$$v_{sf}(j\omega) = H_s(j\omega) \cdot v_{ff}(j\omega) \quad (2)$$

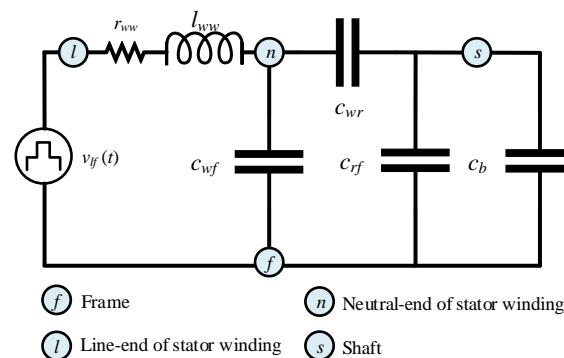
که  $v_{sf}$  مربوط به ولتاژ گره  $s$  (ولتاژ یاتاقان) نسبت به گره  $f$  (فریم) در شکل ۲- می باشد. همچنین  $v_{ff}$  نشان دهنده ولتاژ توالی صفر است که مابین گره  $l$  (ترمینال ماشین) و گره  $f$  توسط اینورتر اعمال می شود. تابع انتقال را می توان بر حسب پارامترهای مدار بصورت زیر نوشت:

$$H_s(j\omega) = \frac{c_{wr}}{c_b + c_{rf} + c_{wr}} \frac{1}{1 + r_{ww}c_e(j\omega) + l_{ww}c_e(j\omega)^2} \quad (3)$$

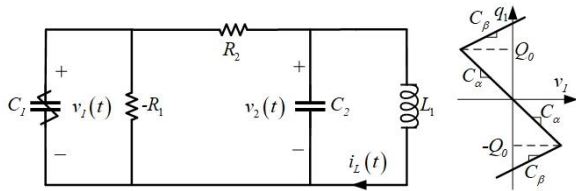
که  $c_e$  از رابطه زیر محاسبه می گردد:

$$c_e = c_{wf} + \frac{(c_b + c_{rf})c_{wr}}{c_b + c_{rf} + c_{wr}} \quad (4)$$

با بکارگیری الگوریتم تبدیل فوریه سریع<sup>۸</sup> (FFT) می توان مولفه های مختلط ولتاژ توالی صفر را به ازای مدولاسیونهای گوناگون، محاسبه نمود و سپس با استفاده از روابط (۲) و (۳)، مولفه های ولتاژ یاتاقان را در فرکانسهای مختلف بدست آورد. با بدست آوردن مقادیر ولتاژ یاتاقان در حوزه فرکانس، میزان موثر ولتاژ یاتاقان را طبق رابطه زیر می توان محاسبه نمود. بدین طریق اثر مدولاسیون در ایجاد تنش های احتمالی



شکل (۲): مدار معادل مُد مشترک محرکه الکتریکی



شکل (۴): مدار غیر خطی چوا با خازن تکه‌ای-خطی

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} q_1(t) &= \left( \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) v_1(t) + \frac{1}{R_2} v_2(t) \\ \frac{d}{dt} v_2(t) &= \frac{1}{R_2 C_2} (v_1(t) - v_2(t)) - \frac{1}{C_2} i_L(t) \\ \frac{d}{dt} i_L(t) &= \frac{1}{L} v_2(t) \\ v_1(t) &= \frac{q_1(t)}{C_\beta} + \frac{1}{2} \left( \frac{1}{C_\beta} - \frac{1}{C_\alpha} \right) (|q_1(t) - Q_0| - |q_1(t) + Q_0|) \end{aligned} \quad (10)$$

مقادیر پارامترهای مدار شکل-۴ در [۱۹] ذکر شده است و ما از تکرار آن خودداری می‌کنیم. ولتاژ  $v_1(t)$  ولتاژی آشوبی است. این ولتاژ پس از تنظیم بهره و آفست DC و به کمک یک تقسیم مقاومتی ساده، فرکانس (شیب) شکل موج دندانه‌اره‌ای را مدوله می‌کند. به دلیل سادگی پیاده سازی و طبیعت آنالوگ، از این نگاشت در نتایج آزمایشگاهی استفاده شده است.

در ادامه اثر ترکیب سه نگاشت فوق با سیگنال حامل مدولاسیون عرض پالس‌سینوسی بررسی و آثار آنها بر تنشهای الکترومغناطیسی ارزیابی شده است.

### ۳-۲- مدولاسیون عرض پالس سینوسی آشوبی

در مدولاسیون عرض پالس سینوسی متعارف، شکل موج‌ها از مولفه‌های هارمونیک تشکیل شده‌اند. این مولفه‌های هارمونیک، مضرری از فرکانس کلیدزنی هستند. در این نوع مدولاسیون دامنه حامل و فرکانس آن ثابت است. بنابراین شکل موج مرجع و حامل متناوب است. لذا شکل موج‌های حاصل از مدولاسیون SPWM نیز متناوب بوده و با سری فوریه دوپل، می‌توان طیف هارمونیک‌ها را توصیف نمود. در نتیجه طیف در مدولاسیون SPWM گسسته بوده و دارای قله‌هایی در اطراف فرکانس حامل و ضرایب است [۱۷].

از سوی دیگر، یک شکل موج آشوبی ذاتا از نوع طیف پیوسته و مشابه طیف نویز می‌باشد و علاوه بر طیف پیوسته، طیف آشوبی حاوی قله‌هایی در فرکانس‌های غالب است [۱۷]. این بدین معنی است که انرژی سیگنال آشوبی در پهنه فرکانسی توزیع شده است. بنابراین با قیاس دو سیگنال آشوبی و متناوب با مقادیر موثر یکسان، دامنه قله‌های طیف سیگنال آشوبی کمتر از قله‌های طیف متناوب است. لذا با آشوبی نمودن فرکانس حامل، می‌توان انرژی ناخواسته سیگنال را در طیف فرکانسی پیوسته‌ای توزیع نمود.

علاوه بر این، یک نگاشت آشوبی به شرایط اولیه حساس است. بدین ترتیب به ازای هر شرط اولیه مقادیر بعدی بر روی یک مسیر

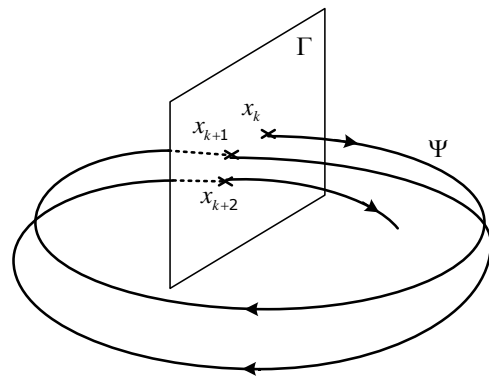
$$x_{k+1} = 0.98 \begin{cases} 1 - 2|x_k - 0.5| & 0 \leq x_k \leq 1 \\ -(1 - 2|x_k + 0.5|) & -1 \leq x_k \leq 0 \end{cases} \quad x_0 = 0.1 \quad (8)$$

در صورتیکه  $-0.5 \leq x_k \leq 0.5$  باشد،  $x_{k+1} = 2x_k$ ، بنابراین با اینکه در این مشخصه نگاشت انبساطی است، لیکن حاصل آن در بازه کراندار  $[-1, +1]$  است. از سویی اگر  $0.5 \leq |x_k| \leq 1$  باشد،  $x_{k+1} = \pm 2(1 - |x_k|)$  است. یعنی ابتدا مسیر در بازه  $[\pm 0.5, \pm 1]$  بر روی بازه  $[-0.5, +0.5]$  تا می‌شود (انقباض) و سپس مانند حالت قبل منبسط می‌شود [۱۷، ۱۸].

جهت تعریف نگاشت سوم، ضروری است که ابتدا، نحوه گسسته سازی سیستم دینامیکی غیرخطی و پیوسته توصیف شود. یک روش متعارف گسسته‌سازی سیستم دینامیکی غیرخطی، نگاشت پوانکاره است [۱۷، ۱۸]. نگاشت پوانکاره یک سیستم زمان-پیوسته را به یک سیستم زمان-گسسته تصویر می‌کند. در شکل-۳، صفحه متعامد پوانکاره  $\Gamma$  مسیرهای سیستم پیوسته  $(\Psi)$  را قطع می‌کند. حاصل برخورد مسیر پویایی سیستم پیوسته با صفحه  $\Gamma$ ، نمونه‌برداری از نقاطی است که دینامیک گسسته، حاصل از نگاشت پوانکاره را نشان می‌دهد. از سویی، مدارهای الکترونیک قدرت به دلیل کلیدزنی، دینامیکی ناپیوسته، ناهموار و غیرخطی را دارا هستند، لذا توصیف دینامیک مدارهای مذکور با نگاشت پوانکاره مناسبتر است. از اینرو معادلات حالت مدارهای الکترونیک قدرت را می‌توان با نمونه‌برداری در زمان کلیدزنی به صورت یک نگاشت پوانکاره بصورت زیر نوشت:

$$x_{k+1} = P(x_k) \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (9)$$

که  $P$  تابع نگاشت پوانکاره بوده و وضعیت سیستم در  $x_k$  را، به وضعیت بعدی در  $x_{k+1}$  بصورت بازگشتی تصویر می‌کند. دنباله عددی  $\{x_k\}_{k=0}^{\infty}$  حاصل از اعمال مکرر  $P$  بر وضعیت سیستم، در بر گیرنده رفتار دینامیکی سیستم خواهد بود. با استفاده از نگاشت پوانکاره، می‌توان نگاشت سوم را توصیف نمود. در این شیوه، سیگنال آشوبی با نگاشت مدار چوا تولید شده است. این نگاشت با اعمال نگاشت پوانکاره به مدار خازن تکه‌ای-خطی قابل حصول است. این مدار در شکل-۴ ترسیم شده است [۱۹]. معادلات دیفرانسیل سیستم مذکور با استفاده از قوانین KVL و KCL بدست می‌آید.



شکل (۳): نگاشت مسیر دینامیک پیوسته  $\Psi$  به دنباله گسسته توسط صفحه پوانکاره  $\Gamma$

پویای متفاوت حرکت می‌کنند. به همین دلیل و بر خلاف نگاشت تصادفی، با انتخاب یک شرط اولیه مناسب، می‌توان مقادیر فرکانس حامل را بر روی یک مسیر پویای مطلوب، دنبال نمود [۱۸،۱۷].

### ۳-۲-۱- طراحی مدولاتور آشوبی

از آنجاییکه هدف، آشوبی نمودن فرکانس سیگنال حامل است، لازم است که فرکانس حامل توسط یک نگاشت مدوله شود (مدولاسیون فرکانس حامل). در شکل کلی، رابطه نگاشت فرکانس سیگنال حامل را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$f_{c,k+1} = f_{sw}(1 + \Delta f x_k) \quad x_k \in [-1, +1] \quad (11)$$

که  $f_{sw}$  فرکانس مرکزی سیگنال حامل،  $\Delta f$  بهره تغییرات فرکانس حامل و  $x_k$  بطور کلی، دنباله حاصل از نگاشت پوانکاره  $P(x_k)$  طبق رابطه (۹) است. در مدولاسیون آشوبی،  $x_k$  از یکی از روابط (۷)، (۸) یا (۱۰) حاصل می‌گردد. این دنباله، مقدار تغییر فرکانس حامل را در هر پریود حامل تعیین می‌کند.  $P(x_k)$  می‌تواند یک تابع سینوسی هم فرکانس با فرکانس مرجع  $f_m$  به صورت زیر نیز باشد:

$$x_{k+1} = \text{Sin}(2\pi f_m(k\delta t)) \quad x_k \in [-1, 1] \quad (12)$$

که  $\delta t$  بازه زمانی مابین دو کلیدزنی پیاپی است و این مدولاسیون مدولاسیون عرض پالس سینوسی با فرکانس مدوله سینوسی (SSPWM) نامیده می‌شود. بدیهی است دلیل این انتخاب سادگی در پیاده‌سازی آن است. به دلیل متناوب بودن سیگنال حامل بدست آمده، طیف سیگنال پیوستگی ندارد، ولی توزیع انرژی سیگنال در طول طیف نسبت به مدولاسیون با فرکانس ثابت (SPWM) افزایش می‌یابد.

در صورت بکارگیری نگاشت لاجستیک طبق رابطه (۷)، و ترکیب آن با رابطه (۱۱)، مدولاسیون عرض پالس سینوسی با فرکانس مدوله لاجستیک (LCSPWM) حاصل می‌گردد. به همین ترتیب با ترکیب هر یک از روابط (۸) و (۱۰) با (۱۱)، مدولاسیون عرض پالس سینوسی با فرکانس مدوله تنت (TCSPWM) و چوا (HCSPWM) بدست می‌آید. توضیحات بیشتر درباره مدولاسیون آشوبی چوا در ابتدای بخش-۶ و در شرح مجموعه آزمایشگاهی ذکر شده است. در ادامه از روش بُعد فراکتال<sup>۱۱</sup> جهت ارزیابی آشوبی بودن سیگنال حامل، استفاده شده است.

### ۴- بُعد فراکتال سیگنال حامل

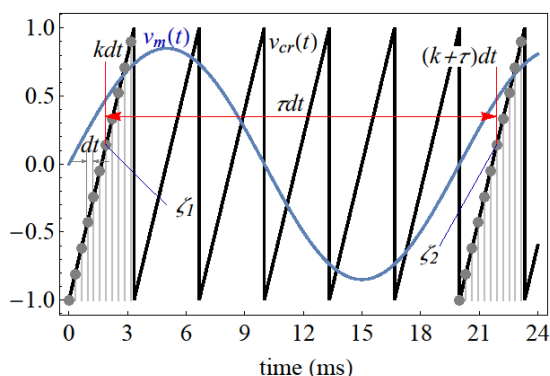
در صورتیکه یک سیستم عملکردی غیرآشوبی داشته باشد، در حالت پایدار، در صفحه فاز، به سمت یک نقطه تعادل و یا یک سیکل حدی<sup>۱۱</sup> میل می‌کند و بنابراین متغیرهای حالت، جذب یک نقطه و یا یک سیکل حدی است [۲۱،۲۰]. اما یک سیستم آشوبی به لحاظ هندسی، جاذبی عجیب<sup>۱۲</sup> دارد و بُعد آن عدد صحیح نمی‌باشد [۱۷]. بنابراین اگر بتوان بعد جاذب را محاسبه نمود، می‌توان رفتار آشوبی سیستم را مورد ارزیابی قرار داد. بدین سبب لازم است جاذب سیستمی را پیش بینی

نمود که شکل موج حامل را تولید می‌کند. این امر با دنبال نمودن تغییرات سیگنال حامل در صفحه  $\zeta_2 - \zeta_1$  و با تغییر متغیرهای زیر حاصل می‌شود [۲۲].

$$\begin{aligned} \zeta_1 &= v_{cr}(t) \\ \zeta_2 &= v_{cr}(t - \tau \times dt) \end{aligned} \quad (13)$$

که  $v_{cr}(t)$  نشانگر شکل موج حامل همانند سیگنال دنداناره‌ای در شکل-۵ است.  $\zeta_1$  و  $\zeta_2$  به ترتیب متغیرهای نمونه‌گیری شده در ابتدا و انتهای یک بازه زمانی ثابت  $(\tau dt)$  در نظر می‌شوند. همانطور که در شکل-۵ تصویر شده است، مقادیر سیگنال حامل با فاصله زمانی  $dt$  نمونه‌گیری شده است. مقدار حامل در لحظه دلخواه  $k \times dt$ ، مقدار متغیر حالت  $\zeta_1$  در آن لحظه را تعیین می‌نماید. به همین ترتیب مقدار حامل در  $(k + \tau) \times dt$  نیز، مقدار متغیر حالت  $\zeta_2$  در آن لحظه را تعیین می‌کند.

در شکل-۶، سیگنال حامل پنج مدولاسیون مورد بحث، ترسیم و نمونه‌برداری از حامل با نقاط قرمز تصویر شده است. با مقایسه نقاط نمونه‌برداری حاملهای گوناگون در شکل-۶، می‌توان نتیجه گرفت که مدولاسیونهای SPWM و SSPWM رفتاری پریودیک و قابل پیش‌بینی دارند، درحالیکه مدولاسیونهای آشوبی HCSPWM، LCSPWM و TCSPWM رفتار قابل پیش‌بینی ندارند. شکل-۷، جاذب سیگنال حامل TCSPWM را نمایش می‌دهد. دو مدولاسیون LCSPWM و HCSPWM نیز، دارای جاذبی با ساختار درهم‌تپیده، همانند شکل-۷ هستند. از طرفی، جاذب مدولاسیونهای پریودیک SPWM و SSPWM یک خط هستند که ناشی از رفتار پریودیک آنهاست. از اینرو جاذبی که در صفحه  $\zeta_2 - \zeta_1$  ایجاد می‌شود با جاذب سیستم همسان است. این بدان معناست که بُعد جاذب فوق همانند بُعد جاذب سیستم است. برای بدست آوردن مقدار تاخیر  $\tau \times dt$  - روش‌های گوناگونی همچون نصف اولین ماکزیمم تابع خودهمبستگی و یا در نظر گرفتن پریود غالب سیستم [۲۳] پیشنهاد شده است. در اینجا  $\tau \times dt$  پریودسیگنال مرجع  $(\frac{1}{f_m})$  فرض شده است.



شکل(۵): نحوه نمونه‌برداری از حامل جهت بازسازی فضای حالت

روش های گوناگونی جهت محاسبه بُعد فراکتال وجود دارد [۱۷]، ۲۳ که در اینجا از دو روش "شمارش جعبه" و "همبستگی" برای مدولاسیون SPWM، SSPWM و HCSPWM استفاده شده است. در روش شمارش جعبه صفحه جاذب با مربع هایی به قطر بسیار کوچک  $\varepsilon$  پوشانده می شود. اگر تعداد مربع هایی که جاذب در آنها قرار دارد را،  $N(\varepsilon)$  فرض نماییم، بُعد فراکتال جاذب سیگنال حامل ( $D_b$ ) به صورت زیر محاسبه می گردد [۱۷]:

$$D_b = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{\ln N(\varepsilon)}{-\ln \varepsilon} \quad (14)$$

هر چه قطر مربع ها کمتر باشد، دقت و رزولشن بهتری حاصل می شود. در عمل با انتخاب رنج  $\varepsilon$  به صورت لگاریتمی ( $2^{-1}, 2^0, 2^1, \dots, 2^{11}$ )، مقادیر  $N(\varepsilon)$  محاسبه شده است. با انطباق یک خط به نقاط  $(\ln N(\varepsilon), -\ln \varepsilon)$  بُعد فراکتال سیگنال حامل بدست می آید. از آنجاییکه دقت روش فوق به قطر مربع ها بستگی دارد، برای داشتن دقت کافی لازم است، قطر مربع ها، بسیار بسیار کوچک انتخاب شود. لذا جهت دستیابی به سرعت بالا در محاسبات، از روش آماری نظیر همبستگی نیز استفاده می گردد. در روش همبستگی، یک نقطه بر روی جاذب با  $(\zeta_{1i}, \zeta_{2i}) = (\zeta_{1i}, \zeta_{2i})$  نمایش داده می شود و دایره ای به مرکزیت آن نقطه و به شعاع  $\varepsilon$  فرض می گردد. نسبت تعداد نقاطی از جاذب که در همسایگی  $\zeta_i$  قرار می گیرند به نسبت مجذور تمامی نقاطی از جاذب که در این محاسبه دخیل بوده اند ( $N$ )، معرف تابع همبستگی، به صورت زیر می باشد [۱۷]:

$$c(\varepsilon) = \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=i}^N u(\varepsilon - \|\zeta_i - \zeta_j\|) \quad (15)$$

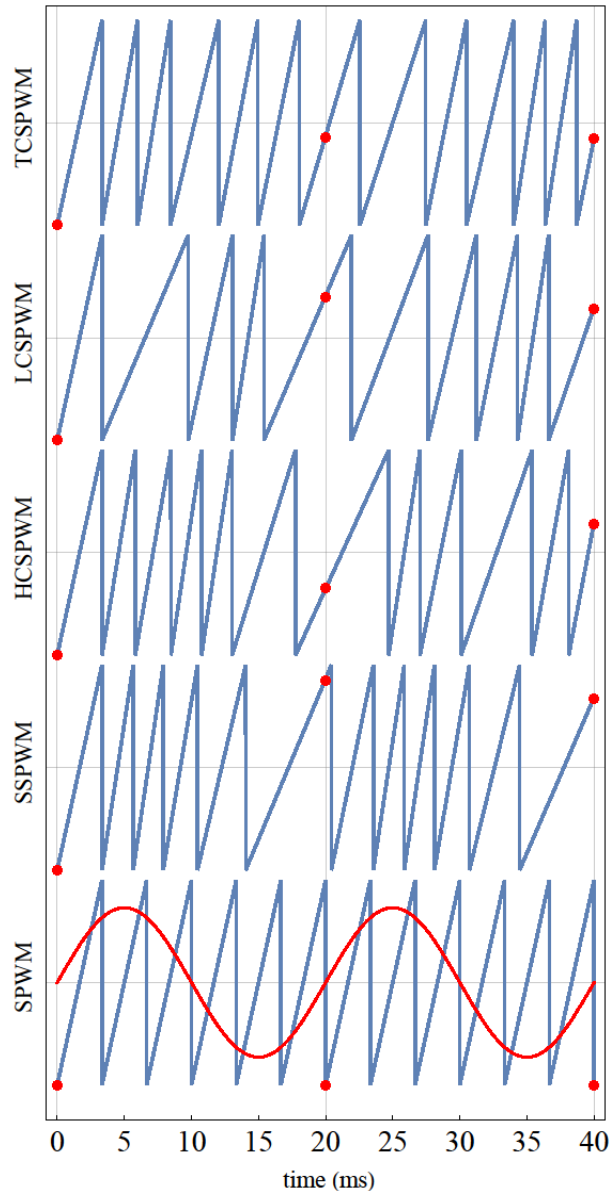
که  $u(\cdot)$  معرف تابع پله واحد می باشد. در این حالت بُعد فراکتال جاذب سیگنال حامل ( $D_c$ ) از رابطه زیر بدست می آید [۱۷]:

$$D_c = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{\ln c(\varepsilon)}{\ln \varepsilon} \quad (16)$$

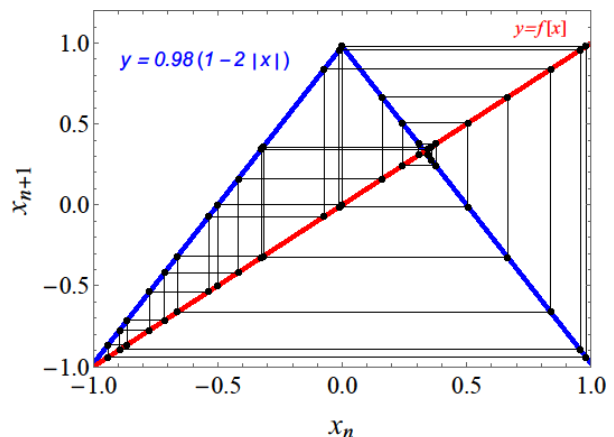
بنابراین با روشهای فوق، حامل داندانه اره ای را از نظر رفتار آشوبی می توان مورد ارزیابی قرار داد که فرکانس آن با نگاهی آشوبی و یا سیگنالی سینوسی مدوله شده است. بُعد فراکتال جاذب بازسازی شده پنج مدولاسیون تحت بررسی، با استفاده از دو تکنیک فوق، محاسبه و در جدول ۱- لیست شده است.

جدول (۱): ابعاد فراکتال جاذب انواع سیگنال حامل

Modulation	$D_b$	$D_c$
SPWM	1.	0.91
SSPWM	1.09	0.88
HCSPWM	1.87	1.68
LCSPWM	1.83	1.64
TCSPWM	1.88	1.68



شکل (۶): سیگنالهای حامل در انواع مدولاسیون ( دامنه سیگنالهای حامل بین -۱ و +۱ همانند شکل ۵- هستند)

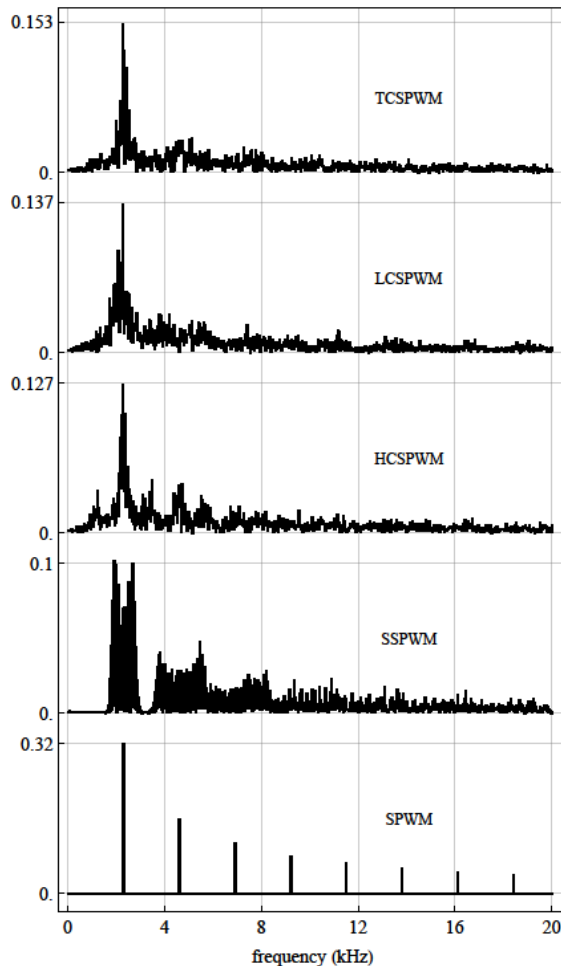


شکل (۷): نگاهت تنت در مدولاسیون آشوبی (TCSPWM)

صفر و خط به خط، می‌تواند موثر باشد و الگوی شکل موج و دامنه آن تغییری نمی‌کند.

جدول (۲): پارامترهای ماشین و مدولاتور تحت مطالعه

$r_{ww}$	425Ω	$l_{ww}$	4.2 mH	$L_l$	0.32H	$R_1$	20 kΩ
$C_{wf}$	1.1758nF	$C_{wr}$	12.5pF	$C_2$	47nF	$R_2$	8.3kΩ
$C_{rf}$	0.83 nF	$C_b$	271.4 pF	$C_a$	-6.6nF	$C_\beta$	4.4nF



شکل (۸): طیف سیگنالهای حامل خط بر مقیاس واحد (pu)

شکل‌های ۹- و ۱۰، به ترتیب طیف‌های ولتاژ توالی صفر و ولتاژ خط به خط را، در انواع مدولاسیون نمایش می‌دهند. همانند سیگنال حامل، طیف ولتاژ توالی صفر نیز، در مدولاسیونهای آشوبی پیوسته بوده و از یکنوایی بیشتری برخوردار است. با استفاده از رابطه (۶)، و با تنظیم پارامتر  $N=368000$ ، میزان یکنوایی طیف در روش‌های مختلف مدولاسیون در جدول ۳-ارایه شده است. در جدول ۴-درصد بهبود یکنوایی طیف در مدولاسیونهای گوناگون نسبت به مدولاسیون متعارف SPWM لیست شده است. ولتاژ توالی صفر در مدولاسیون SSPWM با ۱۹/۶٪ بهبود بهترین یکنوایی را حاصل می‌کند. در حالیکه مدولاسیون LCSPWM با ۹/۱٪ بهبود در انتهای لیست است. لذا مدوله نمودن فرکانس کریر بطور کل، و مدولاسیون آشوبی بطور خاص، موجب کاهش "تداخل الکترومغناطیس مد مشترک" می‌گردد.

بعد فراکتال در مدولاسیونهای آشوبی طبق جدول ۱-، نزدیک به ۲ است، که دلیل آن پُرشدن صفحه با مسیرهای پویای سیستم است. بنابراین جاذب‌های مدولاسیون آشوبی دارای هندسه‌ای با ساختار درهم‌تنیده همانند شکل ۷-هستند. لذا قویا می‌توان نتیجه گرفت که در صورت استفاده از نگاشت آشوبی برای مدوله نمودن فرکانس حامل، امکان یافتن تناوب در شکل موج حامل وجود ندارد (شکل ۶-). در صورتیکه نگاشت متناوب باشد، همانند SSPWM، بعد فراکتال نزدیک به ۱ بوده، و سیگنال حامل متناوب باقی می‌ماند.

## ۵- آنالیز محرک از دیدگاه مدولاسیون آشوبی

یک الکتروموتور سه فاز قفس سنجایی با توان ۱/۱ کیلووات و ساینوس فریم ۸۰ میلی‌متر در آزمایش و شبیه‌سازی بکار گرفته شده است. مشخصات الکتروموتور مذکور به شرح جدول ۲-اندازه‌گیری شده است. مدولاسیون عرض پالس سینوسی با اعمال یک شکل موج دنداناره‌ای و شکل موج مرجع سینوسی سه فاز به مقایسه‌کننده‌های LM339 محقق می‌گردد. شکل موج دنداناره‌ای توسط TL494 فراهم می‌شود و شکل موج‌های سه فاز مرجع توسط اسلاتور مقاومتی-خازنی تاخیری و به کمک LM324 تولید می‌شود. برای آشوبی نمودن مدولاسیون طبق رابطه (۱۱)، شیب دنداناره‌ای را می‌توان با تغییر اندک بایاس منبع جریان در TL494 انجام داد. بنابراین سیگنال آشوبی پس از تنظیم آفست DC و بهره توسط یک تقسیم مقاومتی ساده به TL494 اعمال می‌گردد. توضیحات بیشتر درباره طرح این مدولاتور در مرجع [۱۹] ذکر شده است. علاوه بر این ضریب مدولاسیون ۰/۷۳ و ولتاژ لینک DC،  $1 \pm$  فرض شده است. لینک DC در آزمایشگاه از یک منبع ولتاژ  $15 \pm$  تامین می‌شود. فرکانس کلیدزنی  $(f_{sw})$  و فرکانس مرجع  $(f_m)$  به ترتیب ۲۳۰۰ و ۵۰ هرتز فرض شده‌اند. بهره تغییرات فرکانس حامل  $(\Delta f)$  در همه مدولاسیونها ۰/۲ لحاظ شده است.

در نتیجه کرانه تغییرات فرکانس کلیدزنی  $2k.H$  4-8، یعنی بیست درصد فرکانس کلیدزنی است. طیف، به کمک الگوریتم FFT محاسبه می‌شود. شکل ۸-، طیف سیگنالهای حامل دنداناره‌ای را، به ازای پنج مدولاسیون نامبرده نمایش می‌دهد.

افت مولفه در فرکانس ۲۳۰۰ هرتز، از ۰،۳۲ در SPWM به حدود ۰،۱ در مابقی مدولاسیونها نشان می‌دهد که انرژی حامل برخلاف مدولاسیون متعارف SPWM در مدولاسیونهای آشوبی در طول طیف گسترده می‌گردد. در شکل ۹-، شکل موج ولتاژ توالی صفر  $(v_{ll}(t))$  و خط به خط  $(v_{ll}(t))$  در مدولاسیون LCSPWM، رسم شده است در مابقی مدولاسیونها نیز الگوی شکل موجها (سطوح ولتاژ در شکل-موج) مشابه است و از آنجاییکه مدوله نمودن فرکانس حامل سبب تغییر شیب حامل است، عرض سطوح ولتاژ با حفظ الگو، تغییر می‌کند. بنابراین رفتار آشوبی فرکانس حامل تنها در تعداد پالسهای ولتاژ توالی



از سویی یکنوایی طیف ولتاژ خط به خط در  $3/6$ SSPWM از مدولاسیون متعارف سینوسی مطلوبتر است. این در حالیست که طیف ولتاژ خط به خط در  $4/8$  LCSPWM یکنوایی طیف کمتری از مدولاسیون متعارف SPWM دارد. بنابراین مدولاسیون آشوبی لزوماً، آثار قابل توجهی در بهبود "تداخل الکترومغناطیس هدایتی مد تفاضلی" ندارد. البته تداخل مد تفاضلی را بر خلاف تداخل مد مشترک می توان بسادگی با استفاده از فیلتر خط مهار نمود.

در جدول ۵- درصد انحراف مقادیر موثر و اعوجاج هارمونیک کدر انواع مدولاسیون نسبت به مدولاسیون متعارف SPWM لیست شده است. مقادیر موثر نامبرده مقدار موثر ولتاژ خط به خط ( $V_{ll,rms}$ ) و مقدار موثر مولفه پایه مرتبط با فرکانس مرجع ( $V_{l,rms}$ ) است. علاوه بر این نسبت اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خط به خط در انواع مدولاسیون نسبت به مدولاسیون متعارف نیز در جدول ۵- ارائه شده است. جدول ۵- و شکل ۱۰ نشان می دهند که اندازه مولفه فرکانس مرجع در انواع مدولاسیون تغییر چندانی نمی کند، لذا می توان تاکید نمود که آشوبی نمودن حامل تاثیری بر دینامیک ماشین نخواهد داشت. نتایج حاصل موید آن است که تاثیر مدولاسیون آشوبی بر مولفه های اصلی که بسادگی قابل تنظیم هستند، ناچیز می باشد.

جدول (۳): معیار یکنوایی طیف ولتاژ توالی صفر و ولتاژ خط به خط

Modulation Methods	$SFM_{V_{lf}}$	$SFM_{V_{ll}}$
SPWM	0.286	0.331
SSPWM	0.342	0.343
HCSPWM	0.318	0.320
LCSPWM	0.312	0.315
TCSPWM	0.319	0.321

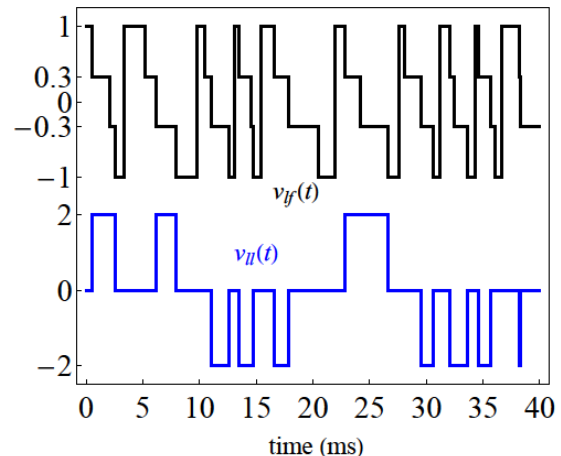
جدول (۴): درصد بهبود گسترده طیف ولتاژ توالی صفر و ولتاژ خط به خط نسبت به مدولاسیون متعارف SPWM

Modulation Methods	Improvement $V_{lf}$ (%)	Improvement $V_{ll}$ (%)
SSPWM	+19.6	+3.6
TCSPWM	+11.5	-3.0
HCSPWM	+11.2	-3.3
LCSPWM	+9.1	-4.8

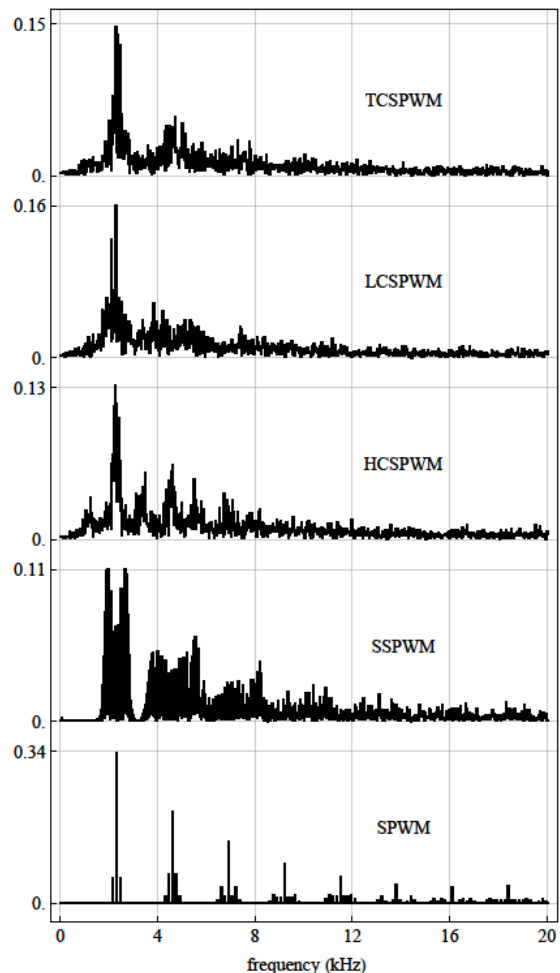
جدول (۵): درصد افزایش مقادیر موثر و اعوجاج

هارمونیک کل ولتاژ خط به خط نسبت به مدولاسیون متعارف SPWM

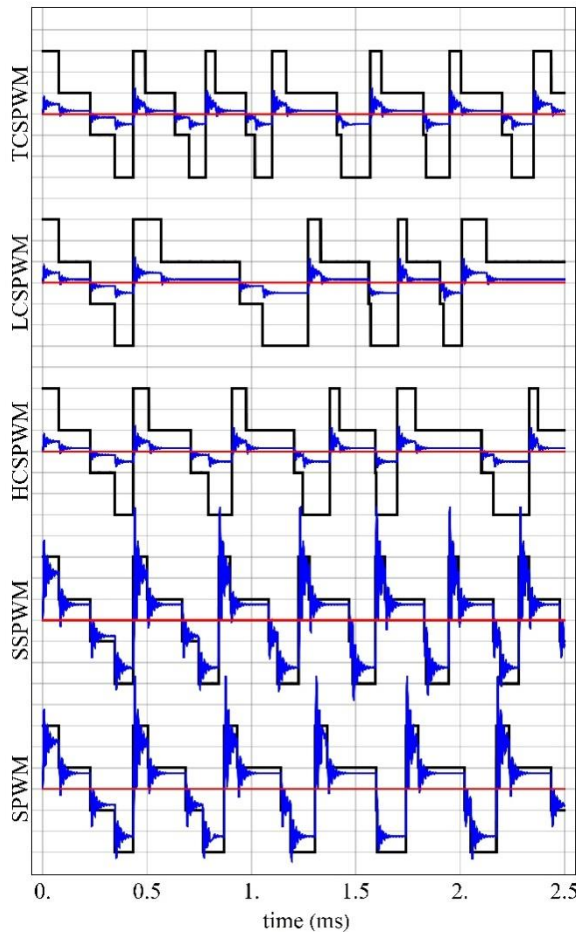
Modulation Methods	$V_{ll,rms}$ (%)	$V_{l,rms}$ (%)	THD (%)
SSPWM	-0.16	-0.11	0.
TCSPWM	+0.16	+0.11	0.
HCSPWM	+0.08	+0.11	0.
LCSPWM	+0.08	+0.11	-0.1



شکل (۹): شکل موج ولتاژ توالی صفر و خط به خط در انواع مدولاسیون بر مقیاس واحد (pu)



شکل (۱۰): طیف ولتاژ توالی صفر بر مقیاس واحد (pu)

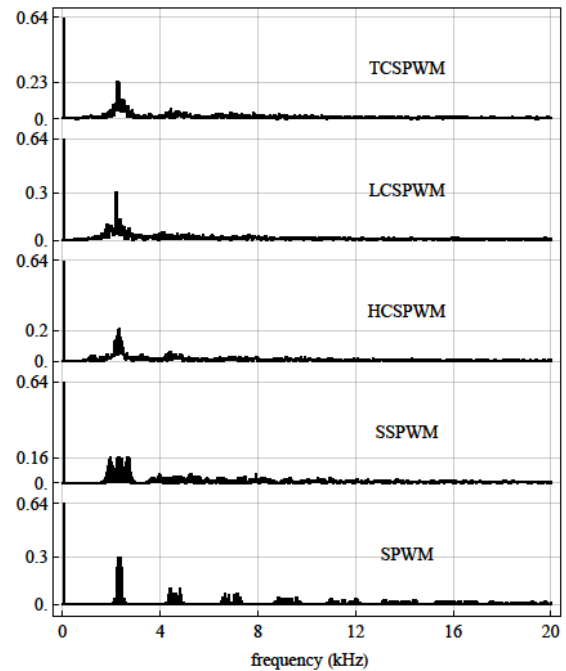


شکل (۱۲): شکل موج ولتاژ یاتاقان (سیگنال های آبی) و ولتاژ توالی صفر (سیگنال های مشکی). مقیاس ولتاژهای یاقان و توالی صفر به ترتیب  $4 \frac{mpu}{div}$  و  $0.33 \frac{pu}{div}$

با توجه به نتایج جدول ۷ و اینکه مهار تداخل الکترومغناطیس هدایتی مُد تفاضلی با افزایش امپدانس الکتریکی در مسیر آن به سهولت امکان پذیر است، لذا بهترین گزینه، مدولاسیون عرض پالس سینوسی با فرکانس حامل مدوله شده با نگاشت آشوبی لاجستیک (LCSPWM) است. در این نوع مدولاسیون میزان کاهش تنش یاتاقان ۲۴٪ و کاهش تداخل الکترومغناطیس مُد مشترک ۹٪ است، با این حال تداخل الکترومغناطیس مُد تفاضلی ۴/۸٪ افزایش می یابد.

جدول (۷): مقایسه نسبی آثار انواع مدولاسیون با مدولاسیون متعارف SPWM (مقادیر منفی نشان دهنده افزایش است)

Modulation	درصد کاهش تنش در یاتاقان	درصد کاهش تداخل الکترومغناطیس هدایتی مُد مشترک	درصد کاهش تداخل الکترومغناطیس هدایتی مُد تفاضلی
SSPWM	-0.03	+19.6	+3.6
TCSPWM	-0.04	+11.5	-3.0
HCSPWM	+0.11	+11.2	-3.3
LCSPWM	+0.24	+9.1	-4.8

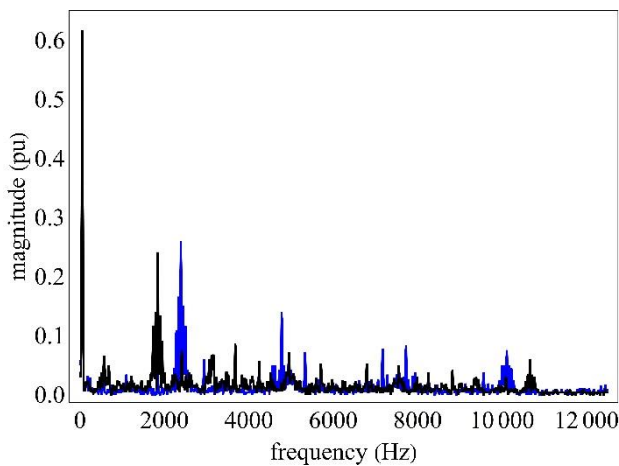


شکل (۱۱): طیف ولتاژ خط به خط مقیاس واحد (pu)

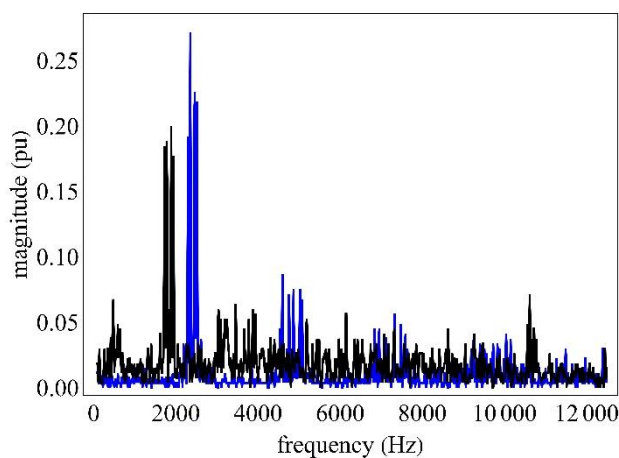
شکل ۱۲، سیگنال موج ولتاژ یاتاقان و ولتاژ توالی صفر متناظرش را نشان می دهد نتایج حاصل دلالت بر رفتاری از مدارهای RLC است و الگوی شکل موجها، با آشوبی نمودن فرکانس حامل، دچار تغییر نمی شوند. مطابق شکل ۱۳، ولتاژ یاتاقان نیز تحت تاثیر مدولاسیون آشوبی، طیفی پیوسته دارد. جدول ۶، درصد افزایش مقادیر موثر "ولتاژ توالی صفر اینورتر"، و "ولتاژ یاتاقان" را در روش های مختلف مدولاسیون نسبت به مدولاسیون SPWM نمایش می دهد. در مدولاسیون LCSPWM و SSPWM مقدار موثر ولتاژ توالی صفر نسبت به مدولاسیون SPWM به ترتیب به میزان ۰٪ و ۱۵٪ کاهش می یابد. در مدولاسیون LCSPWM ولتاژ موثر یاتاقان به میزان ۲۴٪ کاهش می یابد. بعبارتی، در مدولاسیون LCSPWM ضمن بهبود ۹/۱٪ در تداخل مد مشترک (جدول ۴)، تنش در یاتاقان نیز کاهش یافته است. در حالیکه در مدولاسیونهای SSPWM و TCSPWM ولتاژ موثر یاتاقان چندان تغییری نمی کند. در جدول ۷ جمع بندی آثار مدولاسیونهای SSPWM، HCSPWM، LCSPWM و TCSPWM نسبت به مدولاسیون متعارف SPWM مقایسه شده است.

جدول (۶): درصد افزایش مقادیر موثر ولتاژ توالی صفر و یاتاقان نسبت به مدولاسیون متعارف SPWM

Modulation Methods	$V_{lf,rms}(\%)$	$V_{sf,rms}(\%)$
SSPWM	0.	+0.03
TCSPWM	0.	+0.04
HCSPWM	-0.15	-0.11
LCSPWM	-0.15	-0.24

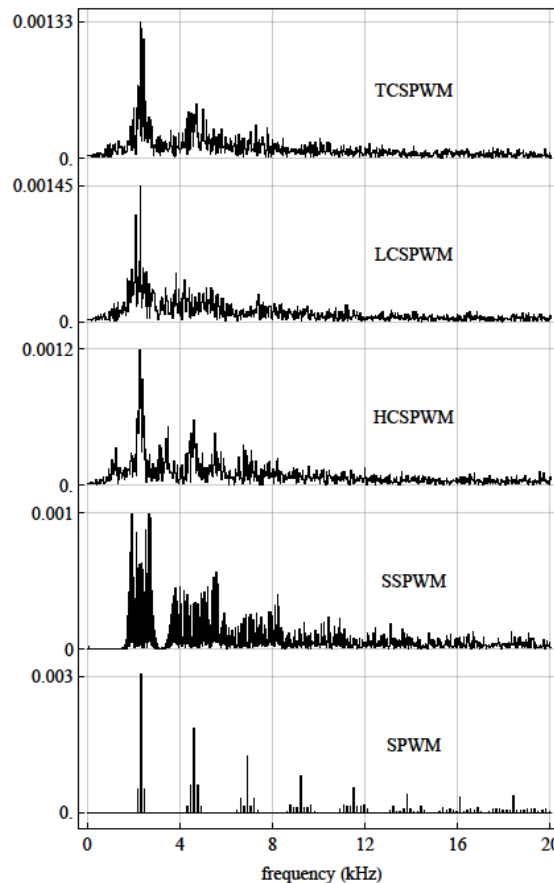


الف



ب

شکل (۱۴): نتایج اندازه‌گیری طیف الف) ولتاژ خط به خط ب) ولتاژ توالی صفر برای مدولاسیون SPWM (سیگنال آبی) و مدولاسیون LCSPWM (سیگنال مشکی)



شکل (۱۳): طیف ولتاژ یا تاقانبر مقیاس واحد pu

در انتها نیز به منظور بررسی نتایج عملی، یک الکتروموتور با مشخصات ارایه شده در جدول ۲- تحت شرایط آزمایشگاهی ذکر شده در ابتدای این بخش مورد استفاده قرار گرفت. نتایج اندازه‌گیری طیف ولتاژ خط به خط و ولتاژ توالی صفر در شکل ۱۴، در دو روش مدولاسیون سینوسی و آشوبی ارایه شده است. با مقایسه این نتایج با نتایج ارایه شده در شکل‌های ۱۰ و ۱۱ می‌توان انطباق نتایج عددی و اندازه‌گیری در خصوص کاهش قله‌های طیف و گسترده شدن انرژی در طول طیف را مشاهده نمود.

## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، ضمن معرفی روش مدولاسیون آشوبی اثر انواع مدولاسیون‌های عرض پالس سینوسی آشوبی بر تداخل الکترومغناطیسی مُد مشترک، تفاضلی و همچنین آثار آن بر ولتاژ محور معرفی گردید. نشان داده شد که کارایی مدولاسیون آشوبی وابسته به دنباله نگاشت مولد آن می‌باشد. همچنین بدون افزایش در ولتاژ یا تاقان یک محرکه الکتریکی می‌توان تداخل الکترومغناطیسی مُد مشترک را در محرکه الکتریکی بصورت مناسبی با استفاده از مدولاسیون آشوبی کنترل نمود.

## مراجع

- [1] M. Asefi and J. Nazarzadeh, "Survey on High-Frequency Models of PWM Electric Drives for Shaft Voltage and Bearing Current Analysis," IET Electr. Syst. Transp., vol. 7, no. 3, pp. 179-189, 2017.
- [2] Z. Wang, K. T. Chau and C. Liu, "Improvement of electromagnetic compatibility of motor drives using chaotic PWM," IEEE Trans. Magn., vol. 43, no. 6, pp. 2612-2614, 2007.
- [3] 61800-3, "Adjustable Speed Electrical Power Drive Systems—Part3: EMC Product Standard Including Specific Test Methods," IEC, 1996.
- [4] Z. Zhang, K. T. Chau, Z. Wang and w. Li, "Improvement of electromagnetic compatibility of motor drives using hybrid chaotic pulse width modulation," IEEE Trans. Magn., vol. 47, no. 10, pp. 4018-4021, 2011.
- [5] H. Li, Z. Li, F. Lin and B. Zhang, "Suppressing harmonics in four-quadrant AC-DC converters with chaotic SPWM control," Wiley-Int. J. Circ. Theor. Appl., vol. 42, pp. 331-342, 2012.
- [6] H. Li, F. Lin, Z. Li, X. You, T. Q. Zheng and B. Zhang, "The application of chaotic PWM control for EMI suppression," COMPEL-The international journal for computation and

- <sup>2</sup> Sine frequency modulated SPWM (SSPWM)
- <sup>3</sup> Chaotic SPWM (CSPWM)
- <sup>4</sup> Logistic map CSPWM (LCSPWM)
- <sup>5</sup> cHua map CSPWM (HCSPWM)
- <sup>6</sup> Tent map CSPWM (TCSPWM)
- <sup>7</sup> reconstructed attractor
- <sup>8</sup> Fast Fourier Transform (FFT)
- <sup>9</sup> Spectral Flatness Measure (SFM)
- <sup>10</sup> fractal dimension
- <sup>11</sup> limit cycle
- <sup>12</sup> strange attractor
- <sup>13</sup> box counting method
- <sup>14</sup> correlation method

- mathematics in electrical and electronic engineering, vol. 32, no. 3, pp. 750-762, 2013.
- [7] A. Hava and E. Un, "Performance Analysis of Reduced Common-Mode Voltage PWM Methods and Comparison with Standard PWM Methods for Three-Phase Voltage-Source Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 241-252, 2009.
- [8] H. Zhang, A. V. Jouanne, S. Dai, A. K. Wallace and F. Wang, "Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1645-1653, 2000.
- [9] حمیدرضا کارشناس و سیدجواد موسوی، «بررسی و ساخت یک مبدل مستقیم فرکانس بدون نیاز به خازن و سلف در مدار واسط dc»، مجله انجمن مهندسين برق و الکترونیک ایران، سال ۸، شماره ۱، صفحه ۱۱-۱۳۹۰.
- [10] E. Babaei, S.H. Hosseini, G.B. Gharehpetian, "Three-Phase to Single-Phase Matrix Converters: New Topology Based on New Control Method," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 10, no. 2, pp. 37-48, 2013.
- [11] M.C.D. Piazza, A. Ragusa and G. Vitale, "Power-Loss Evaluation in CM Active EMI Filters for Bearing Current Suppression," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 5142-5153, 2011.
- [12] R. Mukherjee, A. Patra and S. Banerjee, "Impact of a Frequency Modulated Pulse Width Modulation (PWM) Switching Converter on the Input Power System Quality," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1450-1459, 2010.
- [13] M.C.D. Piazza, A. Ragusa and G. Vitale, "Effects of Common-Mode Active Filtering in Induction Motor Drives for Electric Vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2664-2673, 2010.
- [14] IPS-E-EL-100, "Electrical System Design- Appendix-I," *Iran Petroleum Standards*, 1997.
- [15] B.D. Vivo, P. Lamberti, V. Tucci and C. Petrarca, "Simulation of the Bearing Voltage in an Inverter-FED Induction Motor by a Full Three Phase Multi Conductor Transmission Line Model," *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 46, pp. 233-250, 2013.
- [16] J.D. Johnston, "Transform Coding of Audio Signals Using Perceptual Noise Criteria," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 6, no. 2, pp. 314-323, 1988.
- [17] T. Sparker and L.O. Chua, *Practical numerical algorithms for chaotic systems*, Springer-Verlag, 1989.
- [18] S. Banerjee and G. C. Verghese, *Nonlinear Phenomena in Power Electronics*, Wiley Publishing, 2001.
- [19] B. Zhang and X. Wang, *chaos analysis and chaotic EMI suppression of dc-dc converters*, IEEE & Wiley, 2015
- [20] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 3<sup>rd</sup> ed., Prentice-Hall, 2002.
- [۲] ابوالفضل جلیوند و بهزاد فراندی، «تشخیص بین جریان خطای داخلی و جریان هجومی در ترانسفورماتور با استفاده از روش آشوب»، مجله انجمن مهندسين برق و الکترونیک ایران، سال ۱۴، شماره ۱، صفحه ۶۱-۵۳، ۱۳۹۶.
- [22] E. Ott, *Chaos in dynamical systems*, Cambridge University Press, 1993.
- [23] P. S. Addison, *Fractals and Chaos: An Illustrated Course*, IOP Publishing, 1997.

زیر نویس ها

<sup>1</sup> Sine Pulse Width Modulation (SPWM)