

## محاسبه و تحلیل پایداری مدهای نوسانی نوسان ساز الکترونی پهن باند در حوزه فرکانس

سجاد جهانبخت<sup>۱</sup>، استادیار؛ سیده فاطمه موسوی بیدلی<sup>۲</sup>، دانشجوی مقطع کارشناسی ارشد

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه کاشان - کاشان - ایران - Jahanbakht@kashanu.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه کاشان - کاشان - ایران - f.mousavi85@yahoo.com

**چکیده:** نوسان سازهای الکترونی با بهره‌گیری از یک خط تأخیر فیبر نوری بلند در نقش مشدد با ضریب کیفیت بالا قادر به تولید امواج رادیویی و مایکروویو بسیار کم نویز هستند. محاسبه کلیه مدهای نوسانی و تحلیل پایداری مدهای مذکور این نوسان سازها با استفاده از یک روش تحلیل سریع حوزه فرکانس در حالتی که فیلتر فرکانس رادیویی حلقه دارای پهنای باند زیاد است موضوع مقاله حاضر است. پهنای باند زیاد فیلتر می‌تواند جهت تولید هم‌زمان هارمونیک‌های نوسان و یا تولید قابلیت جاروب فرکانس نوسان در یک باند محدود با استفاده از شیفت فاز دهنده متغیر و فیبر نوری کوتاه مورد استفاده باشد. نشان داده خواهد شد که در حالت پهنای باند زیاد، لحاظ نمودن صرفاً هارمونیک اصلی، به‌عوض تعداد کافی از هارمونیک‌ها می‌تواند منجر به تولید خطای قابل توجه در محاسبه شکل زمانی مدهای نوسان و تشخیص اشتباه در خصوص پایداری مدها گردد. یافتن پاسخ مدها در حضور همه هارمونیک‌ها توسط یک روش مبتنی بر الگوریتم آرامش پیشنهاد خواهد شد. بررسی پایداری مدها توسط تحلیل پایداری نایکوئیست اعمال شده روی سیستم اختلال معادل در حوزه طیف انجام خواهد شد. دقت و صحت روش محاسبه مدها و تحلیل پایداری آن‌ها با مقایسه نتایج آن با روش وقت‌گیر انتگرال‌گیری در حوزه زمان به تأیید خواهد رسید.

**واژه‌های کلیدی:** نوسان ساز الکترونی، اپتوالکترونیک، تحلیل پایداری، محاسبه مدها، حوزه فرکانس، باند عریض.

## Frequency domain computation and stability analysis of oscillation modes of wideband optoelectronic oscillators

S. Jahanbakht<sup>1</sup>, Assistant professor, S. F. Mousavi Bideli<sup>2</sup>, MSc student

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Kashan, Kashan, Iran, Email: Jahanbakht@kashanu.ac.ir

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Kashan, Kashan, Iran, Email: f.mousavi85@yahoo.com

**Abstract:** Optoelectronic oscillators (OEOs) use a long optical fiber delay line as a very high-Q resonator to produce very low phase noise RF/microwave oscillations. Computing all the oscillation modes and stability analysis of them in the frequency domain, in case of having wide band RF/microwave filters in their oscillation loops, is addressed in the current paper. Such a large bandwidth can be used to produce harmonic components of the oscillation or to give the possibility of sweeping the oscillation frequency in a large bandwidth by using a phase shifter and a small fiber. It is shown that in the case of OEOs with wideband RF filters, considering only the fundamental harmonic, instead of adequate number of them, may result in noticeable error in steady state computations as well as erroneous judgment about the stability of the modes. A relaxation algorithm is introduced for computing the oscillation modes. Stability analysis is performed by implementing the Nyquist stability test on a spectral domain system of equations governing the perturbations. The validity of the analysis approaches of this paper are verified by comparing their results against the time-consuming time-domain integrations.

**Keywords:** Optoelectronic oscillators, optoelectronics, stability analysis, modes' computation, frequency domain, wide band.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۹/۲۱

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۸ و ۱۳۹۷/۱/۱۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۳/۳

نام نویسنده مسئول: سجاد جهانبخت

نشانی نویسنده مسئول: ایران - کاشان - کیلومتر ۶ بلوار قطب راوندی - دانشگاه کاشان - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

## ۱- مقدمه

نوسان‌سازها یکی از اجزاء کلیدی در سیستم‌های استفاده‌کننده از فرکانس‌های رادیویی هستند که کیفیت عملکرد آن‌ها تأثیر زیادی بر کیفیت کل سیستم دارد [۱، ۲]. در نوسان‌سازهای میکروویو جهت حصول خلوص طیف بسیار بالا مشددهایی با ضریب کیفیت خیلی موردنیاز هستند. مشددهای عایقی<sup>۱</sup> و مشددهای حفره‌ای موج‌بری دچار مشکلاتی همچون ثابت‌بودن فرکانس تشدید هستند. مشددهای عایقی دارای ضریب کیفیت حداکثر از مرتبه چند هزار بوده و مشددهای حفره‌ای میکروویو حجم زیادی را اشغال می‌کنند [۳، ۴]. همچنین تولید نوسانات میکروویو از طریق ضرب فرکانس‌های نوسان‌سازهای کریستالی منجر به افزایش توان نویز به اندازه مربع ضریب افزایش فرکانس می‌شود که مطلوب نیست [۴]. نوسان‌سازهای الکترونی<sup>۲</sup> به‌عنوان یک گزینه مناسب جهت حصول نوسانات فوق‌العاده کم نویز میکروویو با قابلیت تنظیم فرکانس در یک باند وسیع و با عملکرد نویزی تقریباً ثابت مطرح‌شده‌اند [۵-۷]. قابلیت تنظیم فرکانس را می‌توان به‌عنوان مثال با استفاده از فیلترهای تنظیم‌پذیر ایتروم-آهن-گارت<sup>۳</sup> در حلقه نوسان محقق کرد [۸]. در این نوسان‌سازها سیگنال فرکانس رادیویی توسط یک مدولاتور بر روی شدت نور یک لیزر موج پیوسته سوار شده و از یک فیبر نوری طویل در نقش خط تأخیر عبور می‌کند که عملکرد یک مشدد با ضریب کیفیت خیلی زیاد را از خود نشان می‌دهد. سیگنال نوری مدوله‌شده مجدداً توسط یک آشکارساز نوری به حوزه فرکانس‌های رادیویی<sup>۴</sup> برمی‌گردد تا با عبور از تقویت‌کننده و ورود مجدد به مدولاتور، حلقه نوسان کامل گردد [۵، ۹].

روش‌های تحلیل طیف نویز نوسان‌سازهای الکترونی در مراجع مختلفی مطرح‌شده‌اند [۶، ۷، ۹-۱۳]. تحلیل پایداری و یافتن مود غالب این نوسان‌سازها در [۱۴، ۱۵] مطرح‌شده است. یافتن مجموعه کامل مودها و تحلیل پایداری آن‌ها در حوزه فرکانس نیز در کارهای قبلی [۱۶، ۱۷] ارائه‌شده است.

در نوسان‌سازهای الکترونی دیده می‌شود که شرط نوسان ممکن است در تعداد زیادی فرکانس با فواصل فرکانسی تقریباً برابر با مضارب صحیح از عکس تأخیر فیبر نوری محقق شود مشروط بر اینکه فیلتر فرکانس رادیویی در این فرکانس‌ها تضعیف خیلی زیاد ایجاد نکند [۶، ۹، ۱۶]. این فاصله فرکانسی را اصطلاحاً بازه آزاد طیفی<sup>۵</sup> گویند [۱۰]. جهت حصول نویز خیلی کم، مقدار تأخیر فیبر نوری باید زیاد باشد در نتیجه در اکثر موارد عملی مقدار بازه آزاد طیفی از پهنای باند فیلتر فرکانس رادیویی بسیار کوچک‌تر است طوری که تعداد زیادی از مودهای قرارگرفته در پهنای باند تضعیف زیادی دریافت نمی‌کنند لذا امکان نوسان در آن‌ها هم وجود دارد. مشاهده‌شده است که پس از شروع نوسان، پاسخ نوسان‌ساز الکترونی به یکی از مودها میل خواهد کرد و سایر مودها تضعیف خواهند شد [۱۷، ۱۶، ۱۸]. احتمال تحریک یک مود خاص به‌صورت مستقیم با مقدار دامنه نوسان

آن مود و نزدیکی فرکانس نوسان آن مود به فرکانس تشدید فیلتر مرتبط است [۹، ۱۸]. باین‌وجود این مودها خود را در طیف نویز فاز و دامنه به‌صورت ماکزیم‌های محلی نمایش می‌دهند که به آن‌ها قله‌های زائد<sup>۶</sup> می‌گویند [۹].

در مراجع [۵-۱۷] ضریب کیفیت فیلتر فرکانس رادیویی مورداستفاده آن‌قدر زیاد است که عملاً سیگنال اصلی نوسان را می‌توان به‌صورت تک‌هارمونیک در نظر گرفت. باین‌وجود اخیراً اثر فیلترهای پهن باند در عملکرد حلقه‌های الکترونی به مقدار زیادی موردتوجه و بررسی قرارگرفته است. در این حالت‌ها احتمال دیدن پاسخ‌های با مدولاسیون‌های چند هارمونیک و یا پاسخ‌های آشوبی گزارش‌شده است [۱۹-۲۳] که دارای کاربردهایی همچون تولید مستقیم سیگنال‌های مدوله‌شده و یا تولید سیگنال‌های آشوبی با باند فوق‌العاده وسیع می‌باشند. در این کارها مقدار پهنای باند فیلتر حلقه فوق‌العاده زیاد است طوری که نسبت فرکانس قطع بالا به فرکانس قطع پایین در آن‌ها بیش از صد هزار است. در مقاله حاضر مقادیر پهنای باند فیلتر فرکانس رادیویی به میزان زیادی بزرگ‌تر از مقادیر آن در مراجع [۵-۱۷] و درعین‌حال به میزان زیادی کمتر از مقادیر آن در [۲۳-۱۹] هستند. به‌عنوان مثال مقدار فرکانس‌های قطع بالا و پایین فیلتر در شبیه‌سازی‌ها به ترتیب 176.62 MHz و 56.62 MHz هستند که معرف فرکانس مرکزی (میانگین هندسی) 100 MHz و پهنای باند حدود 120 MHz می‌باشند. در چنین حالتی شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهند که پاسخ‌های نوسانی فرکانس رادیویی، علیرغم وجود محتوای هارمونیک بالاتر، پاسخ‌های متداول هستند و بازم به‌لحاظ عملی نوسان‌ساز الکترونی داریم. اما در مراجع [۱۹-۲۳] در اکثر موارد پاسخ‌هایی غیر از نوسان‌های فرکانس رادیویی مشاهده می‌شود و این نوسان‌ها رژیم کاری غالب نیستند. پهنای باندهای ذکرشده در مقاله حاضر می‌توانند جهت تولید هم‌زمان هارمونیک‌های نوسان و یا تولید قابلیت جاروب فرکانس نوسان در یک باند محدود با استفاده از یک شیفت فاز دهنده متغیر و فیبر نوری کوتاه مورداستفاده باشند. در حقیقت در یک نوسان‌ساز الکترونی می‌توان با تغییر شیفت فاز حلقه نوسان، فرکانس نوسان را در محدوده بازه آزاد طیفی تغییر داد البته مشروط بر اینکه بهره حلقه کافی در فرکانس مدنظر موجود باشد [۱۶، ۲۴]. طبیعتاً با داشتن فیبر نوری به طول کوتاه و لذا تأخیر کوچک می‌توان بازه تنظیم‌پذیری فرکانس نوسان را زیاد کرد که البته مستلزم آن است که پهنای باند فیلتر حلقه هم زیاد باشد [۲۴]. اگر به دلیل طول کم فیبر مورداستفاده، در کاربردی خاص مقدار سطح نویز فاز زیادتر از حد مورد انتظار باشد آنگاه می‌توان از قفل تریقی دوطرفه نوسان‌ساز با یک نوسان‌ساز الکترونی دیگر با طول فیبر بلندتر جهت کاهش بیشتر نویز فاز استفاده نمود [۲۴، ۲۵]. در چنین حالتی قابلیت تنظیم‌پذیری فرکانس نوسان در بازه متناظر با بازه آزاد طیفی نوسان‌ساز با فیبر کوتاه‌تر در گام‌های فرکانسی متناظر با بازه آزاد طیفی نوسان‌ساز با فیبر بلندتر فراهم می‌شود.

هدف از مقاله حاضر ارائه یک روش حوزه فرکانس جهت یافتن همه مودهای ممکن نوسانی نوسان‌ساز الکترونوری با پهنای باند متوسط فیلتر فرکانس رادیویی حلقه با لحاظ نمودن کلیه هارمونیک‌های مهم در تحلیل و همچنین پیش‌بینی پایداری مودهای به‌دست‌آمده است. تفاوت کار مقاله حاضر با مراجع [۱۶، ۱۷] آن است که در مقاله حاضر نوسان‌سازهای الکترونوری با پهنای باند نسبی خیلی بزرگ‌تر در نظر گرفته شده‌اند طوری که سیگنال نوسان دیگر یک سیگنال سینوسی خالص نیست و دارای محتوای هارمونیک قابل توجه است. لذا لازم است که هارمونیک‌های بالاتر نوسان، هم‌جهت محاسبه پاسخ و هم‌جهت تحلیل پایداری در تحلیل‌ها لحاظ گردند. لازم به ذکر است که به‌عنوان مثال ضریب کیفیت نوسان‌سازهای الکترونوری ذکر شده در مراجع [۱۷-۵] از مرتبه ۵۰۰ است (پهنای باند حدود 20 MHz حول فرکانس مرکزی 10GHz) درحالی‌که در مثال تحلیل شده در مقاله حاضر این ضریب کیفیت کم‌تر از واحد است (پهنای باند 120 MHz حول فرکانس مرکزی 100 MHz). در نتیجه در مقاله حاضر الگوریتم ویژه‌ای جهت محاسبه حالت پایدار با احتساب تعداد کافی از هارمونیک‌های نوسان معرفی خواهد شد. همچنین روش تحلیل پایداری هر مود در مقاله حاضر نیز تعمیم روش مقالات [۱۶، ۱۷] با احتساب تعداد هارمونیک‌های بیش از عدد یک است. لازم به ذکر است که روش تحلیل مودها در مقاله حاضر جهت تخمین دقیق سطح هارمونیک‌های مزاحم حتی در حالتی که ضریب کیفیت فیلتر زیاد باشد نیز قابل استفاده است.

روش‌های حوزه فرکانس در تحلیل نوسان‌ساز الکترونوری، همچون روش مقاله حاضر، به لحاظ حجم حافظه و علی‌الخصوص زمان اجرا موردنیاز کاملاً بر روش‌های حوزه زمان برتری دارند. برای درک این موضوع می‌توان دقت کرد که در روش انتگرال‌گیری مستقیم در حوزه زمان باید گام زمانی انتگرال‌گیری کم‌تر از پریود سیگنال فرکانس رادیویی (مثلاً ۰/۱ ns برای فرکانس نوسان 10 GHz) باشد و از طرف دیگر باید مدت‌زمان شبیه‌سازی بیش از چند برابر مقدار تأخیر فیبر نوری (از مرتبه میکروثانیه) یا مقدار عکس پهنای باند فیلتر فرکانس رادیویی باشد تا پاسخ‌های گذرا میرا شوند و پاسخ پایدار حاصل گردد. بنابراین گام‌های زمانی برای یافتن پاسخ پایدار و متعاقباً زمان اجرا خیلی زیاد می‌شود. به‌عنوان مثال، تجارب شبیه‌سازی توسط مؤلفین نشان داده است که در نوسان‌سازهای معمول باند X مدت‌زمان اجرا با رایانه‌های محاسباتی معمولی می‌تواند از مرتبه چند روز تا هفته باشد. ضمناً در گام‌های طولانی اجرا امکان انباشتگی خطا هم وجود دارد. باین‌وجود روش انتگرال‌گیری کامل در حوزه زمان دارای دو مزیت است. اول اینکه کلیه پاسخ‌های گذرا را شبیه‌سازی می‌کند و دوم اینکه پاسخ به‌دست‌آمده از آن همواره پاسخ پایدار سیستم است. باین‌وجود در روش‌های حوزه فرکانس همچون روش مقاله حاضر، امکان یافتن کلیه مودهای نوسان در مدت‌زمانی بسیار سریع (از مرتبه چند ثانیه) که هیچ ارتباطی با نسبت ثابت زمانی‌های مدار ندارد وجود دارد. در

روش‌های حوزه فرکانس در تحلیل نوسان‌سازهای الکترونوری، همچون روش مقاله حاضر، به لحاظ حجم حافظه و علی‌الخصوص زمان اجرا موردنیاز کاملاً بر روش‌های حوزه زمان برتری دارند. برای درک این موضوع می‌توان دقت کرد که در روش انتگرال‌گیری مستقیم در حوزه زمان باید گام زمانی انتگرال‌گیری کم‌تر از پریود سیگنال فرکانس رادیویی (مثلاً ۰/۱ ns برای فرکانس نوسان 10 GHz) باشد و از طرف دیگر باید مدت‌زمان شبیه‌سازی بیش از چند برابر مقدار تأخیر فیبر نوری (از مرتبه میکروثانیه) یا مقدار عکس پهنای باند فیلتر فرکانس رادیویی باشد تا پاسخ‌های گذرا میرا شوند و پاسخ پایدار حاصل گردد. بنابراین گام‌های زمانی برای یافتن پاسخ پایدار و متعاقباً زمان اجرا خیلی زیاد می‌شود. به‌عنوان مثال، تجارب شبیه‌سازی توسط مؤلفین نشان داده است که در نوسان‌سازهای معمول باند X مدت‌زمان اجرا با رایانه‌های محاسباتی معمولی می‌تواند از مرتبه چند روز تا هفته باشد. ضمناً در گام‌های طولانی اجرا امکان انباشتگی خطا هم وجود دارد. باین‌وجود روش انتگرال‌گیری کامل در حوزه زمان دارای دو مزیت است. اول اینکه کلیه پاسخ‌های گذرا را شبیه‌سازی می‌کند و دوم اینکه پاسخ به‌دست‌آمده از آن همواره پاسخ پایدار سیستم است. باین‌وجود در روش‌های حوزه فرکانس همچون روش مقاله حاضر، امکان یافتن کلیه مودهای نوسان در مدت‌زمانی بسیار سریع (از مرتبه چند ثانیه) که هیچ ارتباطی با نسبت ثابت زمانی‌های مدار ندارد وجود دارد. در

روش‌های حوزه فرکانس در تحلیل نوسان‌سازهای الکترونوری، همچون روش مقاله حاضر، به لحاظ حجم حافظه و علی‌الخصوص زمان اجرا موردنیاز کاملاً بر روش‌های حوزه زمان برتری دارند. برای درک این موضوع می‌توان دقت کرد که در روش انتگرال‌گیری مستقیم در حوزه زمان باید گام زمانی انتگرال‌گیری کم‌تر از پریود سیگنال فرکانس رادیویی (مثلاً ۰/۱ ns برای فرکانس نوسان 10 GHz) باشد و از طرف دیگر باید مدت‌زمان شبیه‌سازی بیش از چند برابر مقدار تأخیر فیبر نوری (از مرتبه میکروثانیه) یا مقدار عکس پهنای باند فیلتر فرکانس رادیویی باشد تا پاسخ‌های گذرا میرا شوند و پاسخ پایدار حاصل گردد. بنابراین گام‌های زمانی برای یافتن پاسخ پایدار و متعاقباً زمان اجرا خیلی زیاد می‌شود. به‌عنوان مثال، تجارب شبیه‌سازی توسط مؤلفین نشان داده است که در نوسان‌سازهای معمول باند X مدت‌زمان اجرا با رایانه‌های محاسباتی معمولی می‌تواند از مرتبه چند روز تا هفته باشد. ضمناً در گام‌های طولانی اجرا امکان انباشتگی خطا هم وجود دارد. باین‌وجود روش انتگرال‌گیری کامل در حوزه زمان دارای دو مزیت است. اول اینکه کلیه پاسخ‌های گذرا را شبیه‌سازی می‌کند و دوم اینکه پاسخ به‌دست‌آمده از آن همواره پاسخ پایدار سیستم است. باین‌وجود در روش‌های حوزه فرکانس همچون روش مقاله حاضر، امکان یافتن کلیه مودهای نوسان در مدت‌زمانی بسیار سریع (از مرتبه چند ثانیه) که هیچ ارتباطی با نسبت ثابت زمانی‌های مدار ندارد وجود دارد. در

روش‌های حوزه فرکانس در تحلیل نوسان‌سازهای الکترونوری، همچون روش مقاله حاضر، به لحاظ حجم حافظه و علی‌الخصوص زمان اجرا موردنیاز کاملاً بر روش‌های حوزه زمان برتری دارند. برای درک این موضوع می‌توان دقت کرد که در روش انتگرال‌گیری مستقیم در حوزه زمان باید گام زمانی انتگرال‌گیری کم‌تر از پریود سیگنال فرکانس رادیویی (مثلاً ۰/۱ ns برای فرکانس نوسان 10 GHz) باشد و از طرف دیگر باید مدت‌زمان شبیه‌سازی بیش از چند برابر مقدار تأخیر فیبر نوری (از مرتبه میکروثانیه) یا مقدار عکس پهنای باند فیلتر فرکانس رادیویی باشد تا پاسخ‌های گذرا میرا شوند و پاسخ پایدار حاصل گردد. بنابراین گام‌های زمانی برای یافتن پاسخ پایدار و متعاقباً زمان اجرا خیلی زیاد می‌شود. به‌عنوان مثال، تجارب شبیه‌سازی توسط مؤلفین نشان داده است که در نوسان‌سازهای معمول باند X مدت‌زمان اجرا با رایانه‌های محاسباتی معمولی می‌تواند از مرتبه چند روز تا هفته باشد. ضمناً در گام‌های طولانی اجرا امکان انباشتگی خطا هم وجود دارد. باین‌وجود روش انتگرال‌گیری کامل در حوزه زمان دارای دو مزیت است. اول اینکه کلیه پاسخ‌های گذرا را شبیه‌سازی می‌کند و دوم اینکه پاسخ به‌دست‌آمده از آن همواره پاسخ پایدار سیستم است. باین‌وجود در روش‌های حوزه فرکانس همچون روش مقاله حاضر، امکان یافتن کلیه مودهای نوسان در مدت‌زمانی بسیار سریع (از مرتبه چند ثانیه) که هیچ ارتباطی با نسبت ثابت زمانی‌های مدار ندارد وجود دارد. در

شدت نور خروجی از لیزر توسط مدولاتور الکترونی<sup>۸</sup> با سیگنال مایکروویو مدوله شده و از یک فیبر نوری طویل عبور داده می شود که تأخیر قابل توجهی را روی آن اعمال می کند. این تأخیر زیاد منجر به تولید حساسیت شدید فاز سیگنال عبوری از حلقه نسبت به فرکانس نوسان شده که معادل با تأثیر یک مشدد مایکروویو با ضریب کیفیت خیلی زیاد برابر با  $\omega_0\tau/2$  می شود که در آن  $\omega_0$  فرکانس نوسان و  $\tau$  مقدار تأخیر زمانی عبور نور از فیبر نوری است [۲۹]. در انتهای فیبر، سیگنال فرکانس رادیویی توسط آشکارساز نوری<sup>۹</sup> از شدت نور استخراج شده و وارد تقویت کننده فرکانس رادیویی حلقه می شود. این تقویت کننده جهت جبران افت توان سیگنال در مسیر نوری به کار می رود. فیلتر فرکانس رادیویی نیز جهت انتخاب مود نوسان از میان مجموعه بی شمار مدهای ممکن نوسان به کار می رود. یک نسخه از سیگنال توسط تزویج گر (Coupler) به عنوان خروجی در اختیار قرار گرفته و مابقی آن جهت تکمیل حلقه نوسان وارد مدولاتور می گردد. دینامیک حاکم بر حلقه نوسان با رابطه (۱) قابل بیان است [۹،۱۶].

$$v(t) = h_f(t) * \left\{ ag_{pd} P_0 \left( 1 - \eta \sin \left\{ \pi \frac{v(t-\tau)}{V_\pi} + \varphi_0 \right\} \right) \right\} \quad (1)$$

که در آن  $\eta$  پارامتر مرتبط با نرخ انقراض مدولاتور  $(1+\eta)/(1-\eta)$ ،  $P_0$  توان سیگنال نوری در ورودی آشکارساز نوری،  $V_\pi$  ولتاژ نیم موج مدولاتور،  $\varphi_0$  فاز آفست مدولاتور،  $h_f(t)$  پاسخ ضربه فیلتر فرکانس رادیویی موجود در حلقه، \* معرف کانولوشن،  $a$  بهره ولتاژ تقویت کننده فرکانس رادیویی و  $g_{pd}$  بهره تبدیل شدت نور به ولتاژ فرکانس رادیویی در آشکارساز می باشند. در رابطه (۱) فرض شده است که غیر از مدولاتور الکترونی سایر بلوکها در رژیم خطی خود رفتار می کنند که فرضی متداول است [۵،۶،۹،۱۰،۱۵،۱۶]. همچنین فرض می شود که کلیه تضعیفات اضافی در بهره های طبقات خطی به حساب آورده شده اند.

## ۲-۲- روش محاسبه مدهای نوسانی در حالت پهنای باند زیاد فیلتر حلقه

الگوریتم محاسبه شکل سیگنال مدهای حالت پایدار نوسان ساز الکترونی با احتساب صرفاً هارمونیک اصلی به طور کامل در [۱۶] مطرح شده است. این الگوریتم در حالتی که ضریب کیفیت فیلتر فرکانس رادیویی خیلی بزرگ (مثلاً بیش از چند صد) باشد هم از لحاظ محاسبه حالت پایدار و هم از لحاظ تحلیل پایداری نتایج دقیقی را به دست آمده می دهد. با این وجود در صورت بزرگ بودن پهنای باند فیلتر فرکانس رادیویی نشان داده خواهد شد که لحاظ نمودن صرفاً یک هارمونیک (هارمونیک اصلی) می تواند منجر به ایجاد خطا در بیش پیش بینی پایداری مدها و نیز در محاسبه شکل دقیق سیگنال نوسان

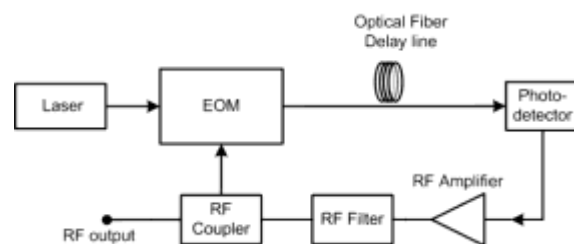
در پیش بینی پایداری مدها گردد. نشان داده خواهد شد که اگر بهره سیگنال کوچک حلقه باز نوسان ساز الکترونی از حد مشخصی بزرگ تر شود ممکن است مدهای مرکزی با فرکانس نوسان نزدیک به فرکانس تشدید فیلتر فرکانس رادیویی ناپایدار شوند و برخی مدهای کناری پایدار باشند. در این حالت اگر پاسخ نوسان ساز از مقادیر سکون شروع شود (همچون حالت معمول در آزمایشگاه) آنگاه پاسخ نهایی به یک موج سینوسی فرکانس رادیویی مدوله شده با موج مربعی با فرکانس پایه برابر با نصف بازه آزاد طیفی میل خواهد نمود. اما اگر به طریقی شرایط اولیه محاسبه شده از روش حوزه فرکانس در جواب لحاظ شوند جواب مدهای پایدار واقعاً پایدار خواهند بود اما ظاهراً ناحیه جذب پاسخ آن ها کوچک است و لذا در عمل امکان تحریک آن ها ناممکن و یا سخت خواهد بود. همچنین نشان داده می شود که اگر بهره سیگنال کوچک حلقه باز از حد مشخصی کمتر باشد طوری که مود غالب (مود با بیشترین دامنه نوسان) پایدار باشد آنگاه تحریک از سکون می تواند منجر به تحریک سیگنال خاص نوسانی در مود غالب گردد. دقت و صحت روش محاسبه مدها و تحلیل پایداری آن ها با مقایسه نتایج آن با روش انتگرال گیری کامل حوزه زمان به تأیید خواهد رسید.

سازمان دهی مقاله به صورت ذیل است: در بخش دوم روابط حالت پایدار نوسان ساز الکترونی مطرح شده و الگوریتم یافتن پاسخ مدها با لحاظ نمودن تعداد کافی از هارمونیکها مطرح خواهد شد. در بخش سوم با معرفی روابط حاکم بر سیگنال اختلال اعمال شده به سیستم در حوزه طیفی، شیوه اعمال تست پایداری روی مدها به روش آزمون نایکوئیست مطرح می شود. در بخش چهارم نتایج شبیه سازی ها مطرح شده و با مقایسه با روش انتگرال گیری کامل به تأیید خواهد رسید. مشاهدات جالبی نیز در خصوص پایداری نوسان سازهای الکترونی در این بخش مطرح می گردد. بخش پنجم به نتیجه گیری خواهد پرداخت.

## ۲- معرفی دینامیک حاکم بر نوسان ساز الکترونی و روش محاسبه مدهای نوسان

### ۲-۱- دینامیک حاکم بر نوسان ساز الکترونی

معماری یک نوسان ساز الکترونی تک حلقه ای در شکل ۱ نمایش داده شده است [۹،۱۶]:



شکل ۱: معماری متداول نوسان ساز الکترونی تک حلقه ای [۹،۱۶]

می‌شود که هارمونیک  $k$ ام آن با  $g_k$  نمایش داده می‌شود. سپس هارمونیک  $k$ ام سمت راست رابطه (۳)  $R_k$  از رابطه  $R_k = H(k\omega_0)g_k$  به دست آمده می‌آید که  $H(\cdot)$  تابع تبدیل فیلتر فرکانس رادیویی است.

ج- مقدار جدید  $\omega_0$  با استفاده از حل معادله زیر به دست می‌آید:

$$\exp(j\omega_0\tau) = \angle(g_1 H(\omega_0)) \quad (4)$$

که در آن  $H(\omega_0)$  تابع تبدیل فیلتر فرکانس رادیویی و  $\angle$  به معنای عملگر فاز است. برای حل معادله بالا از یک الگوریتم جستجوی دقیق برای یافتن فرکانس جدید  $\omega_0$  در بازه  $[\omega_0 - \pi/\tau, \omega_0 + \pi/\tau]$  استفاده می‌شود که مقدار  $\omega_0$  را طوری آیدیت می‌کند که کمترین خطای نسبی دو طرف را تولید کند. باید دقت کرد که  $g_1$  وابسته به فرکانس نیست.

د- برای مؤلفه‌های فوریه قرار داده می‌شود  $v_1 = |R_1|$  و  $v_k = R_k \exp(-jk\omega_0\tau), k = 2, 3, \dots, H$  این مؤلفه‌ها در بردار  $V$  قرار داده می‌شود.

ه- با داشتن بردار  $V$  و مقدار  $\omega_0$  مجدداً مؤلفه‌های سری فوریه سمت راست رابطه (۳)  $R_k, k = 1, 2, \dots$  همچون بخش ب محاسبه می‌شوند. مقدار خطا در تطبیق مؤلفه  $k$ ام به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$e_k = \begin{cases} |v_k \exp(jk\omega_0\tau) - R_k|, & |v_k \exp(jk\omega_0\tau) + R_k| < 10^{-8} \\ \frac{2|v_k \exp(jk\omega_0\tau) - R_k|}{|v_k \exp(jk\omega_0\tau) + R_k|}, & |v_k \exp(jk\omega_0\tau) + R_k| > 10^{-8} \end{cases} \quad (5)$$

و- اگر مقدار خطای تمام هارمونیک‌ها از مقدار آستانه‌ای (در اینجا  $10^{-11}$ ) کمتر باشد و یا تعداد تکرارهای الگوریتم از حد مشخصی (در اینجا ۱۰۰۰) بیشتر شود الگوریتم به پایان می‌رسد در غیر این صورت به مرحله ب می‌رویم و روند را تکرار می‌کنیم. جهت ارزیابی نتایج روش‌های تحلیل حوزه فرکانس مقاله حاضر از مقایسه آن با روش حل معادله دینامیکی (۱) با انتگرال‌گیری زمانی استفاده خواهد شد در نتیجه در ادامه به ذکر این روش پرداخته خواهد شد.

### ۲-۳- شبیه‌سازی نوسان‌ساز به روش انتگرال‌گیری زمانی معادله دینامیکی

اگرچه شکل تابع تبدیل فیلتر فرکانس رادیویی در روش مقاله حاضر می‌تواند کاملاً اختیاری باشد اما جهت ساده شدن پیاده‌سازی انتگرال‌گیری حوزه زمان از یک تابع تبدیل درجه‌دو نوعی با ضابطه زیر استفاده می‌شود [۱۰، ۱۱]:

$$H(\omega) = \left[ 1 + jQ \left( \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right]^{-1} \quad (6)$$

که در آن  $Q$  و  $\omega_r$  به ترتیب ضریب کیفیت و فرکانس تشدید فیلتر می‌باشند. اکنون با اعمال تبدیل فوریه به طرفین یک، انتقال اثر  $H(\omega)$  به سمت چپ و اعمال تبدیل عکس فوریه، معادله زیر حاصل می‌شود:

گردد. جهت محاسبه موده‌ها از یک الگوریتم تحلیل مبتنی بر روش‌های موسوم به آرامش<sup>۱</sup> [۲۸] استفاده خواهد شد.

از این به بعد سیگنال اصلی نوسان را همان سیگنال فرکانس رادیویی ورودی به مدولاتور در نظر می‌گیریم. این سیگنال پس از حذف پاسخ‌های گذرا به صورت زیر قابل نوشتن است:

$$v(t) = \sum_{k=-H}^H v_k e^{jk\omega_0 t} \quad (2)$$

که در آن جمله  $v_k$  مؤلفه هارمونیک  $k$ ام سری فوریه است. برای سیگنال‌های حقیقی، تقارن هرمیتی در ضرایب سری فوریه وجود دارد یعنی  $v_{-k} = v_k^*$  ( \* معرف مزدوج مختلط است) لذا می‌توان بردار مجهولات را به صورت بردار ستونی  $\mathbf{V} = [v_1, \dots, v_H]^T$  لحاظ کرد که در آن  $H$  حداکثر تعداد هارمونیک‌های لحاظ شده در تحلیل بوده و  $T$  معرف ترانهاده است. در مقاله حاضر فرض شده است که فیلتر فرکانس رادیویی در فرکانس dc بهره صفر دارد در نتیجه  $v_0 = 0$  است. پیش از ارائه الگوریتم لازم است به این موضوع اشاره شود که در نوسان‌سازهای نوسان آزاد انتخاب مرجع زمانی اختیاری است لذا انتخاب فاز یکی از هارمونیک‌ها اختیاری است [۲۶، ۲۷]. در این مقاله هارمونیک اول نوسان به عنوان مرجع فاز لحاظ می‌شود. لذا فازور  $v_1$  به صورت حقیقی محض لحاظ می‌شود که در حقیقت نصف مقدار دامنه نوسان در فرکانس اصلی را نشان می‌دهد. همچنین می‌توان تأخیر را به سمت راست منتقل کرد و رابطه معادل زیر را حل کرد:

$$v(t + \tau) = h_f(t) * \left\{ ag_{pd} P_0 \left( 1 - \eta \sin \left\{ \pi \frac{v(t)}{V_\pi} + \varphi_0 \right\} \right) \right\} \quad (3)$$

الگوریتم‌های مختلفی مبتنی بر روش آرامش قابل‌ارائه هستند اما معمولاً تعداد محدودی از آن‌ها می‌توانند همگرایی مناسبی داشته باشند. در اینجا با طرح‌ریزی مناسب و آزمون و خطا الگوریتم زیر پیشنهاد شده است که از همگرایی بهتری در قیاس با سایر الگوریتم‌ها برخوردار است. روند محاسبه مود  $k$ ام (نزدیک‌ترین مود به فرکانس  $\omega_r + (2\pi/\tau)k$  که در آن  $\omega_r$  فرکانس مرکزی فیلتر فرکانس رادیویی است) به صورت زیر است:

الف- مقدار اولیه بردار مجهولات  $\mathbf{V}$  با لحاظ نمودن مقدار  $v_1$  به صورت عددی بین صفر تا  $v_{\max} = V_\pi x_0 / \pi$  (ترجیحاً در وسط این فاصله) و قرار دادن مؤلفه‌های مربوط به سایر هارمونیک‌ها برابر صفر در نظر گرفته می‌شود که در آن  $x_0$  صفر اول تابع کاردینال بسل  $J_1(x)/x$  است که برابر است با  $3/83$ . علت این انتخاب آن است که در حالت تک هارمونیک دامنه نوسان در این بازه قرار دارد [۱۶]. مقدار اولیه فرکانس نوسان برابر با  $\omega_0 = \omega_r + (2\pi/\tau)k$  قرار داده می‌شود.

ب- شکل زمانی متناظر با  $v(t)$  در بازه‌ی زمانی  $[0, 2\pi/\omega_0]$  با استفاده از بردار  $\mathbf{V}$  محاسبه شده و با قرار دادن در تابع سمت راست رابطه (۳) (بدون لحاظ نمودن  $h_f(t)$  شکل زمانی آن محاسبه می‌شود. سپس با استفاده از FFT مؤلفه‌های سری فوریه آن محاسبه

$\Delta v(t)$  شود یعنی بتوان متغیر مختل شده  $\tilde{v}(t)$  را به صورت  $\tilde{v}(t) = v(t) + \Delta v(t)$  نوشت. جمله اختلال  $\Delta v(t)$  پریودیک نیست باین وجود می توان آن را با یک بسط سری فوریه میان گذر به فرم (۲) نمایش داد که در آن ضرایب سری فوریه متغیر با زمان با تغییرات کند کند آن است که نرخ تغییرات این جملات بسیار کمتر از فرکانس  $\omega_0$  و یا در بیشترین مقدار برابر با  $\omega_0/2$  است [۱۳-۱۱]. بردار طیف<sup>۱۱</sup> سیگنال  $\Delta v(t)$  به صورت زیر تعریف می شود:

$$\Delta \mathbf{V} = [\Delta v_{-H}(t), \Delta v_{-H+1}(t), \dots, \Delta v_H(t)]^T \quad (9)$$

فعالاً فرض می شود یک منبع اختلال فرضی سیگنال کوچک  $\varepsilon(t)$  مثلاً با سمت راست رابطه (۱) جمع گردد که در اینجا معرف یک اختلال تزریق شده در ورودی مدولاتور نوری است. با قرار دادن سیگنال  $\tilde{v}(t) = v(t) + \Delta v(t)$  در معادله (۱)، لحاظ نمودن منبع اختلال  $\varepsilon(t)$ ، اعمال بسط تیلور مرتبه اول حول  $v(t)$  و استفاده از این موضوع که خود  $v(t)$  در معادله (۱) صدق می کند رابطه (۱۰) حاصل می گردد:

$$\Delta v(t) = h_f(t) * \{z(t) \Delta v(t - \tau)\} + \varepsilon(t) \quad (10)$$

که در آن سیگنال پریودیک  $z(t)$  به صورت زیر تعریف می شود:

$$z(t) = -ag_{pd} \eta P_0 \frac{\pi}{V_\pi} \cos \left\{ \pi \frac{v(t - \tau)}{V_\pi} + \varphi_0 \right\} \quad (11)$$

معادله (۱۰) را می توان با استفاده از تعدادی لم و قضیه ثابت به حوزه طیف برد. این لم ها به تفصیل در مقالات قبلی [۱۶، ۱۲، ۱۱] و خصوصاً در [۱۲] ذکر شده اند. با اعمال لم های مذکور داریم که:

$$\Delta \mathbf{V}(t) = F^{-1} \left\{ \mathbf{T}_F(\Omega) F \left[ \mathbf{T}_z \mathbf{D}_\tau \Delta \mathbf{V}(t - \tau) \right] \right\} + \varepsilon(t) \quad (12)$$

که در آن  $F$  و  $F^{-1}$  عملگرهای تبدیل فوریه و عکس فوریه،  $\varepsilon(t)$  بردار طیف  $\varepsilon(t)$  و  $\Omega$  فرکانس می باشند. ماتریس های مربعی  $\mathbf{T}_F(\Omega)$ ،  $\mathbf{D}_\tau$  و  $\mathbf{T}_z$  به ترتیب ماتریس تابع تبدیل فیلتر در حوزه طیف، ماتریس شیفت فاز دهنده و ماتریس توپلیتر متناظر با تابع پریودیک  $z(t)$  می باشند که دارای بعد  $2H + 1$  بوده و درایه های آن ها با روابط زیر داده می شوند [۱۱، ۱۲]:

$$[\mathbf{T}_F(\Omega)]_{(k+H+1), (l+H+1)} = H(k\omega_0 + \Omega) \delta_{kl} \quad (13)$$

$$[\mathbf{D}_\tau]_{(k+H+1), (l+H+1)} = \exp(-jk\omega_0\tau) \delta_{kl} \quad (14)$$

$$[\mathbf{T}_z]_{(k+H+1), (l+H+1)} = z_{k-l} \quad (15)$$

در روابط بالا نمادگذاری  $[A]_{m,n}$  معرف درایه  $m, n$  از ماتریس  $\mathbf{A}$  بوده و  $\delta_{kl}$  و  $z_{k-l}$  به ترتیب معرف دلتای کرونیگر و مؤلفه  $k-l$  ام سری فوریه  $z(t)$  می باشند. با اعمال تبدیل فوریه به طرفین رابطه (۱۲) خواهیم داشت:

$$[\mathbf{I} - \mathbf{T}_F(\Omega) \mathbf{T}_z \mathbf{D}_\tau e^{-j\Omega\tau}] \Delta \tilde{\mathbf{V}}(\Omega) = \tilde{\varepsilon}(\Omega) \quad (16)$$

که در آن علامت مد  $\sim$  به معنای تبدیل فوریه بوده و  $\mathbf{I}$  ماتریس واحد است.

$$v(t) + \frac{Q}{\omega_r} \frac{dv}{dt} + Q \omega_r \int_{-\infty}^t v(t') dt' = \quad (7)$$

$$\left\{ ag_{pd} P_0 \left[ 1 - \eta \sin \left\{ \pi \frac{v(t - \tau)}{V_\pi} + \varphi_0 \right\} \right] \right\}$$

با اعمال مشتق به طرفین (۷) و تعریف یک متغیر جدید  $y$  دستگاه معادلات معمولی تأخیری زیر حاصل می گردد:

$$\frac{dy}{dt} = y \quad (8-الف)$$

$$\frac{dy}{dt} = -\frac{\omega_r}{Q} y - \omega_r^2 v(t) \quad (8-ب)$$

$$-\frac{\omega_r}{Q} ag_{pd} P_0 \eta \frac{\pi}{V_\pi} \cos \left\{ \pi \frac{v(t - \tau)}{V_\pi} + \varphi_0 \right\} y(t - \tau)$$

دستگاه (۸) را می توان توسط الگوریتم های حل معادلات دیفرانسیل معمولی همچون تابع dde23 از نرم افزار متلب شبیه سازی نمود. در ادامه منظور از نتایج روش انتگرال گیری حوزه زمان نتایج خروجی از حل دستگاه (۸) هستند.

### ۳- تحلیل پایداری مودهای محاسبه شده نوسان ساز الکترونوری

#### ۳-۱- معادلات اختلال اعمال شده به سیستم در حوزه طیفی

روش سنتی در تحلیل پایداری محلی پاسخ یک سیستم آن است که فرض می شود پاسخ حالت پایدار متغیرها دچار یک اختلال سیگنال کوچک لحظه ای شود. شرط پایداری پاسخ مورد نظر آن است که شکل های زمانی تغییرات متغیرها پس از مدت زمانی اندک به شکل های اولیه خود بازگردند. در یک سیستم تحریک شده با یک تک فرکانس پایه، (فرکانس ورودی یا فرکانس نوسان)، می توان اختلال ایجاد شده را به دو اختلال یکی در دامنه و دیگری در فاز سیگنال (ها) مرتبط کرد. در مدارهای غیر خودمختار همچون تقویت کننده ها که از خودشان نوسانی ندارند شرط پایداری محلی آن است که کلیه جملات اختلال یعنی اختلالات دامنه و فاز متغیرها با گذر زمان به صفر میل کنند [۲۶]. در مدارهای خودمختار (دارای خاصیت نوسان کنندگی)، به دلیل اختیاری بودن مرجع فاز، شرط پایداری آن است که اختلال دامنه به صفر میل کند اما اختلاف فاز به مقدار ثابتی همگرا شود [۲۷، ۲۶]. در حقیقت یک اختلاف فاز ثابت معرف تغییر در مرجع زمانی است که در نوسان سازها مجاز است. در هر یک از این حالت ها می توان برداشت کرد که سیگنال های اختلال ایجاد شده در مؤلفه های فوریه متغیرها بعد از گذر زمان نباید دارای رشد باشند بلکه باید میرا شده و یا به مقادیر ثابتی همگرا شوند. در نتیجه سیستم خطی حاکم بر ضرایب سری فوریه سیگنال های مختل شده باید دارای هیچ قطبی در سمت راست صفحه مختلط نباشد.

پیش از ادامه ذکر روش لازم است مفهوم بردار طیف یک متغیر و معادله حاکم بر آن را مطرح نمود. فرض می شود در اثر اعمال یک منبع اختلال خارجی سیگنال کوچک و یا ایجاد یک تغییر لحظه ای کوچک، متغیر نوسان  $v(t)$  دچار یک اختلال سیگنال کوچک

### ۳-۲- آزمون پایداری نایکوئیست

شرط پایداری یک مود آن است که سیستم اختلال حاکم بر آن (۱۶) در حوزه  $s$  ( $s = j\Omega$ ) دارای هیچ قطبی در سمت راست صفحه مختلط نباشد. یعنی کلیه توابع تبدیل میان درایه‌های  $\Delta \tilde{V}_k$  و  $\tilde{\epsilon}$  در حوزه لاپلاس یعنی  $\Delta \tilde{V}_k(s) / \tilde{\epsilon}_l(s), k, l \in Z$  فاقد قطب در سمت راست صفحه مختلط باشند. اثبات می‌شود که قطب‌های این توابع تبدیل همان صفرهای دترمینان ماتریس سمت چپ رابطه (۱۶) می‌باشند. جهت بررسی وجود قطب‌های سمت راست سیستم می‌توان وجود صفرهای سمت راست صفحه مختلط در دترمینان ماتریس مذکور را بررسی کرد [۲۶، ۲۷]. لذا می‌توان روی دترمینان مذکور یعنی تابع  $\sigma(\Omega)$  تعریف‌شده در زیر تست پایداری نایکوئیست را انجام داد:

$$\sigma(\Omega) = \det[\mathbf{I} - \mathbf{T}_F(\Omega) \mathbf{T}_Z \mathbf{D}_r e^{-j\Omega\tau}] \quad (17)$$

که در آن  $\det$  معرف دترمینان است. بر طبق تست نایکوئیست تعداد دفعاتی که منحنی قطبی  $\sigma(\Omega)$  رسم‌شده در صفحه مختلط، به ازای تغییرات  $\Omega$  از  $-\infty$  تا  $+\infty$  مبدأ مختصات را در جهت عقربه‌های ساعت دور می‌زند، برابر است با  $p - z$  که  $z$  تعداد صفرهای دترمینان و  $p$  تعداد قطب‌های آن در سمت راست صفحه مختلط هستند. از آنجا که فرض بر آن است که بلوک‌های موجود در نوسان‌ساز الکترونیکی به‌تنهایی پایدار هستند لذا  $p = 0$  بوده و تعداد دور زدن‌های نمودار نایکوئیست حول مبدأ در جهت عقربه‌های ساعت برابر با تعداد صفرهای سمت راست صفحه مختلط  $z$  است. در مقاله حاضر در شبیه‌سازی‌ها رسم نمودار نایکوئیست از بازه فرکانسی  $-\omega_r/2$  تا  $\omega_r/2$  صورت می‌گیرد که  $\omega_r$  فرکانس تشدید فیلتر فرکانس رادیویی است. دلیل انتخاب این بازه آن است که اصولاً فرض می‌شود که حداکثر فرکانس موجود در هر مؤلفه سری فوریه سیگنال اختلال مقدار  $\omega_r/2$  است.

### ۴- شبیه‌سازی و نتایج

جهت بررسی صحت الگوریتم‌های محاسبه مدها و تحلیل پایداری از یک مثال نوسان‌ساز الکترونیکی با فرکانس مرکزی فیلتر برابر با  $f_r = 100\text{MHz}$  استفاده شده است. پهنای باند فیلتر فرکانس رادیویی برابر با  $B = 120\text{MHz}$  لحاظ شده است تا حالت خاص حلقه پهن باند به‌خوبی شبیه‌سازی گردد. مقدار تأخیر فیبر نوری  $\tau = 0.217\mu\text{s}$  در نظر گرفته شده است که معادل با طول فیبر حدود ۴۰ متر است. نوسان‌سازهای الکترونیکی معمولاً در فرکانس‌های خیلی بالاتر همچون باند X مورد استفاده قرار می‌گیرند. با این وجود به دلیل آنکه جهت ارزیابی صحت نتایج انتگرال‌گیری زمانی مورد نیاز است لذا جهت پرهیز از ایجاد زمان اجراهای در حد چندین روز در اینجا از مثال نوسان‌ساز الکترونیکی با فرکانس نوسان حوالی ۱۰۰MHz استفاده شده است.

بخش حاضر به‌صورت زیر سازمان‌دهی شده است: در زیر بخش اول نتایج محاسبه دامنه هارمونیک اصلی و فرکانس نوسان مدها به ازای دو مقدار مختلف بهره سیگنال کوچک توسط دو روش تک هارمونیک مرجع [۱۶] و روش آرامش مقاله حاضر ارائه و مقایسه

خواهند شد. در زیر بخش بعدی نتایج تحلیل پایداری تک‌هارمونیک و چند هارمونیک روی تعدادی از مدهای نوسان‌ساز الکترونیکی انجام‌شده و ملاحظات جالبی ارائه خواهند شد. در بخش آخر حل معادلات حوزه زمان نوسان‌ساز الکترونیکی با شرایط اولیه از سکون یا از مقادیر محاسبه‌شده از روش حوزه فرکانس به روش انتگرال‌گیری حوزه زمان انجام‌شده و صحت محاسبات حوزه فرکانس با مقایسه نتایج آن با روش انتگرال‌گیری حوزه زمان به‌طور کامل به تأیید خواهد رسید.

### ۴-۱- نتایج محاسبه مدهای نوسان‌ساز

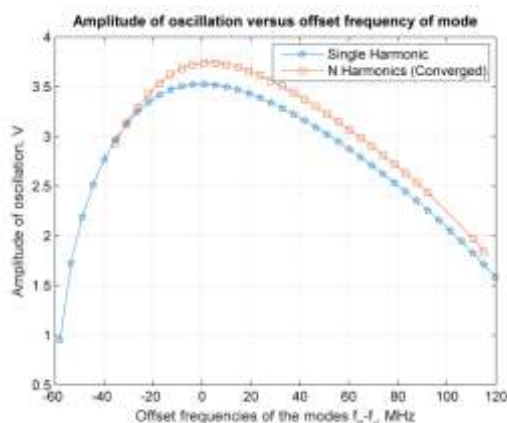
قبل از شروع بحث، مفهوم بهره حلقه باز سیگنال کوچک معرفی می‌شود. مقدار این بهره که در اینجا با نماد  $g_{ss}$  نمایش داده می‌شود برابر است با مقدار قدر مطلق بهره حوزه فرکانسی که یک اختلال سیگنال کوچک سینوسی در سمت راست رابطه (۱) با خطی سازی حول بایاس صفر ( $v(t) = 0$ ) می‌بندد یعنی برابر است با [۱۲، ۱۶]:

$$g_{ss}(\omega) = \left| \frac{\pi}{V} \eta P_{0gpd} \cos(\varphi_0) H(\omega) \right| \quad (18)$$

باید دقت کرد که مقدار  $g_{ss}$  برای هر فرکانس متفاوت است. هنگامی که در مورد  $g_{ss}$  بدون ذکر فرکانس صحبت می‌شود منظور مقدار  $g_{ss}(\omega_r)$  است که  $\omega_r$  فرکانس تشدید فیلتر فرکانس رادیویی است. در هر شبیه‌سازی حاصل ضرب  $P_{0gpd}$  طوری لحاظ می‌شود که  $g_{ss}$  خاصی حاصل گردد. جزئیات سایر پارامترهای نوسان‌ساز الکترونیکی لحاظ‌شده به‌صورت زیر هستند:

$$\varphi_0 = 148.5^\circ \text{ و } V_B = 2.6V, V_\pi = 5V, \eta = 0.7, \tau = 0.217\mu\text{s}$$

با استفاده از الگوریتم تحلیل مطرح‌شده در بخش ۲-۲ مدهای حالت پایدار نوسان‌ساز الکترونیکی با لحاظ نمودن فرکانس اولیه در بازه  $[f_r - B/2, f_r + B/2]$  با گام‌های برابر با بازه آزاد طیفی محاسبه شدند. نتایج محاسبه مدها از دو روش تک فرکانس و روش آرامش با ۱۵ هارمونیک به ازای  $g_{ss} = 2$  در شکل ۲-الف و به ازای  $g_{ss} = 1.5$  در شکل ۲-ب دیده می‌شوند.



الف

خواهد شد. ثانیاً دیده می‌شود که در برخی از مدها روش آرامش قادر به همگرایی نبوده است. باین وجود طبق انتظاری که از پایداری مدها وجود دارد معمولاً مدهای خیلی دور از فرکانس مرکزی ناپایدار می‌باشند [۱۶] لذا به نظر می‌رسد که نداشتن این مدها تفاوتی در محاسبه مدهای مشاهده‌پذیر ایجاد نمی‌کند.

#### ۴-۲- تحلیل پایداری روی چند مود نمونه

تعریف مود غالب: در اینجا به مودی که دارای ماکزیمم دامنه نوسان است و معمولاً نزدیک‌ترین فرکانس نوسان را به فرکانس مرکزی فیلتر دارد مود غالب گفته می‌شود. جهت بررسی صحت نتایج پایداری به‌عنوان اولین مثال، پایداری مود غالب نوسان‌ساز در حالت  $g_{ss} = 2$  یعنی مود ۱۴ام (با فرکانس آفست ۸۸۲/۴۹ KHz) مورد بررسی قرار گرفت.

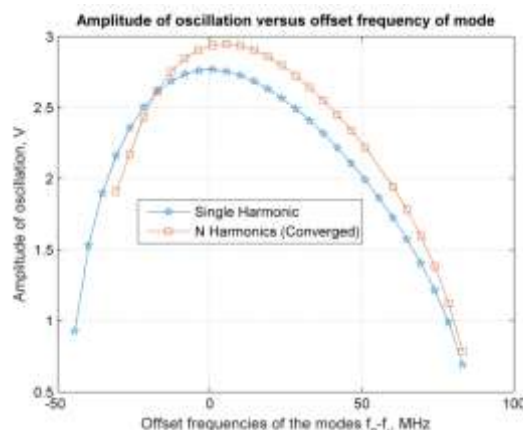
شکل ۳ نتایج تحلیل پایداری نایکوئیست دو روش تک‌هارمونیک و چند هارمونیک را نشان می‌دهد. دیده می‌شود که در روش تک‌هارمونیک مبدأ مختصات دور زده نشده اما در روش چند هارمونیک مبدأ در جهت عقربه‌های ساعت دور زده می‌شود.

یک کد کامپیوتری نوشته شد که بدون نیاز به بزرگ‌نمایی نمودار، قادر به شمردن تعداد دفعات عبور نمودار از محور حقیقی منفی در جهت عقربه‌های ساعت و نیز خلاف عقربه‌های ساعت باشد. در شکل ۲ در حالت تک‌هارمونیک هیچ عبوری از محور حقیقی منفی رخ نمی‌دهد اما در حالت چند هارمونیک تعداد ۲۱۴ عبور در جهت عقربه‌های ساعت و تعداد ۱۶۲ عبور در خلاف جهت عقربه‌ها وجود دارد که تفاضل آن ۵۲ می‌شود که گویای ناپایداری هارمونیک اصلی است لذا پیش‌بینی پایداری این مود در حالت تک‌فرکانس با چند فرکانس متفاوت است.

در زیر بخش بعدی نشان داده خواهد شد که پیش‌بینی روش تحلیل چند هارمونیک درست است.

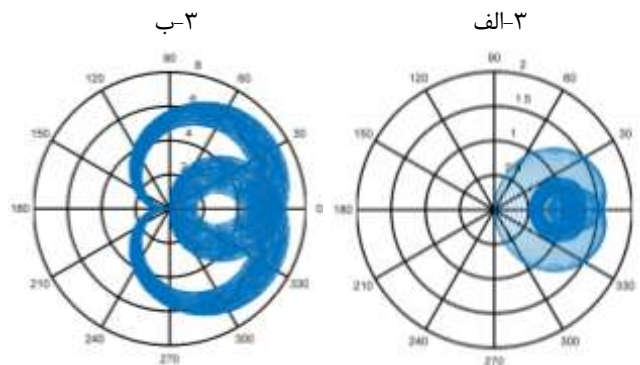
به‌عنوان مثال بعدی مود ۲۰ام حالت  $g_{ss} = 2$  (با فرکانس آفست ۲۸/۷۳ MHz) را که دورتر از فرکانس تشدید فیلتر است در نظر می‌گیریم. نمودارهای نایکوئیست این مود از دو روش تک‌هارمونیک و چند هارمونیک در شکل ۴ دیده می‌شوند. در شکل ۴ هیچ عبوری از محور حقیقی منفی دیده نمی‌شود لذا هر دو روش برای مود ۲۰ام پایداری را پیش‌بینی می‌کنند.

به‌عنوان مثال آخر در حالت  $g_{ss} = 1.5$  با رسم نمودارهای پایداری نایکوئیست مود غالب (مود ۱۱ام) با فرکانس آفست ۹۲۱/۵۴ KHz از هر دو روش تک‌هارمونیک و چند هارمونیک هیچ عبوری از محور حقیقی منفی مشاهده نمی‌شود در نتیجه هر دو روش پایداری مود مذکور را پیش‌بینی می‌کنند. نمودارهای نایکوئیست به جهت پرهیز از طولانی شدن مقاله در اینجا ارائه نشده‌اند. در بخش بعدی صحت محاسبه پاسخ هر مود و نیز پیش‌بینی پایداری آن‌ها توسط روش انتگرال‌گیری حوزه زمان بررسی خواهد شد.

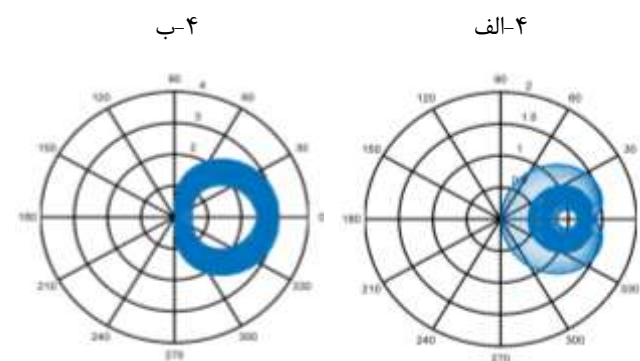


ب

شکل ۲: نمودار دامنه نوسان هارمونیک اصلی از دو روش تک‌هارمونیک و چند هارمونیک برحسب فرکانس آفست مدها برای حالت الف:  $g_{ss} = 2$  و ب:  $g_{ss} = 1.5$ .



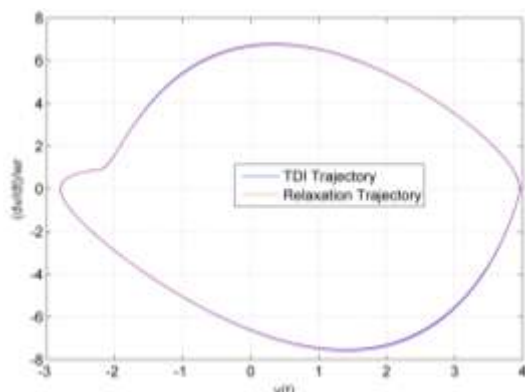
شکل ۳: نمودار پایداری نایکوئیست مود غالب (۱۴ام) به ازای  $g_{ss} = 2$  از دو روش الف-تک‌هارمونیک و ب-چند هارمونیک.



شکل ۴: نمودار پایداری نایکوئیست مود ۲۰ام به ازای  $g_{ss} = 2$  از دو روش؛ الف-تک‌هارمونیک و ب-چند هارمونیک.

در این شکل منظور از فرکانس آفست مقدار فاصله فرکانس نوسان هر مود از فرکانس مرکزی فیلتر یعنی  $f_0 - f_r$  است. با توجه به شکل ۲ اولاً دیده می‌شود که دامنه هارمونیک اصلی نوسان در حالت تک‌هارمونیک و ۱۵ هارمونیک تا حدودی متفاوت است. در مورد شکل موج کلی این تفاوت بیشتر است که در ادامه مطالب به آن اشاره





شکل ۷: نمودار فضای فاز مود ۲۰ام حالت  $g_{ss} = 2$  در بازه  $[195\tau, 200\tau]$  به ازای دو جواب حاصل از انتگرال گیری حوزه زمان (با تاریخچه داده شده از روش ۱۵ هارمونیک) و تحلیل ۱۵ هارمونیک. تمایز دو نمودار ناچیز بوده و قابل رؤیت نیست.

در مثال دیگر دیده شد که مود ۲۰ام حالت  $g_{ss} = 2$  به عنوان مود پایدار پیش بینی می شود. اگر بازم از روش انتگرال گیری حوزه زمان با لحاظ نمودن تاریخچه سیگنال مطابق مود ۲۰ام به دست آمده از پاسخ ۱۵ هارمونیک استفاده شود دیده می شود که شکل سیگنال تا فرکانس های طولانی حفظ می شود. برای آنکه اطمینان حاصل شود که دامنه و فرکانس نوسان دچار تغییرات جزئی نمی شوند و نیز حصول اطمینان در مورد صحت محاسبات شکل سیگنال در روش حوزه فرکانس، از نمودار فضای فاز سیگنال خروجی استفاده می شود. نمودار فضای فاز، مکان هندسی ایجاد شده از تغییرات زمانی متغیرهای حالت در فضای حالت است [۲۶]. این نمودار روش مناسبی جهت تجسم تغییرات سیگنال های پرریودیک است. در مثال حاضر به دلیل اینکه از فیلتر مرتبه دو استفاده شده است وجود دو متغیر حالت برای توصیف سیستم کافی است که در اینجا متغیرهای  $v(t)$  و  $\omega_r^{-1} dv(t)/dt$  به عنوان متغیرهای حالت لحاظ می شوند.

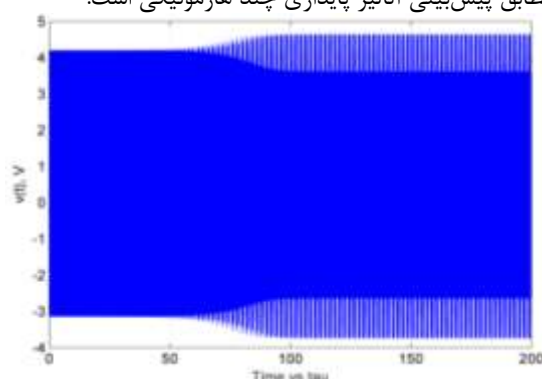
نمودار فضای فاز مود ۲۰ام حالت  $g_{ss} = 2$  در بازه  $[195\tau, 200\tau]$  به ازای دو جواب حاصل از انتگرال گیری حوزه زمان (البته با تاریخچه داده شده از روش ۱۵ هارمونیک) و نیز تحلیل ۱۵ هارمونیک در شکل ۷ رسم شده اند. همان گونه که دیده می شود نمودارهای فضای فاز از چنان تطبیقی برخوردارند که تمایز دادن آن ها روی شکل امکان پذیر نیست که نشان دهنده آن است که شکل مود محاسبه شده دستخوش هیچ تغییری نشده و واقعاً پایدار است و ضمناً به طور کامل در معادله دینامیکی (۱) صدق کرده است. فاصله داشتن شکل این نمودار با یک دایره کامل نشان دهنده وجود محتوای هارمونیک قوی در سیگنال خروجی است که تأیید کننده ضرورت لحاظ نمودن تعداد هارمونیک های زیاد است.

همچنین اگر با گرفتن FFT از شکل سیگنال به دست آمده از انتگرال گیری حوزه زمان، مقدار فرکانس اصلی تغییرات محاسبه شده و با مقدار محاسبه شده از تحلیل حوزه فرکانس مقایسه شود قدر مطلق اختلاف آن ها برابر است با ۳/۴۳ KHz که اگر نسبت به بازه آزاد طیفی

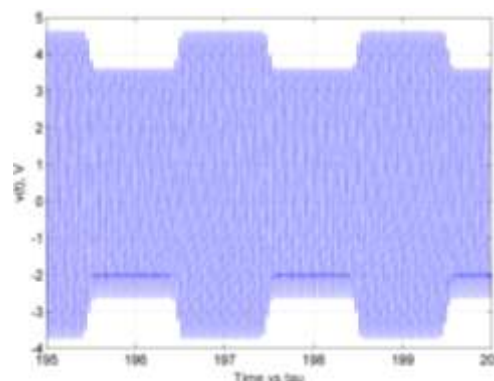
### ۳-۴- مقایسه نتایج با روش انتگرال گیری حوزه زمان

همان گونه که دیده شد در مورد مود غالب در حالت  $g_{ss} = 2$  روش تک هارمونیک پیش بینی پایداری و روش چند هارمونیک پیش بینی ناپایداری دارد. اگر سیگنال های اولیه محاسبه شده از روش تحلیل ۱۵ هارمونیک به عنوان تاریخچه سیگنال در مدت زمان  $[-\tau, 0]$  به الگوریتم حل دستگاه (۸) معرفی شوند آنگاه نتیجه شبیه سازی در بازه زمانی  $[0, 200\tau]$  در شکل ۵ دیده می شود.

همان گونه که دیده می شود ابتدا سیگنال نوسان از همان شکل سیگنال به دست آمده از روش حوزه فرکانس تبعیت می کند اما پس از مدت زمانی در حدود  $60\tau$  مدولاسیون دامنه مربعی قابل توجهی با پررود تقریبی برابر با  $2\tau$  در سیگنال پدیدار می گردد که با وضوح بهتر در شکل ۶ دیده می شود. لذا در حقیقت مود ۱۴ام ناپایدار بوده است که مطابق پیش بینی آنالیز پایداری چند هارمونیک است.



شکل ۵: نمودار تکامل زمانی مود غالب محاسبه شده در حالت  $g_{ss} = 2$  شبیه سازی شده توسط انتگرال گیری حوزه زمان



شکل ۶: نمودار تکامل زمانی مود غالب محاسبه شده در حالت  $g_{ss} = 2$  شبیه سازی شده توسط انتگرال گیری حوزه زمان در بازه زمانی ۱۹۵ تا  $200\tau$ .

با گرفتن FFT از سیگنال حوزه زمان در بازه  $[1495\tau, 1500\tau]$  مقدار فرکانس پایه نوسان محاسبه شده و با مقدار محاسبه شده از تحلیل حوزه فرکانس مقایسه شد که اختلاف  $81/5$  KHz را نشان می دهد که اگر نسبت به بازه آزاد طیفی نرمالیزه شود اختلاف نسبی حدود یک دهم درصد است که کاملاً ناچیز است.

مشاهدات بالا به علاوه تعداد زیاد دیگری از مشاهدات ذکر نشده در اینجا منجر به نتایج مهم زیر می گردد:

۱- اگر در یک مقدار بهره سیگنال کوچک مود غالب ناپایدار باشد امکان دارد که مدهای دیگر با پایداری محلی یافت شوند اما این مودها معمولاً قابل مشاهده نیستند چراکه امکان تحریک آن‌ها صرفاً با اعمال شرایط اولیه مناسب فراهم می شود که همیشه ممکن نیست.

۲- در بهره های سیگنال کوچکی که مود غالب آن‌ها ناپایدار است شکل خروجی شامل یک سیگنال پرریودیک مدوله شده با یک سیگنال فرکانس پایین با فرکانس پایه برابر با نصف بازه آزاد طیفی است.

۳- اگر در یک بهره سیگنال کوچک، مود غالب پایدار باشد همین مود محتمل ترین مود مشاهده شده در عمل خواهد بود.

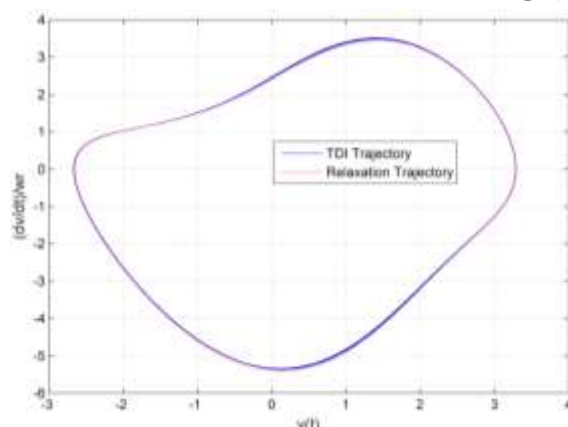
۴- بازه بهره های سیگنال کوچکی که در نوسان سازهای الکترونیکی باند باریک منجر به نوسان پایدار می باشند در کارهای قبلی  $1 < g_{ss} < 2.31$  ذکر شده است [۱۶-۱۴]. تجارب شبیه سازی بخش قبل نشان دادند که در حالت نوسان ساز الکترونیکی پهن باند این بازه دیگر معتبر نیست چراکه به عنوان مثال برای حالت  $g_{ss} = 2$  هیچ نوسان پایداری دیده نمی شود.

نکته: با توجه به اینکه یک مزیت روش مقاله حاضر در قیاس با انتگرال گیری حوزه زمان، زمان اجرا بسیار کمتر است لذا لازم است اشاره شود که زمان اجرا مورد نیاز برای محاسبه هر مود تکی بر روی یک کامپیوتر محاسباتی معمولی با پردازشگر Core i7- 3.4GHz و 8GB-RAM در حدود یک ثانیه و تست پایداری آن کمتر از ۱۰ ثانیه است. این در حالی است که برای نوسان ساز 100MHz زمان شبیه سازی تا بازه  $100\tau$  در حدود ۱۴۰ ثانیه بوده است. برای نوسان سازهای نوعی باند X در فرکانس 10GHz با سایر مشخصات مشابه، انتظار آن است که زمان اجرا دست کم ۱۰۰ برابر یعنی ۱۴۰۰۰ ثانیه باشد. با این وجود تجارب شبیه سازی نشان می دهند که مدت زمان شبیه سازی به میزانی خیلی بیشتر زیاد خواهد شد. لازم به ذکر است جهت افزایش زمان اجراهای انتگرال گیری حوزه زمان، بهتر است بازه شبیه سازی به قطعات کوچک تر با طول های بیشتر از تأخیر فیبر تقسیم شود و از نتایج شبیه سازی هر مرحله به عنوان شرایط اولیه مرحله بعدی استفاده شود. در این حالت اطلاعات بازه قبلی از بین رفته و در نتیجه حجم حافظه کمتر و متعاقباً زمان اجرا کمتری مورد نیاز است. به عنوان مثال بازه های  $200\tau$  به ۴۰ بازه به طول های  $5\tau$  تقسیم می شود. مدت زمان ذکر شده ۱۴۰ ثانیه برای بازه  $100\tau$  در حالت تقسیم به بازه های  $5\tau$  بوده است در حالی که اگر به یک باره این بازه شبیه سازی شود مدت زمان اجرا روش انتگرال گیری حوزه زمان به بیش از ۱۰ دقیقه افزایش می یابد.

نرمالیزه شود اختلاف نسبی ۸ صدم درصد را نشان می دهد که کاملاً ناچیز است.

اکنون سؤال پیش می آید که اگر دینامیک نوسان ساز الکترونیکی در حالت  $g_{ss} = 2$  از حالت ساکن شروع شود پاسخ نهایی آن به کدام یک از مودها میل خواهد کرد؟ برای پاسخ به این سؤال یک بار دیگر دینامیک نوسان ساز الکترونیکی به روش انتگرال گیری حوزه زمان با لحاظ نمودن پاسخ شروع ساکن  $v(t) = 0.1V$  شبیه سازی شد. نتایج شبیه سازی ها نشان می دهد که پاسخ نوسان ساز الکترونیکی در نهایت به فرم سیگنال نمایش داده شده در شکل ۶ میل خواهد نمود. لذا در این حالت هیچ گونه مود پرریودیک پایداری مشاهده نخواهد شد.

به عنوان یک نکته مورد توجه دیگر، در زیر بخش قبل دیده شد که برای حالتی که  $g_{ss} = 1.5$  است، تحلیل پایداری نشان می دهد که مود غالب پایدار است. اگر نوسان ساز در این حالت از پاسخ شروع ساکن  $v(t) = 0.1V$  شروع به تکامل کند نهایتاً پاسخ سیگنال به مقدار مود غالب محاسبه شده توسط روش چند هارمونیک میل می کند. در این حالت مدتی طولانی نیاز است تا پاسخ های گذرا کاملاً حذف شده و تطبیق پاسخ های به دست آمده از انتگرال گیری حوزه زمان و فرکانس دیده شوند. مقایسه مود غالب پاسخ ۱۵ هارمونیک و مود پدیدار شده از شبیه سازی حوزه زمان در حالت  $g_{ss} = 1.5$  در بازه زمانی ۱۴۹۵ تا  $1500\tau$  در نمودار فضای فاز شکل ۸ دیده می شود. این بازه طولانی جهت حذف پاسخ های گذرا و تثبیت سیگنال نوسان لازم بوده است.



شکل ۸: نمودار فضای فاز مود غالب حالت  $g_{ss} = 1.5$  در بازه  $[1495\tau, 1500\tau]$  به ازای دو جواب حاصل از انتگرال گیری حوزه زمان (با شروع از سکون) و تحلیل ۱۵ هارمونیک. تمایز دو نمودار ناچیز بوده و قابل رؤیت نیست.

تطبیق کامل دو نمودار تأیید کاملی بر صحت محاسبه تمامی هارمونیک ها توسط روش تحلیل چند هارمونیک و نیز صحت پیاده سازی انتگرال گیری زمانی است. متفاوت بودن سیکل حدی به دست آمده با یک دایره منظم بار دیگر گویای محتوای هارمونیک بالای سیگنال نوسان است.

## ۵- نتیجه

روش‌هایی حوزه فرکانس برای محاسبه مودها و تحلیل پایداری آن‌ها در نوسان‌سازهای الکترونی پهن باند معرفی گردیدند. ملاحظه گردید که جهت محاسبه دقیق پاسخ پایدار و نیز قضاوت صحیح در مورد پایداری مودها لازم است که تعداد کافی از هارمونیک‌های نوسان در تحلیل لحاظ گردند. صحت محاسبات از طریق مقایسه نتایج آن با نتایج حل معادله دینامیکی به روش انتگرال‌گیری حوزه زمان مقایسه گردید و به تأیید رسید. شبیه‌سازی‌ها نشان دادند که چنانچه مود غالب یک نوسان‌ساز الکترونی پایدار باشد آنگاه همین مود در عمل مشاهده خواهد شد. اما اگر مود غالب پایدار نباشد ممکن است برخی مودهای غیر غالب پایدار باشند اما در عمل هنگام تحریک از نویز یا سکون قابل‌مشاهده نخواهند بود. در چنین حالتی یک نوسان در فرکانس‌های رادیویی با مدولاسیون مربعی دامنه دیده می‌شود که فرکانس سیگنال مدوله‌کننده برابر با نصف بازه آزاد طیفی است. باید توجه کرد که مدت‌زمان اجرا در روش حوزه فرکانس مقاله حاضر ارتباط خاصی با انتخاب فرکانس نوسان ندارد و بسیار کمتر از مدت‌زمان لازم برای شبیه‌سازی مستقیم نوسان‌ساز الکترونی در حوزه زمان است.

## مراجع

- [1] S. Jahanbakht, S. E. Hosseini and A. Banai, "Prediction of the noise spectrum in optoelectronic oscillators: an analytical conversion matrix approach," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 31, no. 8, pp. 1915-1925, 2014.
- [12] S. Jahanbakht, "Noise spectrum characterization of optoelectronic oscillators in the presence of laser frequency noise," *Applied optics (OSA)*, vol. 55, no. 8, pp. 1854-1862, 2016.
- [13] S. Jahanbakht and S. E. Hosseini, "Frequency domain noise analysis of optoelectronic oscillators considering the nonlinearity of the RF amplifier," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 33, no. 4, pp. 548-557, 2016.
- [14] Y. K. Chembo, L. Larger, H. Tavernier, R. Bendoula, E. Rubiola and P. Colet, "Dynamic instabilities of microwaves generated with optoelectronic oscillators," *Optics letters*, vol. 32, no. 17, pp. 2571-2573, 2007.
- [15] Y. K. Chembo, L. Larger and P. Colet, "Nonlinear dynamics and spectral stability of optoelectronic microwave oscillators," *IEEE J. Quantum. Electron.* vol. 44, no. 9, pp. 858-866, 2008.
- [16] S. Jahanbakht, "Frequency domain computation of steady state modes of optoelectronic oscillators with stability analysis," *Applied Optics (Optical Society of America)*, vol. 56, no. 4, pp. 975-984, 2017.
- [17] S. Jahanbakht, "Frequency domain approach to the steady state and stability analysis of dual injection-locked optoelectronic oscillators," *Applied Optics (Optical Society of America)*, vol. 56, no. 20, pp. 5705-5715, 2017.
- [18] S. E. Hosseini and A. Banai, "Theoretical investigation of the capture effect in intensity-modulation direct-detection microwave photonic links," *Applied optics (OSA)*, vol. 52, no. 28, pp. 7011-7021, 2013.
- [19] M. Peil, M. Jacquot, Y. K. Chembo, L. Larger and T. Erneux, "Routes to chaos and multiple time scale dynamics in broadband bandpass nonlinear delay electro-optic oscillators," *Physical Review E*, vol. 79, no. 2, pp. 026208, 2009.
- [20] K. E. Callan, L. Illing, Z. Gao, D. J. Gauthier and E. Scholl, "Broadband chaos generated by an optoelectronic oscillator," *Physical review letters*, vol. 104, no. 11, p. 113901, 2010.
- [21] B. M. Romeira, J. Javaloyes, J. M. L., Figueiredo, C. N. Ironside, H. I. Cantú and A. E. Kelly, "Delayed feedback dynamics of Liénard-type resonant tunneling-photo-detector optoelectronic oscillators," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 31-42, 2013.
- [22] L. Weicker, T. Erneux, O. D'Huys, J. Danckaert, M. Jacquot, Y. C. Chembo and L. Larger, "Slow-fast dynamics of a time-delayed electro-optic oscillator," *Phil. Trans. R. Soc. A*, 371, 2013.
- [23] R. Romeira, F. Kong, W. Li, J. M. L. Figueiredo, J. Javaloyes and J. Jianping "Broadband chaotic signals and breather oscillations in an optoelectronic oscillator incorporating a microwave photonic filter," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 20, pp. 3933-3942, 2014.
- [24] O. Okusaga, W. Zhou, E. C. Levy, M. Horowitz, G. Carter and C. R. Menyuk, "Experimental and simulation study of dual injection-locked OEOs," *IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 22nd European Frequency and Time forum*, pp. 875-879, 2009.
- [25] E. C. Levy, O. Okusaga, M. Horowitz, C. R. Menyuk, W. Zhou, and G. M. Carter, "Comprehensive computational model of single and dual loop optoelectronic oscillators with experimental verification," *Optics express*, vol. 18, pp. 21461-21476, 2010.
- [26] A. Suarez, R. Quere, *Stability analysis of nonlinear microwave circuits*, Artech House, 2002.
- [27] A. Suarez, *Analysis and design of autonomous microwave circuits*, John Wiley & Sons, 2009.
- [28] S. A. Maas, *Nonlinear microwave and RF circuits*, 2nd edition, Artech house, 2003.
- [29] S.E. Hosseini, A. Karimi and S. Jahanbakht, "Q factor of optical delay line based cavities and oscillators," *Optics communications*, Published online, to be appear in vol. 407, pp. 349-354, January 2018.
- [1] محمد عظیم کریمی، میثاق انصاریان و سوده عقلی مقدم، «نوسان‌ساز حلقوی جدید کنترل‌شده با ولتاژ با استفاده از اثر میلر»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۷، شماره یک، صفحات ۲۲۱-۲۲۸، ۱۳۹۶.
- [۲] رضا بستانی و جواد یابوند حسنی، «تحلیل اثر پارازیتی عناصر بر عملکرد نوسانگر تزویج ضرب‌دوری در محدوده باند میلی‌متری»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۷، شماره ۳، صفحات ۸۶۷-۸۷۵، ۱۳۹۶.
- [3] D. A. Howe and A. Hati, "Low-noise X-band oscillator and amplifier technologies: Comparison and status," in *Proceedings of the 2005 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition*, pp. 481-487, 2005.
- [4] U. L. Rhode, A. K. Poddar and G. Bock, *The design of modern microwave oscillators for wireless applications*, John Wiley & Sons, 2005.
- [5] X. S. Yao and L. Maleki, "Converting light into spectrally pure microwave oscillation," *Opt. Lett.* vol. 21, no. 7, pp. 483-485, 1996.
- [6] X. S. Yao and L. Maleki, "Optoelectronic microwave oscillator," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 13, no. 8, pp. 1725-1735, 1996.
- [7] S. Rosmisch, J. Kitching, E. Ferre-Pikal, L. Hollberg, and F. L. Walls, "Performance evaluation of an optoelectronic oscillator," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 47, no. 5, pp. 1159-1165, 2000.
- [8] D. Eliyahu and D. Maleki, "Tunable, ultra-low phase noise YIG based optoelectronic oscillator," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 2185-2187, 2003.
- [9] E. C. Levy, M. Horowitz, and C. R. Menyuk, "Modeling optoelectronic oscillators," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 26, no. 1, pp. 148-159, 2009.
- [10] Y. K. Chembo, K. Volyanisky, L. Larger, E. Rubiola and P. Colet, "Determination of phase noise spectra in optoelectronic microwave oscillator: A Langevin approach," *IEEE J. Quantum. Electron.* vol. 45, no. 2, pp. 178-186, 2009.

## زیرنویس‌ها

- <sup>1</sup> Dielectric Resonator (DR)
- <sup>2</sup> Optoelectronic oscillator (OEO)
- <sup>3</sup> Yttrium-Iron-Garnet (YIG)
- <sup>4</sup> Radio Frequency (RF)
- <sup>5</sup> Free Spectral Range (FSR)
- <sup>6</sup> Spurious Peaks
- <sup>7</sup> Time Domain Integration (TDI)
- <sup>8</sup> Electro-Optic Modulator (EOM)
- <sup>9</sup> Photo Detector (PD)
- <sup>10</sup> Relaxation Methods
- <sup>11</sup> Spectrum Vector (SV)