

معرفی یک مدل مداری از لامپ نوسان ساز برهمکنش گسترده (EIO) با جایگزینی بار انتهایی توسط تلف توزیع شده جهت منبع موج میلی متری

هومن بهمن سلطانی^۱، حبیب‌اله عبیری^{۲*}

۱- دانشجوی دکتری، ۲- استاد، دانشگاه شیراز

(دریافت: ۹۵/۰۲/۰۴؛ پذیرش: ۹۵/۱۰/۲۹)

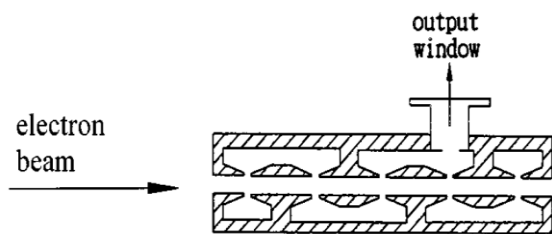
چکیده

در مقاله حاضر با استفاده از یک مدل مداری، لامپ نوسان ساز برهمکنش گسترده (EIO) مدل شده است. رابطه‌ای برای تعیین عنصر کوپلاژ در مدل مداری با استفاده از خواص پاشندگی ساختار الکترومغناطیسی در نزدیکی نقطه لبه باند ارایه شده است. بارگذاری انتهایی موجبر با ایجاد تلف گسترده شده در مدار جایگزین شده که روابط ریاضی تعیین کننده مقادیر المان مدار را کاملاً ساده می‌سازد. یک نوسان ساز نمونه با استفاده از یک نرم‌افزار سه بعدی تجاری و نیز مدل مداری تحلیل شده و نتایج آن با یکدیگر مقایسه شده است.

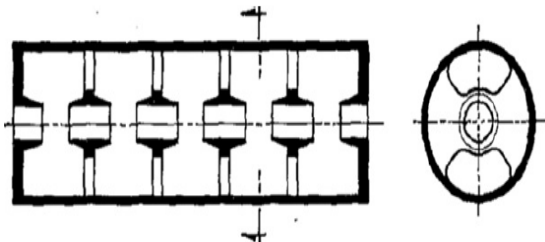
واژگان کلیدی

لامپ مایکروویو، کلاستران برهمکنش گسترده، نوسان ساز، حفره‌های کوپل شده، ساختار متناوب، برهمکنش موج و باریکه، موج میلی متری، تراهرتز.

موجود ایجاد و سپس تقویت می‌کند و در نهایت با از دست دادن انرژی، باریکه از انتهای ساختار خارج می‌گردد.



شکل ۱. لامپ نوسان ساز برهمکنش گسترده [۴]



شکل ۲. ساختار رزوناتور پیچیده به کار رفته در بسامدهای مایکروویو

مدل‌های متفاوتی برای تحلیل این سامانه‌ها قابل استفاده است. استفاده مستقیم از مود تزویج شده [۶] و اعمال آن به مساله، روشی متعارف است و به ویژه هنگامی کارایی دارد که مودهای تزویج شده متفاوت ساختار در برهمکنش با باریکه الکترونی با هم به رقابت نپردازند. در حالاتی که رقابت مودهای تزویجی مختلف محتمل است، می‌توان از یک مدل مداری بهره

۱. مقدمه

لامپ‌های کلاستران برهمکنش گسترده (EIK) از مهم‌ترین منابع تولید توان RF در ناحیه موج میلی متری و تراهرتز هستند [۱-۴]. این سامانه‌ها در دو حالت تقویت‌کنندگی (EIA) و نوسان‌سازی (EIO) به کار می‌روند (شکل ۱) و در بسامدهای حدود ۳۵، ۹۴، ۲۲۰ و ۲۶۴ GHz دارای کاربردهای دفاعی و یا صنعتی می‌باشند [۲ و ۵]. بهبود تکنولوژی کاتدهای جریان بالا، بسامدهایی از مرتبه ۷۰۰ GHz را برای عملکرد این سامانه‌ها پیش بینی می‌کند [۵].

ساختار RF کلاستران‌های برهمکنش گسترده شامل کاواک‌های الکترومغناطیسی تزویج شده به یکدیگر است که گاه به شکل یک رزوناتور پیچیده به کار می‌رود (شکل ۲). در این حالت، از کوپل شدن مودهای تک کاواک‌ها، مودهای نوسانی جمعی پدید می‌آید که امواج ایستاده‌ای هستند که در سرتاسر سامانه گسترده شده‌اند و مودهای تزویجی را تشکیل می‌دهند. باریکه الکترونی در عبور از این سامانه به صورت پیوسته‌ای به تبادل انرژی با یک مود موج ایستاده پرداخته، توان RF را از نويز

* رایانامه نویسنده مسئول: abiri@shirazu.ac.ir

¹ Extended Interaction Klystron

² Extended Interaction Oscillator

³ Extended Interaction Amplifier

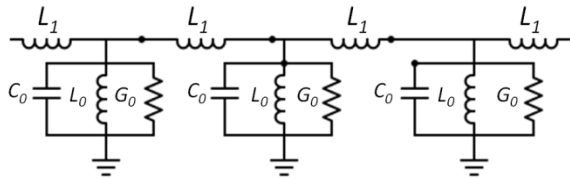
$$Q_{s.c.} = \frac{2\pi f_{2\pi} C_0}{G_0} \quad (۳)$$

از حل روابط بالا، عناصر مداری موازی شده می‌توانند بر حسب پارامترهای میدانی در نقطه 2π ساختار به دست آیند:

$$L_0 = \frac{(R/Q)_{s.c.}}{2\pi f_{2\pi}} \quad (۴)$$

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_{2\pi} (R/Q)_{s.c.}} \quad (۵)$$

$$G_0 = \frac{1}{(R/Q)_{s.c.} Q} \quad (۶)$$



شکل ۳. مدل مداری ساختار سرد کاواک برهمکنش گسترده.

تنها المان باقی‌مانده المان کوپلاژ است که دقیقاً و تنها در در نقطه 2π از مدار خارج شده، بی اثر می‌شود. در عین حال، با در نظر گرفتن رفتار فاز-فرکانس ساختار در اطراف نقطه 2π ، می‌توان این پارامتر را نیز به گونه‌ای تعیین کرد که منحنی پاشندگی ساختار در اطراف نقطه 2π را تا مرتبه دوم تغییر فرکانس نسبت به فرکانس نقطه 2π به طور دقیق به دست آورد. در لبه باند، در هر دو ساختار RF و نیز ساختار مداری، به دلیل حداکثر شدن تابع هموار فرکانس بر حسب اختلاف فاز، مشتق اول این تابع برابر با صفر می‌شود و برای هر دو ساختار خواهیم داشت:

$$f = f_{2\pi} + \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2 f}{d\theta^2} \right)_{f_{2\pi}} (\theta - 2\pi)^2 + \quad (۷)$$

$$\frac{1}{3!} \left(\frac{d^3 f}{d\theta^3} \right)_{f_{2\pi}} (\theta - 2\pi)^3 + \dots$$

به علت متناوب بودن منحنی پاشندگی ساختارهای متناوب، عبارت بالا می‌تواند به جای بسط در اطراف اختلاف فاز 2π با همان ضرایب نوشته شده در اطراف اختلاف فاز صفر بسط داده شود.

با چشم پوشی از جمله مرتبه دو به بالا در رابطه (۷)، و به دست آوردن مشتق اول توان دوم تغییر فاز در ساختار مداری، که تابع مقدار المان کوپلاژ است، و برابری آن با مقدار متناظر میدانی، می‌توان نشان داد که سلف کوپلاژ با رابطه زیر به مشتق مرتبه دوم منحنی پاشندگی ساختار میدانی مرتبط است:

$$\frac{L_1}{L_0} = \frac{f_{2\pi}}{\left(\frac{d^2 f}{d\theta^2} \right)_{f=f_{2\pi}}} \quad (۹)$$

و بدین صورت المان کوپلاژ مداری نیز از ویژگی‌های مداری

جست که به جای تاکید بر یک مود تزویجی مشخص، بر سرشت رزونانسی تک کاواک‌ها تاکید می‌کند و تمامی مودهای تزویجی را که از یک مود خاص تک کاواک‌ها بهره می‌جویند، شامل می‌شود. مدل مداری مدلی عام‌تر از مدل تک مودی است و می‌تواند برای تحلیل تقویت‌کننده‌های موج رونده نیز به کار رود [۷].

در این مقاله با استفاده از مدل مداری، برهمکنش موج-باریکه در لامپ نوسان‌ساز برهمکنش گسترده تحلیل شده است. روابط ریاضی برای مقادیر المان‌های مدار معادل به کاررفته، به ویژه عنصر کوپلاژ، برحسب پارامترهای الکترومغناطیسی کاواک به دست آمده‌اند. مقادیر معادل دو نوع عنصر کوپلاژ، القای متقابل و سلف کوپلاژ، بر حسب مشخصه پاشندگی ساختار متناوب به کاررفته در لامپ در نزدیکی لبه باند ارایه شده است. نشان داده شده است که اتصال موجبر به کاواک برای انتقال توان تولید شده از درون رزوناتور به بیرون آن، با استفاده از تلف توزیع شده در تمام ساختار با روابط ریاضی بسیار ساده‌تری قابل معادل‌سازی مداری-میدانی است. با استفاده از این روش، یک ساختار نوسان‌ساز برای تولید سیگنال در فرکانس ۹۴ GHz (در باند W) مدل شده است. این ساختار در جعبه ابزار ذره در جعبه (PIC) نرم افزار تجاری CST شبیه‌سازی شده و به عنوان محک معادل‌سازی مداری-میدانی، نتایج آن با نتایج مدل مداری مقایسه شده است.

۲. معادل‌سازی مداری - میدانی ساختار نوسان‌ساز برهمکنش گسترده

برهمکنش RF-باریکه در لامپ‌های مایکروویو شامل اثر هم زمان میدان مایکروویو بر باریکه و تحریک و تقویت میدان مایکروویو توسط بسته‌های الکترونی و جریان RF ایجاد شده بر روی باریکه است، که در لامپ‌های نوسان‌ساز یک روند پس‌خور مثبت تشکیل داده، باعث ایجاد نوسانات پایدار در لامپ می‌شود.

۲-۱. ساختار سرد و معادل سازی میدانی - مداری آن

می‌توان نشان داد که ساختار مداری نشان داده شده در شکل ۳، می‌تواند اصلی‌ترین ویژگی‌های میدانی ساختار را بیان کند. در نقطه 2π ساختار، ولتاژهای دو سر سلف کوپلاژ هم فاز و هم دامنه هستند و از این سلف جریانی عبور نمی‌کند، در نتیجه می‌تواند مدار برداشته شود. در این حالت ایزولاسیون کاواک‌ها از یکدیگر به حداکثر می‌رسد و روابط زیر بر فرکانس و نسبت موسوم به R/Q کاواک‌ها حاکم است:

$$f_{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}} \quad (۱)$$

$$(R/Q)_{s.c.} = \frac{V^2}{2\omega U} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (۲)$$

الکترونی مساله است :

$$\frac{dp}{dz} = \frac{q}{v} (E_{RF}(z, t) + E_{sc}(z, t)) \quad (11)$$

در عبارت بالا، p تکانه نسبیته، q بار و v سرعت طولی دیسک، z مکان طولی، E_{RF} میدان RF رزونانسی ساختار لامپ و E_{sc} میدان ناشی از بار منفی الکترون‌ها موسوم به میدان فضای بار است. تکانه نسبیته از رابطه زیر به دست می‌آید که در آن m_0 جرم دیسک و c سرعت فضای آزاد نور است:

$$p = m_0 \frac{v}{(1 - \frac{v^2}{c^2})^{1/2}} \quad (12)$$

سرعت اولیه الکترون، v_{e0} با رابطه زیر به ولتاژ باریکه الکترونی مربوط می‌شود [۱]:

$$v_{e0} = c \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \quad (13)$$

$$\gamma = 1 + \frac{V_b}{511}$$

که V_b ولتاژ باریکه بر حسب کیلوولت، c سرعت فضای آزاد نور و γ فاکتور نسبیته است.

میدان RF در هر کاواک در حالت پایا به صورت یک سینوسوییدی تک فرکانس است:

$$E_{RF}(z, t) = \text{Re}(A_{RF}(z) e^{j\omega t}) \quad (14)$$

در رابطه بالا، A_{RF} دامنه مختلط میدان RF است. میدان فضای بار کل در هر نقطه از ناحیه برهمکنش از مجموع تمامی هارمونیک‌های زمانی این میدان حاصل می‌شود:

$$E_{sc}(z, t) = \text{Re}(\sum_n A_{sc}(z, n\omega) e^{jn\omega t}) \quad (15)$$

A_{sc} دامنه مختلط میدان بار فضایی در موقعیت z و ω هارمونیک n ام فرکانس نوسان ساز است که طبق رابطه زیر به چگالی بار در همان هارمونیک، ρ ، ارتباط دارد:

$$\frac{dA_{sc}(n\omega, z)}{dz} = \frac{R_{sc}^2(n\omega)}{\epsilon_0} \rho(n\omega, z) \quad (16)$$

در رابطه بالا R_{sc} ضریب کاهش نوسانات پلاسما [۱۰] و ϵ_0 تراوایی الکتریکی فضای آزاد است.

۲-۳. مدل سازی ریاضی برهمکنش میدان RF و

باریکه الکترونی

کاواک برهمکنش گسترده مورد مطالعه متشکل از ۸ رزوناتور کوپل شده است. این سیستم معادل یک ۸ قطبی مدار نیست (شکل ۴) که رابطه مشخصه آن به صورت زیر است:

$$\bar{V} = \bar{Z}\bar{I} \quad (17)$$

به گونه ای به دست می‌آید که منطبق ترین تناظر مداری- میدانی منحنی‌های پاشندگی تا مرتبه دوم را در اطراف نقطه 2π - ناحیه کاری نوسان ساز مورد نظر در این مقاله به دست آورد. در مدل یک بعدی مورد استفاده ما از همین مقدار استفاده شده و چنان که در مقایسه نتایج شبیه سازی یک بعدی و شبیه سازی سه بعدی PIC خواهد آمد، نتایج حاصل در هماهنگی قابل توجهی با نرم افزار سه بعدی قرار دارند. می‌توان به لحاظ ریاضی نشان داد که اعمال شرط بالا، امپدانس برهمکنش [۸] ساختار مداری و میدانی را نیز در اطراف نقطه 2π برابر می‌سازد.

برای یک کاربرد باند وسیع تر از هدف ما، مقدار سلف کوپلاژ می‌تواند با توجه به یک نقطه دیگر فرکانسی که الزاما در اطراف نقطه 2π قرار ندارد، تعیین شود. برای نمونه، انتخاب مقدار زیر برای سلف کوپلاژ، مقدار فرکانس نقطه π ساختار را نیز درست پیش‌بینی می‌کند:

$$\frac{L_1}{L_0} = \frac{2}{(\frac{f_{\pi}}{f_{2\pi}})^2 - 1} \quad (10)$$

هرچند که پاشندگی مدار معادل حاصل در اطراف نقطه 2π ، پاشندگی ساختار میدانی را به دقت قبل دنبال نمی‌کند.

برای هر دو مورد بالا، برای ساختارهایی که در آن‌ها بسامد نقطه π بسامد نقطه 2π کمتر است، سلف دارای یک مقدار منفی است. این گونه ساختارها جز ساختارهای موسوم به ابتدا-برگشتی (fundamentally backward) هستند که در ناحیه اول بریلوین در منحنی پاشندگی خود، سرعت فاز و سرعت گروه نا هم علامت دارند [۹]. برای ساختارهای ابتدا-پیشرو، که خواصی برعکس حالت قبل دارند، مقدار سلف کوپلاژ مثبت است.

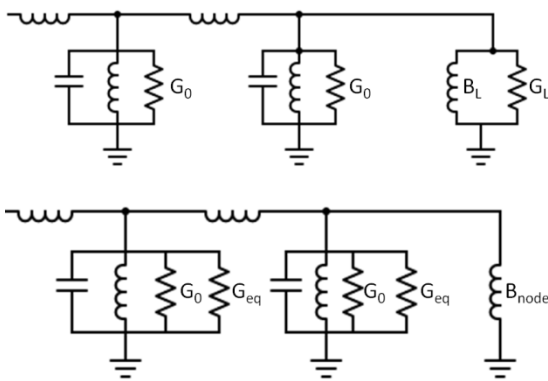
کوپلاژ بین مدارهای موازی را می‌توان با المان‌های دیگر مانند خازن و یا اندوکتانس متقابل نیز برقرار ساخت. یک نمونه کلاسیک، استفاده از اندوکتانس متقابل برای پیش‌بینی رفتار لامپ موج رونده با حفره‌های کوپل شده در قسمت قابل توجهی از باند فرکانسی است که در مرجع [۸] ذکر شده است. برای مدل سازی بسیار پهن باند و چند مودی، تعداد بسیار بیشتری المان‌های مداری فشرده نیاز است. این مدل سازی‌ها برای ساختارهای موج رونده به کاررفته و کاملا شناخته شده‌اند [۱].

۲-۲. دینامیک باریکه الکترونی

در کد یک بعدی سیگنال بزرگ نوشته شده، از مدل دیسکی برای باریکه الکترونی بهره برده شده است. هر تناوب سیگنال RF شامل ۳۲ دیسک الکترونی است. معادله حاکم بر دیسک‌ها، معادله حرکت نسبیته یک بعدی الکترون‌هاست که معادله

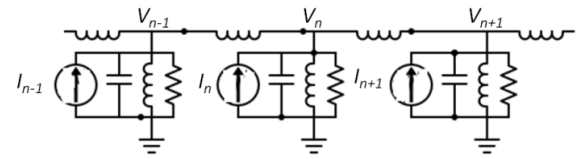
میزان دامنه سیگنال درون رزوناتور و میزان کل توان داده شده به رزوناتور تنها تابع ضریب کیفیت کل است [۱۱]. ضرایب کیفیت‌های ناشی از اتلاف و اتصال موجبر، به وسیله جعبه ابزار مود ویژه (eigenmode) نرم‌افزارهای سه‌بعدی مانند CST و HFSS قابل محاسبه اند.

مدل اتصال موجبر به رزوناتور، در کلی‌ترین حالت، اتصال یک شاخه موازی شامل یک رسانایی و یک سوسپتانس به انتهای مدار رزوناتور است. در صورت مدل‌سازی با ترانس و مانند آن، بر طبق قضایای مدار، در هر فرکانس می‌توان بار را به صورت اتصال موازی رسانایی و سوسپتانس تبدیل کرد. در معادل‌سازی مداری- میدان، بار انتهایی و نیز رسانایی‌های گسترده (G_0) می‌بایست به‌گونه‌ای تنظیم شود که ضرایب کیفیت خارجی و درونی مدار معادل با ضرایب کیفیت متناظر در کاواک برابر شود، و آن‌گاه توان خروجی از موجبر، می‌تواند از توان تلف شده در رسانایی بار انتهایی به‌دست آید.



شکل ۵. مدل‌سازی مداری اتصال موجبر. شکل بالا: جایگذاری مدار معادل بار در مکان متناظر با مکان واقعی موجبر. شکل پایین: معادل‌سازی اتصال موجبر با رسانایی‌های توزیع شده معادل در طول لامپ و سوسپتانس ایجادکننده گره.

رابطه میان رسانایی توزیع شده و ضریب کیفیت درونی معادله (۶) است. می‌توان نشان داد برای یک کاواک گسترده شامل تعدادی از رزوناتورهای کوپل شده، ضریب کیفیت درونی کاواک گسترده، تقریباً برابر با ضریب کیفیت درونی تک کاواک است. بدین ترتیب، با داشتن ضریب کیفیت درونی کل، می‌توان رسانایی معادل این تلف درونی را از رابطه یادشده محاسبه نمود. محاسبه رسانایی و سوسپتانس انتهایی معادل یک شبکه با تعداد کاواک‌های زیاد، می‌تواند نیازمند حل سیستم معادلات غیر خطی باشد. روش ساده‌ای برای مدل‌سازی این بار انتهایی در این مقاله به کار رفته است (شکل ۵). بار انتهایی سه اثر بر روی مدار کل دارد: اول، با بارگذاری، دامنه میدان را در کاواک اول نسبت به بقیه نقاط موجبر به شدت کاهش می‌دهد، و در محل



شکل ۴. مدل‌سازی مداری تحریک کاواک برهمکنش گسترده توسط باریکه الکترونی به کمک منابع جریان.

در رابطه بالا V بردار ولتاژ کاواک‌ها (یک بردار 1×8)، I بردار جریان الکترونی (یک بردار 1×8) و Z ماتریس امپدانس شبکه (یک ماتریس 8×8) است که از تحلیل مداری شبکه به دست می‌آید. این رابطه هم ارز رابطه موسوم به معادله مدار در متون لامپ‌های میکروویو است و اثر جریان الکترونی را بر میدان RF کاواک مدل می‌کند. باید توجه داشت که دامنه مختلط ولتاژ دهانه i ام به کار رفته در معادله مدار از انتگرال‌گیری مولفه طولی میدان الکتریکی RF در کاواک شماره i ($A_{RF}(z)$) به‌دست می‌آید:

$$V_i = - \int_{i^{\text{th-cavity}}} dz A_{RF}(z) \quad (18)$$

حل هم زمان معادلات (۱۱)، (۱۶) و (۱۷) اثر میدان بر باریکه و اثر باریکه بر مدار را کامل می‌کند و بدین وسیله معادلات برهمکنش تکمیل می‌شوند. در حل این معادلات، از روش تکرار استفاده می‌شود. یک دامنه پیش فرض اولیه برای ولتاژ و میدان RF، الکترون‌ها را تحت تاثیر قرار داده و باریکه را از حالت یک نواختی خارج کرده، جریان RF بر روی باریکه پدید می‌آورد. این جریان RF در معادله مدار باعث ایجاد یک ولتاژ جدید می‌شود که دوباره در معادله الکترونی قرار می‌گیرد و این چرخه تکرار می‌شود تا آن جا که اندازه بردار اختلاف دو بردار به‌دست آمده در مرحله $N+1$ و مرحله قبلی N از حد معین مورد نظر ما کمتر شود و همگرایی در بردار V حاصل شود که جواب مساله نوسان‌سازی است.

۴-۲- شرط مرزی و مدل‌سازی بارگذاری موجبر

انرژی الکترومغناطیسی تولیدشده در نوسان‌ساز، توسط یک موجبر متصل به رزوناتور از سامانه خارج می‌شود. از نظر الکترومغناطیسی اتصال موجبر باعث ایجاد یک ضریب کیفیت خارجی (Q_{ext}) متناهی برای رزوناتور می‌شود. توان کل دریافت شده توسط دیواره‌های رزوناتور و دیواره‌های موجبر (با ضریب کیفیت درونی Q_0)، توسط ضریب کیفیت بارگذاری کل تعیین می‌شود که برابر است با:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}} \quad (19)$$

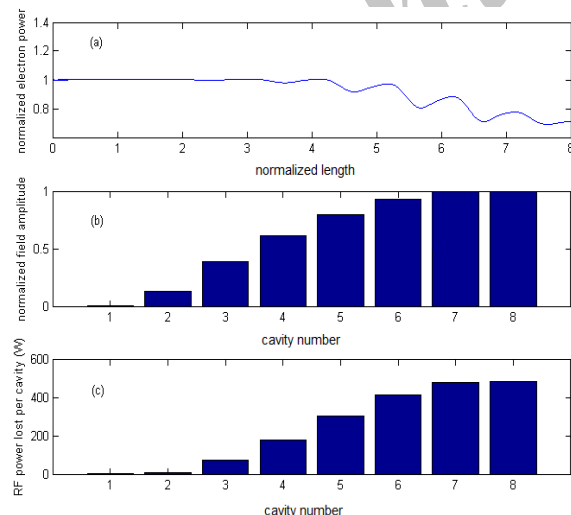
در رابطه میدانی تحریک رزوناتورهای با ضریب کیفیت بالا،

حالت دیواره‌ای با هادی کامل آزمودیم. نتایجی که ارائه خواهد شد، مربوط به ساختاری با ویژگی‌های جدول ۱ و دارای دیواره‌های هادی کامل است که در آن تمامی مقاومت‌های شنت در مدل مداری، معادل خروج توان از موجبر است. نتایج ارائه شده، همخوانی قابل توجه مدل مداری و شبیه‌سازی PIC را نشان می‌دهند. لازم به ذکر است که مدل مداری پیش‌بینی کرد با اعمال رسانایی متناهی به این ساختار، نوسانات از بین می‌روند. شبیه‌سازی PIC دقیقاً همین روند را تایید می‌کند.

۳-۱. مدل سازی یک بعدی

نوسان‌ساز مورد بررسی در نرم‌افزار یک بعدی مداری مدل شده است. پارامترهای سرد ساختار RF از جمله فرکانس رزونانس، ضریبکی فیت بارگذاری و نسبت R/Q تک کاواک‌ها از قسمت مود ویژه eigenmode نرم‌افزار CST استخراج شده و به این کد داده شده است.

برخی از نمودارهای خروجی کد در شکل ۶ آمده است. اولین شکل، نمودار توان باریکه الکترونی بهنجار شده نسبت به توان باریکه در هنگام ورود به لامپ را نشان می‌دهد. با پیشروی در طول لامپ، باریکه بخشی از انرژی متوسط خود را به میدان RF می‌دهد. پروفیل این میدان در شکل دوم و توان تلف‌شده در مقاومت‌های معادل در شکل سوم آمده است. لازم به ذکر است که تنها مجموع این توان است که دارای معنی فیزیکی و برابر با توان خارج شده از موجبر است.



شکل ۶. نمونه نتایج شبیه‌سازی یک بعدی مداری. شکل اول: توان باریکه الکترونی بهنجار شده. شکل دوم: ولتاژ RF نرمالیزه شده کاواک‌ها بیانگر شکل موج ایستاده. شکل سوم: توان تلف‌شده در مقاومت‌های معادل.

کاواک متصل شده به موجبر ایجاد گره می‌کند. اثر دوم، ایجاد ضریب کیفیت خارجی متناهی است. اثر سوم این است که فرکانس نوسان مود کوپل شده، به میزان جزئی نسبت به فرکانس نقطه 2π تغییر می‌کند. اثر سوم می‌تواند با جایگزینی فرکانس رزونانس مود کوپل شده به جای فرکانس نقطه 2π در روابط (۴) تا (۶) اعمال شود. اثر دوم، می‌تواند با قراردادن یک ضریب کیفیت درونی معادل به جای ضریب کیفیت خارجی فیزیکی به دست آید. در این معادل‌سازی، از این ویژگی که دامنه سیگنال درون نوسان‌ساز تنها با ضریب کیفیت بارگذاری کل تعیین می‌شود استفاده می‌شود. برای یافتن توان خروجی کافیسیت توان اتلاف‌شده در رسانایی‌های معادل‌شده محاسبه شوند. ویژگی این معادل‌سازی این است که به جای حل یک معادله پیچیده غیرخطی برای یافتن رسانایی انتهایی، از قراردادن Q_{ext} در معادله (۶) برای یافتن رسانایی‌های معادل یکسان قرار داده شده در کاواک‌ها استفاده می‌شود:

$$G_{eq} = \frac{1}{(R/Q)_{s.c.} Q_{ext}} \quad (20)$$

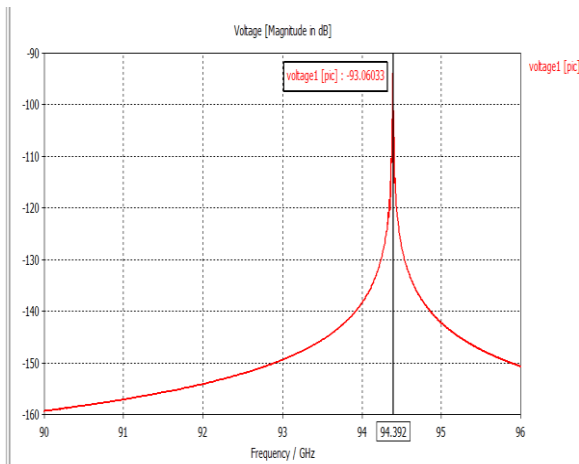
در این جا ایجاد گره در انتها توسط یک سوسپتانس با مقدار زیاد (B_{node}) حاصل می‌شود. این سوسپتانس انرژی تلف نمی‌کند و تنها با - تقریباً- اتصال کوتاه کردن ناحیه بارگذاری، باعث ایجاد گره در آن نقطه می‌شود. در صورت تعداد زیاد کاواک‌های کوپل‌شده، فرکانس رزونانس کاواک گسترده به طور عمده با فرکانس رزونانس مدارهای موازی تعیین می‌شود و سوسپتانس انتهایی اثر چندانی بر آن ندارد. بدین‌سان، می‌توان با یک سوسپتانس زیاد در انتهای کاواک و رسانایی‌های مساوی در کاواک‌های کوپل شده که با رابطه‌ای ساده به ضریب کیفیت خارجی مربوط می‌شوند، بارگذاری میدانی را با المان‌های فشرده مداری با مقادیری که به سادگی به دست می‌آیند مدل کرد و با یافتن توان تلف‌شده در این رسانایی‌ها، توان کل خروجی موجبر را به دست آورد.

جدول ۱. ویژگی‌های RF و الکترونی سامانه شبیه‌سازی شده

ولتاژ سنکرون 2π (KV)	جریان باریکه (mA)	فرکانس نقطه 2π (GHz)	R/Q تک کاواک (Ω)
۲۱/۸	۲۳۰	۹۴/۴	۷۳/۸

۳. شبیه‌سازی ساختار در دو نرم افزار یک بعدی پیشنهادی و جعبه ابزار PIC نرم افزار CST

روش خود را در مورد ساختارهای مختلف EIO‌های با ولتاژ سنکرون ۱۳ تا ۳۰ KV، و در مواردی با حضور تلف دیواره و



شکل ۱۱. طیف سیگنال تولیدشده

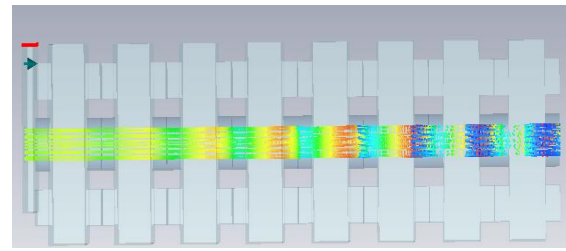
در شکل ۷ برهمکنش انجام شده و بسته‌های الکترونی تشکیل شده است. بردار میدان ایجادشده در شکل ۸ و مولفه طولی آن در شکل ۹ آمده است. در شکل‌های ۱۰ و ۱۱ توان طیف سیگنال خروجی مشخص شده‌اند.

۳-۳. مقایسه نتایج یک بعدی و PIC

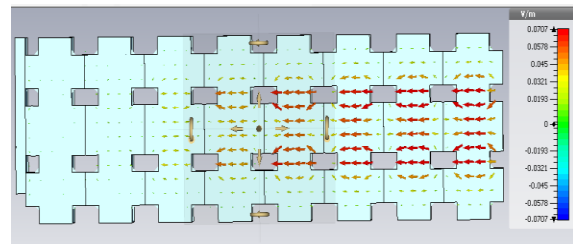
در این جا، بازه تبدیل کل DC به RF با استفاده از دو روش پیشنهادی و روش PIC به دست آمده و مقایسه شده‌اند. شبیه‌سازی PIC برای شش مقدار ولتاژ باریکه و شبیه‌سازی یک بعدی برای نه مقدار ولتاژ باریکه انجام شده است. نتیجه مقایسه این شبیه‌سازی‌ها در نمودار شکل ۱۲ آمده است. در این شکل، ولتاژها به ولتاژ هم سرعت شدن RF باریکه بهنجار شده‌اند. هم چنین پروفایل میدان به دست آمده از شبیه‌سازی PIC و مدل یک بعدی که در شکل‌های ۶، ۸ و ۹ آمده است قابل مقایسه‌اند.

با توجه به دو مقایسه یادشده، دیده می‌شود که معادل‌سازی یک بعدی، در پیش‌بینی کمی و کیفی برهمکنش موفق عمل می‌کند. در مورد شکل ۱۲، با اختلاف کم، نتایج دو شبیه‌سازی هماهنگی دارند. مدل یک بعدی، با دقت بالا ولتاژ باریکه‌ای را که تولید RF در آن‌ها متوقف می‌شود را به دست می‌آورد.

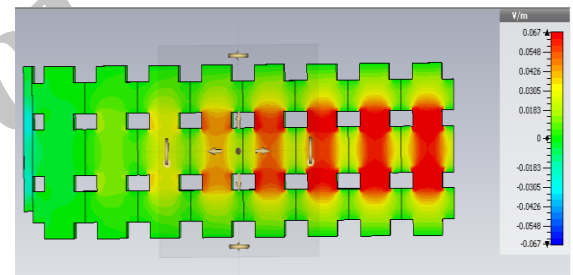
مقایسه پروفایل میدان RF نشان می‌دهد که روش به کار برده شده در این مقاله در اعمال شرط مرزی مناسب و نیز به دست آوردن پروفایل صحیح میدان RF موفق عمل کرده است. هر اجرای کد حدود ۴۰-۶۰ ثانیه بر روی یک سیستم core-i7 زمان صرف می‌کند. هر اجرای CST بسته به مدت زمان مورد نیاز برای رسیدن به حالت پایایی لامپ و برای مش‌بندی قابل قبول، بین ۴ ساعت تا یک روز زمان نیاز دارد.



شکل ۷. نتایج شبیه‌سازی PIC: بسته‌های الکترونی تشکیل شده در اثر برهمکنش الکترون‌های تندشده (قرمز رنگ) توسط میدان RF ایجادشده به الکترون‌های کندشده (آبی رنگ) رسیده و بسته‌های الکترونی تشکیل داده‌اند.



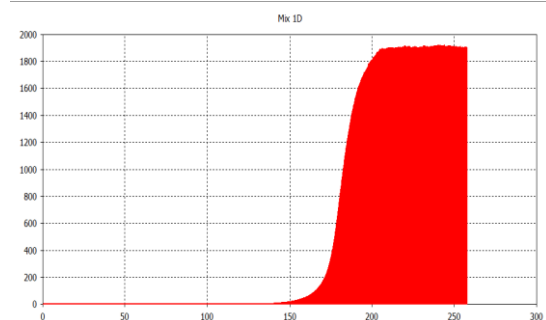
شکل ۸. میدان RF ایجادشده در لامپ



شکل ۹. مولفه طولی میدان الکتریکی RF ایجادشده

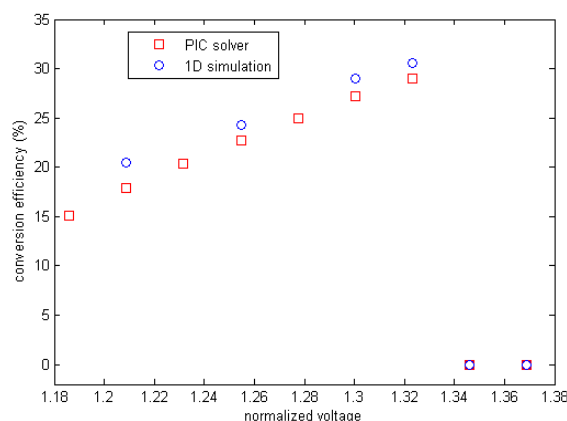
۳-۲. شبیه‌سازی PIC

مولد سیگنال موج میلی‌متری مورد بحث در قسمت PIC (particle in cell) نرم افزار CST شبیه‌سازی شده است. همان گونه که قبلاً اشاره شد، این نوسان‌ساز شامل ۸ کاواک کوپل شده است که به وسیله یک موجبر، توان RF را به محیط بیرون انتقال می‌دهد.



شکل ۱۰. توان RF تولیدشده. محور افقی زمان برحسب نانوثانیه و محور عمودی توان بر حسب وات است.

- Radiophysics and Quantum Electronics, vol. 47, no. 5-6, pp. 356-373, 2004.
- [8] R. W. Gould, "Characteristics of Traveling Wave Tubes with Periodic Circuits," IRE PGED. vol. 5, no. 3, pp. 187-195, 1958.
- [9] C. Caloz and T. Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications," Wiley-IEEE Press, 1979.
- [10] R. J. Barker, N. C. Luhmann, J. H. Booske, and G. S. Nusinovich, "Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics," Wiley-IEEE Press, 2005.
- [11] R. E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering," IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, 1992.



شکل ۱۲. مقایسه نتایج PIC و کد یک بعدی.

۴. نتیجه گیری

از یک روش یک بعدی مداری برای تحلیل لامپ نوسان ساز برهمکنش گسترده استفاده شد. شرط مرزی انتهایی توسط رساناهای معادل توزیع شده و سوسپتانس انتهایی معادل سازی گردید. برای یک ساختار موج میلی متری، نتایج توسط روش فوق و نیز توسط یک تحلیل سه بعدی PIC شبیه سازی شد. نتیجه روش به کاررفته با نتایج کد PIC هماهنگ است و راندمان، پروفایل میدان و گستره ولتاژ باریکه را با دقت بسیار خوب، و بسیار سریع تر از کد PIC به دست می آورد و برای طراحی و تحلیل نوسان ساز قابل اعتماد است.

۵. مراجع

- [1] A. S. Gilmour, "Klystrons, Traveling Wave tubes, Magnetrans, Crossed field Amplifiers and Gyrotrons," Artech House, 2011.
- [2] W. Liu, Z. Zhang, C. Zhao, X. Guo, and Y. Wang, "Test of Terahertz Extended Interaction Oscillator," International Vacuum Electronics Conference IVEC, 2015.
- [3] A. Roitman, P. Horoyski, B. Steer, and D. Berry, "High Power CW 264 GHz Tunable Extended Interaction Oscillator," Communications & Power Industries, International Vacuum Electronics Conference IVEC, 2013.
- [4] L. Chen, H. Guo, H. Y. Chen, M. H. Tsao, T. T. Yang, Y. C. Tsai, and K. R. Chu, "An Extended Interaction Oscillator Based on a Complex Resonator Structure," IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 28, no. 3, pp. 626-632, 2000.
- [5] B. Steer, A. Roitman, P. Horoyski, M. Hyttinen, R. Dobbs, and D. Berry, "Extended Interaction Klystron Technology at Millimeter and Sub-millimeter Wavelengths," Communications Power Industries (CPI), Canada Inc.
- [6] F. Yongsui, Z. Yihsia, and Y. Yiren, "Large signal analysis of the extended interaction oscillator," Scientia Sinica, vol. 22, pp. 405-416, 1979.
- [7] A. P. Kuznetsov, S. P. Kuznetsov, A. G. Rozhnev, E. V. Blokhina, and L. V. Bulgakova, "Wave Theory of a Traveling-Wave Tube Operated Near the Cutoff,"

Developing a Circuit Model for Extended Interaction Oscillator (EIO) by Replacing the End Load with Distributed Loss for a Millimeter-wave Application

H. Bahman Soltani, H. Abiri*

Shiraz University

(Received: 23/04/2016, Accepted: 18/01/2017)

Abstract

Extended Interaction Oscillators (EIO) are vacuum electronic sources of microwave, millimeter-wave and terahertz radiations. In this paper, EIO is investigated by using a circuit model. The value of the coupling element in the model is evaluated from the near band-edge dispersion characteristics of the RF structure. The end external loading of the interaction structure is equivalently modeled by a distributed loss along the circuit which simplifies the external loading calculations in the circuit approach. A W-band (94 GHz) EIO is simulated by using the mentioned circuit approach and also by a three-dimensional particle-in-cell (PIC) solver and the results are compared.

Keywords: Microwave Tubes, Extended Interaction Klystron, Oscillator, Coupled Cavities, Periodic Structures, Beam-Wave Coupling, Millimeter-Waves, Terahertz.