

تحلیل مشخصه‌های سرد ساختار کند موج مارپیچ دوگانه با ارائه یک مدل ساختاری برای کاربرد در لامپ موج رونده

محسن غلامرضائی^۱، عماد حمیدی^{۲*}، فرخ حجت کاشانی^۳

۱- دانشجوی دکتری، ۲- استادیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر ۳- استاد دانشگاه علم و صنعت ایران

(دریافت: ۹۷/۰۲/۰۸، پذیرش: ۹۸/۰۲/۳۱)

چکیده

در این مقاله، یک مدل ساده‌شده به‌منظور محاسبه مشخصه‌های سرد (سرعت فاز و امپدانس برهمکنش) مارپیچ دوگانه ارائه شده است. این مدل، یک مارپیچ معمولی است که به‌اندازه شعاع مارپیچ در جهت شعاعی داخل بدنه جابه‌جا شده است. مشخصه‌های بدون پرتو مدل پیشنهادی با استفاده از روش تحلیل میدانی غلاف محاسبه شده است. با توجه به هم‌مرکز نبودن مارپیچ معمولی و بدنه در مدل پیشنهادی، از قضیه جمع‌پذیری در نوشتن معادلات میدان‌های الکترومغناطیسی استفاده شده است. مقایسه نتایج تحلیلی مدل پیشنهادی با نتایج شبیه‌سازی مارپیچ دوگانه در بازه فرکانسی ۱-۶ GHz، نشان‌دهنده دقت سرعت فاز مدل پیشنهادی بیش از ۹۴٪ و امپدانس برهمکنش آن بیش از ۸۷٪ است.

کلیدواژه‌ها: مارپیچ دوگانه، مدل ساختاری، مشخصه‌های سرد، روش غلاف، قضیه جمع‌پذیری

Dual Helix Slow Wave Structure Cold Characteristics Analysis Using a Structural Model for Traveling-Wave Tube

M. Gholamrezaei, E. Hamidi*, F. Hojat Kashani

Malek Ashtar University of Technology

(Received: 28/04/2018; Accepted: 21/05/2019)

Abstract

In this paper, a simplified model for dual helix cold characteristics (phase velocity and interaction impedance) analysis is presented. The model comprises a conventional circular helix with the center being at a distance of its radius from the envelope center. The cold characteristics of the proposed model are calculated using the sheath field analysis approach. Since the centers of the shifted helix and the envelope of the proposed model are not coincident, the addition theorem is used for electromagnetic equations. Compared to simulation results of the dual helix in the frequency range of 1-6 GHz, the calculated results of the proposed model show the accuracy ranges of more than 94% and 87% for the phase velocity and interaction impedance, respectively.

Keywords: Dual Helix, Structural Model, Cold Characteristics, Sheath Method, Addition Theorem.

۱. مقدمه

و شبیه‌سازی سه‌بعدی با استفاده از نرم‌افزارهایی مانند CST [۱۷] نیز، از دیگر روش‌هایی است که برای به‌دست آوردن مقادیر ویژه مارپیچ و دیگر ساختارهای کند موج استفاده می‌شود.

محاسبه مقادیر ویژه مارپیچ دوگانه به‌طور مستقیم، امری نسبتاً پیچیده است، اما می‌توان با ارائه مدل‌های مختلف ساختاری و تحلیل آن بجای مارپیچ دوگانه، تقریب مناسبی از مشخصه‌های آن به‌دست آورد.

مدل پیشنهادی یک مارپیچ معمولی است که به‌اندازه شعاع مارپیچ از مرکز بدنه جابه‌جا شده است. در این مقاله، بدنه مارپیچ دوگانه و مارپیچ معمولی جابه‌جا شده^۱، استوانه‌ای در نظر گرفته شده‌اند. از آنجا که مراکز مارپیچ دوگانه و بدنه آن‌ها بر یکدیگر منطبق نیستند، در مدل پیشنهادی نیز، مرکز مارپیچ و بدنه غیر منطبق بر یکدیگر در نظر گرفته شده است. همچنین، مدل پیشنهادی به‌نحوی است که تعداد گام‌های آن در واحد طول با مارپیچ دوگانه برابر است.

در بخش (۲)، ویژگی‌های مارپیچ دوگانه مورد بحث قرار گرفته است. در بخش (۳)، مدل پیشنهادی معرفی و نحوه مدل‌سازی تشریح شده است. در بخش (۴)، تحلیل مدل پیشنهادی ارائه شده است. روش استفاده‌شده برای این منظور، روش تحلیل میدانی غلاف است. با توجه به اینکه مرکز مارپیچ جابه‌جا شده و بدنه استوانه‌ای مدل بر یکدیگر منطبق نیستند، باید از قضیه جمع‌پذیری توابع بسل برای برقراری شرایط مرزی استفاده نمود. معادله مشخصه مدل پیشنهادی در این بخش ارائه می‌شود. در بخش (۵)، سرعت فاز و امپدانس برهمکنش مدل پیشنهادی با محاسبه مقادیر ویژه به‌دست آمده و با نتایج شبیه‌سازی مقایسه می‌شود.

۲. مارپیچ دوگانه

مارپیچ دوگانه در شکل (۱) نشان داده شده است. این مارپیچ، نخستین بار در [۱۰] با هدف افزایش توان قابل دست‌یابی در تقویت‌کننده موج رونده با ساختار کند موج مارپیچ معمولی ارائه شده است.

در شکل (۱)، a شعاع و P گام مارپیچ است. با توجه به این‌که مهم‌ترین ویژگی مارپیچ معمولی یعنی پهنای باند قابل توجه آن در مقایسه با دیگر ساختارهای کند موج، دوگانه نمودن ساختار به‌نحوی است که این خصیصه تا حد امکان حفظ شود. این امر، به‌طور عمده با طراحی ساختار به‌صورت یک تکه متشکل از دو زیر مارپیچ و عدم استفاده از مقسم توان در ورودی و

لامپ‌های تقویت‌کننده موج رونده دارای کاربردهای مختلفی در حوزه‌های نظامی و تجاری هستند. از کاربردهای نظامی می‌توان به سامانه‌های جنگ الکترونیک^۱ و سازگاری الکترومغناطیس^۲ اشاره نمود [۱]. تاکنون، ساختارهای کند موج مختلفی برای استفاده در این لامپ‌ها ارائه شده است [۴-۲]. از مارپیچ می‌توان به‌عنوان یک نمونه از پرکاربردترین آنها اشاره نمود که نخستین بار در دهه چهل میلادی در لامپ مورد استفاده قرار گرفت [۵]. در طول این مدت، تعداد زیادی لامپ با مارپیچ معمولی در مقالات ارائه شده است [۷-۶].

در بسیاری از سامانه‌های راداری، حداقل یک لامپ تقویت‌کننده موج رونده به‌عنوان تقویت‌کننده توان بالا وجود دارد [۸]. به‌طور مشخص، از لامپ تقویت‌کننده موج رونده مارپیچ در سامانه راداری ناو ASP-147 و موشک‌های Patriot استفاده شده است [۹]. از کاربردهای تجاری نیز، می‌توان به ماهواره‌های مخابراتی اشاره نمود [۸].

در این مقاله، یک مدل ساختاری به‌منظور تحلیل مشخصه‌های سرد مارپیچ دوگانه^۳ ارائه شده است. مارپیچ‌های چندگانه^۴ با هدف افزایش توان متوسط ساختار کند موج مارپیچ معمولی^۵، نخستین بار در [۱۰] معرفی گردید. مزیت عمده نحوه چندگانگی این مارپیچ‌ها، عدم نیاز به مقسم توان^۶ در ورودی و جمع‌کننده توان^۷ در خروجی لامپ موج رونده است. مقسم و جمع‌کننده توان باعث پیچیدگی طراحی و نیز کاهش ذاتی پهنای باند که مهم‌ترین ویژگی مارپیچ است، می‌شوند [۱۱]. مارپیچ دوگانه در مقاله قبلی نویسندگان ارائه گردید. همچنین، یک نمونه اولیه از آن به همراه بدنه و دی‌الکتریک‌های نگه‌دارنده ساخته شد [۱۲].

روش‌های مختلفی برای محاسبه مقادیر ویژه و در نهایت پارامترهای سرد (بدون پرتو) ساختارهای کند موج، مانند سرعت فاز و امپدانس برهمکنش وجود دارد. از میان آن‌ها، روش‌های با مبنای حل معادله موج با برقراری شرایط مرزی و یافتن میدان‌های الکترومغناطیسی، کاربرد بیشتری دارند. به‌طور خاص، در مورد مارپیچ معمولی می‌توان به دو روش مدل‌سازی غلاف^۸ [۱۳] و نواری^۹ [۱۴-۱۵] اشاره نمود. استفاده از مدار معادل [۱۶]

¹ Electronic Warfare Systems (EW)

² Electronic Countermeasure (ECM)

³ Dual Helix (DH)

⁴ Multi Helix

⁵ Conventional Helix

⁶ Power Divider

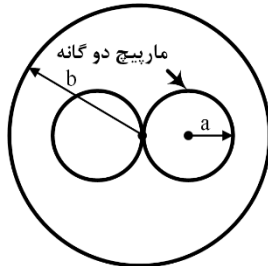
⁷ Power Combiner

⁸ Sheath Method

⁹ Tape Model

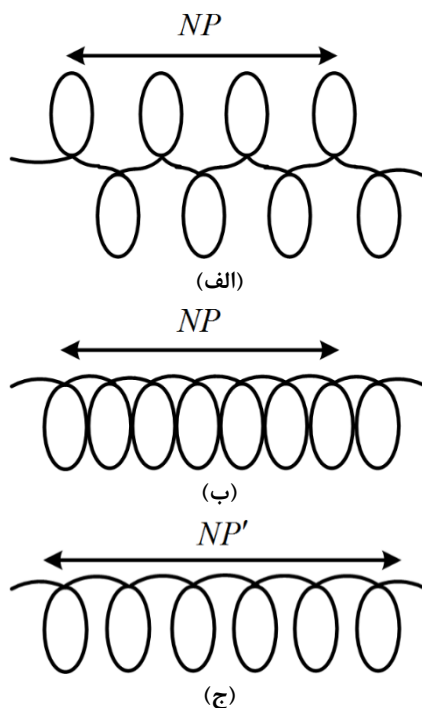
¹⁰ Shifted Conventional Helix (SCH)

ماریپیچ دوگانه ارائه می‌گردد. سطح مقطع ماریپیچ دوگانه و بدنه استوانه‌ای آن در شکل (۲)، نشان داده شده است. ماریپیچ دارای شعاع a و بدنه دارای شعاع b است.



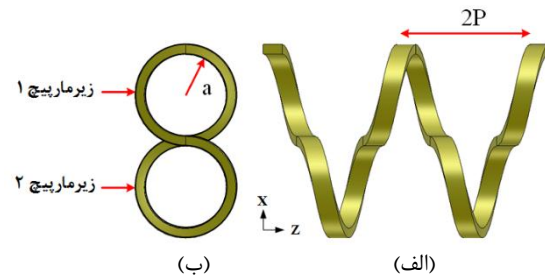
شکل ۲. سطح مقطع ماریپیچ دوگانه با بدنه

نزدیک‌ترین ساختار به ماریپیچ دوگانه که می‌توان از آن در مدل‌سازی استفاده نمود، ماریپیچ معمولی است. بنابراین، در گام نخست، از یک ماریپیچ معمولی استفاده می‌شود. از آنجا که شعاع ماریپیچ، عامل اصلی تعیین فرکانس کاری لامپ است، شعاع ماریپیچ مدل برابر شعاع ماریپیچ دوگانه انتخاب می‌شود. همچنین، سرعت فاز در مدل پیشنهادی نیز باید با سرعت فاز در ماریپیچ دوگانه برابر باشد، برای این منظور، دو گزینه وجود دارد، نخست، برابر فرض نمودن گام ماریپیچ معمولی با ماریپیچ دوگانه و دوم، فرض عدم برابری گام‌ها. در شکل (۳)، نمای دوبعدی ماریپیچ دوگانه و دو ماریپیچ معمولی یکی با شعاع و گام یکسان و دیگری با شعاع یکسان و گام متفاوت نسبت به ماریپیچ دوگانه نشان داده شده است.



شکل ۳. ماریپیچ دوگانه و معمولی متناظر با تعداد حلقه‌های یکسان در واحد طول

ترکیب‌کننده توان در خروجی ماریپیچ دوگانه محقق شده است. چرا که مقسم و ترکیب‌کننده باعث پیچیدگی طراحی، مشکل‌تر شدن ساخت و احتمال بسیار زیاد کاهش پهنای باند می‌شود [۱۱]. همانند ماریپیچ معمولی، از ماریپیچ دوگانه نیز می‌توان در لامپ‌های تقویت‌کننده [۱۸] و یا نوسان‌ساز [۱۹] موج رونده بهره برد که نوسان‌سازها موضوع بحث کارهای بعدی خواهند بود.



شکل ۴. ماریپیچ دوگانه، الف-نمای مجاور و ب-نمای مقابل [۱۲]

در گزارش دیگری [۱۲]، به‌طور تقریباً مفصل به این ساختار پرداخته شده و نتایج شبیه‌سازی مشخصه‌های سرد و نیز برخی مشخصه‌های در حضور پرتو آن مانند توان خروجی اشباع، بازده الکترونیکی و سطح هارمونیک دوم در مقایسه با ماریپیچ معمولی متناظر با زاویه گام و شعاع یکسان ارائه شده است. همچنین نشان داده شده که توان متوسط بیشینه، به حدود دو برابر نسبت به ماریپیچ معمولی (با یک پرتو) می‌رسد. به‌جز مقداری بهبود در کاهش مؤلفه هارمونیک دوم در ماریپیچ دوگانه، سایر مشخصه‌های آن مانند بهره و بازده الکترونیکی، تقریباً مانند ماریپیچ معمولی متناظر با زاویه گام و شعاع یکسان است.

از نقطه نظر طراحی نیز، ماریپیچ دوگانه همانند ماریپیچ معمولی بوده و مشخصه فرکانسی آن تابع زاویه گام و شعاع ماریپیچ است [۲۰]. به‌عبارت دیگر، پارامترهای ابعادی ماریپیچ دوگانه برای طراحی فرکانس مرکزی همان پارامترهای ماریپیچ معمولی برای آن فرکانس هستند. تاکنون، به‌طور عمده لامپ‌های موج رونده تجاری از نوع ماریپیچ معمولی تا فرکانس ۴۵ GHz ساخته شده‌اند [۲۱]. البته، در [۲۲] یک نمونه تقویت‌کننده تجاری در فرکانس ۶۰ GHz و در [۲۳] نیز، یک نمونه ماریپیچ در فرکانس ۶۵۰ GHz ساخته شده است.

از نقطه نظر توان اشباع قابل دست‌یابی نیز، حداکثر توان در باند ۲-۴ GHz حدود ۱ Kw [۲۴]، بازه ۲۸-۳۱ GHz حدود ۵۰۰ W [۲۵]، بازه ۴۳/۵-۴۵/۵ GHz حدود ۲۰۰ W [۲۶] و فرکانس ۶۰ GHz حدود ۴۰ W است [۲۰].

۳. مدل‌سازی

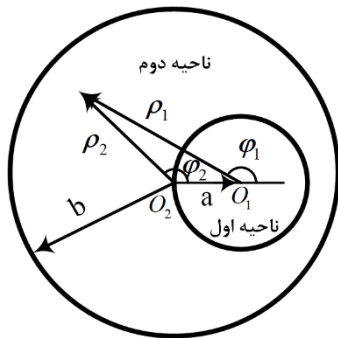
در این بخش، مدل پیشنهادی برای محاسبه مشخصه‌های سرد

۴-۱. معادلات میدان‌های الکترومغناطیسی

در شکل (۶)، مارپیچ جابه‌جا شده و بدنه استوانه‌ای در دو دستگاه مختصات نشان داده شده‌اند. مارپیچ دارای شعاع a و بدنه دارای شعاع b است.

دستگاه اول با مختصات (ρ_1, ϕ_1, z_1) و دستگاه دوم نیز با مختصات (ρ_2, ϕ_2, z_2) نام‌گذاری شده‌اند. مرکز مارپیچ بر مبدأ دستگاه اول (O_1) و مرکز بدنه بر مبدأ دستگاه دوم (O_2) منطبق شده است.

به منظور تحلیل میدانی مسائل الکترومغناطیس و برقراری شرایط مرزی، تقسیم‌بندی ناحیه‌ای بر اساس مرزهای مساله صورت می‌پذیرد. بر این اساس، مدل پیشنهادی به دو ناحیه تقسیم می‌شود، ناحیه اول، فضای داخل مارپیچ $(\rho_1 < a)$ و ناحیه دوم، فضای بین مارپیچ و بدنه $(\rho_1 > a$ و $\rho_2 < b)$.



شکل ۶. ناحیه بندی مدل در دو دستگاه مختصات

در ناحیه اول، معادلات میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در دستگاه اول، به صورت روابط (۱) تا (۶) نوشته می‌شود [۲۸]:

$$E_{\rho 1} = -j\beta\gamma AI'_0(\gamma\rho)e^{-j\beta z} \quad (1)$$

$$E_{\phi 1} = j\omega\mu\gamma BI'_0(\gamma\rho)e^{-j\beta z} \quad (2)$$

$$E_{z1} = -\gamma^2 AI_0(\gamma\rho)e^{j\phi} e^{-j\beta z} \quad (3)$$

$$H_{\rho 1} = -j\beta\gamma BI'_0(\gamma\rho)e^{-j\beta z} \quad (4)$$

$$H_{\phi 1} = -j\omega\varepsilon\gamma AI'_0(\gamma\rho)e^{-j\beta z} \quad (5)$$

$$H_{z1} = -\gamma^2 BI_0(\gamma\rho)e^{-j\beta z} \quad (6)$$

معادلات میدان‌های الکترومغناطیسی در ناحیه دوم و در دستگاه اول نیز به صورت روابط (۷) تا (۱۲) نوشته می‌شود [۲۸]:

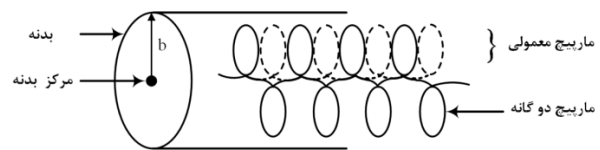
$$E_{\rho 2} = -j\beta\gamma [C_1 K'_0(\gamma\rho_1) + C_2 I'_0(\gamma\rho_1)] e^{-j\beta z} \quad (7)$$

$$E_{\phi 2} = j\omega\mu\gamma [D_1 K'_0(\gamma\rho_1) + D_2 I'_0(\gamma\rho_1)] e^{-j\beta z} \quad (8)$$

در این شکل، N تعداد حلقه‌ها در واحد طول است. به منظور افزایش دقت مدل در حالت اول (برابری گام‌ها)، لازم است فاصله مارپیچ معمولی با بدنه نیز برابر فاصله مارپیچ دوگانه با بدنه باشد.

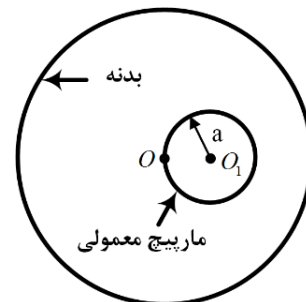
بنابراین و با توجه به عدم تقارن هر یک از زیرمارپیچ‌های مارپیچ دوگانه نسبت به بدنه، لازم است مارپیچ معمولی به اندازه شعاع آن از مرکز بدنه جابه‌جا شود. در این حالت، شعاع بدنه مارپیچ معمولی نیز، b فرض شده است. در صورت انتخاب حالت دوم (عدم برابری گام‌ها)، میزان جابه‌جایی از مرکز و همچنین شعاع بدنه باید با یک فرآیند بهینه‌سازی تعیین شوند که خود می‌تواند باعث پیچیدگی شود.

در این مقاله، حالت نخست مدل‌سازی در نظر گرفته شده است. در شکل (۴)، نحوه مدل‌سازی به صورت واضح‌تر نشان داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، با انتقال حلقه‌های زیرمارپیچ (۲) به سمت زیرمارپیچ (۱) مارپیچ معمولی جابه‌جا شده به وجود می‌آید.



شکل ۴. جابه‌جایی حلقه‌های زیرمارپیچ (۲) به سمت زیرمارپیچ (۱) و تشکیل یک مارپیچ معمولی جابه‌جاشده نسبت به مرکز بدنه

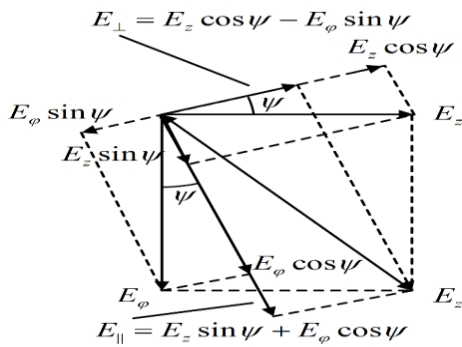
در شکل (۵) نیز، سطح مقطع مدل پیشنهادی نشان داده شده است. این مدل می‌تواند یک تقریب مناسب از مارپیچ دوگانه باشد. حال، با محاسبه مقادیر ویژه ویژه مدل به دست آمده می‌توان مشخصه‌های سرد آن را به دست آورد.



شکل ۵. سطح مقطع مدل پیشنهادی با بدنه

۴. محاسبه مقادیر ویژه

در این بخش، مقادیر ویژه مدل پیشنهادی محاسبه می‌شود. در این مقاله، برای به دست آوردن معادله مشخصه و پس از آن مقادیر ویژه، از روش غلاف که روشی مرسوم برای محاسبه مقادیر ویژه مارپیچ معمولی است، استفاده شده است [۲۷].



شکل ۷. مؤلفه‌های میدان الکتریکی در جهت پیچش ماریچ (E_{\parallel}) و عمود بر جهت پیچش ماریچ (E_{\perp}) [۲۸]

با قرار دادن روابط (۱۲-۱) در معادلات شرایط مرزی (۱۷-۱۴) در $\rho_1 = a$ خواهیم داشت:

$$-\gamma^2 \sin \psi I_0(\gamma a) A + j \omega \mu \gamma I_0'(\gamma a) \cos \psi B = 0 \quad (18)$$

$$-\gamma^2 \sin \psi [C_1 K_0(\gamma a) + C_2 I_0(\gamma a)] + j \omega \mu \gamma \cos \psi [D_1 K_0'(\gamma a) + D_2 I_0'(\gamma a)] = 0 \quad (19)$$

$$-\gamma^2 \cos \psi I_0(\gamma a) A - j \omega \mu \gamma I_0'(\gamma a) \sin \psi B + \gamma^2 \cos \psi [C_1 K_0(\gamma a) + C_2 I_0(\gamma a)] + j \omega \mu \gamma \sin \psi [D_1 K_0'(\gamma a) + D_2 I_0'(\gamma a)] = 0 \quad (20)$$

$$-j \omega \epsilon \gamma I_0'(\gamma a) \cos \psi A - \gamma^2 \sin \psi I_0(\gamma a) B + j \omega \epsilon \gamma \cos \psi [C_1 K_0'(\gamma a) + C_2 I_0'(\gamma a)] + \gamma^2 \sin \psi [D_1 K_0(\gamma a) + D_2 I_0(\gamma a)] = 0 \quad (21)$$

۴-۲. قضیه جمع‌پذیری

همان‌طور که ملاحظه می‌شود، چهار معادله از شش معادله مورد نیاز بر مبنای شرایط مرزی روی ماریچ نوشته می‌شود. دو معادله دیگر از برقراری شرایط مرزی میدان الکتریکی مماسی روی بدنه به‌دست می‌آیند. این دو معادله عبارت‌اند از [۲۸]:

$$E_{Z2} \Big|_{\rho_2=b} = 0 \quad (22)$$

$$E_{\phi 2} \Big|_{\rho_2=b} = 0 \quad (23)$$

از آنجا که معادلات میدان در ناحیه دوم (روابط ۱۲-۷)، بر مبنای دستگاه مختصات اول نوشته شده است و شرایط مرزی روی بدنه باید در دستگاه دوم برقرار باشد، باید از قضیه جمع‌پذیری^۱ به‌منظور تبدیل دو دستگاه به یکدیگر استفاده نمود. قضیه جمع‌پذیری، یکی از قضایای کاربرد در مسائل الکترومغناطیس به‌ویژه پراکندگی است [۳۰-۳۳]. صورت این

$$E_{Z2} = -\gamma^2 [C_1 K_0(\gamma \rho_1) + C_2 I_0(\gamma \rho_1)] e^{-j\beta z} \quad (9)$$

$$H_{\rho 2} = -j\beta \gamma [D_1 K_0'(\gamma \rho_1) + D_2 I_0'(\gamma \rho_1)] e^{-j\beta z} \quad (10)$$

$$H_{\phi 2} = -j\omega \epsilon \gamma [C_1 K_0'(\gamma \rho_1) + C_2 I_0'(\gamma \rho_1)] e^{-j\beta z} \quad (11)$$

$$H_{Z2} = -\gamma^2 [D_1 K_0(\gamma \rho_1) + D_2 I_0(\gamma \rho_1)] e^{-j\beta z} \quad (12)$$

در این معادلات، ضرایب A, B, C_1, C_2, D_1, D_2 مجهولات مسئله، γ ثابت انتشار عرضی، k ثابت انتشار و β ثابت فاز هستند. رابطه بین این سه کمیت برای یک موج کند به‌صورت رابطه (۱۳) تعریف می‌شود [۲۸].

$$\beta^2 - \gamma^2 = k^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (13)$$

در مجموع، در این دو دسته معادله، شش ثابت مجهول وجود دارد. بنابراین، به شش معادله برای یافتن ثابت‌های انتشار و فاز نیاز است.

این شش معادله، از برقراری شرایط مرزی الکتریکی و مغناطیسی در مرزهای دو ناحیه و بر اساس روش غلاف که خود یک مدل برای محاسبه مقادیر ویژه ماریچ معمولی است، به‌دست می‌آیند [۲۹]. بر اساس فرضیات این روش، در مدل غلاف، تنها در جهت پیچش ماریچ هدایت الکتریکی وجود دارد. بنابراین، میدان الکتریکی در جهت پیچش روی ماریچ ($\rho_1 = a$) باید برابر صفر به‌صورت زیر باشند [۲۸].

$$(E_{z1} \sin \psi + E_{\phi 1} \cos \psi) \Big|_{\rho_1=a} = 0 \quad (14)$$

$$(E_{z2} \sin \psi + E_{\phi 2} \cos \psi) \Big|_{\rho_1=a} = 0 \quad (15)$$

در این روابط، ψ زاویه گام بوده به‌طوری که $\tan \psi = \frac{P}{2\pi a}$ و P گام ماریچ است. همچنین میدان الکتریکی عمود بر جهت پیچش (مماس بر ماریچ) و مغناطیسی مماسی در جهت پیچش باید روی ماریچ پیوسته باشند، یعنی [۲۸]:

$$(E_{z1} \cos \psi - E_{\phi 1} \sin \psi) \Big|_{\rho_1=a} = (E_{z2} \cos \psi - E_{\phi 2} \sin \psi) \Big|_{\rho_1=a} \quad (16)$$

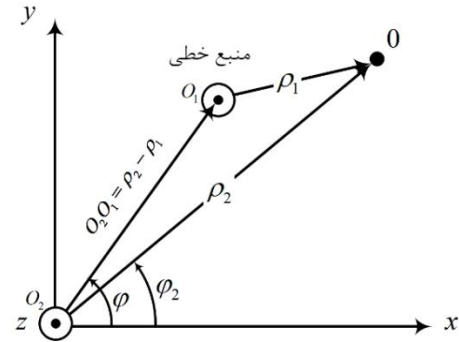
$$(H_{z1} \sin \psi + H_{\phi 1} \cos \psi) \Big|_{\rho_1=a} = (H_{z2} \sin \psi + H_{\phi 2} \cos \psi) \Big|_{\rho_1=a} \quad (17)$$

در شکل (۷)، مؤلفه‌های میدان الکتریکی در جهت پیچش ماریچ (E_{\parallel}) و عمود بر جهت پیچش (E_{\perp}) نشان داده شده است [۲۸].

¹ Addition Theorem

از مقایسه شکل‌های (۶) و (۸)، ملاحظه می‌شود که برای توابع بسل و هنکل نوع اول به صورت روابط (۲۴) و (۲۵) است که برای یک منبع خطی با توجه به شکل (۸) نوشته می‌شود [۳۴].

شکل ۸. موقعیت مکانی منبع جابه‌جا شده نسبت به مبدأ مختصات [۳۴]



شکل ۸. موقعیت مکانی منبع جابه‌جا شده نسبت به مبدأ مختصات [۳۴]

$$\begin{aligned}
 & -\gamma^2 C_1 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} I_m(\gamma a) K_m(\gamma b) e^{jm\varphi_2} \\
 & -\gamma^2 C_2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} (-1)^m I_m(\gamma b) I_m(\gamma a) e^{jm\varphi_2} = 0 \\
 \Rightarrow & \sum_{m=-\infty}^{+\infty} -\gamma^2 \{C_1 I_m(\gamma a) K_m(\gamma b) \\
 & + C_2 (-1)^m I_m(\gamma b) I_m(\gamma a)\} e^{jm\varphi_2} = 0 \quad (29)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & -\gamma^3 D_1 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} I_m(\gamma a) K'_m(\gamma b) e^{jm\varphi_2} \\
 & -\gamma^3 D_2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} (-1)^m I'_m(\gamma b) I_m(\gamma a) e^{jm\varphi_2} = 0 \quad (30)
 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \sum_{m=-\infty}^{+\infty} -\gamma^3 \{D_1 I_m(\gamma a) K'_m(\gamma b) + D_2 (-1)^m I'_m(\gamma b) I_m(\gamma a)\} e^{jm\varphi_2} = 0$$

واضح است با توجه به $b > a$ ، از معادله دوم رابطه (۲۸) در روابط (۲۹) و (۳۰) استفاده شده است. شش معادله به دست آمده تشکیل یک دستگاه خطی و همگن به صورت زیر را می‌دهند.

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} & A_{15} & A_{16} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} & A_{25} & A_{26} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} & A_{35} & A_{36} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} & A_{45} & A_{46} \\ A_{51} & A_{52} & A_{53} & A_{54} & A_{55} & A_{56} \\ A_{61} & A_{62} & A_{63} & A_{64} & A_{65} & A_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ C_1 \\ C_2 \\ D_1 \\ D_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (31)$$

این دستگاه در صورتی دارای جواب غیر بدیهی است که دترمینان ضرایب آن صفر باشد. به عبارت دیگر،

$$\det[A] = 0 \quad (32)$$

معادله مشخصه مساله است. ضرایب ماتریس A در پیوست آورده شده است.

۵. مشخصه‌های سرد

در این بخش، نتایج تحلیلی مشخص‌های سرد مدل پیشنهادی شامل سرعت فاز و امپدانس برهمکنش با نتایج شبیه‌سازی ماریچ دوگانه مقایسه می‌شود.

۵-۱. سرعت فاز

با حل معادله مشخصه، مقادیر γ به‌ازای فرکانس‌های مختلف (ω) به دست می‌آیند. سرعت فاز مدل با استفاده از مقادیر

$$\begin{aligned}
 J_0(\gamma|\rho_2 - O_2O_1|) &= \\
 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(\gamma\rho_2) J_m(\gamma O_2O_1) e^{jm(\varphi_2 - \varphi)} & \text{ for all } \rho_2 \text{ \& } O_2O_1 \quad (24)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_0^{(1)}(\gamma|\rho_2 - O_2O_1|) &= \\
 \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(\gamma\rho_2) H_m^{(1)}(\gamma O_2O_1) e^{jm(\varphi_2 - \varphi)} & \text{ for } \rho_2 \leq O_2O_1 \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(\gamma O_2O_1) H_m^{(1)}(\gamma\rho_2) e^{jm(\varphi_2 - \varphi)} & \text{ for } \rho_2 \geq O_2O_1 \end{cases} \quad (25)
 \end{aligned}$$

پس از استفاده از روابط ریاضی تبدیل توابع بسل نوع اول به بسل اصلاح‌شده نوع اول و هنکل نوع اول به بسل اصلاح‌شده نوع دوم به صورت رابطه (۲۶) [۳۴]

$$I_0(x) = J_0(jx) \quad (26)$$

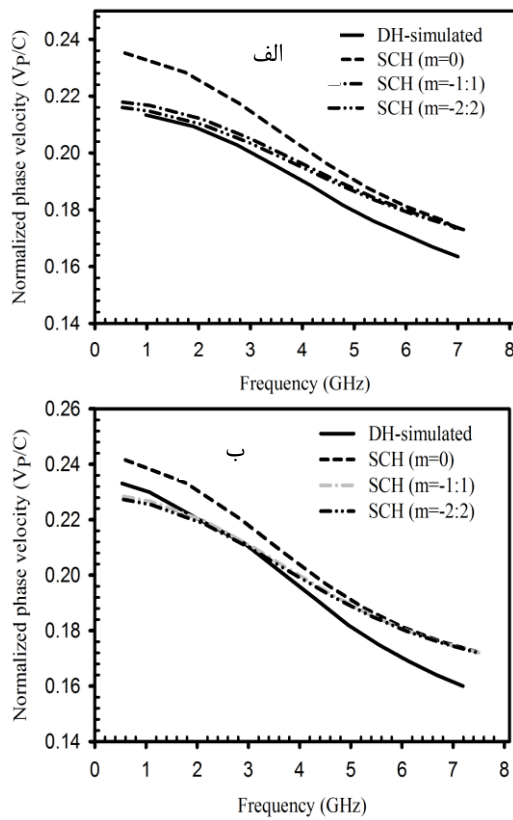
و با جایگزین نمودن $j\gamma$ به جای γ ، روابط (۲۴) و (۲۵) به صورت روابط (۲۷) و (۲۸) به دست می‌آیند.

$$\begin{aligned}
 I_0(\gamma|\rho_2 - O_2O_1|) &= \\
 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} (-1)^m I_m(\gamma\rho_2) I_m(\gamma O_2O_1) e^{jm(\varphi_2 - \varphi)} & \text{ all } \rho_2 \text{ \& } O_2O_1 \quad (27)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 K_0(\gamma|\rho_2 - O_2O_1|) &= \\
 \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} I_m(\gamma\rho_2) K_m(\gamma O_2O_1) e^{jm(\varphi_2 - \varphi)} & \text{ for } \rho_2 \leq O_2O_1 \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} I_m(\gamma O_2O_1) K_m(\gamma\rho_2) e^{jm(\varphi_2 - \varphi)} & \text{ for } \rho_2 \geq O_2O_1 \end{cases} \quad (28)
 \end{aligned}$$

تمامی نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار CST Studio suite به‌دست آمده‌اند. در شکل (۱۰) نیز، نتایج تحلیلی سرعت فاز مدل پیشنهادی به‌ازای مقادیر شعاع بدنه ۶ mm و $b=5/5$ نشان داده شده و با نتایج شبیه‌سازی ماریپچ دوگانه مقایسه شده است.

شعاع ماریپچ و گام نیز در این دو حالت ثابت و برابر mm $a=2$ و $P=2$ در نظر گرفته شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، با افزایش تعداد جملات m ، نتایج تحلیلی به نتایج شبیه‌سازی نزدیک‌تر می‌شود.

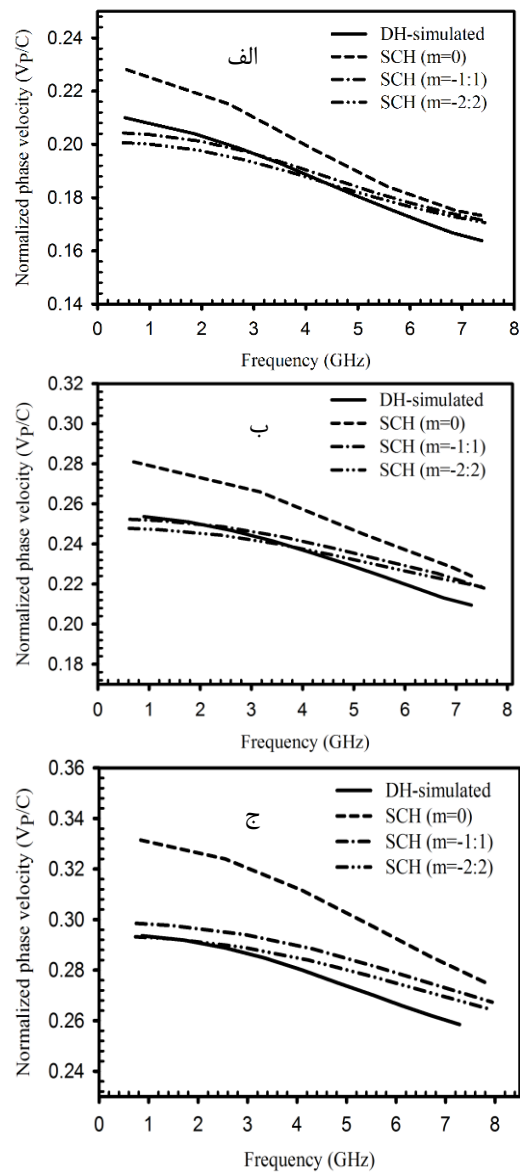


شکل ۱۰. نتایج تحلیلی سرعت فاز مدل ارائه‌شده به‌ازای مقادیر مختلفی از جملات m و مقایسه با نتایج شبیه‌سازی ماریپچ دوگانه به‌ازای $a=2$ mm، $P=2$ ، الف- حالت چهارم $b=5/5$ mm و ب- حالت پنجم $b=6$ mm

در شکل (۱۱)، میزان اختلاف نتایج تحلیلی سرعت فاز به‌ازای $m=2:2$ با نتایج شبیه‌سازی نشان داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، در محدوده فرکانسی ۱-۶ GHz، اختلاف این دو کمتر از ۰.۶٪ است. این در حالی است که میزان اختلاف در فرکانس‌های میانی که برای طراحی ولتاژ پرتو الکترونی استفاده می‌شوند نیز کمتر از لبه‌های ابتدایی و انتهایی باند است.

به‌دست آمده و به کمک رابطه (۱۳) محاسبه می‌شود. در این قسمت، سرعت فاز به‌ازای پنج حالت مختلف از پارامترهای ساختار محاسبه و با نتایج شبیه‌سازی مقایسه شده است.

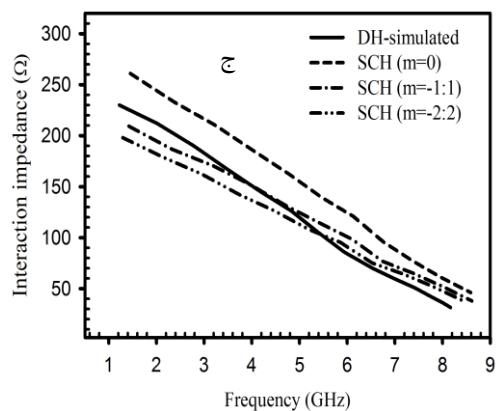
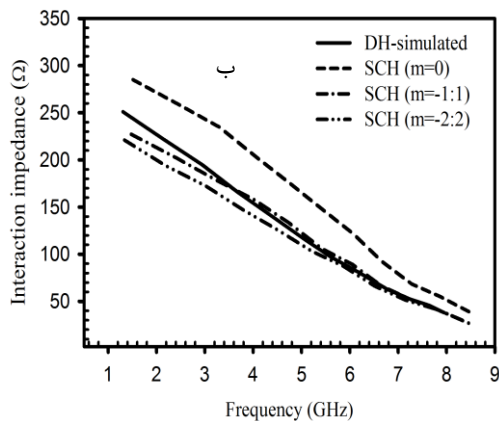
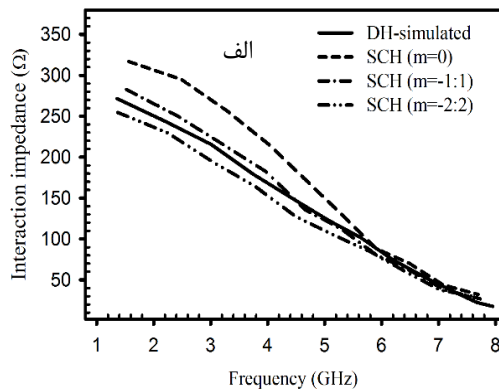
در شکل (۹)، نتایج تحلیلی به‌دست‌آمده سرعت فاز مدل پیشنهادی به‌ازای مقادیر گام ۳ mm و $P=2$ ، نشان داده شده و با نتایج حاصل از شبیه‌سازی ماریپچ دوگانه مقایسه شده است. شعاع ماریپچ و بدنه در هر سه حالت ثابت و برابر $a=2$ mm و $b=5$ در نظر گرفته شده است. منحنی‌های سرعت فاز به‌ازای جملات $m=0$ ، $-1:1$ و $-2:2$ از سری روابط (۳۰) و (۲۹) به‌دست آمده‌اند.



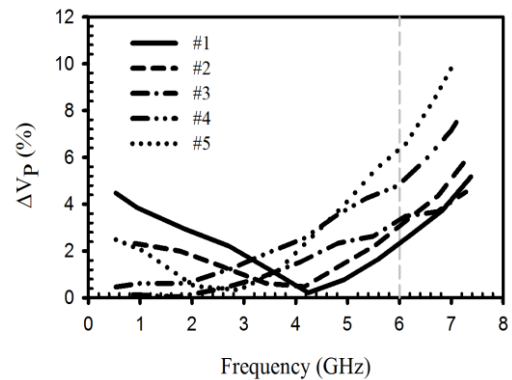
شکل ۹. نتایج تحلیلی سرعت فاز مدل ارائه‌شده به‌ازای مقادیر مختلفی از جملات m و مقایسه با نتایج شبیه‌سازی ماریپچ دوگانه به‌ازای $a=2$ mm، $b=5$ ، الف-حالت اول با $P=2$ ، ب- حالت دوم با $P=2/5$ و ج- حالت سوم $P=3$ mm

ساختار محاسبه می شود.

در شکل (۱۲)، نتایج تحلیلی امپدانس برهمکنش مدل پیشنهادی به ازای سه حالت با مقادیر گام ۳ mm و ۲/۵ mm و ۲ mm، نشان داده و با نتایج شبیه سازی امپدانس برهمکنش ماریچ دوگانه مقایسه شده است. در اینجا نیز، شعاع ماریچ و بدنه در هر سه حالت ثابت و برابر $a=2$ mm و $b=5$ mm در نظر گرفته شده و نتایج به ازای جملات ۲:۲- و ۱:۱- و $m=0$ ، از سری روابط (۲۹) و (۳۰) به دست آمده است.



شکل ۱۲. نتایج تحلیلی امپدانس برهمکنش مدل ارائه شده به ازای مقادیر مختلفی از جملات m و مقایسه با نتایج شبیه سازی ماریچ دوگانه به ازای $a=2$ mm، $b=5$ mm، الف- حالت اول با $P=2$ mm، ب- حالت دوم با $P=2/5$ mm و ج- حالت سوم با $P=3$ mm



شکل ۱۱. اختلاف نتایج تحلیلی سرعت فاز مدل پیشنهادی به ازای $m=2:2$ با نتایج شبیه سازی ماریچ دوگانه

در جدول (۱)، اختلاف نتایج تحلیلی با شبیه سازی در دو فرکانس نوعی ۳ GHz و ۳/۵ GHz به عنوان دو نمونه فرکانس طراحی ولتاژ پرتو آورده شده است. حداکثر اختلاف به دست آمده در هر دو فرکانس مربوط به حالت چهارم و برابر ۱/۵٪ و ۲٪ است.

جدول ۱. اختلاف نتایج تحلیلی سرعت فاز به ازای $m=2:2$ شبیه سازی پنج حالت در دو فرکانس ۳ GHz و ۳/۵ GHz

حالت	فرکانس	
	$f_0=3/5$ GHz	$f_0=3$ GHz
#۱	۱/۳	۲
#۲	۰/۶	۱
#۳	۱	۰/۷
#۴	۲	۱/۵
#۵	۱	۰/۵

۲-۵. امپدانس برهمکنش

امپدانس برهمکنش از رابطه (۳۳) به دست می آید [۲۰].

$$K = \frac{E_{zm}^2(0)}{2\beta^2 P_T} \quad (33)$$

$E_{zm}(0)$ دامنه میدان الکتریکی روی محور ماریچ و P_T مجموع متوسط توان داخل و خارج ماریچ (ناحیه های اول و دوم) است. متوسط توان داخل ماریچ از رابطه زیر به دست می آید [۲۸].

$$P_1 = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\int_0^a (E_{\rho 1} H_{\phi 1}^* - E_{\phi 1} H_{\rho 1}^*) 2\pi \rho d\rho \right] \quad (34)$$

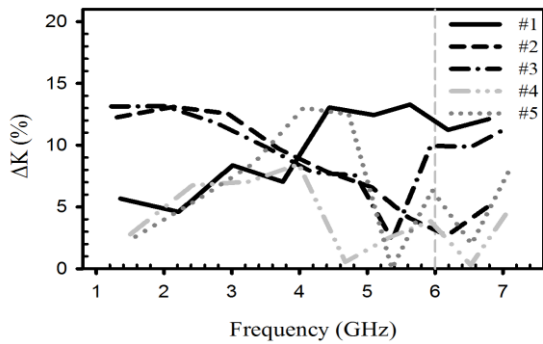
به طور مشابه، متوسط توان بین ماریچ جابه جا شده و بدنه نیز، از رابطه (۳۵) به دست می آید.

$$P_2 = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\int_a^{\sqrt{b^2 - a^2 \sin^2 \theta_1 - a \cos \theta_1}} (E_{\rho 2} H_{\phi 2}^* - E_{\phi 2} H_{\rho 2}^*) 2\pi \rho d\rho \right] \quad (35)$$

در نتیجه، مجموع توان برابر خواهد بود با:

$$P_T = P_1 + P_2 \quad (36)$$

با بازنویسی مؤلفه های میدان های الکتریکی و مغناطیسی رابطه (۳۳) بر اساس تنها یک ضریب مجهول، امپدانس برهمکنش



شکل ۱۴. اختلاف نتایج تحلیلی امپدانس برهمکنش مدل پیشنهادی به‌ازای $m=-2:2$ با نتایج شبیه‌سازی ماریپیچ دوگانه

جدول ۲. اختلاف نتایج تحلیلی امپدانس برهمکنش به‌ازای $m=-2:2$ با شبیه‌سازی پنج حالت در دو فرکانس ۳ GHz و ۳/۵ GHz

ΔK (%)		حالت / فرکانس
$f_0=3/5$ GHz	$f_0=3$ GHz	
۷	۸/۳	#۱
۱۰	۱۲/۲	#۲
۹/۸	۱۱	#۳
۷/۵	۶/۸	#۴
۹/۶	۷/۵	#۵

۶. نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک مدل ساختاری به‌منظور تحلیل مشخصه‌های سرد (سرعت فاز و امپدانس برهمکنش) ماریپیچ دوگانه ارائه شد. این مدل، عبارت است از یک ماریپیچ معمولی با شعاع و گام برابر با ماریپیچ دوگانه که مرکز آن نسبت به مرکز بدنه به‌اندازه شعاع ماریپیچ جابه‌جا شده است. با محاسبه مقادیر ویژه مدل ارائه‌شده با استفاده از روش غلاف به‌عنوان یک روش تحلیل میدانی برای محاسبه مشخصه‌های سرد ماریپیچ، سرعت فاز و امپدانس برهمکنش محاسبه شد. با مقایسه نتایج تحلیلی سرعت فاز، امپدانس برهمکنش مدل پیشنهادی با نتایج شبیه‌سازی ماریپیچ دوگانه به‌ازای مقادیر مختلف گام و شعاع ماریپیچ، ملاحظه شد، مدل ارائه‌شده تقریب خوبی از ماریپیچ دوگانه است. میزان اختلاف نتایج تحلیلی با شبیه‌سازی نرم‌افزاری برای سرعت فاز و امپدانس برهمکنش در محدوده فرکانسی ۱-۶ GHz، به‌ترتیب کمتر از ۶٪ و ۱۳٪ است.

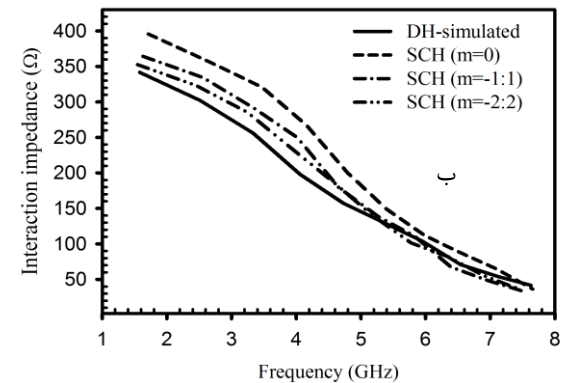
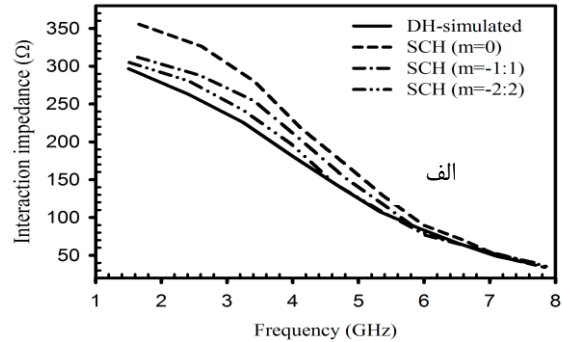
پیوست: عناصر ماتریس ضرایب رابطه (۳۱) به‌صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند.

$$A_{11} = -\gamma^2 \sin \psi I_0(\gamma a), \quad A_{12} = j\omega \mu \gamma I_0'(\gamma a) \cos \psi$$

$$A_{13} = A_{14} = A_{15} = A_{16} = 0$$

$$A_{21} = A_{22} = 0$$

در شکل (۱۳) نیز، نتایج تحلیلی امپدانس مدل پیشنهادی به‌ازای مقادیر شعاع بدنه ۶ mm و $b=5/5$ (حالت‌های چهارم و پنجم) آورده و با نتایج شبیه‌سازی ماریپیچ دوگانه مقایسه شده است. شعاع ماریپیچ و گام در این دو حالت ثابت و برابر $a=2$ mm و $P=2$ منظور شده است. ملاحظه می‌شود، افزایش تعداد جملات باعث نزدیک‌تر شدن نتایج تحلیلی به نتایج شبیه‌سازی شده است.



شکل ۱۳. نتایج تحلیلی امپدانس برهمکنش مدل ارائه‌شده به‌ازای مقادیر مختلفی از جملات m و مقایسه با نتایج شبیه‌سازی ماریپیچ دوگانه به‌ازای $a=2$ mm, $P=2$, الف- حالت چهارم با $b=5/5$ mm و ب- حالت پنجم با $b=6$ mm

مشابه مقایسه‌ای که بین نتایج تحلیلی و شبیه‌سازی سرعت فاز انجام گرفت، برای امپدانس برهمکنش نیز این مقایسه انجام گرفته است. نتایج این مقایسه در شکل (۱۴) نشان داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، در بازه ۱-۶ GHz میزان اختلاف حدود ۱۳٪ است. در جدول (۲) نیز، مقادیر اختلاف در دو فرکانس نوعی ۳ GHz و ۳/۵ GHz به‌منظور طراحی ولتاژ پرتو آورده شده است. حداقل و حداکثر میزان اختلاف در فرکانس ۳ GHz، برابر $6/8$ ٪ و $12/2$ ٪ است که به‌ترتیب مربوط به حالت‌های چهارم و دوم است. حداقل اختلاف در فرکانس ۳/۵ GHz، برابر 7 ٪ و مربوط به حالت اول است. حداکثر میزان اختلاف نیز در این فرکانس، برابر 10 ٪ و مربوط به حالت دوم است.

- [11] Pozar, D. M. "Microwave and RF Design of Wireless Systems"; New York, NY, USA: Wiley, 2012.
- [12] Gholamrezaei, M.; Hamidi, E.; Kashani, F. H. "∞-Shaped (Lemniscatical) Helix Slow-Wave Structure (LH-SWS) for High-Power Traveling-Wave Tubes"; IEEE Trans. Electron Devices 2018, 65, 2607-2613.
- [13] Shatrov, A. D.; Sivov, A. N.; Chuprin, A. D. "Investigation of Multifilar Helical Antennas with Small Radius and Large Pitch Angle on Basis of Eigenmodes of Infinite Sheath Helix"; Electronics Letters 1994, 30, 1558-1560.
- [14] Kumar, A.; Aditya, S. "Simplified Tape-Helix Analysis of the Planar Helix Slow Wave Structure with Straight-Edge Connections"; IEEE Trans. Electron Devices 2018, 65, 2280-2286.
- [15] Wei, W.; Wei, Y.; Wang, W.; Zhang, M.; Gong, H. "Dispersion Equations of a Rectangular Tape Helix Slow-Wave Structure"; IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques 2015, 63, 1445-1456.
- [16] Pchelnikov, Y. N.; Abe, D. K. "A Novel Millimeter-Wave Structure for Longitudinal Interaction with a Sheet Electron Beam"; IEEE Trans. Electron Devices 2018, 65, 2135-2144.
- [17] Safi, D.; Birtel, P.; Meyne, S.; Jacob, A. F. "A Traveling-Wave Tube Simulation Approach with CST Particle Studio"; IEEE Trans. Electron Devices 2018, 65, 2257-2263.
- [18] Fu, C.; Wei, Y.; Gong, Y.; Wang, W. "Simulation of Rectangular Helix Slow-Wave Structure for 140 GHz Traveling-Wave Tube"; IEEE Trans. Plasma Sci. 2016, 44, 1069-1074.
- [19] Abu-elfadl, T. A.; Nusinovich, G. S.; Shkvarunets, A. G.; Carmel, Y.; Antonsen Jr, T. M.; Granatstein, V. L. "Efficiency of Helix Pasotron Backward-wave Oscillator"; IEEE Trans. Plasma Sci. 2002, 30, 1126-1133.
- [20] Gewartowski, J. W.; Watson, H. A. "Principles of Electron Tubes"; D. Van Nostrand, NJ, USA, 1965.
- [21] Chong, C. K.; Davis, J. A.; Le Borgne, R. H.; Ramay, M. L.; Stolz, R. J.; Tamashiro, R. N.; Vaszari, J. P. "Development of High Power Ka-band and Q-band Helix-TWTs"; IEEE Trans. Electron Devices 2005, 52, 653-659.
- [22] Chong, C. K.; Layman, D.; Le Borgne, R. H.; Olivieri, M.; Ramay, M. L.; Stolz, R. J. "Development of High Power Ka/Q Dual-band and Communications/radar Dual-function Helix-TWT"; IEEE Trans. Electron Devices 2009, 55, 913-918.
- [23] Dayton, J. A.; Dayton, J. A.; Kory, C. A.; Mearini, G. T.; Malta, D.; Lueck, M.; Bower, C. A. "A 650 GHz helical BWO"; Proc. IEEE Int. Vac. Electron. Conf., Monterey, CA, 2008.
- [24] L3 Electron Devices "L2086 Helix Traveling Wave Tube"; <http://www.L3.com>, 2017.
- [25] Chong, C. K. "500 W Ka-band Helix-TWT: Transition from Development to Production"; Proc. IEEE Int. Vac. Electron. Conf., 2009.
- [26] L3 Electron Devices "MMW-band Traveling Wave Tube"; <http://www.L3.com>, 2017.
- [27] Pierce, J. R. "Traveling-wave Tubes"; D. Van Nostrand, 1950.
- [28] Basu, B. N. "Electromagnetic Theory and Applications in Beam-wave Electronics"; Singapore, World Scientific, 1995.
- [29] Zhang, K.; Li, D. "Electromagnetic Theory for Microwaves and Optoelectronics"; Springer-Verlag, NY, USA, 1998.

$$A_{23} = -\gamma^2 \sin \psi K_0(\gamma a), \quad A_{24} = -\gamma^2 \sin \psi I_0(\gamma a)$$

$$A_{25} = j\omega\mu\gamma \cos \psi K'_0(\gamma a), \quad A_{26} = j\omega\mu\gamma \cos \psi I'_0(\gamma a)$$

$$A_{31} = -\gamma^2 \cos \psi I_0(\gamma a), \quad A_{32} = -j\omega\mu\gamma I'_0(\gamma a) \sin \psi$$

$$A_{33} = \gamma^2 \cos \psi K_0(\gamma a), \quad A_{34} = \gamma^2 \cos \psi I_0(\gamma a)$$

$$A_{35} = j\omega\mu\gamma \sin \psi K'_0(\gamma a), \quad A_{36} = j\omega\mu\gamma \sin \psi I'_0(\gamma a)$$

$$A_{41} = -j\omega\varepsilon\gamma I'_0(\gamma a) \cos \psi, \quad A_{42} = -\gamma^2 \sin \psi I_0(\gamma a)$$

$$A_{43} = j\omega\varepsilon\gamma \cos \psi K'_0(\gamma a), \quad A_{44} = j\omega\varepsilon\gamma \cos \psi I'_0(\gamma a)$$

$$A_{45} = \gamma^2 \sin \psi K_0(\gamma a), \quad A_{46} = \gamma^2 \sin \psi I_0(\gamma a)$$

$$A_{51} = A_{52} = 0$$

$$A_{53} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} -\gamma^2 \{ I_m(\gamma a) K_m(\gamma b) \}$$

$$A_{54} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} -\gamma^2 \{ (-1)^m I_m(\gamma b) I_m(\gamma a) \}$$

$$A_{55} = A_{56} = 0$$

$$A_{61} = A_{62} = A_{63} = A_{64} = 0$$

$$A_{65} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} -\gamma^3 \{ I_m(\gamma a) K'_m(\gamma b) \}$$

$$A_{66} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} -\gamma^3 \{ (-1)^m I'_m(\gamma b) I_m(\gamma a) \}$$

۷. مراجع‌ها

- [1] Coaker, B.; Challis, T. "Travelling Wave Tubes: Modern Devices and Contemporary Applications"; Microwave Journal 2008, 32-45.
- [2] Pchelnikov, Y. N.; Abe, D. K. "A Novel Millimeter-Wave Structure for Longitudinal Interaction with a Sheet Electron Beam"; IEEE Trans. Electron Devices 2018, 65, 2135-2141.
- [3] Wang, J.; Shu, G.; Liu, G.; Yang, L. Y.; Luo, Y. "Ultrawideband Coalesced-mode Operation for a Sheet-beam Traveling-wave Tube"; IEEE Trans. Electron Devices 2016, 63, 504-511.
- [4] Kowalski, E. J.; Shapiro, M. A.; Temkin, R. J. "An Overmoded W-band Coupled-cavity TWT"; IEEE Trans. Electron Devices 2015, 62, 1609-1616.
- [5] Kompfner, R. "The Traveling-wave Tube as Amplifier of Microwaves"; Proc. IRE 1947, 35, 124-127.
- [6] Swaminathan, K.; Zhao, C.; Chua, C.; Aditya, S. "Vane-loaded Planar Helix Slow-wave Structure For Application in Broadband Traveling-wave Tubes"; IEEE Trans. Electron Devices 2015, 62, 1017-1023.
- [7] Lucken, J. A. "Some Aspects of Circuit Power Dissipation in High Power CW Helix Traveling-wave Tubes, part I: General Theory"; IEEE Trans. Electron Devices 1969, 16, 813-820.
- [8] Gilmour, A. S. "Principles of Klystrons, Traveling Wave Tubes, Magnetrons, Crossed-field Amplifiers, and Gyrotrons"; Artech House, MA, USA, 2011.
- [9] https://www2.l3t.com/edd/old/products/products_helix.htm
- [10] Gholamrezaei, M.; Razavi, M.; Hamidi, E.; Kashani, F. H. "Multihelix Structure (MHS) for Traveling Wave Tube Power Enhancement"; Proc. 24th Int. Iranian Conf. Electrical Eng. (ICEE), Shiraz, Iran, 2016.

- Eccentric Circular-elliptic Metallic Waveguides”; IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques 1994, 42, 2128-2138.
- [33] Sebak, A. “Electromagnetic Scattering by Two Parallel dielectric elliptic cylinders”; IEEE Trans. Antennas and Propag. 1994, 42, 1521-1527.
- [34] Balanis, C. A. “Advanced Engineering Electromagnetics”; John Wiley & Sons, Inc. 2012.
- [30] Macphie, R. H.; Wu, K. L. “A Full-wave Modal Analysis of Inhomogeneous Waveguide Discontinuities with Both Planar and Circular Cylindrical Boundaries”; IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques 2001, 49, 1132-1136.
- [31] Yeo, T. “Cutoff Frequencies of an Asymmetrically Loaded Cylindrical Waveguide”; IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques 1998, 46, 1331-1334.
- [32] Roumeliotis, J. A.; Savaidis, S. P. “Cutoff Frequencies of